



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

**ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΟΥ
ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΕ DC ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευαγγελία Μελίστα

Επιβλέπων: Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2015



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

**ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΟΥ
ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΕ DC ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευαγγελία Μελίστα

Επιβλέπων: Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Οκτωβρίου 2015.

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

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

.....
Παύλος Γεωργιλάκης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Οκτώβριος 2015

.....

Ευαγγελία Μελίστα

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

Copyright © Ευαγγελία Μελίστα, 2015

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

Προκειμένου να είναι δυνατή η αύξηση της διείσδυσης της διεσπαρμένης παραγωγής στα δίκτυα διανομής μέσης τάσης και χαμηλής τάσης, οι σύγχρονοι κώδικες των δικτύων επιτάσσουν οι σταθμοί παραγωγής να είναι σε θέση να προσφέρουν επικουρικές υπηρεσίες όπως για παράδειγμα συμβολή στη ρύθμιση της συχνότητας του δικτύου, συμβολή στη ρύθμιση της τάσης του δικτύου κλπ. Προκειμένου να αμβλυνθούν τα προβλήματα και να επιτευχθούν περισσότερα οφέλη για τα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας από τη σύνδεση της διεσπαρμένης παραγωγής, απαιτούνται ευέλικτες δομές και πρωτότυπες τεχνικές ελέγχου, εκμεταλλεόμενες τις δυνατότητες που παρέχονται από τις μεθόδους διασύνδεσης των μικροπηγών. Η πρόκληση αυτή μπορεί να αντιμετωπιστεί σε σημαντικό βαθμό με την ανάπτυξη μιας νέας δομής Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, του μικροδικτύου.

Στο πλαίσιο των απαιτήσεων αυτών κινείται η παρούσα διπλωματική εργασία στην οποία σχεδιάζεται σε περιβάλλον Matlab/Simulink ένα μικροδίκτυο συνεχούς ρεύματος. Το υπό μελέτη μικροδίκτυο λειτουργεί σε κατάσταση ηνσιδοποίησης και περιλαμβάνει δύο πηγές συνεχούς τάσης, δύο dc-dc μετατροπείς ανύψωσης τάσης και ένα ωμικό φορτίο. Στο μικροδίκτυο εφαρμόζονται τα δύο από τα τρία στάδια του ιεραρχικού ελέγχου, δηλαδή ο πρωτογενής και ο δευτερογενής έλεγχος. Στο πρώτο επίπεδο ελέγχου εφαρμόζεται η μέθοδος στατισμού V-I που είναι υπεύθυνη για τον κατάλληλο διαμοιρασμό του φορτίου στις μικροπηγές καθώς και για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων. Η μέθοδος στατισμού μπορεί να εφαρμοστεί με ευκολία στους μετατροπείς, προσφέροντας στο DC μικροδίκτυο ανεξάρτητο έλεγχο και ο διαμοιρασμός του φορτίου επιτυγχάνεται χωρίς την ανάγκη επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων. Παρόλα αυτά παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα τα οποία οφείλονται είτε σε άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης των μετατροπέων με το φορτίο του μικροδικτύου, είτε στη διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των μετατροπέων. Τα μειονεκτήματα αυτά αφορούν σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος και απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου. Για το λόγο αυτό, στην παρούσα εργασία εφαρμόζεται στο μικροδίκτυο το δεύτερο επίπεδο του ιεραρχικού ελέγχου που καλείται να διορθώσει τα μειονεκτήματα που εισάγονται λόγω της συμβατικής μεθόδου στατισμού, εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα ακρίβεια στο διαμοιρασμό του ρεύματος και ρύθμιση της τάσης του μικροδικτύου.

Τέλος, μελετάται η ευστάθεια τάσης του συστήματος και εξάγονται οι συναρτήσεις μεταφοράς για τον έλεγχο των δύο μετατροπέων. Χρησιμοποιώντας τις συναρτήσεις μεταφοράς κατασκευάζεται στο περιβάλλον Matlab ο γεωμετρικός τόπος των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης, προκειμένου να διαπιστωθεί η ευστάθεια του συστήματος ελέγχου σε μικρές μεταβολές των παραμέτρων του μικροδικτύου.

Λέξεις Κλειδιά: γεωμετρικός τόπος ριζών, διεσπαρμένη παραγωγή, ευστάθεια, ιεραρχικός έλεγχος, μικροδίκτυο, μικροδίκτυο συνεχούς ρεύματος, μέθοδος στατισμού

ABSTRACT

In order to make it possible to increase the penetration of the distributed generation, in medium voltage and low voltage distribution networks, the modern codes of networks call for plants to be able to provide ancillary services, such as helping to regulate the frequency of the network, helping to regulate the network voltage, etc. In order to mitigate the problems and achieve more benefits for power system connected to distributed generation, flexible structures and innovative inspection techniques are required, exploiting the possibilities offered by the methods of interconnection of micro-sources. This challenge can be addressed to a significant degree, by developing a new structure of Electric Power System, the microgrid.

The present thesis meets these requirements, by designing a direct current (DC) microgrid in Matlab/Simulink environment. The microgrid in consideration operates in islanding condition and includes two direct voltage sources, two dc-dc boost converters and a resistive load. In the microgrid, two of the three stages of the hierarchical control are applied, i.e. the primary and secondary control. In the first level of control, the V-I droop method is applied, which is responsible for the suitable distribution of the load to the micro-sources, as well as for the regulation of the output voltage of the converters. The droop method can be easily applied to the converters, offering independent control to the DC microgrid. Load sharing is achieved directly without the need of communication between the units. However the droop method has some disadvantages which are due either to unequal resistances in the interconnection lines of the converters with the load of the microgrid or the difference in the nominal voltage of the converters. These disadvantages lead to an error in the current sharing and deviation in the voltage of the microgrid. For this reason, in the present thesis, the second level of the hierarchical control is applied to the microgrid, which comes to correct the disadvantages imported from the conventional droop method. In the proposed method, the enhancement of the current sharing accuracy and the restoration of local dc-bus voltage are realized simultaneously.

Finally, the voltage stability of the system is studied and transfer functions are exported for the control of the two converters. Using the transfer functions, the root locus of the characteristic equation is manufactured in Matlab environment, in order to determine the stability of the control system to small variations of microgrid's parameters.

Key Words: root locus, distributed generation, stability, hierarchical control, microgrid, DC microgrid, droop method

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η διπλωματική αυτή εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2014-2015 υπό την επίβλεψη του Καθηγητή κ. Ν. Χατζηαργυρίου, τον οποίο ευχαριστώ ιδιαίτερος για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε κατά την ανάθεση αυτού του ενδιαφέροντος θέματος. Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Σταύρο Παπαθανασίου και τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Παύλο Γεωργιάκη για τη συμμετοχή τους στην τριμελή επιτροπή της εξέτασης της διπλωματικής εργασίας.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω θερμά την ερευνήτρια του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας Χριστίνα Παπαδημητρίου, για τη βοήθεια, την υποστήριξη και την καθοδήγηση που μου παρείχε κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Κλείνοντας δε θα μπορούσα να παραλείψω τις ευχαριστίες στην οικογένειά μου για την ηθική και ψυχολογική υποστήριξή της κατά τη διάρκεια όλων των σπουδών μου. Ευχαριστώ τη μητέρα μου Μαρία, τον παππού μου Μιχάλη, τη γιαγιά μου Ευαγγελία, για την αγάπη τους, την υπομονή τους και τη συμπαράστασή τους σε κάθε στάδιο της ζωής μου αλλά και τα αδέρφια μου Θάνο και Μιχάλη καθώς ο καθένας με το δικό του τρόπο με επηρέασε και με βοήθησε να εκπληρώσω τους στόχους μου. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω το Δάνη για τη στήριξη που μου προσφέρει τα τελευταία τρία χρόνια.

Ευαγγελία Μελίστα

Αθήνα, Οκτώβριος 2015

*Στη μητέρα μου **Μαρία**
και σε όλους όσους αγαπώ*

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1-ΕΙΣΑΓΩΓΗ	- 17 -
1.1 Δομή Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας	- 17 -
1.2 Διεσπαρμένη Παραγωγή (Distributed Generation).....	- 19 -
1.2.1 Τεχνολογίες Μονάδων Διεσπαρμένης Παραγωγής.....	- 19 -
1.2.2 Πλεονεκτήματα της Διεσπαρμένης Παραγωγής	- 21 -
1.2.3 Επιδράσεις της Διεσπαρμένης Παραγωγής	- 22 -
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	- 24 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2-ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΑ	- 25 -
2.1 Διεσπαρμένη Παραγωγή στο Δίκτυο Χαμηλής Τάσης και το σενάριο του Μικροδικτύου.....	- 25 -
2.2 Είδη μετατροπέων ηλεκτρικής ενέργειας.....	- 26 -
2.3 Βασικά χαρακτηριστικά Μικροδικτύων	- 27 -
2.4 Κατηγορίες Μικροδικτύων	- 30 -
2.4.1 AC Μικροδίκτυα (AC Microgrids)	- 30 -
2.4.2 DC Μικροδίκτυα (DC Microgrids)	- 32 -
2.5 Οικολογικά πλεονεκτήματα Μικροδικτύων.....	- 34 -
2.6 Ιεραρχικός Έλεγχος DC Μικροδικτύων.....	- 35 -
2.6.1 Πρωτογενής Έλεγχος (Primary Control).....	- 37 -
2.6.2 Δευτερογενής Έλεγχος (Secondary Control).....	- 44 -
2.6.3 Τριτογενής Έλεγχος (Tertiary Control).....	- 44 -
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	- 45 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3-ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ ..	- 47 -
3.1 Σχεδιασμός DC Μικροδικτύου στο περιβάλλον Matlab/Simulink.....	- 47 -
3.2 Έλεγχος των DC-DC Μετατροπέων	- 48 -
3.3 Ανάλυση DC-DC Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης	- 50 -
3.3.1 Τοπολογία.....	- 50 -
3.3.2 Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής.....	- 51 -
3.3.3 Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στη Μόνιμη Κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής.....	- 56 -
3.3.4 Επιλογή Πηνίου προκειμένου ο μετατροπέας να λειτουργεί στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής.....	- 59 -

3.3.5 Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου.....	- 60 -
3.4 Υλοποίηση DC Μικροδικτύου.....	- 61 -
3.4.1 Υπολογισμός Τιμών Πηνίων έτσι ώστε οι μετατροπείς να λειτουργούν σε κατάσταση Συνεχούς Αγωγής του Πηνίου.....	- 61 -
3.4.2 Υπολογισμός Τιμών Πυκνωτών Εξόδου.....	- 63 -
3.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink.....	- 64 -
ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....	- 72 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4-ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ.....	- 73 -
4.1 DC Μικροδίκτυο και Κύκλωμα Ελέγχου.....	- 73 -
4.2 Πρωτογενής Έλεγχος (Primary Control).....	- 74 -
4.3 Προσομοίωση του Primary Control στο περιβάλλον Matlab/Simulink.....	- 77 -
4.3.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης για βηματική μεταβολή φορτίου.....	- 80 -
4.3.2 Επεξήγηση της λειτουργίας του Primary Control-Συμπεράσματα.....	- 84 -
4.4 Δευτερογενής Έλεγχος (Secondary Control).....	- 86 -
ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....	- 89 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5-ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ.....	- 91 -
5.1 Ευστάθεια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας.....	- 91 -
5.2 Κατηγοριοποίηση φαινομένων ευστάθειας ΣΗΕ.....	- 93 -
5.2.1 Ευστάθεια Γωνίας.....	- 94 -
5.2.2 Ευστάθεια Τάσης.....	- 97 -
5.2.3 Ευστάθεια Συχνότητας.....	- 98 -
5.3 Διαφορική Εξίσωση Κατάστασης-Συνάρτηση Μεταφοράς.....	- 99 -
5.4 Ευστάθεια γραμμικών συστημάτων ανάδρασης.....	- 100 -
5.5 Μελέτη Ευστάθειας μη γραμμικών συστημάτων-Γραμμικοποίηση.....	- 101 -
5.6 Ανάλυση Ευστάθειας του Προτεινόμενου Ελέγχου.....	- 104 -
ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....	- 117 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6-ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ.....	- 119 -
6.1 Προσομοίωση του Ελέγχου που εφαρμόζεται στο Υπό Μελέτη DC Μικροδίκτυο.....	- 119 -
6.1.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	- 122 -
6.1.2 Ευαισθησία συστήματος ελέγχου στις μεταβολές των παραμέτρων του μικροδικτύου.....	- 138 -
6.2 Ανάλυση Ευαισθησίας Ευστάθειας.....	- 153 -

6.2.1 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των dc-dc boost converters	- 154 -
6.2.2 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου dc-dc boost converter με το φορτίο	- 156 -
6.2.3 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2	- 157 -
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7-ΣΥΝΟΨΗ	- 159 -
7.1 Σύνοψη-Συμπεράσματα	- 159 -
7.2 Επεκτάσεις της εργασίας.....	- 161 -

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Δομή Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας

Σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ) καλείται το σύνολο των εγκαταστάσεων και των μέσων που χρησιμοποιούνται για την παροχή ηλεκτρικής ενέργειας σε εξυπηρετούμενες περιοχές κατανάλωσης. Βασικές προϋποθέσεις καλής λειτουργίας ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας είναι να παρέχει ηλεκτρική ενέργεια οπουδήποτε υπάρχει ζήτηση με το ελάχιστο δυνατό κόστος και τις ελάχιστες οικολογικές επιπτώσεις, εξασφαλίζοντας σταθερή συχνότητα, σταθερή τάση και υψηλή αξιοπιστία τροφοδότησης.

Η τροφοδότηση των καταναλωτών με ηλεκτρική ενέργεια προϋποθέτει τρεις ξεχωριστές λειτουργίες του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας: την παραγωγή, τη μεταφορά και τη διανομή. Η ηλεκτρική ενέργεια, από το σημείο που θα παραχθεί μέχρι το σημείο που θα καταναλωθεί, βρίσκεται σε μια συνεχή ροή και επειδή δεν μπορεί εύκολα να αποθηκευτεί, πρέπει να παράγεται τη στιγμή ακριβώς που καταναλώνεται.

Η παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται στους σταθμούς παραγωγής. Η σύγχρονη βιομηχανία ηλεκτρικής ενέργειας έχει θεμελιωθεί σε μια σειρά εφευρέσεων και τεχνικών εξελίξεων στη μετατροπή της θερμικής ενέργειας των ορυκτών καυσίμων (άνθρακα, πετρελαίου, φυσικού αερίου) και της μηχανικής ενέργειας των υδάτινων ροών και υδατοπτώσεων σε ηλεκτρική ενέργεια. Δεδομένου ότι η ηλεκτρική ενέργεια παράγεται σε συγκεντρωμένες μονάδες παραγωγής (Κεντρική Παραγωγή-Centralized Power Generation), οι οποίες τις περισσότερες φορές βρίσκονται μακριά απ' τα σημεία κατανάλωσης, η μεταφορά της γίνεται με τις γραμμές υψηλής και υπερυψηλής τάσης (ΥΤ και ΥΥΤ) προκειμένου να μειωθούν οι ηλεκτρικές απώλειες και συνεπώς να έχουμε οικονομικότερη λειτουργία. Οι γραμμές ΥΥΤ και ΥΤ μεταφέρουν την ηλεκτρική ενέργεια σε κεντρικά σημεία του δικτύου, τους υποσταθμούς, από όπου ξεκινούν τα δίκτυα διανομής μέσης τάσης (ΜΤ), που διανέμουν την ηλεκτρική ενέργεια στους καταναλωτές διαμέσου των υποσταθμών διανομής και των γραμμών χαμηλής τάσης (ΧΤ).

Αν και το μέγεθος των ΣΗΕ διαφέρει, υπάρχουν μεταξύ τους κοινά χαρακτηριστικά. Τα χρησιμοποιούμενα συστήματα είναι τριφασικά εναλλασσόμενου ρεύματος και συχνότητας 50 ή 60 Hz. Σε ειδικές όμως περιπτώσεις χρησιμοποιούνται και

συστήματα συνεχούς ρεύματος για τη μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις (HVDC). Οι γραμμές μεταφοράς και οι γραμμές διανομής μέσης τάσης έχουν τρεις αγωγούς φάσεων, ενώ οι γραμμές διανομής χαμηλής τάσης έχουν επιπλέον και ουδέτερο αγωγό. Γραμμές διανομής χαμηλής τάσης υπάρχουν και μονοφασικές, δύο αγωγών.[1.1]

Συνεπώς όπως αναλύθηκε παραπάνω, η κλασική δομή των ΣΗΕ περιλαμβάνει μεγάλους σταθμούς παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που τροφοδοτούν την ισχύ τους σε απομακρυσμένα κέντρα κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας μέσω των ηλεκτρικών δικτύων. Τα τελευταία όμως χρόνια αυτό το μοντέλο δομής έχει αρχίσει να αμφισβητείται για διάφορους λόγους, με πιο σημαντικούς:

- Οι εταιρείες ηλεκτρισμού στις περισσότερες ανεπτυγμένες χώρες έχουν μεταβληθεί από κοινωφελείς και καθετοποιημένες επιχειρήσεις σε επιχειρήσεις ανταγωνιστικές με διαχωρισμό της παραγωγής, μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας. Υπό αυτό το πρίσμα των αντικρουόμενων συμφερόντων μπορεί να αναβάλλονται ακόμα και απαραίτητες επενδύσεις για την επέκταση των δικτύων που θα συνέβαλαν στην ασφαλή λειτουργία τους.
- Η ανάγκη για αξιοποίηση τοπικών πηγών παραγωγής και βελτίωση της αποδοτικότητας των δικτύων και της παραγωγής με τη βοήθεια της συμπαραγωγής.
- Η ανάγκη για προστασία των καταναλωτών από έντονες διακυμάνσεις των τιμών της αγοράς.
- Οι ολοένα και αυστηρότερες απαιτήσεις για παροχή ολοένα και βελτιωμένης ποιότητας παρεχόμενης ισχύος, λόγω του ευαίσθητου εξοπλισμού των πηγών παραγωγής και κατανάλωσης που εγκαθίστανται στα δίκτυα και των αυξημένων διαφορετικών πηγών αρμονικών συνιστωσών τάσης και ρεύματος.
- Οι διαφοροποιημένες απαιτήσεις αξιοπιστίας παροχής ηλεκτρισμού μεταξύ των καταναλωτών. Τα συμφέροντα των καταναλωτών με αυξημένες ανάγκες αξιοπιστίας αντικρούονται με το κόστος για την αύξηση της αξιοπιστίας σε καταναλωτές οι οποίοι δεν απαιτούν τέτοια επίπεδα αξιοπιστίας αλλά καλούνται να πληρώσουν το κόστος. Πλέον η ζήτηση δεν αποτελεί απλά το φορτίο του συστήματος αλλά κάθε ένας καταναλωτής είναι πελάτης στην απελευθερωμένη αγορά ηλεκτρικής ενέργειας οπότε αν δεν είναι ικανοποιημένος αλλάζει πάροχο.
- Η ραγδαία ανάπτυξη πληροφοριακών συστημάτων και τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών που καθιστούν ευκολότερο τον αποκεντρωμένο έλεγχο των ΣΗΕ και χαράσσουν νέους δρόμους για τις τεχνικές λειτουργίες των δικτύων διανομής.

Οι παραπάνω λόγοι έχουν συνεισφέρει στην ανάπτυξη της τοπικής παραγωγής κοντά στα κέντρα κατανάλωσης, παράλληλα με την απομακρυσμένη παραγωγή και τη

μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας.[1.2] Με άλλα λόγια εγκαθίστανται μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής (ΜΔΠ) ηλεκτρικής ενέργειας μέχρι μερικών δεκάδων MW στα δίκτυα μέσης τάσης γεγονός που οδηγεί σε βαθμιαία αλλαγή της δομής των ΣΗΕ.[1.3]

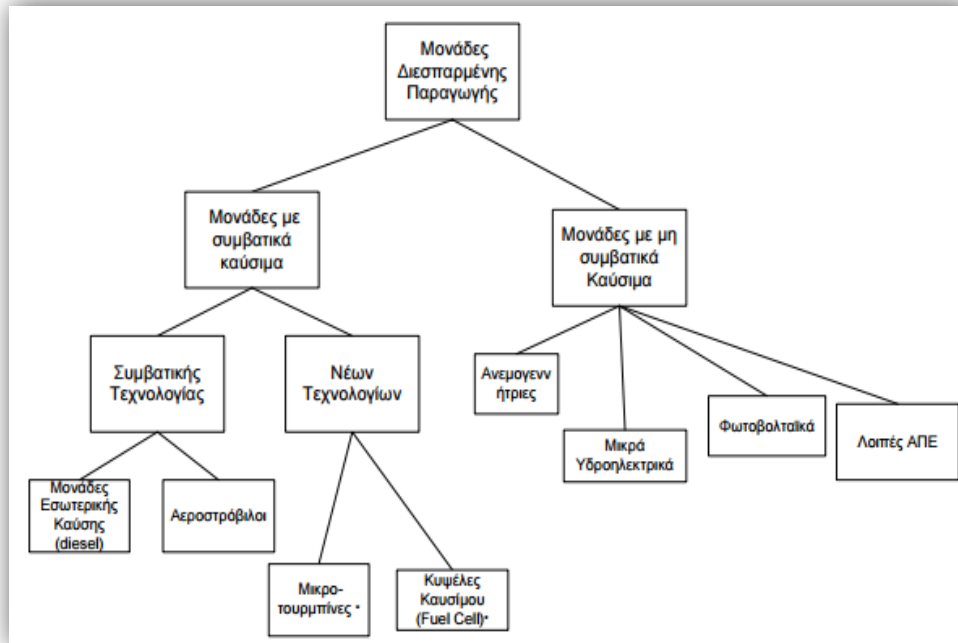
1.2 Διεσπαρμένη Παραγωγή (Distributed Generation)

Η αναδιάρθρωση των ΣΗΕ καθώς και η ανάπτυξη των τεχνολογιών των σχετικά μικρών σε ισχύ μονάδων οδήγησε στην ανάπτυξη της διεσπαρμένης παραγωγής (ΔΠ), της παραγωγής η οποία βρίσκεται πλησιέστερα προς τα κέντρα κατανάλωσης. Η δυνατότητα εγκατάστασης μικρών μονάδων συμπαραγωγής, ακόμα και για οικιακή χρήση, αυξάνει την αποδοτικότητα της παροχής ηλεκτρισμού και θέρμανσης ταυτόχρονα. Στις μέρες μας υπάρχει σημαντική απώλεια πρωτογενούς ενέργειας καθώς απορρίπτεται θερμότητα κατά την παραγωγή, μεταφορά και διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας. Με την εγκατάσταση των τοπικών μονάδων συμπαραγωγής το καταναλισκόμενο καύσιμο χρησιμοποιείται για την κάλυψη των αναγκών των τοπικών καταναλωτών οι οποίοι μπορούν να ανταλλάσσουν ηλεκτρισμό και θερμότητα και οι απώλειες μετατροπής αλλά και μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μειώνονται αισθητά. Η αύξηση της αποδοτικότητας της χρήσης της πρωτογενούς ενέργειας σε συνδυασμό με τη χρήση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) σε τοπικό επίπεδο μπορεί να συμβάλλει στη μείωση των εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα και άλλων αέριων ρύπων. Πριν όμως παρουσιαστούν τα οφέλη από τη διεσπαρμένη παραγωγή, είναι απαραίτητο να αναφερθούν τα χαρακτηριστικά της ΔΠ τα οποία συνοψίζονται στα εξής στοιχεία:

- Όχι κεντρικά σχεδιαζόμενη και αναπτυσσόμενη (από την εταιρεία ηλεκτρισμού ή κάποιον διαχειριστή).
- Δεν υπάρχει κεντρικός προγραμματισμός λειτουργίας των μονάδων από το διαχειριστή του συστήματος.
- Η ισχύς των μονάδων που εγκαθίστανται δεν υπερβαίνει τα 50-100 MW αλλά συνήθως είναι της τάξης λίγων εκατοντάδων kW.
- Είναι συνδεδεμένη στο δίκτυο διανομής ανάλογα με το πώς ορίζεται για κάθε υπό μελέτη σύστημα.[1.2]

1.2.1 Τεχνολογίες Μονάδων Διεσπαρμένης Παραγωγής

Οι κυριότερες τεχνολογίες των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής δίνονται συνοπτικά στο σχήμα 1.1. Είναι φανερό ότι μπορεί να υπάρχει διαφοροποίηση σε δύο μεγάλες ομάδες. Στις μονάδες που χρησιμοποιούν συμβατικά και μη ανανεώσιμα καύσιμα και στις μονάδες οι οποίες χρησιμοποιούν ανανεώσιμα καύσιμα π.χ. βιομάζα ή απλά μετατρέπουν ανανεώσιμη πηγή ενέργειας σε ηλεκτρική ενέργεια.



Σχήμα 1.1: Τεχνολογίες Μονάδων Διεσπαρμένης Παραγωγής
Πηγή: [1.2]

Τα τελευταία χρόνια, παρατηρείται σε παγκόσμιο επίπεδο, μια αυξανόμενη τάση ανάπτυξης των ΑΠΕ.[1.2] Σύμφωνα με τη Διεθνή Επιτροπή Ενέργειας (IEA-International Energy Agency) γενικά ως ΑΠΕ ορίζονται οι πηγές που δεν υπάρχει περίπτωση εξάντλησής τους κατά τη χρήση τους, όπως είναι η θερμότητα και το φως από τον ήλιο, η δύναμη του αέρα, η οργανική ύλη (βιομάζα), η υδατόπτωση, η ενέργεια του ωκεανού και η γεωθερμική ενέργεια.[1.4] Η διείσδυση των ΑΠΕ γίνεται με γρήγορους ρυθμούς, καθώς νέου τύπου ανεμογεννήτριες εγκαθίστανται βελτιώνοντας αισθητά την απόδοση των αιολικών πάρκων και μειώνοντας τα προβλήματα διασύνδεσής τους με το δίκτυο, τα φωτοβολταϊκά συστήματα γνωρίζουν μία εντυπωσιακή άνοδο με αισθητή μείωση του κόστους επένδυσης, τα υδροηλεκτρικά παραμένουν μία σταθερή αξία στην ανανεώσιμη ηλεκτροπαραγωγή, η βιοενέργεια παρέχει λύσεις για θέρμανση, ισχύ και καύσιμα μεταφορών και τέλος η γεωθερμία χρησιμοποιείται σε ποικίλες εφαρμογές θέρμανσης και ηλεκτρισμού.[1.2]

Για τις μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής με συμβατικά καύσιμα το καύσιμο που χρησιμοποιείται είναι το φυσικό αέριο όπου είναι διαθέσιμο, ή πετρέλαιο diesel. Για διαφορετικό καύσιμο, άνθρακα, λιγνίτη ή πυρηνική ενέργεια, τα μεγέθη εγκατάστασης είναι πολύ μεγαλύτερα, επομένως τέτοιου είδους μονάδες δεν εμπίπτουν στη διεσπαρμένη παραγωγή. Στις μονάδες νέων τεχνολογιών, που χαρακτηρίζονται έτσι επειδή χρησιμοποιούνται την τελευταία δεκαετία, το καύσιμο είναι στις περισσότερες περιπτώσεις το φυσικό αέριο. Για τις κυψέλες καυσίμου το υδρογόνο προέρχεται από κατάλληλη επεξεργασία του φυσικού αερίου ή μια πολύ δημοφιλής μέθοδος είναι από ηλεκτρόλυση του νερού. Αν το υδρογόνο παράγεται από διαδικασίες παραγωγής με τη βοήθεια ΑΠΕ τότε μπορούμε αυτές τις πηγές να τις

κατατάξουμε ακόμη και στις ΑΠΕ. Αν στις μικροτουρμπίνες χρησιμοποιείται ως καύσιμο το βιοαέριο, τότε επίσης μπορούμε να τις κατατάξουμε στις μονάδες ΑΠΕ.[1.2]

1.2.2 Πλεονεκτήματα της Διεσπαρμένης Παραγωγής

Το επίπεδο τάσης διασύνδεσης των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής αρχίζει να μειώνεται και η νέα επιδίωξη αφορά την εγκατάσταση ολοένα και περισσότερων ΜΔΠ στο δίκτυο χαμηλής τάσης και μάλιστα όσο το δυνατόν πλησιέστερα στα φορτία.[1.3] Η ανάγκη για χαμηλότερο επίπεδο τάσης ενισχύεται από την ανάγκη για την αύξηση της αξιοπιστίας, ειδικά σε καταναλωτές ΧΤ με ευαίσθητες συσκευές ή διεργασίες.[1.2] Η εγκατάσταση ΜΔΠ παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα τα οποία είναι:

- Η ύπαρξη εγκατεστημένης ισχύος για παροχή εφεδρείας σε περίπτωση διακοπής της τροφοδοσίας ή και για ψαλιδισμό αιχμών του καταναλωτή και τη μείωση της κατανάλωσης ενέργειας, με τα αντίστοιχα οικονομικά οφέλη.[1.2]
- Επειδή οι ΜΔΠ χρησιμοποιούν ανανεώσιμες πηγές ενέργειας όπως η ηλιακή, η αιολική, η βιομάζα κλπ, συντελούν στη μείωση της μόλυνσης του περιβάλλοντος. Επιπρόσθετα, λόγω του ότι οι ΑΠΕ είναι πρακτικά ανεξάντλητες πηγές ενέργειας, συμβάλλουν στη μείωση της εξάρτησης από τους συμβατικούς ενεργειακούς πόρους, οι οποίοι με το πέρασμα του χρόνου εξαντλούνται.[1.5]
- Οι ΜΔΠ μπορούν να βελτιώσουν την ποιότητα και την αξιοπιστία της παρεχόμενης ηλεκτρικής ενέργειας στον καταναλωτή.[1.6] Η ανάγκη για αυξημένη αξιοπιστία και βελτίωση της παρεχόμενης ποιότητας ισχύος σε τοπικό επίπεδο μπορεί να οδηγήσει στην απόφαση εγκατάστασης μίας τοπικής μονάδας. Δεδομένου ότι τα συστήματα ελέγχου και αυτοματισμού για τα δίκτυα διανομής βελτιώνονται συνεχώς, οι μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής θα μπορούν να δημιουργήσουν τοπικές νησίδες προσφέροντας ισχύ στους τοπικούς πελάτες σε περιόδους σφάλματος στο υπερκείμενο δίκτυο, αυξάνοντας έτσι την ασφάλεια τροφοδοσίας.[1.2]
- Η συνεχής αύξηση της κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας δημιουργεί την ανάγκη κατασκευής νέων γραμμών μεταφοράς. Η κατασκευή τους όμως είναι αβέβαιη αφενός λόγω του μεγάλου οικονομικού κόστους και αφετέρου λόγω των κοινωνικών αντιδράσεων, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η ευστάθεια των ΣΗΕ και να καθίσταται επισφαλής η τροφοδότηση των φορτίων.[1.3] Επειδή οι ΜΔΠ εγκαθίστανται όσο το δυνατόν πλησιέστερα στα φορτία, είναι δυνατόν να μειωθεί ή ακόμα και να αποφευχθεί η δημιουργία νέων γραμμών μεταφοράς και διανομής, γεγονός που συνεπάγεται μείωση του κόστους και αναβάθμιση του υπάρχοντος ΣΗΕ.[1.7]

- Ο μικρός χρόνος εγκατάστασης των μονάδων και τα αρχικά κόστη κεφαλαίου που απαιτούνται σε σχέση με την κατασκευή μεγάλων σταθμών παραγωγής.[1.2]
- Η ευκολία εύρεσης θέσεων για την εγκατάσταση των μονάδων αυτών, ακόμη και στην κορυφή ενός κτιρίου π.χ. φωτοβολταϊκά.[1.2]
- Η διεσπαρμένη παραγωγή παρέχει πολλά πλεονεκτήματα στους χρήστες που έχουν θερμικά φορτία μέσω των εφαρμογών συμπαραγωγής ηλεκτρισμού και θερμότητας.[1.4]
- Τέλος το γεγονός των πολλών διακριτών τμημάτων που αποτελείται μία μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής, των αναγκών για τοπικούς ελεγκτές, ηλεκτρονικά ισχύος κλπ., θα δημιουργήσει νέες ανάγκες αναζήτησης λύσεων σε επιμέρους προβλήματα για επί μέρους τμήματα μίας μονάδας διεσπαρμένης παραγωγής από αρκετές διαφορετικές εταιρείες που θα δραστηριοποιηθούν στο χώρο. Επομένως θα υπάρξουν νέες ευκαιρίες για καινοτόμες εφαρμογές και αύξηση της απασχόλησης.[1.2]

1.2.3 Επιδράσεις της Διεσπαρμένης Παραγωγής

Παρά τα προαναφερθέντα πλεονεκτήματα της διεσπαρμένης παραγωγής, υπάρχουν διάφορα πιθανά προβλήματα από την περαιτέρω διάχυση της εγκατάστασης ΔΠ στα δίκτυα διανομής τα οποία συνοψίζονται γενικά στα εξής:

- Το απαιτούμενο αρχικό κεφάλαιο για την εγκατάσταση της διεσπαρμένης παραγωγής είναι σχετικά μικρό λόγω του μεγέθους του, αλλά είναι σημαντικό το υψηλό αρχικό οικονομικό κόστος ανά μονάδα εγκατεστημένης ισχύος.
- Όχι σπάνια, περιορισμός των επιλογών των καυσίμων σε περισσότερο εξευγενισμένα καύσιμα από το πετρέλαιο, προκειμένου να περιορίζεται η όχληση σε τοπικό επίπεδο. Τέτοιου είδους καύσιμα ενδέχεται να απαιτούν επέκταση δικτύων μεταφοράς ή απλά να μην είναι διαθέσιμα στην περιοχή εγκατάστασης.
- Θέματα ρυθμιστικά για την αγορά ενέργειας όταν περιλαμβάνεται διεσπαρμένη παραγωγή, όπως:
 - α) η αποζημίωση όχι μόνο της παρεχόμενης ενέργειας από τις τοπικές μονάδες αλλά και η αποζημίωση για τις βοηθητικές υπηρεσίες που προσφέρουν οι μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής.
 - β) ο σχεδιασμός, εγκατάσταση και ιδιοκτησία μιας διεσπαρμένης ενεργειακής πηγής.
- Τεχνικά ζητήματα και προκλήσεις από τη σύνδεση των πηγών αυτών στο δίκτυο και την αλλαγή της ροής ισχύος σε αυτό, όπως:
 - α) η μεταβολή των μεθόδων προστασίας του δικτύου που στα περισσότερα σημερινά δίκτυα διανομής προβλέπεται μονόδρομη ροή ισχύος.
 - β) αναγκαιότητα για τη μείωση των εκπεμπόμενων αρμονικών τάσης και ρεύματος, εξαιτίας του σημαντικού αριθμού εγκαταστάσεων μετατροπών ηλεκτρονικών ισχύος.

γ) η μεταβολή των χαρακτηριστικών των βραχυκυκλωμάτων του δικτύου και η δημιουργία υπερτάσεων και υποτάσεων κατά την είσοδο και έξοδο των μονάδων.

Ήδη η εγκατάσταση μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής στα δίκτυα διανομής ηλεκτρικής ενέργειας μέσης τάσης και χαμηλής τάσης αυξάνεται με γρήγορους ρυθμούς σε διάφορες χώρες της Ευρώπης. Ενώ λοιπόν αυξάνεται η διείσδυση διεσπαρμένης παραγωγής στα σύγχρονα δίκτυα διανομής συμβάλλοντας σημαντικά στην αποφυγή νέων εγκαταστάσεων μεταφοράς και διανομής, η αντιμετώπιση του ελέγχου στα παθητικά δίκτυα, που είχαν ως στόχο τη μεταφορά της ισχύος από την κεντρική παραγωγή στους καταναλωτές, δεν μπορεί να είναι σύμφωνα με τη λογική του «συνδέομαι και ξεχνάω» (“fit and forget”). Επιπλέον δεν μπορεί πλέον η διεσπαρμένη παραγωγή να θεωρηθεί ως «αρνητικό» φορτίο και απλώς εξοικονομητής καυσίμου. Επιπρόσθετα, τα προβλήματα από την αυξημένη εγκατάσταση ΜΔΠ επιτείνονται και από την ιδιαιτερότητα του ελέγχου πηγών χωρίς αδράνεια με τη σύνδεση ηλεκτρονικών ισχύος. Από την άλλη οι καταναλωτές ζητούν μεγαλύτερη αξιοπιστία και καλύτερη ποιότητα ισχύος η οποία είναι συχνά δύσκολο να επιτευχθεί με την παρούσα διάταξη των δικτύων μεταφοράς και διανομής, αλλά και την ανεξέλεγκτη εγκατάσταση μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής.[1.2]

Επομένως η αυξανόμενη εγκατάσταση ΜΔΠ στα δίκτυα μέσης και χαμηλή τάσης αποτελεί ήδη μία ερευνητική πρόκληση ώστε όλο το δίκτυο από τη χαμηλή τάση μέχρι και την υψηλή τάση (επίπεδο μεταφοράς) να μπορεί να λειτουργεί αποδοτικά με ασφάλεια και με διαφορετικά επίπεδα αξιοπιστίας. Για να αμβλυνθούν τα προβλήματα και να επιτευχθούν περισσότερα οφέλη για τα ΣΗΕ από τη σύνδεση της ΔΠ απαιτούνται ευέλικτες δομές και πρωτότυπες τεχνικές ελέγχου, εκμεταλλευόμενες τις δυνατότητες που παρέχονται από τις μεθόδους διασύνδεσης των μικροπηγών. Η πρόκληση αυτή μπορεί να αντιμετωπιστεί σε σημαντικό βαθμό με την ανάπτυξη μιας νέας δομής Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, του μικροδικτύου.[1.8],[1.2]

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1.1] Κ. Βουρνάς, Γ. Κονταξής, “Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας” Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 2010.
- [1.2] Α. Τσικαλάκης, Διδακτορική Διατριβή, “Συμβολή στον προγραμματισμό λειτουργίας Δικτύων Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας με μεγάλη διείσδυση διεσπαρμένης και ανανεώσιμης παραγωγής και συσκευών αποθήκευσης”, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Ιούλιος 2008.
- [1.3] Χ. Παπαδημητρίου, Διδακτορική Διατριβή, “Έλεγχος κατανεμημένης παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας για ένταξη της στα μικροδίκτυα”, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, Ιούνιος 2012.
- [1.4] Γ. Κουτρομπέζης, Διδακτορική Διατριβή, “Διείσδυση Κατανεμημένης Ηλεκτροπαραγωγής σε Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας”, Δημοκρίτειο Πανεπιστήμιο Θράκης, Πολυτεχνική Σχολή, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Ιανουάριος 2012.
- [1.5] Z. H. Jian, Z.Y. He, J. Jia, Y.Xie, “A Review of Control Strategies for DC Micro-grid”.
- [1.6] Ν. Βοβός, “Μικροδίκτυα για τη Διαχείριση Κατανεμημένης Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας”, Ημερίδα Δίκτυα, Διασυνδέσεις και Προμήθεια Ηλεκτρικής Ενέργειας.
- [1.7] W. El-Khattam, M.M.A. Salama, “Distributed generation technologies, definitions and benefits”, Electric Power Systems Research 71 (2004) 119–128.
- [1.8] A. A. Salam, A. Mohamed and M. A. Hannan, “Technical Challenges on Microgrids”.

ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΑ

2.1 Διεσπαρμένη Παραγωγή στο Δίκτυο Χαμηλής Τάσης και το σενάριο του Μικροδικτύου

Μέχρι σήμερα οι ΜΔΠ που συνδέονται στο δίκτυο διανομής, εκτός λίγων εξαιρέσεων, περιορίζονται μόνο στην παροχή ενέργειας στο σύστημα και δε συνεισφέρουν σε άλλες λειτουργικές ανάγκες όπως είναι η παροχή εφεδρείας, η υποστήριξη της τάσης και η βελτίωση της αξιοπιστίας στην τροφοδοσία του φορτίου. Για να εξασφαλιστεί ο σημερινός τρόπος λειτουργίας των ΣΗΕ και να αποφευχθεί η νησιδοποίηση τμημάτων του δικτύου, οι ΔΠ αποσυνδέονται από το δίκτυο όταν υπάρχουν μεγάλες διαταραχές και επανασυνδέονται όταν αποκατασταθεί η κανονική λειτουργία. Όμως η αντιμετώπιση αυτή δεν είναι δυνατόν να συνεχιστεί όταν η διείσδυσή τους αυξηθεί σημαντικά διότι θα δημιουργεί πρόβλημα στην ευστάθεια των ΣΗΕ. Είναι επομένως απαραίτητο οι ΜΔΠ να παραμένουν στο δίκτυο και να προσφέρουν υπηρεσίες στήριξης της τάσης και της συχνότητας.

Προκειμένου οι ΜΔΠ να προσφέρουν βοηθητικές υπηρεσίες (ancillary services) στο δίκτυο και ταυτόχρονα, όπως προαναφέρθηκε, να επιλυθούν τα προβλήματα που δημιουργεί η εγκατάσταση μεγάλου αριθμού ΜΔΠ στο δίκτυο, είναι απαραίτητο να οργανωθούν σε μικροδίκτυα.[2.1] Τα μικροδίκτυα είναι δίκτυα διανομής κυρίως χαμηλής τάσης και δευτερευόντως μέσης τάσης τα οποία περιλαμβάνουν ελεγχόμενες καταναμημένες μικρές πηγές ενέργειας (μικροτουρμπίνες, φωτοβολταϊκά, μικρές ανεμογεννήτριες, κυψέλες καυσίμου κλπ) ισχύος από λίγα kW μέχρι 1-2 MW, συσκευές αποθήκευσης ενέργειας (συσσωρευτές, σφόνδυλοι, πυκνωτές ενέργειας κλπ) και ελεγχόμενα φορτία.[2.2] Οι καταναμημένες πηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος. Μέσω του ελέγχου των ηλεκτρονικών μετατροπών, μπορεί να επιτευχθεί η παροχή βοηθητικών υπηρεσιών στο δίκτυο.[2.1]

Προκειμένου να κατανοηθούν κάποια βασικά χαρακτηριστικά του μικροδικτύου που θα αναλυθούν στη συνέχεια, είναι απαραίτητο να αναφερθούν τα είδη των ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος, οι οποίοι θα διαδραματίσουν σημαντικό ρόλο στη δομή και τη λειτουργία των νέων αυτών συστημάτων.

2.2 Είδη μετατροπέων ηλεκτρικής ενέργειας

Η ανάγκη για έλεγχο, επεξεργασία και μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας ήταν ο λόγος για την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος. Οι μετατροπείς ισχύος είναι το μέσο με το οποίο επιτυγχάνεται ο σκοπός αυτός, χρησιμοποιώντας ημιαγωγούς ισχύος. Αυτοί οι ημιαγωγοί μπορεί να είναι τρανζίστορ ισχύος, MOSFETs ισχύος, θυρίστορ, GTOs, IGBTs, MCTs, Triacs και δίοδοι. Ανάλογα με το είδος μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος και τη ροή ενέργειας, διακρίνονται οι ακόλουθες κατηγορίες μετατροπέων.

Μετατροπείς ac-dc ή Ανορθωτές (Rectifiers): Ανορθωτές ονομάζονται εκείνες οι διατάξεις ισχύος οι οποίες μετατρέπουν το εναλλασσόμενο ρεύμα (ac) σε συνεχές (dc). Διακρίνονται σε μονοφασικούς ή πολυφασικούς, ανάλογα με το είδος της εναλλασσόμενης εισόδου. Επίσης μπορούν να διακριθούν σε ελεγχόμενους και μη ελεγχόμενους, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μεταβαλλόμενη ή όχι. Όταν χρησιμοποιούνται δίοδοι σε τέτοιου είδους μετατροπείς, επειδή ακριβώς οι δίοδοι είναι μη ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία, ο μετατροπέας είναι μη ελεγχόμενος και συνεπώς η τάση εξόδου είναι σταθερή. Αντίθετα, στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία (π.χ. θυρίστορ), τότε η τάση εξόδου μπορεί να ελέγχεται, μεταβάλλοντας το χρόνο αγωγής των στοιχείων.

Μετατροπείς dc-ac ή Αντιστροφείς (Inverters): Η λειτουργία τους είναι αντίθετη εκείνης των ανορθωτών. Μετατρέπουν δηλαδή την ενέργεια συνεχούς μορφής σε εναλλασσόμενη. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι είτε μονοφασική είτε πολυφασική, συνήθως τριφασική. Οι μετατροπείς αυτοί είναι ελεγχόμενοι τόσο για το πλάτος εξόδου όσο και για τη συχνότητα, έλεγχος που επιτυγχάνεται μέσω ρύθμισης του χρόνου αγωγής των στοιχείων.

Μετατροπείς συνεχούς τάσης dc-dc ή dc-dc Converters (Choppers): Μετατρέπουν τη συνεχή τάση μιας ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και κατά περιπτώσεις άλλης πολικότητας. Διακρίνονται σε μετατροπείς ανύψωσης (step-up ή boost dc-dc converter) και μετατροπείς υποβιβασμού (step-down ή buck dc-dc converter) της τάσης, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη από την τάση της εισόδου.

Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης ac-ac ή Κυκλομετατροπείς (Cycloconverters): Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους και συχνότητας σε εναλλασσόμενη τάση με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Τα μεγέθη αυτά ελέγχονται ρυθμίζοντας το χρόνο αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Διακρίνονται σε μετατροπείς ανύψωσης συχνότητας ή υποβιβασμού συχνότητας αναλόγως με το αν η συχνότητα εξόδου είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη της συχνότητας εισόδου. Υπάρχει και μια ειδική κατηγορία αυτών των μετατροπέων, οι ρυθμιστές εναλλασσόμενης

τάσης, στους οποίους η συχνότητα εξόδου είναι σταθερή και ίση με τη συχνότητα εισόδου.

Η παραπάνω διάκριση των μετατροπέων ισχύος δεν είναι απόλυτα ακριβής, καθώς προϋποθέτει ότι η ροή ισχύος είναι μονόδρομη, από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα. Στην πραγματικότητα, λόγω των απαιτήσεων των εφαρμογών στις οποίες χρησιμοποιούνται οι μετατροπείς, η ροή ισχύος πρέπει να είναι αμφίδρομη. Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς μπορεί να ρέει και από την έξοδο του μετατροπέα προς την είσοδό του. Έτσι για παράδειγμα, είναι δυνατόν με κατάλληλο έλεγχο των στοιχείων, ένας ανορθωτής ac-dc να λειτουργεί και ως αντιστροφέας dc-ac. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς μεταφέρεται από την έξοδο του μετατροπέα προς το εναλλασσόμενο δίκτυο.

Επίσης, ένας μετατροπέας μπορεί να περιλαμβάνει περισσότερους από έναν στοιχειώδη μετατροπέα ισχύος. Είναι πολύ συνηθισμένο στις σημερινές εφαρμογές η είσοδος ενός αντιστροφέα, η απαιτούμενη συνεχής τάση δηλαδή, να προέρχεται από την έξοδο ενός ανορθωτή κι αυτό γιατί το διαθέσιμο δίκτυο είναι εναλλασσόμενο. Όμως στην περίπτωση που δύο μετατροπείς ενώνονται στη σειρά, απαιτείται η αποσύζευξή τους. Η αποσύζευξη επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός στοιχείου που αποθηκεύει ενέργεια, δηλαδή ενός πυκνωτή ή ενός πηνίου, ανάμεσα στους δύο μετατροπείς. Έτσι εξασφαλίζεται ότι η λειτουργία του ενός μετατροπέα δε θα επηρεάσει τη λειτουργία του άλλου.[2.3]

2.3 Βασικά χαρακτηριστικά Μικροδικτύων

Κύριο γνώρισμα των μικροδικτύων είναι ο συντονισμένος έλεγχός τους ώστε τελικά να εμφανίζονται στο υπερκείμενο δίκτυο ως μια ενιαία οντότητα με το δικό της αποκεντρωμένο σύστημα ελέγχου το οποίο δεν επιβαρύνει τα συστήματα ελέγχου του υπερκείμενου ευρισκόμενου δικτύου, με τον έλεγχο κάθε μίας μονάδας ξεχωριστά.[2.2]

Το μικροδίκτυο συνδέεται με το κεντρικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και μπορεί να λειτουργεί είτε αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης, είτε διασυνδεδεμένα. Στη διασυνδεδεμένη λειτουργία είναι δυνατή η ανταλλαγή ενέργειας με το κεντρικό δίκτυο. Το μικροδίκτυο είναι ουσιαστικά μια μικρογραφία ενός μεγάλου διασυνδεδεμένου δικτύου και αντιμετωπίζεται σαν μια μονάδα που αποδίδει ισχύ όταν απαιτείται, αλλά μπορεί και να μεταβαίνει σε αυτόνομη λειτουργία αν χρειαστεί. Αξίζει να σημειωθεί πως εκτός από την αυξημένη αξιοπιστία και την αυξημένη ποιότητα ισχύος, η αυτόνομη λειτουργία συνεπάγεται και αύξηση της διάρκειας παραγωγής των μονάδων οι οποίες σε διαφορετική περίπτωση θα έπρεπε να αποσυνδεθούν. Με τη δυνατότητα λοιπόν που έχει το μικροδίκτυο να λειτουργεί αυτόνομα, είναι δυνατή και αξιόπιστη η τροφοδότηση των φορτίων του μικροδικτύου από τις δικές του μονάδες, σε περίπτωση κατάρρευσης του κεντρικού δικτύου.

Οι πηγές που αναμένεται να συνδεθούν στο δίκτυο χαμηλής τάσης είναι μικρές ανεμογεννήτριες και φωτοβολταϊκά ή άλλες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας ανάλογα με τις κατά τόπους διαθέσιμες πρωτογενείς πηγές ενέργειας (γεωθερμία, βιομάζα κλπ), μικροτουρμπίνες και κυψέλες καυσίμου. Οι μικροτουρμπίνες που είναι μικροί αεριοστρόβιλοι καθώς και οι κυψέλες καυσίμου παρέχουν δυνατότητες συμπαραγωγής θερμότητας και ηλεκτρισμού με αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη απόδοση. Επίσης με την ανάπτυξη ενός παράλληλου δικτύου μεταφοράς θερμότητας μπορεί να δημιουργηθούν προϋποθέσεις για την ανταλλαγή ηλεκτρικής ενέργειας και θερμότητας μεταξύ των καταναλωτών.

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

Όπως προαναφέρθηκε, οι μικροπηγές συνδέονται στο δίκτυο ΧΤ μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Αυτό είναι απαραίτητο για να υπάρχει μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχο τους, αφού η παρεμβολή του μετατροπέα αποσυνπλέκει τον έλεγχο της πρωτογενούς πηγής ισχύος από αυτόν του δικτύου. Τις περισσότερες φορές η σύνδεση μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων είναι επιβεβλημένη, καθώς είναι αδύνατη η απευθείας σύνδεση των πηγών με το δίκτυο. Για παράδειγμα οι μπαταρίες, τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου, παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. (DC), ενώ οι μικροτουρμπίνες και οι σφόνδυλοι σε Ε.Ρ. (AC). Ουσιαστικά ο έλεγχος των αντιστροφών καθορίζει την παροχή ενεργού και αέργου ισχύος από τις μικροπηγές στο σύστημα. Αναλαμβάνει να προσαρμόσει τα χαρακτηριστικά παραγωγής ισχύος της κάθε μικροπηγής στις ανάγκες του συστήματος και ταυτόχρονα τη ρύθμιση της τάσης στο μικροδίκτυο. Αποκτά λοιπόν πρωτεύουσα σημασία για τη σύνδεση των μικροπηγών στο δίκτυο και το σχηματισμό του μικροδικτύου.

Η χρήση των αντιστροφών για τη σύνδεση των μονάδων στο δίκτυο, διαφοροποιεί την αυτόνομη λειτουργία του μικροδικτύου σε σχέση με ένα διασυνδεδεμένο σύστημα ή με ένα απομονωμένο σύστημα ισχύος στο οποίο συμμετέχουν μονάδες όπως γεννήτριες ντίζελ, υδροστρόβιλοι και ανεμογεννήτριες. Τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας βασίζουν την ευσταθή λειτουργία τους στις στρεφόμενες μάζες

των μηχανών που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Στην περίπτωση του μικροδικτύου όλες σχεδόν οι πηγές συνδέονται μέσω αντιστροφών και έτσι το σύστημα δε διαθέτει την απαραίτητη αδράνεια που εξασφαλίζουν οι στρεφόμενες μηχανές μέσω της αποθηκευμένης κινητικής ενέργειας. Ακόμα και αν οι μικροπηγές βασίζουν τη λειτουργία τους στην ηλεκτρομηχανική μετατροπή, η στρεφόμενη μηχανή είναι απομονωμένη από το δίκτυο με την παρεμβολή του αντιστροφέα. Επομένως εναπόκειται στον έλεγχο των αντιστροφών που συνδέουν στο δίκτυο διατάξεις συσσώρευσης ενέργειας και πηγές με ελεγχόμενη παραγωγή ισχύος, να υποκαταστήσει την ευσταθή απόκριση που έχει ένα διασυνδεδεμένο σύστημα με στρεφόμενες μηχανές. Εκτός όμως από τον έλεγχο των αντιστροφών των μικροπηγών, ελεγκτές μπορεί να τοποθετηθούν και σε μέρος των φορτίων του μικροδικτύου. Οι ελεγκτές αυτοί μπορεί να πραγματοποιούν απόρριψη και εισαγωγή φορτίων ανάλογα με την κρισιμότητά τους, ώστε να διατηρείται η επιθυμητή ισορροπία παραγωγής-κατανάλωσης στο σύστημα.

Προκειμένου να επιτευχθούν τα προσδοκώμενα αποτελέσματα εξοικονόμησης ενέργειας προβλέπονται δύο ακόμα επίπεδα ελέγχου του μικροδικτύου πέρα από τον τοπικό έλεγχο των μικροπηγών και των φορτίων. Τα τρία επίπεδα ελέγχου του μικροδικτύου αποτελούν τον ιεραρχικό έλεγχο. Σε αμέσως επόμενο επίπεδο ενεργεί ο κεντρικός ελεγκτής του μικροδικτύου. Ο κεντρικός αυτός ελεγκτής θα έχει τη γενική εποπτεία του μικροδικτύου και θα μπορεί να εντολοδοτεί τους τοπικούς ελεγκτές των μικροπηγών σχετικά με την παραγωγή τους αλλά και να λαμβάνει από αυτούς πληροφορίες σχετικά με την τρέχουσα κατάσταση παραγωγής τους, με στόχο τη βελτιστοποίηση και το σχεδιασμό παραγωγής. Κατά την απομονωμένη λειτουργία ο έλεγχος του κεντρικού ελεγκτή του μικροδικτύου αποκτά το χαρακτήρα της βελτιστοποίησης και του σχεδιασμού της παραγωγής που επιτελείται σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα. Τέλος, κατά τη διασυνδεδεμένη λειτουργία με το υπερκείμενο δίκτυο MT, ο έλεγχος από τον κεντρικό ελεγκτή θα γίνεται σε συντονισμό με το Σύστημα Διαχείρισης του Δικτύου Διανομής (DMS-Distribution Management System) και η οποιαδήποτε βελτιστοποίηση της παραγωγής στο μικροδίκτυο θα εξαρτάται από τις εκάστοτε συνθήκες στο δίκτυο διανομής.

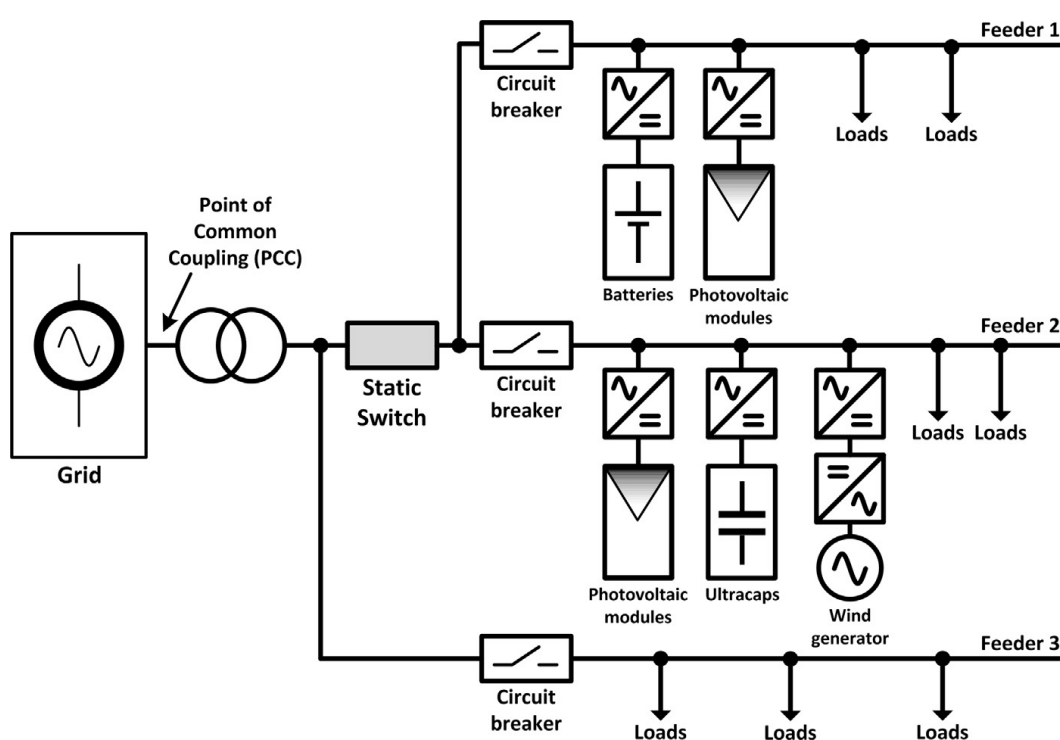
Είναι φανερό ότι το εύρος των τεχνικών προβλημάτων που θα πρέπει να επιλυθούν ώστε να καταστεί δυνατή η απρόσκοπτη λειτουργία των μικροδικτύων είναι μεγάλο. Ειδικά η απομονωμένη λειτουργία παρουσιάζει πολλές δυσκολίες. Η μετάβαση από τη συνδεδεμένη λειτουργία στην απομονωμένη καθώς και ο συγχρονισμός και η επανασύνδεση του μικροδικτύου στο υπερκείμενο δίκτυο, τα οποία ελέγχονται από το δεύτερο επίπεδο ελέγχου του μικροδικτύου, αποτελούν προαπαιτούμενα για την εξασφάλιση της συνεχούς λειτουργίας του.[2.1]

2.4 Κατηγορίες Μικροδικτύων

Ένα μικροδίκτυο μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε είτε να υποστηρίζει εναλλασσόμενο ρεύμα Ε.Ρ. (AC μικροδίκτυο) είτε συνεχές ρεύμα Σ.Ρ. (DC μικροδίκτυο). Παρακάτω περιγράφονται και αναλύονται τα βασικά χαρακτηριστικά των AC και DC μικροδικτύων.

2.4.1 AC Μικροδίκτυα (AC Microgrids)

Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η διαμόρφωση ενός AC μικροδικτύου.



Σχήμα 2.1: Αρχιτεκτονική AC μικροδικτύου

Πηγή: [2.4]

Το μικροδίκτυο του παραπάνω σχήματος αποτελείται από τρεις ακτινικές γραμμές (Feeders). Υπάρχουν δύο γραμμές ευαίσθητων φορτίων (Feeders 1-2) και μία μη ευαίσθητου φορτίου (Feeder 3). Οι ευαίσθητες γραμμές περιέχουν κρίσιμα φορτία που πρέπει να τροφοδοτούνται συνεχώς και έτσι κάθε γραμμή θα πρέπει να έχει τουλάχιστον μία πηγή καθώς και συσκευές αποθήκευσης ενέργειας, έτσι ώστε να μπορεί να ικανοποιήσει τα φορτία στη γραμμή αυτή. Από την άλλη η μη ευαίσθητη γραμμή είναι αυτή που μπορεί να τερματιστεί σε περιπτώσεις διαταραχών ή προβλημάτων στην ποιότητα ενέργειας του δικτύου και να παραμείνει έτσι μέχρι να ξεπεραστεί το πρόβλημα.

Οι μικροπηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Όπως προαναφέρθηκε το AC μικροδίκτυο έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να υποστηρίζει εναλλασσόμενο ρεύμα. Επειδή όμως πολλές κατανεμημένες μικρές πηγές ενέργειας παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ., είναι απαραίτητο να συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων dc-ac προκειμένου να μετατρέπουν την ενέργεια συνεχούς μορφής σε εναλλασσόμενη. Επιπλέον κάποιες μικροπηγές, όπως οι μικρές ανεμογεννήτριες, παρόλο που παράγουν ισχύ σε Ε.Ρ. είναι απαραίτητο να συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων, διότι η τάση εξόδου και η συχνότητα είναι διαφορετική από αυτή του μικροδικτύου.

Οι διακόπτες είναι απαραίτητοι έτσι ώστε το μικροδίκτυο να μπορεί να ρυθμίσει την παραγωγή και την κατανάλωση σε κάθε κατάσταση λειτουργίας. Ο στατικός διακόπτης είναι υπεύθυνος για τη σύνδεση του μικροδικτύου με το υπερκείμενο δίκτυο. Έτσι στην περίπτωση που συμβεί κάποιο σφάλμα στο υπερκείμενο δίκτυο, οι γραμμές 1-2 μπορούν να νησιδοποιηθούν (απομόνωση από το κεντρικό δίκτυο) με τη χρήση του στατικού διακόπτη, έτσι ώστε να απομονωθούν τα ευαίσθητα φορτία από το ισχυρό δίκτυο και να ελαχιστοποιηθεί η διαταραχή σε αυτά. Κατά τη νησιδοποιημένη λειτουργία, το μικροδίκτυο θα λειτουργεί αυτόνομα. Παρόλα αυτά πρέπει να έχει αρκετή τοπική παραγωγή ώστε να ικανοποιήσει τις ανάγκες των ευαίσθητων φορτίων. Επιπλέον μπορεί να συμβεί μια διαταραχή που θα αναγκάσει κάποια γραμμή να λειτουργήσει μόνη της. Σε αυτή την τελευταία περίπτωση θεωρείται στη σχεδίαση του μικροδικτύου ότι κάθε γραμμή που τροφοδοτεί ευαίσθητα φορτία πρέπει να έχει αρκετή τοπική παραγωγή ώστε να ικανοποιήσει τα δικά της φορτία, ενώ η γραμμή με τα μη ευαίσθητα φορτία θα βασίζεται μόνο στο ισχυρό δίκτυο.

Μετά τη διαταραχή, το μικροδίκτυο θα επανασυνδεθεί στο υπερκείμενο δίκτυο και θα λειτουργεί διασυνδεδεμένα. Σε αυτή την περίπτωση, η περίσσεια τοπική παραγωγή θα τροφοδοτεί τα μη ευαίσθητα φορτία ή θα φορτίζει τις συσκευές αποθήκευσης ενέργειας για ύστερη χρήση. Επίσης αυτή η ενέργεια μπορεί να πουληθεί στην επιχείρηση ηλεκτρισμού. Έτσι το μικροδίκτυο θα διαδραματίζει ενεργό ρόλο στην αγορά ή θα παρέχει βοηθητικές υπηρεσίες.

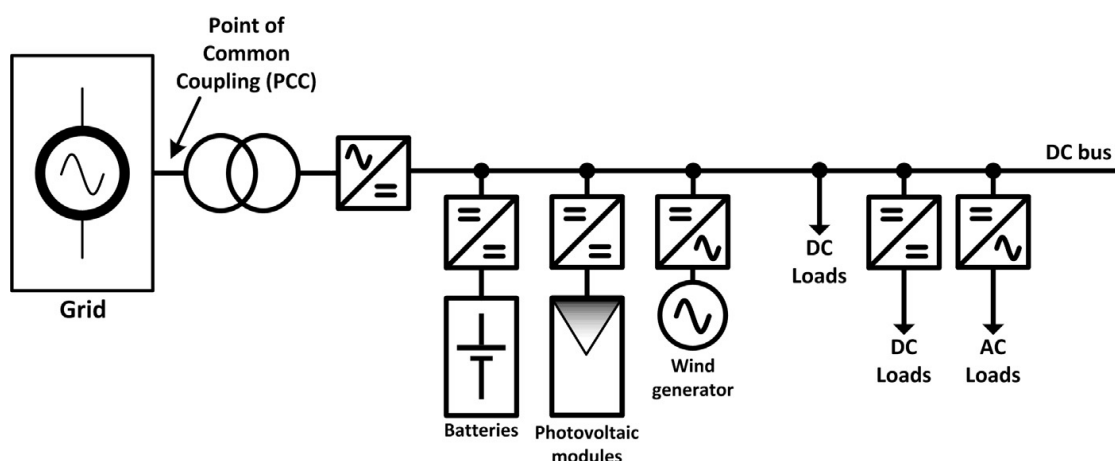
Η αποσύνδεση ή η επανασύνδεση του μικροδικτύου με το κεντρικό δίκτυο πρέπει να καθοριστεί από το Ζυγό Κοινής Σύνδεσης (Point of Common Coupling-PCC), ένας ζυγός σύνδεσης με το υπερκείμενο δίκτυο, τοποθετημένος στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Σε αυτό το σημείο το μικροδίκτυο πρέπει να πληροί τις απαιτήσεις σύνδεσης. Επιπλέον η επιτυχής αποσύνδεση ή επανασύνδεση εξαρτάται από το σύστημα ελέγχου του μικροδικτύου. Οι ελεγκτές πρέπει να διασφαλίσουν την εκτέλεση των διεργασιών και ότι τα σημεία λειτουργίας ικανοποιούνται μετά από κατάλληλες ενέργειες.

Το βασικό μειονέκτημα της αρχιτεκτονικής του AC μικροδικτύου είναι ότι απαιτείται μεγάλος αριθμός σύνθετων ηλεκτρονικών μετατροπέων διότι σήμερα κυριαρχούν τα

οικιακά DC φορτία και επιπλέον πολλές μικροπηγές παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. Το γεγονός αυτό μειώνει την αποδοτικότητα και την αξιοπιστία του μικροδικτύου. Όσο πιο σύνθετος είναι ένας ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος, τόσο μικρότερη αξιοπιστία παρουσιάζει. Στο σημείο αυτό είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι έχει μελετηθεί ο μέσος χρόνος μεταξύ βλαβών (Mean Time Between Failures-MTBF) για διαφορετικές τοπολογίες ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Σε γενικές γραμμές οι έρευνες καταλήγουν στο συμπέρασμα ότι ο μέσος χρόνος μεταξύ βλαβών μειώνεται, όσο αυξάνεται η πολυπλοκότητα του μικροδικτύου.[2.4]

2.4.2 DC Μικροδίκτυα (DC Microgrids)

Το DC μικροδίκτυο είναι ένα σύστημα ισχύος το οποίο έχει αναθερμανθεί το τελευταίο διάστημα μέσα στα πλαίσια της διανομής με συνεχές ρεύμα. Το DC μικροδίκτυο μπορεί να παρέχει υψηλής ποιότητας ισχύ υποστηρίζοντας συνεχές ρεύμα. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η διαμόρφωση ενός DC μικροδικτύου.



Σχήμα 2.2: Αρχιτεκτονική DC μικροδικτύου
Πηγή: [2.4]

Το DC μικροδίκτυο έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να υποστηρίζει Σ.Ρ. και περιλαμβάνει ένα ζυγό συνεχούς τάσης (DC Bus) με ρυθμιζόμενη τάση.[2.4] Για το λόγο αυτό είναι κατάλληλο για κατανεμημένες μικρές πηγές ενέργειας που παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. όπως είναι τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου, καθώς και για συσκευές αποθήκευσης ενέργειας όπως δευτερεύουσες μπαταρίες (secondary batteries) και για υπερπυκνωτές διπλού στρώματος EDLCs (Electric Double Layer Capacitors). Οι μικροπηγές αυτές καθώς και οι συσκευές αποθήκευσης ενέργειας συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων dc-dc προκειμένου να ρυθμίζουν την τάση στα κατάλληλα επίπεδα.[2.5] Παρόλα αυτά στο DC μικροδίκτυο είναι δυνατόν να συνδεθούν και μικροπηγές που παράγουν ισχύ σε Ε.Ρ. Οι μικροπηγές αυτές

συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ac-dc έτσι ώστε να μετατρέπουν την ενέργεια εναλλασσόμενης μορφής σε συνεχή.[2.4]

Τα AC φορτία συνδέονται στο DC ζυγό μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων dc-ac έτσι ώστε η DC τάση του ζυγού να ρυθμιστεί στις απαιτούμενες συνθήκες για κάθε φορτίο. Τα DC φορτία είτε συνδέονται απευθείας στο μικροδίκτυο, είτε συνδέονται μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων dc-dc έτσι ώστε η DC τάση του ζυγού να ρυθμιστεί στο κατάλληλο επίπεδο για κάθε φορτίο.[2.4] Με αυτό τον τρόπο δημιουργείται ένα καταναμημένο σύστημα ηλεκτρονικών μετατροπέων που συνδέονται στην πλευρά των φορτίων. Έτσι στην περίπτωση που συμβεί βραχυκύκλωμα στην πλευρά ενός φορτίου, δεν επηρεάζει τα υπόλοιπα φορτία του μικροδικτύου. Συνεπώς το σύστημα αυτό συνεισφέρει στην παροχή ισχύος υψηλής ποιότητας.[2.5]

Το DC μικροδίκτυο συνδέεται με το υπερκείμενο δίκτυο μέσω ενός μετατροπέα ac-dc. Αν είναι επιθυμητό το μικροδίκτυο να εξάγει το πλεόνασμα της ενέργειας στο υπερκείμενο δίκτυο, τότε αυτός ο μετατροπέας είναι αμφίδρομης ροής ισχύος. Επειδή η τάση του DC ζυγού ρυθμίζεται από το μετατροπέα ac-dc, έχει υψηλή ποιότητα ακόμα και όταν το μικροδίκτυο συνδέεται με χαμηλής ποιότητας δίκτυα διανομής.[2.4] Στην περίπτωση που συμβεί κάποιο σφάλμα στο υπερκείμενο δίκτυο, το μικροδίκτυο μπορεί να αποσυνδεθεί πολύ γρήγορα και να συνεχίσει να λειτουργεί αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης, παρέχοντας την απαιτούμενη ισχύ στα φορτία από τις δικές του μονάδες. Αν η κατανάλωση ισχύος από τα φορτία είναι μεγαλύτερη από την ισχύ που παράγουν οι μικροπηγές του μικροδικτύου κατά τη διάρκεια απομονωμένης λειτουργίας, το DC μικροδίκτυο έχει τη δυνατότητα να σταματήσει σκόπιμα την παροχή ισχύος σε κάποια από αυτά, προκειμένου να συνεχίσει να τροφοδοτεί τα κρίσιμα φορτία. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω των ηλεκτρονικών μετατροπέων με τους οποίους τα φορτία αυτά συνδέονται στο μικροδίκτυο.[2.5] Στην περίπτωση αυτή είναι απαραίτητο το DC μικροδίκτυο να ρυθμίσει από μόνο του την τάση του DC ζυγού, χωρίς τον κεντρικό μετατροπέα ac-dc. Σχετικά με αυτό το θέμα έχουν αναπτυχθεί και προταθεί διάφορες τεχνικές ελέγχου.

Βασικό μειονέκτημα των DC μικροδικτύων είναι ο συνδεδεμένος σε σειρά μετατροπέας ac-dc αμφίδρομης ροής ισχύος, ο οποίος διαχειρίζεται τη συνολική ροή ισχύος από και προς το δίκτυο διανομής, γεγονός που μειώνει την αξιοπιστία του συστήματος. Επιπλέον τα AC φορτία δεν μπορούν να συνδεθούν απευθείας στο μικροδίκτυο, αλλά απαιτούνται μετατροπείς dc-ac. Τέλος η DC τάση των φορτίων δεν είναι τυποποιημένη με αποτέλεσμα να απαιτείται για τα περισσότερα μετατροπέας dc-dc για τη σύνδεσή τους με το μικροδίκτυο.[2.4]

Αν και έχει γίνει μεγάλη έρευνα σχετικά με τη λειτουργία και τον έλεγχο των AC μικροδικτύων, τελευταία έχουν αρχίσει να προκαλούν το ενδιαφέρον τα DC

μικροδίκτυα, λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν σε σχέση με τα AC. Τα πλεονεκτήματα αυτά είναι τα ακόλουθα:

- Επειδή σήμερα κυριαρχούν τα οικιακά DC φορτία, αποφεύγονται οι αχρείαστες AC/DC ή DC/AC μετατροπές, αφού οι περισσότερες μικροπηγές παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. Αυτό έχει άμεση επίδραση στο κόστος και τις απώλειες του συστήματος. Επιπλέον οι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση των μικροπηγών που παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. συνήθως δεν περιέχουν μετασχηματιστές, μειώνοντας επιπλέον το μέγεθος και το κόστος του συνολικού συστήματος.[2.6]
- Το DC μικροδίκτυο είναι κατάλληλο για να ενσωματώσει ΜΔΠ που χρησιμοποιούν ΑΠΕ όπως είναι τα φωτοβολταϊκά, τα οποία αποτελούν την πιο πολλά υποσχόμενη πηγή ενέργειας του μέλλοντος.[2.7]
- Στο DC μικροδίκτυο δεν υπάρχει ανάγκη για ρύθμιση της φάσης και της συχνότητας της τάσης αφού η τάση είναι συνεχής, γεγονός που συμβάλλει στην αύξηση της αξιοπιστίας και καθιστά ευκολότερο τον έλεγχο του συστήματος. Έτσι το DC μικροδίκτυο είναι καταλληλότερο για να ενσωματώσει μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής.[2.8]
- Ο ευκολότερος έλεγχος των μικροπηγών, αφού βασίζεται σε συνεχή τάση δίχως ανάγκη για συγχρονισμό.[2.6]
- Η απουσία αρμονικών και ροής αέργου ισχύος στη DC διασύνδεση, κάνει τον έλεγχο ακόμα ευκολότερο και μειώνει τις απώλειες του συστήματος.[2.6]

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.

2.5 Οικολογικά πλεονεκτήματα Μικροδικτύων

Οι μονάδες παραγωγής που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα μικροδίκτυα περιλαμβάνουν ένα ευρύ φάσμα τεχνολογιών όπως είναι αυτές των μικροτουρμπίνων, των συστημάτων συμπαραγωγής θερμότητας και ηλεκτρισμού (CHP), μηχανών εσωτερικής καύσης, κυψελών καυσίμου κλπ. Το κύριο καύσιμο για αυτές τις ΔΠ είναι το φυσικό αέριο, αλλά και το ντίζελ, βιοντίζελ, βιοαέριο, αέριο από βιολογικούς καθαρισμούς κλπ. Το υδρογόνο αναμένεται να διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στο μέλλον και μεγάλη ερευνητική δραστηριότητα στρέφεται προς αυτό. Περιλαμβάνει επίσης τεχνολογίες ΑΠΕ, όπως ηλιακή (φωτοβολταϊκά) και αιολική (μικρές ανεμογεννήτριες), ιδιαίτερα σε χώρες όπου οι κλιματολογικές συνθήκες το ευνοούν.

Σημαντικό πλεονέκτημα των μικροδικτύων είναι η χρησιμοποίηση τοπικά της θερμότητας που αποβάλλεται κατά τη μετατροπή του καυσίμου σε ηλεκτρική ενέργεια. Η χρήση αυτής της θερμότητας μειώνει τις εκπομπές αέριων ρύπων και αυξάνει την αποδοτικότητα της χρήσης πρωτογενών πηγών ενέργειας κατά 30%

περίπου. Σήμερα, συναντώνται μεσαίου μεγέθους εφαρμογές συμπαραγωγής σε βιομηχανικά συστήματα σε διάφορες χώρες και έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στην ανάπτυξη μικρότερης κλίμακας εφαρμογών συμπαραγωγής, ακόμα και για οικιακή χρήση. Οι τεχνολογίες αποθήκευσης ενέργειας όπως μπαταρίες, σφόνδυλοι και πυκνωτές αποτελούν αναγκαία συστατικά των μικροδικτύων, συμβάλλοντας στην αξιοπιστία της τροφοδοσίας κατά τη διάρκεια διαταραχών.

Η ανάπτυξη των μικροδικτύων και η ευρεία χρήση συστημάτων ΔΠ μπορούν να συμβάλλουν στη μείωση του φαινομένου του θερμοκηπίου και το μετριασμό της αλλαγής του κλίματος. Αυτό συμβαίνει επειδή η λειτουργία των μικροδικτύων είναι βασισμένη σε μεγάλο βαθμό στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και σε μικρές μονάδες παραγωγής που χαρακτηρίζονται από πολύ χαμηλές εκπομπές καυσαερίων. Παραδείγματος χάριν, οι μικροτουρμπίνες αποτελούνται από μια γεννήτρια και έναν μικρό αεριοστρόβιλο σε κοινό άξονα. Αυτοί οι στρόβιλοι λειτουργούν με υψηλή ταχύτητα περιστροφής και παράγουν εναλλασσόμενο ρεύμα υψηλής συχνότητας. Η αποδοτικότητα αυτών των μονάδων κυμαίνεται μεταξύ 25% και 30%. Η χρησιμοποίηση της θερμότητας των καυσαερίων μπορεί να αυξήσει τη γενική αποδοτικότητα των συστημάτων (ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα) στα επίπεδα 70% έως και 80%. Έτσι, τα συστήματα αυτά διακρίνονται για τη συνολικά χαμηλή εκπομπή ρύπων. Σε ευρωπαϊκή κλίμακα, η γενική αύξηση στην αποδοτικότητα του συνδυασμού παραγωγής θερμικής και ηλεκτρικής θα μπορούσαν να οδηγήσουν στη μείωση περισσότερων από 65 εκατομμύρια τόνων CO₂ ανά έτος.

Επιπλέον, η λειτουργία των μικροδικτύων συμβάλλει στη μείωση των απωλειών και επομένως στην περαιτέρω ορθολογική διαχείριση της παραχθείσας ηλεκτρικής ενέργειας. Η ευρωπαϊκή Επιτροπή έχει προσδιορίσει τις απώλειες ως βασικό στόχο για τα προγράμματα έρευνας και ανάπτυξης, αναγνωρίζοντας ότι πρόκειται για μια από τις προτεραιότητες για τη βελτιωμένη ενεργειακή αποδοτικότητα και τη συμβολή στο μετριασμό της αλλαγής του κλίματος. Η λειτουργία των μικροδικτύων μπορεί να μειώσει τις απώλειες στα δίκτυα μεταφοράς και διανομής από 2% έως 4%, συμβάλλοντας σε μείωση 20 εκατομμυρίων τόνων του CO₂ ετησίως.[2.9]

2.6 Ιεραρχικός Έλεγχος DC Μικροδικτύων

Για το σχηματισμό του μικροδικτύου συνδέονται στο δίκτυο ΧΤ διάφορες πηγές ισχύος. Για λόγους αξιοπιστίας είναι θεμιτό να ενσωματώνονται διάφοροι τύποι μικροπηγών. Οι ηλεκτρικές πηγές μπορεί να είναι είτε πηγές τάσης είτε πηγές ρεύματος. Επειδή όμως για λόγους οικονομίας και πρακτικής εφαρμογής η τάση παροχής διατηρείται σταθερή και το ρεύμα διαμορφώνεται από το φορτίο, πηγές τάσης συνδέονται μεταξύ τους παράλληλα και το σχηματιζόμενο δίκτυο χαρακτηρίζεται από παραλληλία.

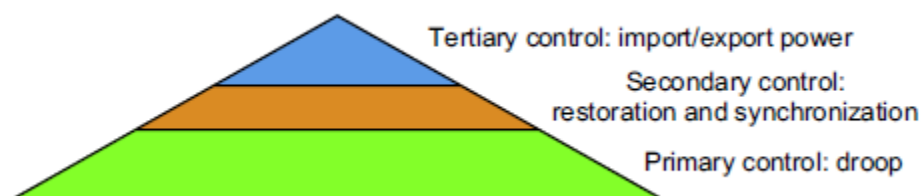
Στα συμβατικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας οι πηγές χρησιμοποιούν σύγχρονες μηχανές για τη μετατροπή της ενέργειας σε ηλεκτρική και για τη σύνδεσή τους για τη δημιουργία του δικτύου. Αντίθετα, στο μικροδίκτυο οι πηγές χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς μετατροπείς ώστε η παροχή ισχύος στην έξοδό τους να έχει τα επιθυμητά χαρακτηριστικά που είναι αναγκαία για την τροφοδότηση των φορτίων. Σε αυτή την περίπτωση λοιπόν θα πρέπει οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς των πηγών να παραλληλιστούν μέσω του δικτύου για το σχηματισμό του.[2.1]

Ο παραλληλισμός όμως των ηλεκτρονικών μετατροπέων εισάγει στο μικροδίκτυο μια σειρά από προκλήσεις. Μία από αυτές αφορά στην ευστάθεια του συστήματος, η οποία απαιτεί σωστό σχεδιασμό των μετατροπέων. Επιπλέον είναι απαραίτητος ο αποδοτικός έλεγχος της DC τάσης του μικροδικτύου, δεδομένου ότι τα φορτία που ενδεχομένως τροφοδοτούνται από αυτό, είναι ευαίσθητα στις μεταβολές της τάσης. Επιπρόσθετα οι μικροπηγές του μικροδικτύου θα πρέπει να επιμερίζονται το φορτίο σύμφωνα με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους και η συμμετοχή τους στην παραγωγή της ισχύος του φορτίου θα πρέπει κατά το δυνατόν να είναι ανεπηρέαστη από τη θέση τους και να εξαρτάται μόνο από τον έλεγχο που εφαρμόζεται και τη δυναμικότητά τους.[2.6]

Στην προσπάθεια βελτιστοποίησης της λειτουργίας του μικροδικτύου και της εξάλειψης των προαναφερθέντων περιορισμών και προκλήσεων, είναι απαραίτητο το η λειτουργία του μικροδικτύου να ελέγχεται με κατάλληλο τρόπο έτσι ώστε:

- Να υπάρχει δυνατότητα άμεσης σύνδεσης στο μικροδίκτυο και αποσύνδεσης από αυτό, νέων μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής.
- Να εξασφαλίζεται κατάλληλος διαμοιρασμός του φορτίου στις μικροπηγές.
- Να μπορούν να αμβλυνθούν οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου των μετατροπέων.
- Να εξασφαλίζεται η επιθυμητή ροή ισχύος από το μικροδίκτυο προς το υπερκείμενο δίκτυο αλλά και αντίστροφα.[2.10]

Για το σκοπό αυτό έχει εισαχθεί μια ιεραρχική αρχιτεκτονική ελέγχου η οποία περιλαμβάνει τρία επίπεδα, τον πρωτογενή, το δευτερογενή και τον τριτογενή έλεγχο.[2.6]



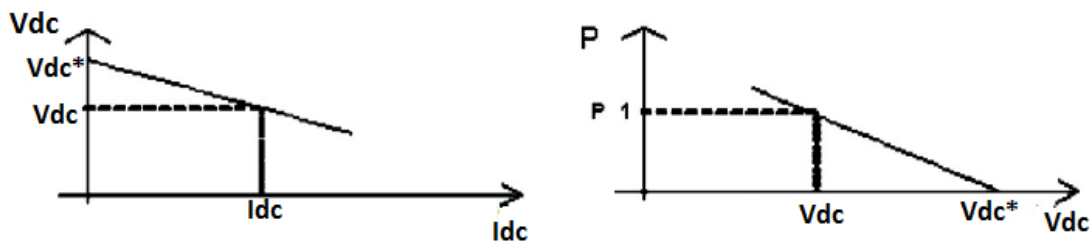
Σχήμα 2.3: Ιεραρχικός Έλεγχος των Μικροδικτύων
Πηγή: [2.6]

2.6.1 Πρωτογενής Έλεγχος (Primary Control)^{[2.1][2.6],[2.11],[2.12]}

Το πρώτο επίπεδο ελέγχου είναι υπεύθυνο για τον κατάλληλο διαμοιρασμό του φορτίου στις μικροπηγές καθώς και για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων. Αυτό είναι εφικτό μέσω του ελέγχου των dc-dc μετατροπέων με τους οποίους οι πηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο. Για την επίτευξη του σκοπού αυτού, καταλληλότερη είναι η μέθοδος στατισμού (droop concept) η οποία και θα αναλυθεί στη συνέχεια.[2.6]

Τα ηλεκτρικά συστήματα εν γένει είναι ικανά να εργάζονται χωρίς κεντρικό έλεγχο. Αυτό επιτυγχάνεται με τα δύο συστήματα ελέγχου που διαθέτει κάθε στροβιλογεννήτρια, δηλαδή τον έλεγχο πραγματικής ισχύος-συχνότητας P-f και τον έλεγχο αέργου ισχύος-τάσης Q-V. Ο έλεγχος συχνότητας επιτρέπει σε κάθε γεννήτρια στο σύστημα να μοιράζεται το φορτίο ενεργού ισχύος με τις υπόλοιπες, με βάση τη δική της χαρακτηριστική ενεργού ισχύος-συχνότητας (στατισμός –droop). Με τον τρόπο αυτό οι δύο προηγούμενοι έλεγχοι μαζί με τη φυσική ρύθμιση του φορτίου εξαναγκάζουν τις γεννήτριες μιας περιοχής να μοιράζονται το φορτίο.[2.1]

Στα DC μικροδίκτυα η μέθοδος droop που εφαρμόζεται είναι λίγο διαφορετική αφού δεν υπάρχει άεργος ισχύς και συχνότητα και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη συσχέτιση της ενεργού ισχύος με την τάση. Ουσιαστικά η μέθοδος αυτή βασίζεται στην εισαγωγή της εικονικής αντίστασης στατισμού (αντίσταση droop) και στις χαρακτηριστικές στατισμού (χαρακτηριστικές droop) των dc-dc μετατροπέων με τους οποίους οι μικροπηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο. Η χαρακτηριστική στατισμού ενός μετατροπέα είναι μια γραμμική συνάρτηση τάσης-ρεύματος V-I (συνηθέστερα) ή ενεργού ισχύος-τάσης P-V όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4.[2.6]



Σχήμα 2.4: Χαρακτηριστική Droop

Πηγή: [2.6]

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

$$V_{dc} = V_{dc}^* - I_{dc}R_d \Rightarrow$$
$$I_{dc} = \frac{V_{dc}^* - V_{dc}}{R_d} \quad (2.1)$$

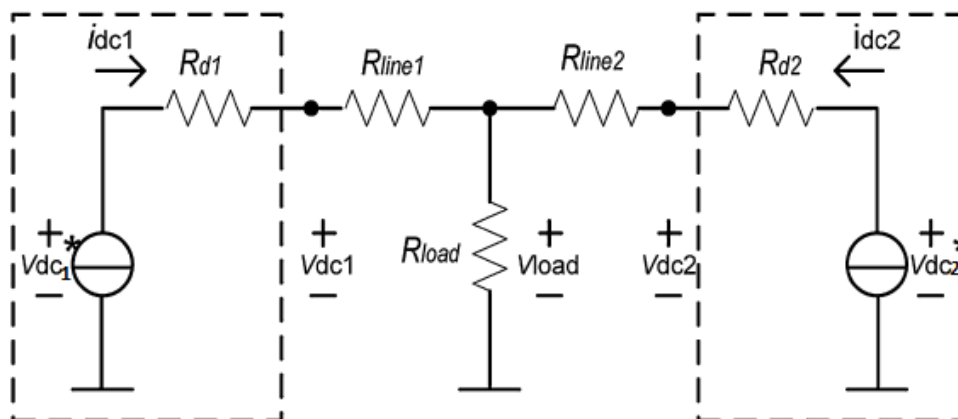
όπου:

- V_{dc}^* : η ονομαστική τάση εξόδου του μετατροπέα δηλαδή η τάση εξόδου όταν λειτουργεί χωρίς φορτίο (τάση ανοιχτοκύκλωσης).
- V_{dc} : η μετρούμενη τάση εξόδου του μετατροπέα δηλαδή η τάση εξόδου στο σημείο λειτουργίας.
- I_{dc} : το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα στο σημείο λειτουργίας δηλαδή το ρεύμα που παρέχει ο μετατροπέας στο φορτίο.
- R_d : η κλίση της χαρακτηριστικής στατισμού που ονομάζεται εικονική αντίσταση ή αντίσταση στατισμού (αντίσταση droop).

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

Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι ο έλεγχος droop γίνεται αντιληπτός με τη γραμμική μείωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα, όταν το ρεύμα εξόδου του αυξάνεται. Αξίζει να σημειωθεί ότι βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου στατισμού είναι ότι δεν απαιτείται επικοινωνία μεταξύ των μετατροπέων και επομένως δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός κεντρικού ελεγκτή, γεγονός που αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος.

Ένα DC μικροδίκτυο με δύο μικροπηγές παρουσιάζεται στο σχήμα 2.5. Κάθε μικροπηγή συνδέεται στο μικροδίκτυο μέσω ενός dc-dc μετατροπέα, ο οποίος για λόγους απλοποίησης απεικονίζεται με το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin.



Σχήμα 2.5: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μικροδικτύου με δύο μικροπηγές
Πηγή: [2.6]

Για τον 1^ο dc-dc Μετατροπέα έχουμε:

- V_{dc1}^* : ονομαστική τάση- τάση ανοιχτοκύκλωσης
- i_{dc1} : ρεύμα εξόδου
- R_{d1} : αντίσταση στατισμού (αντίσταση droop)
- V_{dc1} : τάση εξόδου

Για το 2^ο dc-dc Μετατροπέα έχουμε:

- V_{dc2}^* : ονομαστική τάση- τάση ανοιχτοκύκλωσης
- i_{dc2} : ρεύμα εξόδου
- R_{d2} : αντίσταση στατισμού (αντίσταση droop)
- V_{dc2} : τάση εξόδου

Επιπλέον R_{line1} και R_{line2} είναι οι αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης, R_{load} το ωμικό φορτίο του μικροδικτύου και V_{load} η τάση του φορτίου. Η V_{load} είναι η τάση του μικροδικτύου δηλαδή $V_{load} = V_{MG}$.

Εφαρμόζοντας Νόμο Τάσεων Kirchhoff στους δύο βρόχους του κυκλώματος προκύπτει ότι:

$$-V_{dc1}^* + i_{dc1}(R_{d1} + R_{line1}) + V_{load} = 0 \Rightarrow$$

$$i_{dc1} = \frac{V_{dc1}^* - V_{load}}{R_{d1} + R_{line1}} \quad (2.2)$$

$$V_{load} = V_{MG} = V_{dc1}^* - i_{dc1}(R_{d1} + R_{line1}) \quad (2.3)$$

και

$$-V_{dc2}^* + i_{dc2}(R_{d2} + R_{line2}) + V_{load} = 0 \Rightarrow$$

$$i_{dc2} = \frac{V_{dc2}^* - V_{load}}{R_{d2} + R_{line2}} \quad (2.4)$$

$$V_{load} = V_{MG} = V_{dc2}^* - i_{dc2}(R_{d2} + R_{line2}) \quad (2.5)$$

Επομένως η διαφορά στα ρεύματα με τα οποία οι δύο μετατροπείς τροφοδοτούν το φορτίο θα είναι:

$$\Delta i_{12} = i_{dc1} - i_{dc2} = \frac{(R_{d2} + R_{line2})(V_{dc1}^* - V_{load}) - (R_{d1} + R_{line1})(V_{dc2}^* - V_{load})}{(R_{d1} + R_{line1})(R_{d2} + R_{line2})} \quad (2.6)$$

Απαραίτητη προϋπόθεση για να παράγουν οι δύο πηγές ισχύ ανάλογα με τη δυναμικότητά τους είναι να έχουν ακριβώς την ίδια τάση ανοιχτοκύκλωσης, δηλαδή να ισχύει $V_{dc1}^* = V_{dc2}^* = V_{dc}^*$. Τότε οι σχέσεις (2.2) και (2.4) λαμβάνουν τις παρακάτω μορφές:

$$i_{dc1} = \frac{V_{dc}^* - V_{load}}{R_{d1} + R_{line1}} \quad (2.7)$$

$$i_{dc2} = \frac{V_{dc}^* - V_{load}}{R_{d2} + R_{line2}} \quad (2.8)$$

Διαιρώντας κατά μέλη τις εξισώσεις (2.7) και (2.8) έχουμε:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2} + R_{line2}}{R_{d1} + R_{line1}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} + \frac{R_{line2} - (R_{d2}/R_{d1})R_{line1}}{R_{d1} + R_{line1}} \quad (2.9)$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, για να έχουμε σωστό διαμοιρασμό ρεύματος θα πρέπει το ρεύμα i_{dc1} να είναι αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης droop R_{d1} και το ρεύμα i_{dc2} αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης droop R_{d2} . Επομένως θα πρέπει ο δεύτερος όρος της σχέσης (2.9) να είναι ίσος με το μηδέν. Άρα έχουμε:

$$\frac{R_{line2} - (R_{d2}/R_{d1})R_{line1}}{R_{d1} + R_{line1}} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{R_{d1}}{R_{d2}} = \frac{R_{line1}}{R_{line2}} \quad (2.10)$$

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι για να επιμερίζονται οι δύο πηγές το φορτίο ανάλογα με τη δυναμικότητά τους θα πρέπει αφενός μεν οι τάσεις ανοιχτοκύκλωσης να είναι ίσες, αφετέρου δε να ισχύει $\frac{R_{d1}}{R_{d2}} = \frac{R_{line1}}{R_{line2}}$. Στην περίπτωση αυτή έχουμε:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} \quad (2.11)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η διαφορά στις αντιστάσεις R_{line1} και R_{line2} είναι ικανή να προκαλέσει σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος μόνο αν οι τιμές τους είναι συγκρίσιμες με τις αντιστάσεις στατισμού. Σε αντίθετη περίπτωση αν επιλέξουμε μεγάλες τιμές για τις αντιστάσεις στατισμού δηλαδή $R_{d1} \gg R_{line1}$ και $R_{d2} \gg R_{line2}$ από τη σχέση (2.9) έχουμε:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2} + R_{line2}}{R_{d1} + R_{line1}} \approx \frac{R_{d2}}{R_{d1}}$$

Οπότε δεν έχουμε σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος. Η επιλογή όμως μεγάλων ανά μονάδα τιμών για τις αντιστάσεις droop, δεν μπορεί να εφαρμοστεί για μεγάλα συστήματα, διότι μπορεί να κινδυνεύσει η ευστάθεια του συστήματος.

Αν επιπλέον οι εικονικές αντιστάσεις R_{d1} και R_{d2} έχουν την ίδια ανά μονάδα τιμή δηλαδή $R_{d1} = R_{d2} = R_d$, τότε οι δύο πηγές παρέχουν στο φορτίο το ίδιο ακριβώς ρεύμα αφού ισχύει:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = 1$$

Η μέθοδος στατισμού μπορεί να εφαρμοστεί με ευκολία στους μετατροπείς προσφέροντας στο DC μικροδίκτυο ανεξάρτητο έλεγχο και ο διαμοιρασμός του

φορτίου επιτυγχάνεται χωρίς την ανάγκη επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων. Παρόλα αυτά παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα τα οποία οφείλονται είτε σε άνισες αντιστάσεις στις γραμμές δηλαδή $R_{line1} \neq R_{line2}$ (με την προϋπόθεση ότι $\frac{R_{d1}}{R_{d2}} \neq \frac{R_{line1}}{R_{line2}}$) όταν αυτές είναι συγκρίσιμες με τις αντιστάσεις στατισμού, είτε λόγω διαφοράς στις ονομαστικές τάσεις των δύο μετατροπέων δηλαδή $V_{dc1}^* \neq V_{dc2}^*$. Εξαιτίας αυτού δημιουργείται σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος και απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου, τα οποία αναλύονται στη συνέχεια.

Διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των δύο μετατροπέων $V_{dc1}^* \neq V_{dc2}^*$

Στην περίπτωση αυτή θεωρούμε ότι $V_{dc1}^* = V_n + \delta V_1$ και $V_{dc2}^* = V_n + \delta V_2$. Μικρή διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των δύο μετατροπέων συνεπάγεται μεγάλο σφάλμα στο διαμοιρασμό του φορτίου, ειδικά όταν οι αντιστάσεις R_{d1} και R_{d2} είναι πολύ μικρές. Για να μελετήσουμε το σφάλμα στο διαμοιρασμό του φορτίου και την απόκλιση στην τάση εξόδου που δημιουργείται εξαιτίας της διαφοράς στις τάσεις ανοιχτοκύκλωσης των δύο μετατροπέων, θεωρούμε ότι οι αντιστάσεις R_{line1} και R_{line2} έχουν την ίδια ανά μονάδα τιμή. Επιπλέον για τις αντιστάσεις R_{d1} και R_{d2} επιλέγονται ίσες ανά μονάδα τιμές. Σύμφωνα με αυτά, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, εάν δεν υπήρχε διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των μετατροπέων, τα ρεύματα με τα οποία τροφοδοτούν το φορτίο θα έπρεπε να είναι ίσα.

Επομένως ισχύουν τα εξής: $R_{d1} = R_{d2} = R_d$ και $R_{line1} = R_{line2} = R_{line}$. Από τις σχέσεις (2.2) και (2.4), το σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος είναι:

$$\Delta i_{12} = \frac{(R_d + R_{line})(V_n + \delta V_1 - V_{load}) - (R_d + R_{line})(V_n + \delta V_2 - V_{load})}{(R_d + R_{line})(R_d + R_{line})} \Rightarrow \quad (2.12)$$

$$\Delta i_{12} = \frac{(\delta V_1 - \delta V_2)}{R_d + R_{line}} \quad (2.13)$$

και η απόκλιση της τάσης του μικροδικτύου θα είναι:

$$\Delta V_{MG} = V_{MG} - V_n = \frac{1}{2} V_{MG} + \frac{1}{2} V_{MG} - V_n \quad (2.14)$$

Από τις σχέσεις (2.3) και (2.5) έχουμε:

$$V_{MG} = V_{dc1}^* - i_{dc1}(R_{d1} + R_{line1}) = V_n + \delta V_1 - i_{dc1}(R_d + R_{line}) \quad (2.15)$$

$$V_{MG} = V_{dc2}^* - i_{dc2}(R_{d2} + R_{line2}) = V_n + \delta V_2 - i_{dc2}(R_d + R_{line}) \quad (2.16)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.15) και (2.16) στη σχέση (2.14) έχουμε:

$$\Delta V_{MG} = \frac{1}{2} [V_n + \delta V_1 - i_{dc1}(R_d + R_{line})] + \frac{1}{2} [V_n + \delta V_2 - i_{dc2}(R_d + R_{line})] - V_n \Rightarrow$$

$$\Delta V_{MG} = \frac{1}{2} [V_n + \delta V_1 - i_{dc1}(R_d + R_{line}) + V_n + \delta V_2 - i_{dc2}(R_d + R_{line})] - V_n \Rightarrow$$

$$\Delta V_{MG} = \frac{1}{2} [2V_n + \delta V_1 + \delta V_2 - (R_d + R_{line})(i_{dc1} + i_{dc2})] - V_n \Rightarrow$$

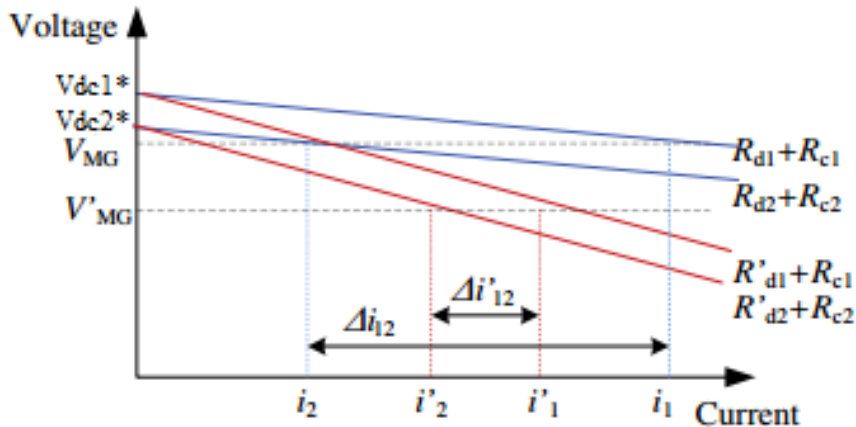
$$\Delta V_{MG} = \frac{1}{2} [\delta V_1 + \delta V_2 - (R_d + R_{line})i_L] \quad (2.17)$$

όπου $i_L = i_{dc1} + i_{dc2}$ το ρεύμα στο φορτίο.

Για μεγαλύτερη αντίσταση στατισμού $R'_d > R_d$ έχουμε μικρότερο σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος, αλλά μεγαλύτερη απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου δηλαδή:

$$\Delta i'_{12} = \frac{(\delta V_1 - \delta V_2)}{R'_d + R_{line}} < \Delta i_{12} \text{ και } \Delta V'_{MG} = \frac{1}{2} [\delta V_1 + \delta V_2 - (R'_d + R_{line})i_L] > \Delta V_{MG}$$

Τα παραπάνω απεικονίζονται διαγραμματικά στο σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6: Άνισες τάσεις ανοιχτοκύκλωσης των δύο μετατροπέων
Πηγή: [2.11]

Άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης $R_{line1} \neq R_{line2}$

Για να μελετήσουμε το σφάλμα στο διαμοιρασμό του φορτίου και την απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου που οφείλεται σε άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης, θεωρούμε ότι οι ονομαστικές τάσεις των μετατροπέων είναι ίσες. Επιπλέον για τις αντιστάσεις στατισμού και σε αυτή την περίπτωση επιλέγονται ίσες ανά μονάδα τιμές. Σημειώνεται ότι οι αντιστάσεις R_{line1} και R_{line2} είναι διαφορετικές λόγω της διαφορετικής θέσης των πηγών και άρα και της διαφορετικής απόστασής τους από το φορτίο του μικροδικτύου.

Επομένως ισχύουν τα εξής: $R_{d1} = R_{d2} = R_d$ και $V_{dc1}^* = V_{dc2}^* = V_n$.

Από τις σχέσεις (2.2) και (2.4), το σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος θα είναι:

$$\Delta i_{12} = \frac{(R_d + R_{line2})(V_n - V_{load}) - (R_d + R_{line1})(V_n - V_{load})}{(R_d + R_{line1})(R_d + R_{line2})} \Rightarrow$$

$$\Delta i_{12} = \frac{(V_n - V_{load})(R_{line2} - R_{line1})}{(R_d + R_{line1})(R_d + R_{line2})} \quad (2.18)$$

Από τις σχέσεις (2.3) και (2.5) έχουμε:

$$V_{MG} = V_n - i_{dc1}(R_d + R_{line1}) \Rightarrow V_{MG} - V_n = -i_{dc1}(R_d + R_{line1})$$

και

$$V_{MG} = V_n - i_{dc2}(R_d + R_{line2}) \Rightarrow V_{MG} - V_n = -i_{dc2}(R_d + R_{line2})$$

Επομένως η απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου είναι:

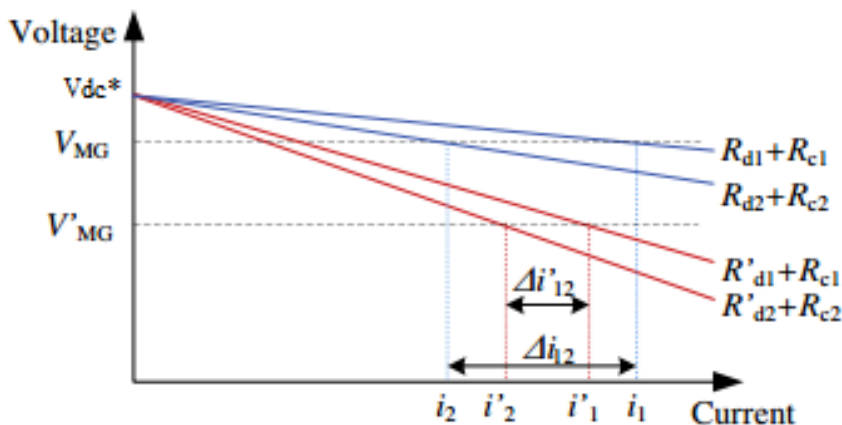
$$\Delta V_{MG} = -i_{dci}(R_d + R_{linei}) \quad (2.19)$$

όπου $i=1,2$ ο αριθμός του μετατροπέα.

Για μεγαλύτερη αντίσταση στατισμού $R'_d > R_d$ έχουμε μικρότερο σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος, αλλά μεγαλύτερη απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου δηλαδή

$$\Delta' i_{12} = \frac{(V_n - V_{load})(R_{line2} - R_{line1})}{(R'_d + R_{line1})(R'_d + R_{line2})} < \Delta i_{12} \quad \text{και} \quad \Delta V'_{MG} = -i_{dci}(R'_d + R_{linei}) > \Delta V_{MG}$$

Τα παραπάνω απεικονίζονται διαγραμματικά στο σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7: Άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης

Πηγή: [2.11]

2.6.2 Δευτερογενής Έλεγχος (Secondary Control)

Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου είναι υπεύθυνο για τη ρύθμιση της απόκλισης της τάσης του μικροδικτύου και τη διόρθωση του σφάλματος στο διαμοιρασμό του ρεύματος τα οποία δημιουργούνται λόγω της εφαρμογής της μεθόδου droop στον πρωτογενή έλεγχο. Επιπλέον αναλαμβάνει το συγχρονισμό του μικροδικτύου προκειμένου να συνδεθεί με το υπερκείμενο δίκτυο. Οι περιορισμοί της μεθόδου στατισμού όπως ήδη αναλύθηκαν, είναι η σύγκρουση ανάμεσα στην καλή ρύθμιση της τάσης και στο σωστό διαμοιρασμό τους ρεύματος στο φορτίο από τις πηγές. Επιλέγοντας μεγάλες τιμές για τις αντιστάσεις droop, πετυχαίνουμε μικρό σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος, αλλά μεγαλύτερο σφάλμα στη ρύθμιση της τάσης του μικροδικτύου. Το αντίστροφο συμβαίνει αν επιλέξουμε μικρές τιμές για τις αντιστάσεις droop.[2.6]

2.6.3 Τριτογενής Έλεγχος (Tertiary Control)

Το τρίτο επίπεδο ελέγχου είναι υπεύθυνο για τη ρύθμιση της ροής ισχύος ανάμεσα στο μικροδίκτυο και το υπερκείμενο δίκτυο. Είναι επίσης γνωστό ως σύστημα διαχείρισης ενέργειας και επικοινωνεί με το Δίκτυο Διανομής (DSO-Distribution System Operator). Το Δίκτυο Διανομής ή ακόμα και το Δίκτυο Μεταφοράς (TSO-Transmission System Operator) μπορεί να αποφασίζει για την ανταλλαγή ενέργειας με το μικροδίκτυο.[2.6]

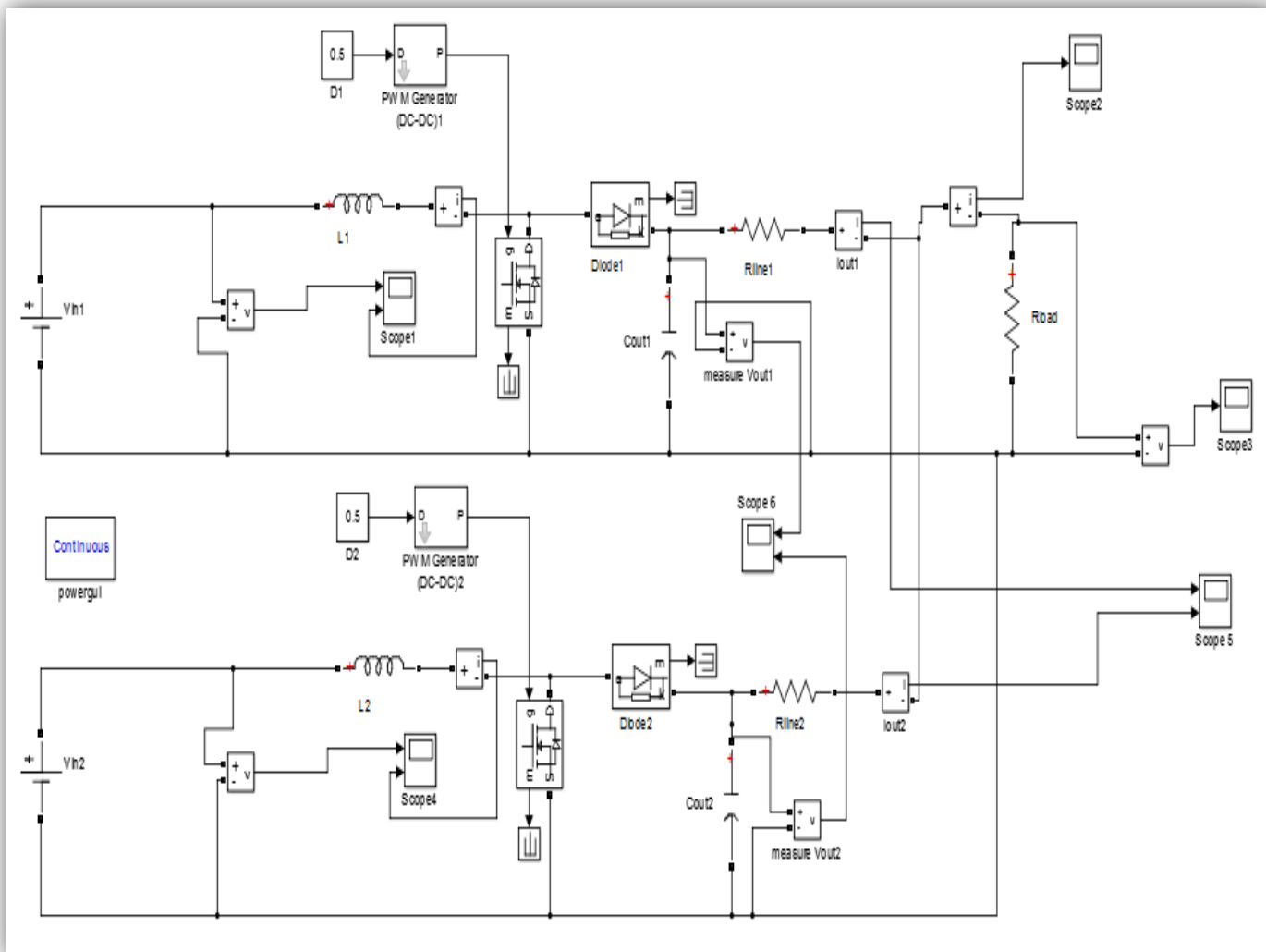
ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [2.1] X. Παπαδημητρίου, Διδακτορική Διατριβή “Έλεγχος κατανεμημένης παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας για ένταξη της στα μικροδίκτυα” , Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, Ιούνιος 2012.
- [2.2] A. Τσικαλάκης, Διδακτορική Διατριβή, “Συμβολή στον προγραμματισμό λειτουργίας Δικτύων Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας με μεγάλη διείσδυση διεσπαρμένης και ανανεώσιμης παραγωγής και συσκευών αποθήκευσης”, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Ιούλιος 2008.
- [2.3] Σ.Ν. Μανιάς “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, Έκτη Έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.
- [2.4] Iván Patrao, Emilio Figueres, Gabriel Garcera, Raúl González-Medina, “Microgrid architectures for low voltage distributed generation”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 43 (2015) 415-424.
- [2.5] Hiroaki Kakigano, Yushi Miura, Toshifumi Ise, Ryohei Uchida, “DC Micro-grid for Super High Quality Distribution-System Configuration and Control of Distributed Generations and Energy Storage Devices-”.
- [2.6] C.N. Papadimitriou, E.I. Zountouridou, N.D. Hatziaargyriou, “Review of hierarchical control in DC microgrids”.
- [2.7] Xunwei Yu, Alex Huang, Rolando Burgos, Jun Li, Yu Du, “A Fully Autonomous Power Management Strategy for DC Microgrid Bus Voltages”.
- [2.8] Z. H. Jian, Z.Y. He, J. Jia, Y.Xie, “A Review of Control Strategies for DC Micro-grid”.
- [2.9] A.E. Δημέας, Διδακτορική Διατριβή “Συμβολή στον κατανεμημένο έλεγχο συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας με μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής στη χαμηλή τάση”, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2006.
- [2.10] Marko Gulin, “Control of a DC Microgrid”.
- [2.11] Nanfang Yang, Damien Paire, Fei Gao, Abdellatif Miraoui, Weiguo Liu, “Compensation of droop control using common load condition in DC microgrids to improve voltage regulation and load sharing”, *Electrical Power and Energy Systems* 64 (2015) 752-760.
- [2.12] Xiaonan Lu, Josep M. Guerrero, Kai Sun, Juan C. Vasquez, “ An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.29, No 4, April 2014.

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ

3.1 Σχεδιασμός DC Μικροδικτύου στο περιβάλλον Matlab/Simulink

Στην παρούσα διπλωματική εργασία σχεδιάζεται στο περιβάλλον Matlab/Simulink ένα μικροδίκτυο συνεχούς ρεύματος το οποίο λειτουργεί αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης. Στο μικροδίκτυο εφαρμόζονται τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου, δηλαδή ο πρωτογενής και ο δευτερογενής έλεγχος που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2. Το DC μικροδίκτυο περιλαμβάνει δύο πηγές συνεχούς τάσης (dc voltage sources) οι οποίες συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω δύο μετατροπέων ανύψωσης συνεχούς τάσης (dc-dc boost converters), δύο αντιστάσεις γραμμής (R_{line1} και R_{line2}) και ένα ωμικό φορτίο (R_{load}). Στο σχήμα 3.1 που ακολουθεί παρουσιάζεται το υπό μελέτη μικροδίκτυο. Για τη σχεδίαση των dc-dc boost converters και την κατάλληλη επιλογή των τιμών των στοιχείων που τους αποτελούν, είναι απαραίτητο να αναφερθούν κάποια χαρακτηριστικά που αφορούν τη λειτουργία τους καθώς και τον έλεγχό τους.



Σχήμα 3.1: DC Μικροδίκτυο που υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink

3.2 Έλεγχος των DC-DC Μετατροπέων

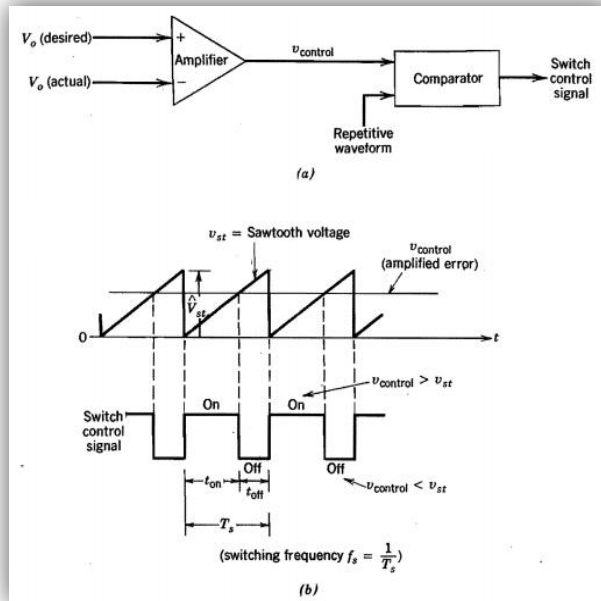
Στους μετατροπείς dc-dc η μέση DC τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το σχηματισμό της DC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

Μία από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης f_s (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = \frac{1}{f_s} = t_{ON} + t_{OFF}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σε αυτή

τη μέθοδο, που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width Modulation-PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) $D = \frac{t_{ON}}{T_s}$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.

Η άλλη μέθοδος ελέγχου είναι γενικότερη. Σύμφωνα με αυτήν, μεταβάλλονται τόσο η συχνότητα μετάβασης (άρα και η περίοδος μετάβασης), όσο και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται μόνο σε μετατροπείς dc-dc που χρησιμοποιούν θυρίστορ με εξαναγκασμένη μετάβαση και για το λόγο αυτό δε θα αναλυθεί σε αυτή τη διπλωματική εργασία. Οι μεταβολές της συχνότητας μετάβασης καθιστούν δύσκολο το φιλτράρισμα της κυμάτωσης των κυματομορφών της εισόδου και της εξόδου.

Στη διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης, το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάστασή του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος $v_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους όπως φαίνεται στα σχήματα 3.2α και 3.2β. Γενικά το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Όταν το ενισχυμένο σήμα σφάλματος, που μεταβάλλεται πολύ αργά με το χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης, είναι μεγαλύτερο από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται 'high', προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη. Διαφορετικά ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Σύμφωνα με το σχήμα 3.2, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της $v_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής \hat{V}_{st} , με τη σχέση $D = \frac{t_{ON}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}}$. [3.1]

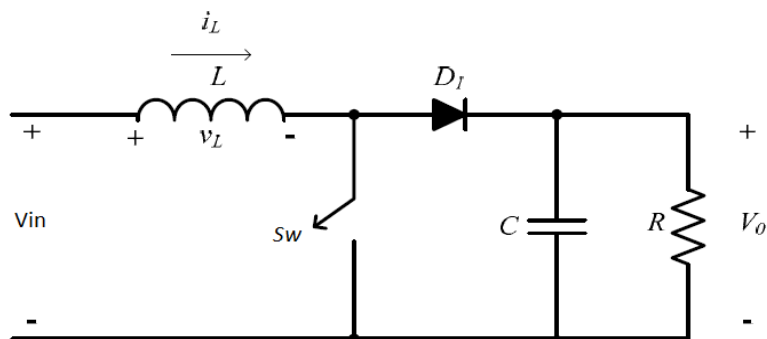


Σχήμα 3.2: Διαμόρφωση Πλάτους Παλμών (PWM)
 α) Λειτουργικό Διάγραμμα
 β) Σήματα Συγκριτή
 Πηγή: [3.1]

3.3 Ανάλυση DC-DC Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης^{[3.1],[3.2],[3.3]}

3.3.1 Τοπολογία

Ο μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς τάσης αποτελείται από ένα πηνίο, ένα ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο, μια δίοδο και έναν πυκνωτή συνδεδεμένα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3 που ακολουθεί. Η ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με την τάση εισόδου επομένως πάντα ισχύει $V_{out}/V_{in} \geq 1$.



Σχήμα 3.3: DC-DC Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης
 Πηγή: [3.1]

Ορισμοί:

- T_s = η περίοδος του κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα
$$T_s = t_{ON} + t_{OFF}$$
- t_{ON} = χρόνος αγωγής (κατάσταση ON) του ημιαγωγικού διακόπτη S_w
$$t_{ON} = DT_s$$
- t_{OFF} = χρόνος μη αγωγής (κατάσταση OFF) του ημιαγωγικού διακόπτη S_w
- D = βαθμός Χρησιμοποίησης (Duty Cycle) του ημιαγωγικού διακόπτη S_w
$$D = \frac{t_{ON}}{T_s} \text{ και ισχύει ότι } D \in (0,1)$$

Το duty cycle ορίζεται ως το ποσοστό της διακοπτικής περιόδου στο οποίο ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής.

- v_{in} = τάση εισόδου
- v_{out} = τάση εξόδου

Οι μετατροπείς dc-dc μπορούν να λειτουργούν με δύο διαφορετικούς τρόπους:

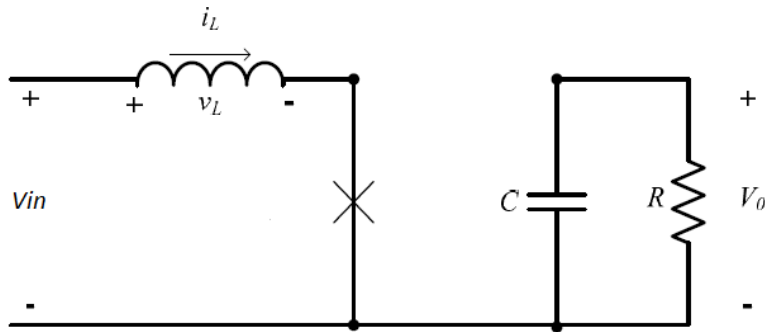
Τη Διακοπτόμενη Αγωγή του πηνίου (Discontinuous Conduction Mode-DCM), στην οποία το ρεύμα εισόδου μηδενίζεται πριν την έναρξη του νέου κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα.

Τη Συνεχή Αγωγή του πηνίου (Continuous Conduction Mode-CCM), στην οποία το ρεύμα εισόδου δε μηδενίζεται.[3.1]

3.3.2 Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής

Τρόπος Λειτουργίας: Ο τρόπος λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης είναι κυκλικός. Κάθε κύκλος λειτουργίας του έχει δύο φάσεις.

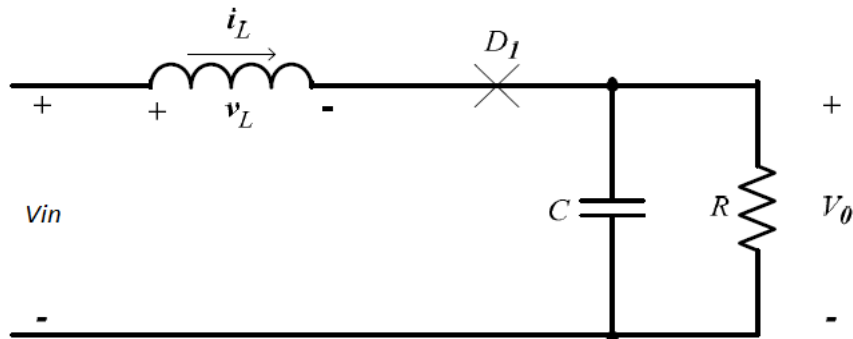
Πρώτη Φάση: Ο ημιαγωγικός διακόπτης S_w άγει (ON). Στην περίπτωση αυτή το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα γίνεται όπως στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Ισοδύναμο Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης κατά την Πρώτη Φάση
Πηγή: [3.1]

Στη φάση αυτή στα άκρα του πηνίου L εφαρμόζεται πρακτικά η τάση εισόδου V_{in} . Τότε το ρεύμα εισόδου αρχίζει να αυξάνεται γραμμικά ($di_{in} > 0$) και αποθηκεύεται ενέργεια στο πηνίο εξαιτίας του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται γύρω από αυτό. Η διάοδος D πολώνεται ανάστροφα και έτσι αποτρέπει τη βραχυκύκλωση των άκρων του πυκνωτή εξόδου C_{out} ο οποίος αρχίζει να εκφορτίζεται, τροφοδοτώντας το φορτίο με την απαραίτητη ενέργεια. Λόγω της εκφόρτισης του πυκνωτή η τάση εξόδου θα αρχίσει να μειώνεται.

Δεύτερη Φάση: Ο ημιαγωγικός διακόπτης S_w δεν άγει (OFF). Το ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται όπως στο σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5: Ισοδύναμο Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης κατά τη Δεύτερη Φάση
Πηγή: [3.1]

Στη φάση αυτή μεταφέρεται ενέργεια στο φορτίο και στον πυκνωτή C_{out} από την πηγή V_{in} και από το μαγνητικό πεδίο του πηνίου. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να μειώνεται γραμμικά ($di_{in} < 0$), οπότε η τάση στα άκρα του v_L θα είναι ($v_L = L \frac{di_{in}}{dt}$) $v_L < 0$, επομένως η τάση εξόδου v_{out} που είναι (θεωρώντας ότι $v_D \rightarrow 0$ όπως πρακτικά συμβαίνει)

$$-v_{in} + v_L + v_{out} = 0 \Rightarrow$$

$$v_{out} = v_{in} - v_L$$

θα είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου v_{in} . Στη φάση αυτή ο πυκνωτής εξόδου C_{out} φορτίζεται.

Υπολογισμός της Τάσης Εξόδου \bar{V}_{out} , όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση Συνεγούς Αγωγής του Πηνίου CCM ($i_L > 0 \forall t$)

Η ενέργεια που αποθηκεύεται στη Φάση 1 στο πηνίο L είναι:

$$W_1 = \bar{V}_L \bar{I}_L t_{ON} , \text{ όπου } \bar{V}_L = V_{in} - \bar{V}_{S_{W}}$$

Η ενέργεια που απελευθερώνεται από την αυτεπαγωγή στη Φάση 2 είναι:

$$W_2 = \bar{V}_L \bar{I}_L t_{OFF} , \text{ όπου } \bar{V}_L = V_{in} - \bar{V}_D - \bar{V}_{out}$$

Για ένα μετατροπέα, ο οποίος δεν παρουσιάζει απώλειες, το άθροισμα των παραπάνω ενεργειών πρέπει να είναι ίσο με μηδέν. Επομένως,

$$W_1 = -W_2 \Rightarrow$$

$$(V_{in} - \bar{V}_{S_{W}})t_{ON} = -(V_{in} - \bar{V}_D - \bar{V}_{out})t_{OFF}$$

$$\text{Αλλά } \frac{t_{OFF}}{t_{ON}} = \frac{T_S - t_{ON}}{t_{ON}} = \frac{T_S}{t_{ON}} - 1 = \frac{1}{D} - 1 = \frac{1-D}{D} \Rightarrow \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{D}{1-D}$$

Τελικά η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{V}_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} - \bar{V}_D - \bar{V}_{S_{W}} \frac{D}{1-D} \quad (3.1)$$

Κυμάτωση του Ρεύματος του Πηνίου i_L

Γνωρίζουμε ότι η τάση του πηνίου δίνεται από τη σχέση:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \bar{V}_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{\bar{V}_L}{L} \Delta t$$

Οπότε στη Φάση 1 η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου θα είναι:

$$\Delta i_{L(+)} = \frac{V_{in} - \bar{V}_{S_{W}}}{L} t_{ON} \quad (3.2\alpha)$$

Στη Φάση 2 το ρεύμα του πηνίου μειώνεται επομένως η κυμάτωση θα είναι:

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{(\bar{V}_{out} + \bar{V}_D) - V_{in}}{L} t_{OFF} \quad (3.2\beta)$$

Είναι φανερό ότι ισχύει η σχέση $\Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)}$.

Απλοποιημένες σχέσεις

Οι τάσεις \bar{V}_D και $\bar{V}_{S_{W}}$ στα άκρα των ημιαγωγικών στοιχείων είναι πολύ μικρές σε σχέση με τη V_{in} όταν αυτά είναι σε κατάσταση αγωγής, οπότε μπορούν να θεωρηθούν

ίσες με μηδέν ($\overline{V_D} = \overline{V_{SW}} = 0$). Μετά από αυτές τις παραδοχές, οι παραπάνω σχέσεις γράφονται:

$$\overline{V_{out}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (3.3)$$

Όπως διαπιστώνεται από τη σχέση (3.3), κρατώντας τη διακοπτική συχνότητα σταθερή, αυξομειώνοντας το χρόνο αγωγής του διακόπτη μπορεί να επιτευχθεί έλεγχος της τάσης εξόδου. Για $t_{ON} = 0$ η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης παίρνει την ελάχιστη τιμή που είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας. Όσο μεγαλύτερος γίνεται ο χρόνος t_{ON} , τόσο μεγαλύτερη γίνεται η τάση εξόδου.

$$\Delta i_{L(+)} = \frac{V_{in}}{L} D T_s \quad (3.4\alpha)$$

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{\overline{V_{out}} - V_{in}}{L} (1 - D) T_s \quad (3.4\beta)$$

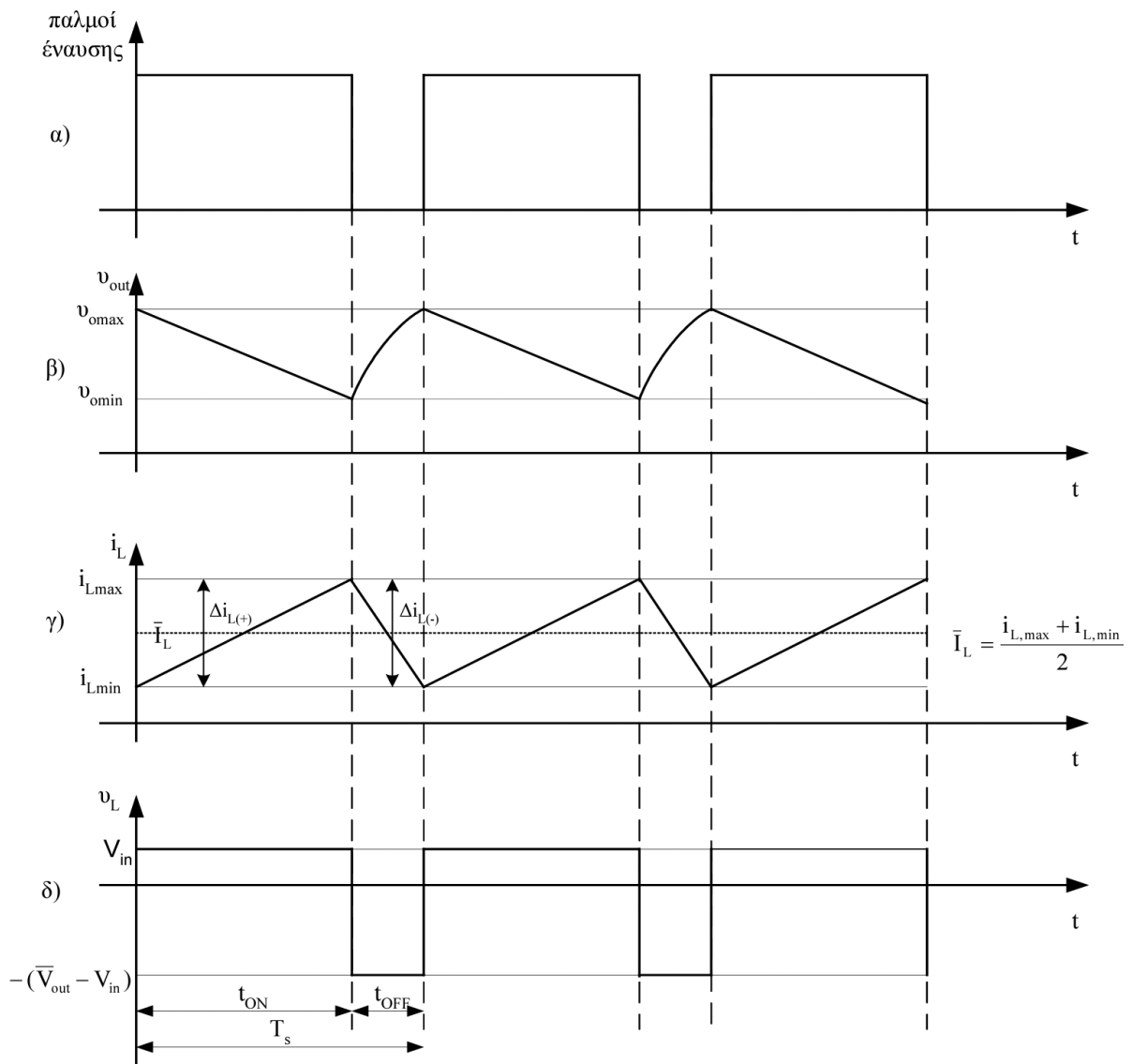
Επομένως η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου θα είναι:

$$\Delta i_{L,rip} = \Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)} \Rightarrow$$

$$\Delta i_{L,rip} = \frac{V_{in}}{L} D T_s \quad (3.5)$$

$$\text{και } \Delta i_{L,rip} = i_{L,max} - i_{L,min} \quad (3.6)$$

Στην περίπτωση αυτή οι κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης παρουσιάζονται στο σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6:Κυματομορφές του Μετατροπέα Ανύψωσης για κατάσταση Συνεχούς Αγωγής
 α) Παλμοί Έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη S_w

β) Τάση Εξόδου

γ) Ρεύμα Εισόδου

δ) Τάση στα άκρα του πηνίου

Πηγή: [3.2]

Σγέση Ρεύματος Εισόδου-Εξόδου

Σε έναν ιδανικό, χωρίς απώλειες, μετατροπέα θα ισχύει:

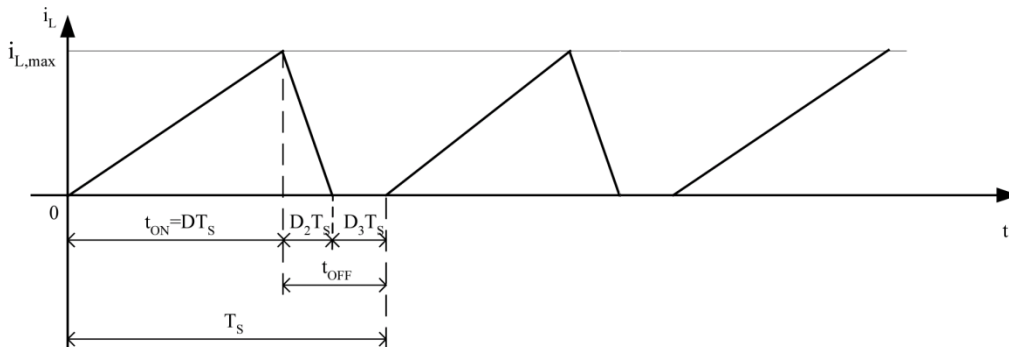
$$\text{Ισχύς Εισόδου} = \text{Ισχύς Εξόδου} \Rightarrow$$

$$V_{in} \bar{I}_L = \bar{V}_{out} \bar{I}_{out} \Rightarrow$$

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_{out}}{1-D} \quad (3.7)$$

3.3.3 Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στη Μόνιμη Κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής

Όπως προκύπτει από τη σχέση (3.7), που ισχύει όταν το πηνίο διαρρέεται από συνεχόμενο ρεύμα ($i_L(t) > 0$), η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου ελαττώνεται όταν μειώνεται το ρεύμα εξόδου. Επιπλέον η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου Δi_L δεν εξαρτάται από το ρεύμα εξόδου (σχέση 3.5). Έτσι, όπως φαίνεται από το σχήμα 3.6γ, όσο το ρεύμα εξόδου μειώνεται προκαλώντας ανάλογη μείωση του \bar{I}_L , το $i_{L,min}$ θα μειώνεται και αυτό και κάποια στιγμή θα μηδενιστεί. Η τιμή που έχει τότε το ρεύμα φορτίου την ονομάζουμε κρίσιμη τιμή. Εάν το ρεύμα φορτίου πάρει τιμή μικρότερη από την κρίσιμη τιμή, το ρεύμα πηνίου δεν πρόκειται να γίνει ποτέ αρνητικό, λόγω της διόδου D. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του πηνίου θα παραμείνει μηδέν, μέχρι να ξεκινήσει ο επόμενος κύκλος λειτουργίας του μετατροπέα, που αρχίζει με την αγωγή του S_w . Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου στην περίπτωση αυτή απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.7: Ρεύμα Πηνίου όταν ο Μετατροπέας Ανύψωσης λειτουργεί στην κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής πηνίου
Πηγή: [3.2]

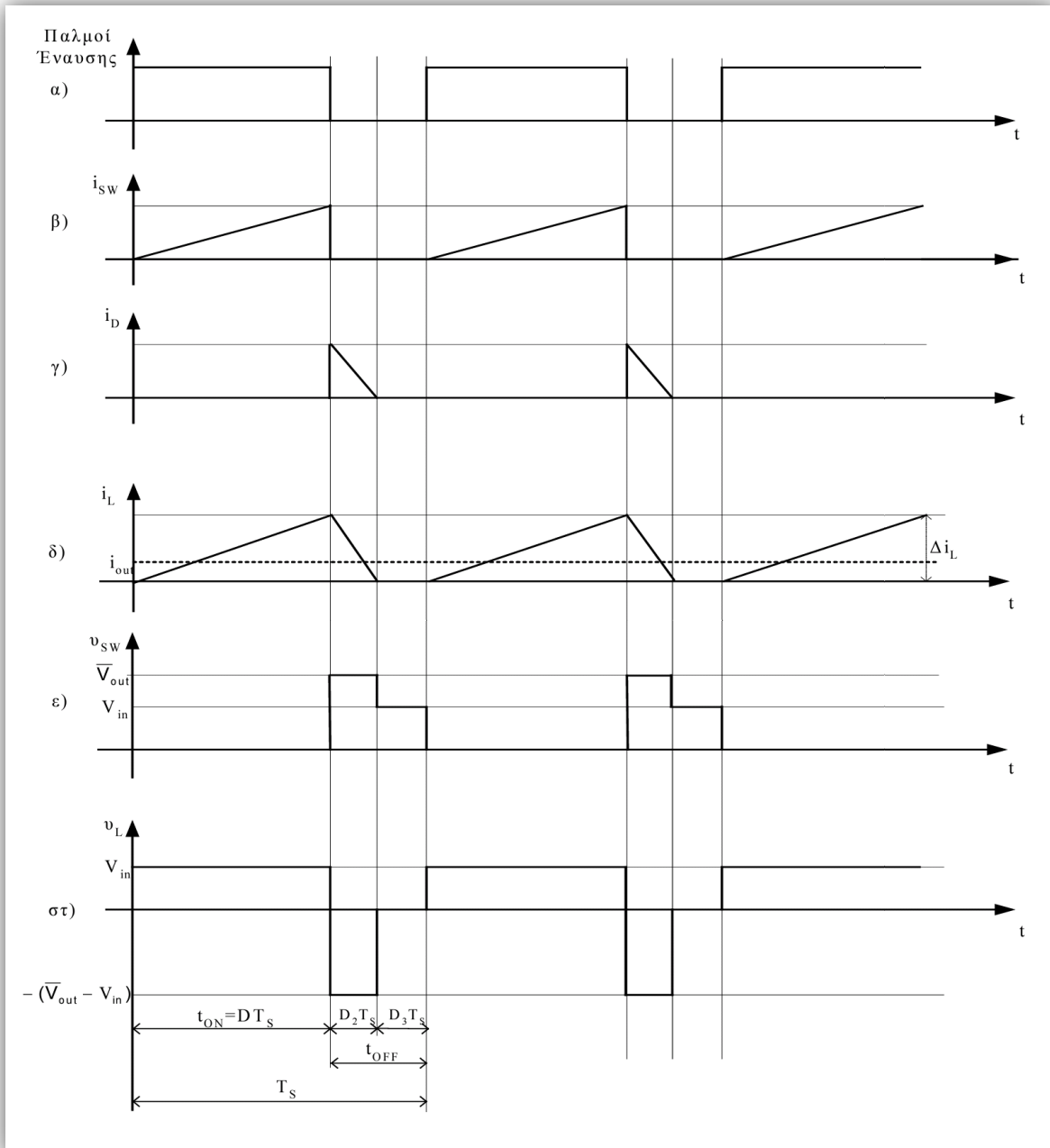
Στην κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής έχουμε τρεις φάσεις σε κάθε κύκλο λειτουργίας του μετατροπέα.

Πρώτη Φάση: Ο ημιαγωγικός διακόπτης S_w είναι ON και έχει διάρκεια $t_{ON} = DT_s$.

Δεύτερη Φάση: Ο ημιαγωγικός διακόπτης S_w είναι OFF και η διάδος D άγει και έχει διάρκεια $t_{OFF} = D_2 T_s$.

Τρίτη Φάση: Δεν άγει ούτε ο ημιαγωγικός διακόπτης S_w ούτε η διάδος D. Η διάρκεια της φάσης αυτής είναι $D_3 T_s$.

Η τρίτη φάση λειτουργίας είναι εν γένει μία ανεπιθύμητη φάση λειτουργίας και δημιουργείται μόνο όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με ασυνεχές ρεύμα πηνίου, δηλαδή εάν το ρεύμα του πηνίου πάρει την τιμή μηδέν. Η κατάσταση αυτή προκύπτει εάν αποφορτιστεί πλήρως το πηνίο, δηλαδή κατά την αποφόρτισή του δε δοθεί παλμός στην πύλη του διακόπτη. Τότε δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα και η τάση εισόδου βγαίνει ουσιαστικά εκτός κυκλώματος. Οι κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης για την κατάσταση DCM φαίνονται στο σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8: Μετατροπέας Ανύψωσης στην κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής πηνίου (DCM)

α) Παλμοί Έναυσης β) Ρεύμα που διαρρέει τον ημιαγωγικό διακόπτη S_w

γ) Ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο D δ) Ρεύμα Πηνίου L

ε) Τάση στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S_w

στ) Τάση στα άκρα του πηνίου L

Πηγή: [3.2]

Κυμάτωση Δi_L του ρεύματος του πηνίου

Γνωρίζουμε ότι η σχέση τάσης-ρεύματος για ένα πηνίο είναι $v_L = L \frac{di_L}{dt}$. Επειδή η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου είναι πρακτικά γραμμική, προκύπτει ότι:

$$\Delta i_L = \frac{\bar{V}_L}{L} \Delta t$$

Οπότε στη Φάση 1 η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου θα είναι:

$$\begin{aligned} v_L &= V_{in} \\ \Delta i_{L(+)} &= \frac{V_{in}}{L} D T_S \end{aligned} \quad (3.8)$$

Στη Φάση 2 το ρεύμα του πηνίου μειώνεται οπότε η κυμάτωση θα είναι:

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{\bar{V}_{out} - V_{in}}{L} D_2 T_S \quad (3.9)$$

Τάση Εξόδου \bar{V}_{out}

Η κυμάτωση στις δύο φάσεις Φ1 και Φ2 είναι η ίδια, οπότε από τη σχέση

$$\Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)}$$

προκύπτει ότι:

$$\bar{V}_{out} = \frac{V_{in}(D+D_2)}{D_2} \quad (3.10)$$

Θα διερευνήσουμε την τάση εξόδου \bar{V}_{out} στην περίπτωση που το φορτίο είναι μια καθαρά ωμική αντίσταση R.

Από το σχήμα 3.8δ προκύπτει ότι:

$$\bar{I}_{out} = \frac{\bar{V}_{out}}{R} = \frac{1}{T_S} \left(\frac{1}{2} \Delta i_{L(+)} D_2 T_S \right) \quad (3.11)$$

Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.11) τη σχέση (3.8) έχουμε:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{out} &= \frac{\bar{V}_{out}}{R} = \frac{1}{T_S} \left(\frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L} D T_S D_2 T_S \right) \Rightarrow \\ \bar{I}_{out} &= \frac{\bar{V}_{out}}{R} = \frac{V_{in} D D_2 T_S}{2L} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Λύνουμε τη σχέση (3.10) ως προς D_2 και έχουμε:

$$D_2 = \frac{D V_{in}}{\bar{V}_{out} - V_{in}} \quad (3.13)$$

Λύνουμε τη σχέση (3.12) ως προς D_2 και έχουμε:

$$D_2 = \frac{2L\bar{V}_{out}}{RV_{in}DT_s} \quad (3.14)$$

Εξισώνοντας τις παραπάνω σχέσεις (3.13) και (3.14) μπορούμε να βρούμε την τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης. Από την εξίσωση των δύο αυτών σχέσεων προκύπτει η εξής δευτεροβάθμια εξίσωση:

$$2L\bar{V}_{out}^2 - 2LV_{in}\bar{V}_{out} - RV_{in}^2D^2T_s=0$$

που έχει τις λύσεις:

$$\bar{V}_{out} = V_{in} \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4D^2}{2L} \frac{RT_s}{RT_s}}}{2}$$

Θέτοντας

$$K = \frac{2L}{RT_s} \quad (3.15)$$

και λαμβάνοντας υπόψη τη θετική τιμή της λύσης, η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης για την περίπτωση που το φορτίο είναι ωμική αντίσταση R, είναι:

$$\bar{V}_{out} = V_{in} \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (3.16)$$

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση της διακοπτόμενης αγωγής, η τάση εξόδου δεν εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου V_{in} και το βαθμό χρησιμοποίησης D , όπως στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής, αλλά και από την παράμετρο K που εμπλέκει το φορτίο εξόδου R , το πηνίο εισόδου L και την περίοδο T_s του διακοπτικού κύκλου.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως η τρίτη φάση λειτουργίας είναι ανεπιθύμητη. Προκειμένου λοιπόν να αποφευχθεί μια τέτοια κατάσταση είναι σημαντική η σωστή διαστασιολόγηση των στοιχείων του μετατροπέα, δηλαδή του πηνίου και του πυκνωτή, καθώς και ο σωστός καθορισμός της διακοπτικής συχνότητας.

3.3.4 Επιλογή Πηνίου προκειμένου ο μετατροπέας να λειτουργεί στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής

Στην οριακή περίπτωση μεταξύ συνεχούς και διακοπτόμενης αγωγής του πηνίου ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\bar{I}_{L,min} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.17)$$

η οποία με τη βοήθεια των σχέσεων (3.5) και (3.7) γίνεται:

$$L_{\min} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}(1-D)DT_s}{\bar{I}_{out}} \quad (3.18)$$

3.3.5 Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου C_{out}

Ο πυκνωτής εξόδου C_{out} θα θέλαμε να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος (ιδανικά $C_{out} \rightarrow \infty$) ώστε η τάση εξόδου v_{out} να παραμένει σταθερή ανεξάρτητα του φορτίου εξόδου. Το φορτίο του πυκνωτή συνδέεται με την τάση στα άκρα του με τη σχέση:

$$q = Cv$$

Για δύο διαφορετικές χρονικές στιγμές t_1, t_2 η παραπάνω σχέση γράφεται:

$$q_1 = Cv_1$$

$$q_2 = Cv_2$$

Επομένως ισχύει η σχέση:

$$\Delta q = C \cdot \Delta v$$

Άρα $\Delta v_{out,rip} = \frac{\Delta q}{C_{out}}$, όπου Δq η μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή για μεταβολή της τάσης από $v_{o,max}$ σε $v_{o,min}$ σε χρόνο t_{ON} .

Γνωρίζουμε ότι $i = \frac{dq}{dt} \Rightarrow \int_0^{t_{ON}} dq = \int_0^{t_{ON}} i dt \Rightarrow \Delta q = \bar{I}_{out} t_{ON}$

Επομένως:

$$\Delta v_{out,rip} = \frac{\bar{I}_{out} DT_s}{C_{out}} \quad (3.19)$$

Αν θέλουμε η κυμάτωση να μην υπερβαίνει κάποιο ποσοστό της τάσης εξόδου \bar{V}_{out} , έστω $\alpha \times 100\%$, τότε:

$$\frac{\Delta v_{out,rip}}{\bar{V}_{out}} \leq \alpha \Rightarrow$$

$$C_{out} \geq \frac{\bar{I}_{out} DT_s}{\alpha \bar{V}_{out}} \quad (3.20)$$

3.4 Υλοποίηση DC Μικροδικτύου

Για την υλοποίηση του μικροδικτύου στο περιβάλλον Matlab/Simulink επιλέχθηκαν οι παρακάτω τιμές των στοιχείων:

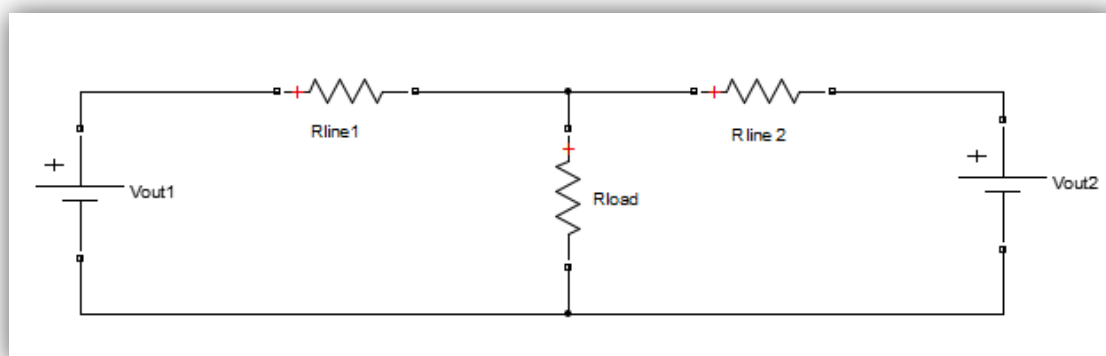
- Τάση Εισόδου Πηγών Συνεχούς Τάσης: $V_{in1} = V_{in2} = 350 \text{ V}$.
- Αντίσταση της γραμμής διασύνδεσης του 1^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου: $R_{line1} = 1\Omega$.
- Αντίσταση της γραμμής διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου: $R_{line2} = 4\Omega$.
- Ωμικό Φορτίο μικροδικτύου: $R_{load} = 200 \Omega$.
- Βαθμός Χρησιμοποίησης (duty cycle) $D=0,5$.
- Διακοπτική συχνότητα $f_s = 100 \text{ kHz}$ επομένως $T_s = 10^{-5} \text{ sec}$.

Τέλος ως ημιαγωγικοί διακόπτες χρησιμοποιήθηκαν MOSFET ισχύος.

Σύμφωνα με τη σχέση (3.3) για $V_{in1} = V_{in2} = 350 \text{ V}$ και $D=0,5$ η τάση εξόδου των δύο μετατροπέων θα είναι $\bar{V}_{out1} = \bar{V}_{out2} = 700 \text{ V}$.

3.4.1 Υπολογισμός Τιμών Πηνίων έτσι ώστε οι μετατροπείς να λειτουργούν σε κατάσταση Συνεχούς Αγωγής του Πηνίου CCM ($i_L > 0 \forall t$)

Προκειμένου οι δύο dc-dc μετατροπείς ανύψωσης τάσης να λειτουργούν στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής υπολογίσαμε τις τιμές που πρέπει να λάβουν τα πηνία L_1 και L_2 καθώς και τις τιμές των πυκνωτών. Θεωρώντας τους μετατροπείς ως πηγές συνεχούς τάσης προκύπτει το παρακάτω απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του μικροδικτύου.



Σχήμα 3.9: Ισοδύναμο Κύκλωμα Μικροδικτύου

Από Νόμο Τάσεων Kirchhoff στον πρώτο βρόχο έχουμε:

$$\begin{aligned} -\bar{V}_{out1} + \bar{I}_{out1}R_{line1} + (\bar{I}_{out1} + \bar{I}_{out2})R_{load} &= 0 \Rightarrow \\ -700 + \bar{I}_{out1} + 200(\bar{I}_{out1} + \bar{I}_{out2}) &= 0 \Rightarrow \\ 201\bar{I}_{out1} + 200\bar{I}_{out2} &= 700 \end{aligned}$$

Από Νόμο Τάσεων Kirchhoff στο δεύτερο βρόχο έχουμε:

$$\begin{aligned} -\bar{V}_{out2} + \bar{I}_{out2}R_{line2} + (\bar{I}_{out1} + \bar{I}_{out2})R_{load} &= 0 \Rightarrow \\ -700 + 4\bar{I}_{out2} + 200(\bar{I}_{out1} + \bar{I}_{out2}) &= 0 \Rightarrow \\ 200\bar{I}_{out1} + 204\bar{I}_{out2} &= 700 \end{aligned}$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις υπολογίστηκαν τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων:

$$\bar{I}_{out1} = 2.79A$$

$$\bar{I}_{out2} = 0.7A$$

Επιπλέον για το ωμικό φορτίο θα είναι:

$$\bar{I}_{Load} = \bar{I}_{out1} + \bar{I}_{out2} = 2.79 + 0.7 = 3.49A$$

και

$$\begin{aligned} \bar{V}_{Load} &= \bar{V}_{out1} - \bar{I}_{out1}R_{line1} = \bar{V}_{out2} - \bar{I}_{out2}R_{line2} = 700 - (2.79 \cdot 1) \\ &= 700 - (0.7 \cdot 4) = 697.2V \end{aligned}$$

Επομένως από τη σχέση (3.18) υπολογίζουμε την ελάχιστη τιμή των πηνίων L1 και L2 έτσι ώστε οι δύο μετατροπείς να λειτουργούν σε κατάσταση συνεχούς αγωγής.

1^{ος} Μετατροπέας:

$$L_{min1} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}(1-D)DT_s}{\bar{I}_{out1}} = 156.81 \mu H$$

Προκειμένου να έχουμε μικρότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων θα πρέπει η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου να είναι μικρή. Από τις σχέσεις της παραγράφου 3.3.2 προκύπτει ότι για να είναι μικρή η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου, θα πρέπει η διακοπτική συχνότητα f_s και η τιμή του πηνίου L να έχουν μεγάλες τιμές.

Για διακοπτική συχνότητα $f_s = 100 \text{ kHz}$ και κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου 30% της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου του 1^{ου} μετατροπέα δηλαδή $\Delta i_{L,rip1} = 0.3 \bar{I}_{out1}$ από τη σχέση (3.5) έχουμε:

$$\Delta i_{L,rip1} = \frac{V_{in}}{L_1} DT_s \Rightarrow L_1 = \frac{V_{in}}{0.3 \bar{I}_{out1}} DT_s = 2.09 \text{ mH}$$

2^{ος} Μετατροπέας:

Όμοια με τον 1^ο μετατροπέα έχουμε:

$$L_{min2} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}(1-D)DT_s}{\bar{I}_{out2}} = 625 \text{ } \mu\text{H}$$

Για κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου 30% της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου του 2^{ου} μετατροπέα δηλαδή $\Delta i_{L,rip2} = 0.3 \bar{I}_{out2}$ έχουμε:

$$\Delta i_{L,rip2} = \frac{V_{in}}{L_2} DT_s \Rightarrow L_2 = \frac{V_{in}}{0.3 \bar{I}_{out2}} DT_s = 8.33 \text{ mH}$$

3.4.2 Υπολογισμός Τιμών Πυκνωτών Εξόδου C_{out1} και C_{out2}

Οι πυκνωτές θα θέλαμε να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτεροι έτσι ώστε η τάση εξόδου V_{out} να παραμένει σταθερή ανεξάρτητα του φορτίου εξόδου.

1^{ος} μετατροπέας:

Αν θέλουμε η κυμάτωση να μην υπερβαίνει το 1% της τάσης εξόδου \bar{V}_{out1} , τότε σύμφωνα με τις σχέσεις της παραγράφου 3.3.5 έχουμε:

$$\frac{\Delta v_{out,rip1}}{\bar{V}_{out1}} \leq 0.01 \Rightarrow$$

$$C_{out1} \geq \frac{\bar{I}_{out1} DT_s}{0.01 \bar{V}_{out1}} \Rightarrow C_{out1} \geq 2 \text{ } \mu\text{F}$$

2^{ος} μετατροπέας:

Όμοια με τον πρώτο μετατροπέα αν θέλουμε η κυμάτωση να μην υπερβαίνει 1% της τάσης εξόδου \bar{V}_{out2} έχουμε:

$$\frac{\Delta v_{out,rip2}}{\bar{V}_{out2}} \leq 0.01 \Rightarrow$$

$$C_{out2} \geq \frac{\bar{I}_{out2}DT_s}{0.01\bar{V}_{out2}} \Rightarrow C_{out2} \geq 0.5 \mu\text{F}$$

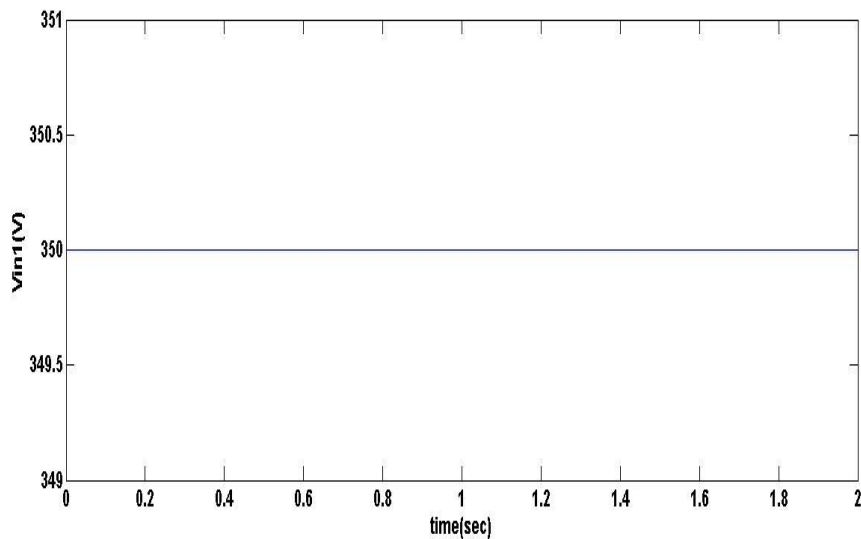
Σύμφωνα με τα παραπάνω για το σχεδιασμό των dc-dc μετατροπέων ανύψωσης του DC μικροδικτύου επιλέγονται για τα στοιχεία οι παρακάτω τιμές:

1 ^{ος} Μετατροπέας	2 ^{ος} Μετατροπέας
$L_1 = 3\text{mH}$	$L_2 = 12\text{mH}$
$C_{out1} = 3\mu\text{F}$	$C_{out2} = 1\mu\text{F}$

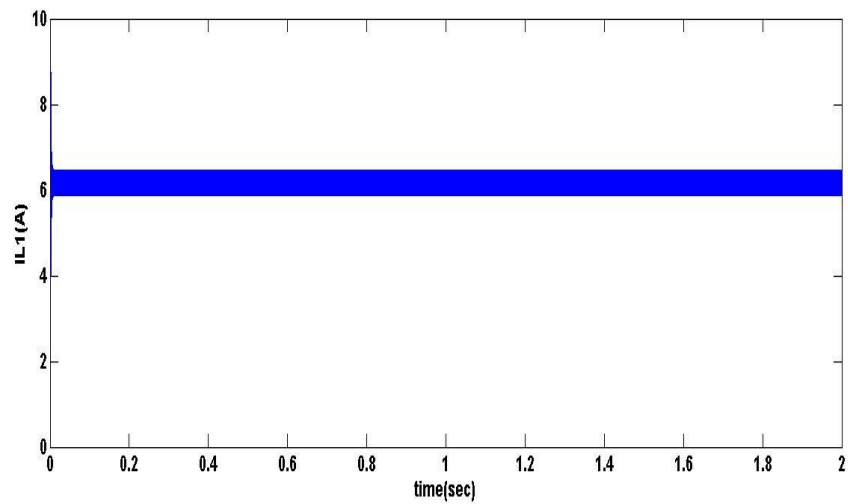
Πίνακας 3.1: Τιμές πηνίων και πυκνωτών που επιλέχθηκαν για το σχεδιασμό των dc-dc Boost Converters

3.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink

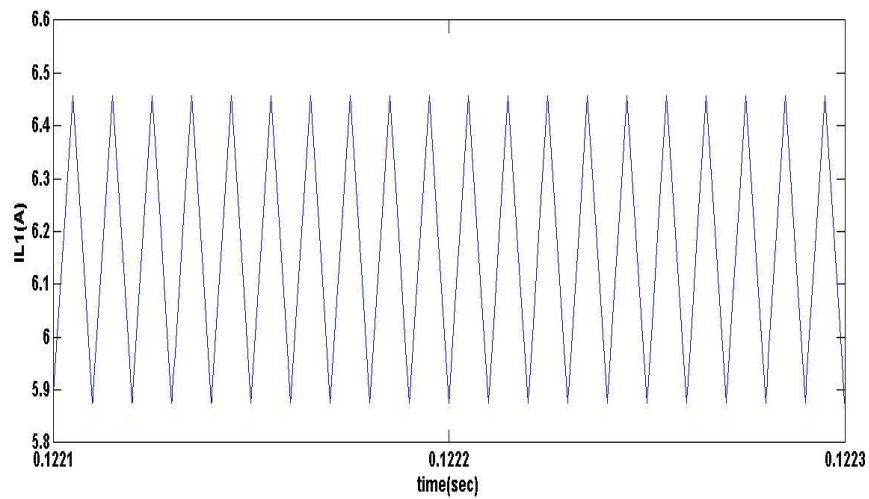
Παρακάτω παρατίθενται αναλυτικά τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink. Η προσομοίωση γίνεται σε συνεχή χρόνο με χρόνο προσομοίωσης 2sec.



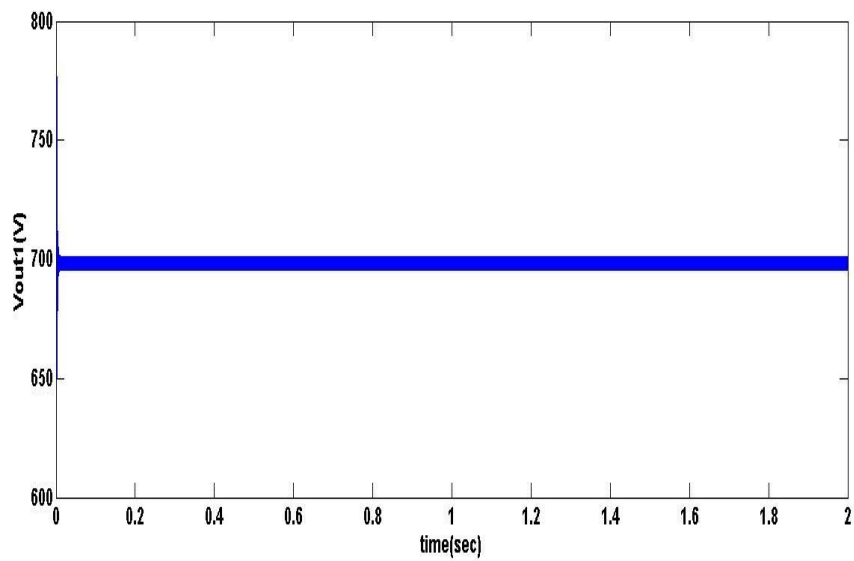
Σχήμα 3.10: Τάση Εισόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter $V_{in1} = 350\text{V}$



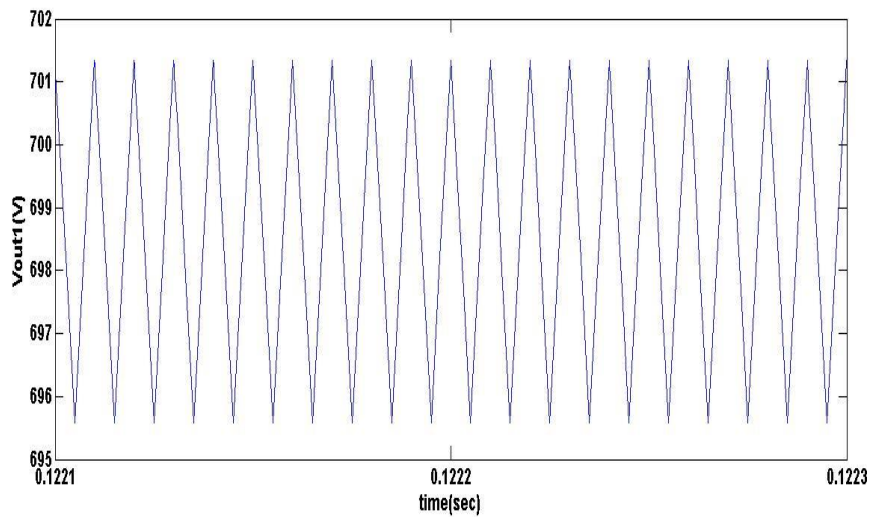
Σχήμα 3.11: Ρεύμα Πηνίου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



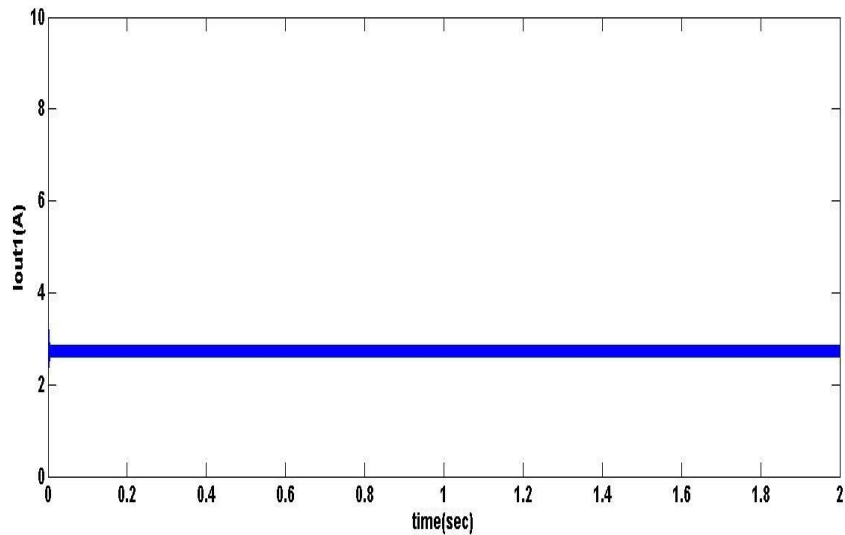
Σχήμα 3.12: Κυμάτωση του Ρεύματος του Πηνίου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



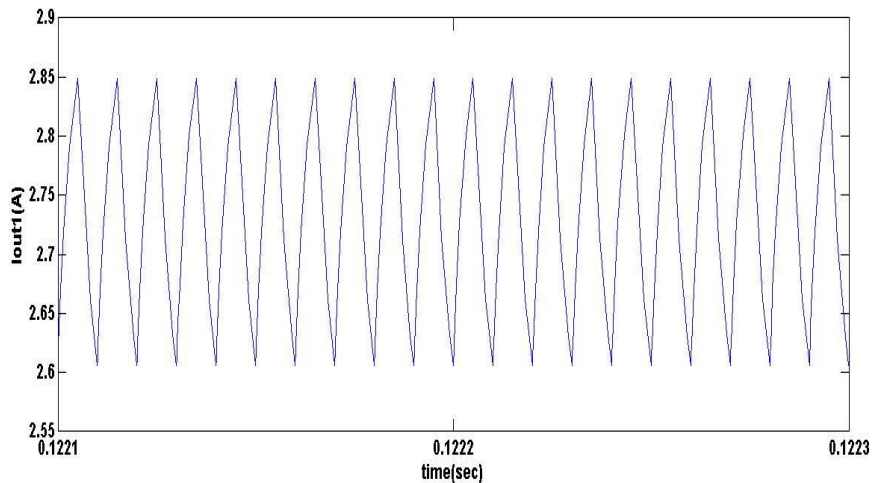
Σχήμα 3.13: Τάση Εξόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{V}_{out1} = 700V$



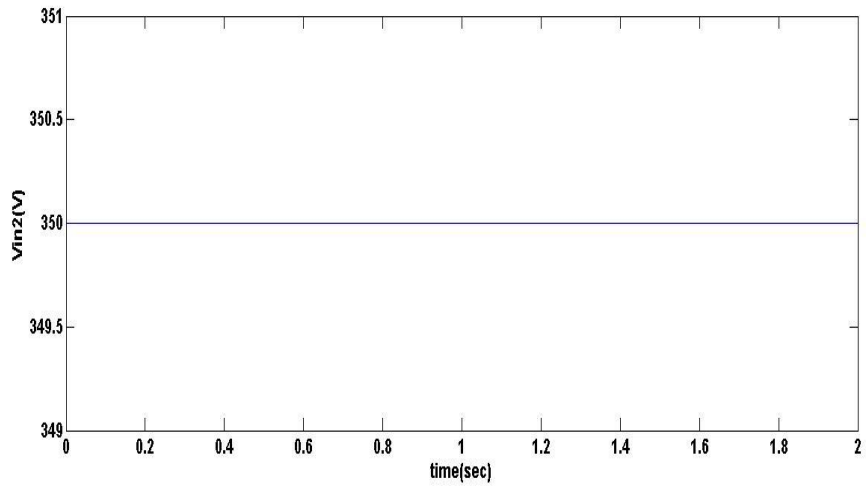
Σχήμα 3.14: Κυμάτωση της Τάσης Εξόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{V}_{out1} = 700V$



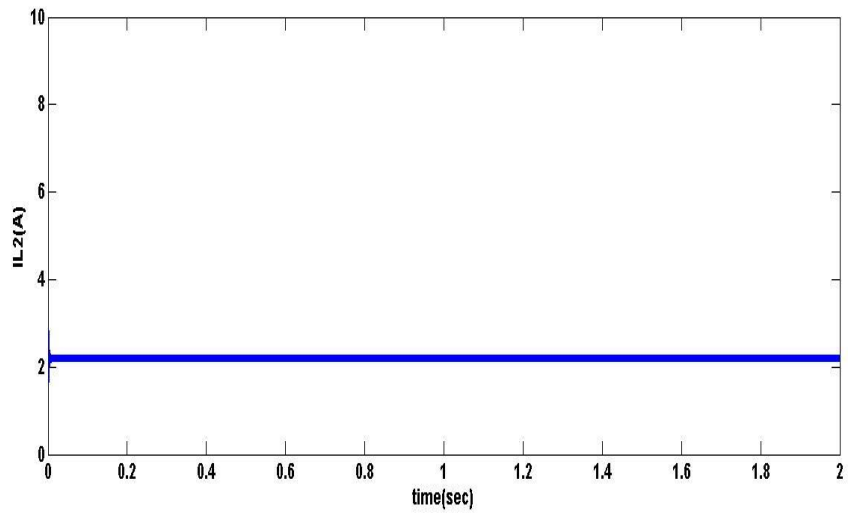
Σχήμα 3.15: Ρεύμα Εξόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{I}_{out1} = 2.79A$



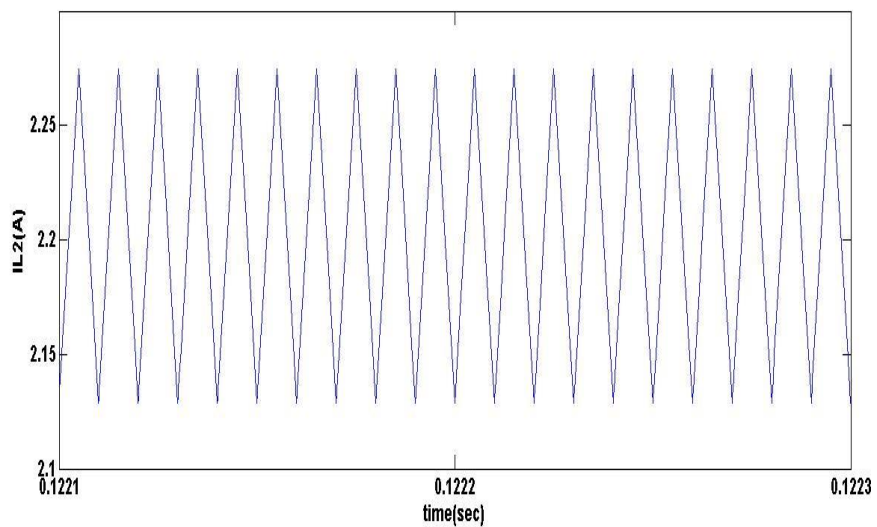
Σχήμα 3.16: Κυμάτωση του Ρεύματος Εξόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{I}_{out1} = 2.79A$



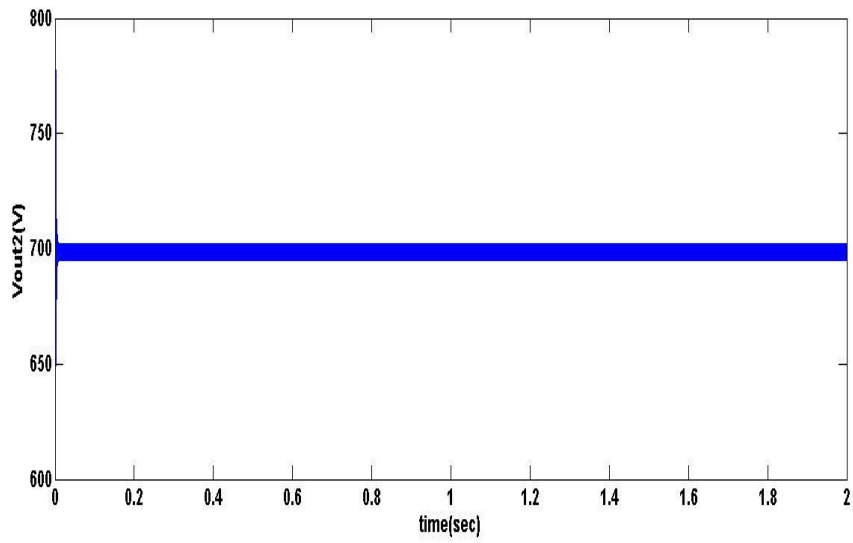
Σχήμα 3.17: Τάση Εισόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter $V_{in2} = 350V$



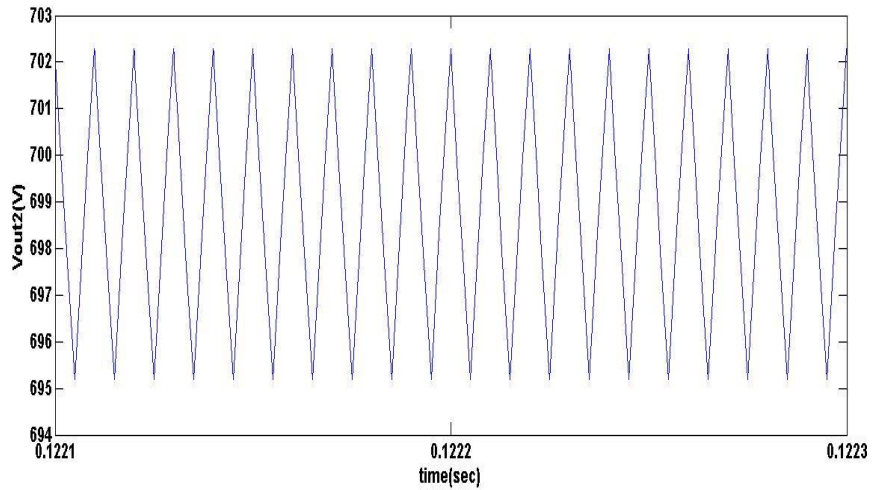
Σχήμα 3.18: Ρεύμα Πηνίου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter



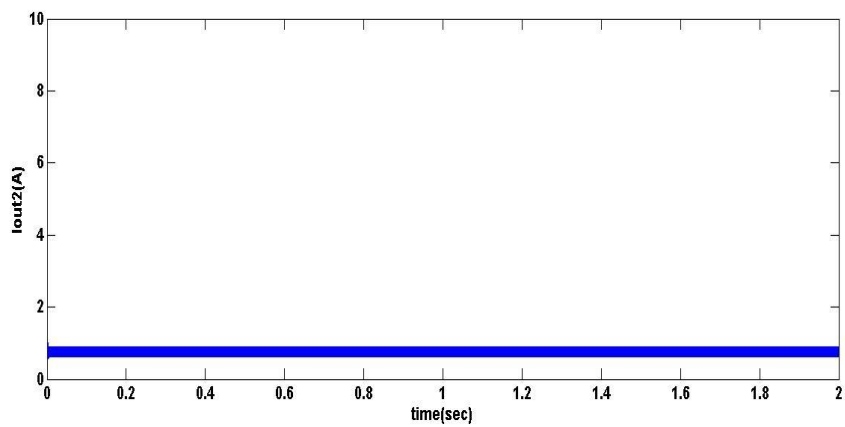
Σχήμα 3.19: Κυμάτωση του Ρεύματος του Πηνίου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter



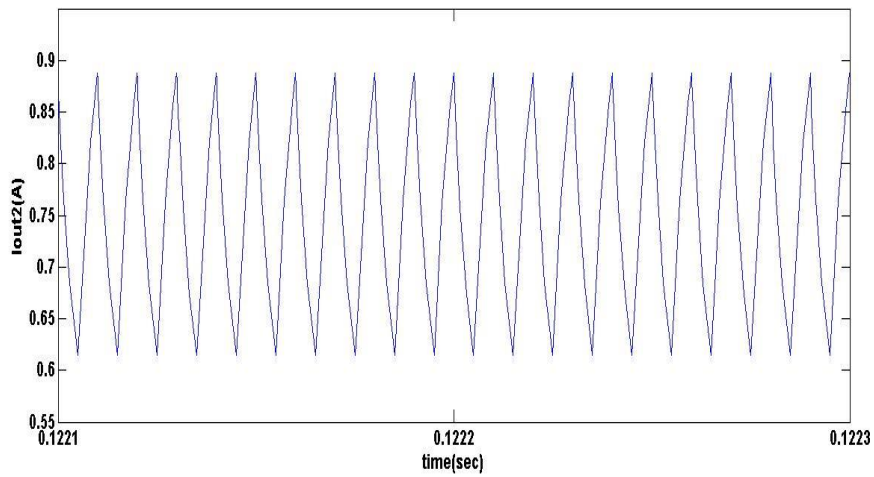
Σχήμα 3.20: Τάση Εξόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{V}_{out2} = 700V$



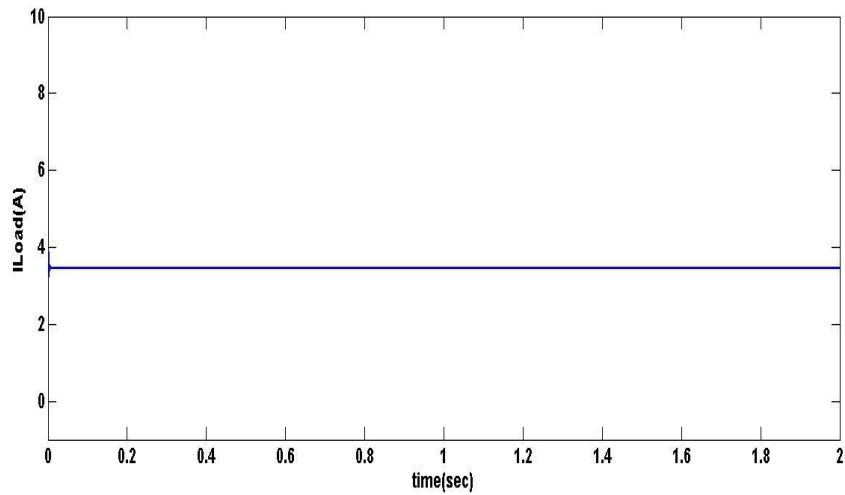
Σχήμα 3.21: Κυμάτωση της Τάσης Εξόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{V}_{out2} = 700V$



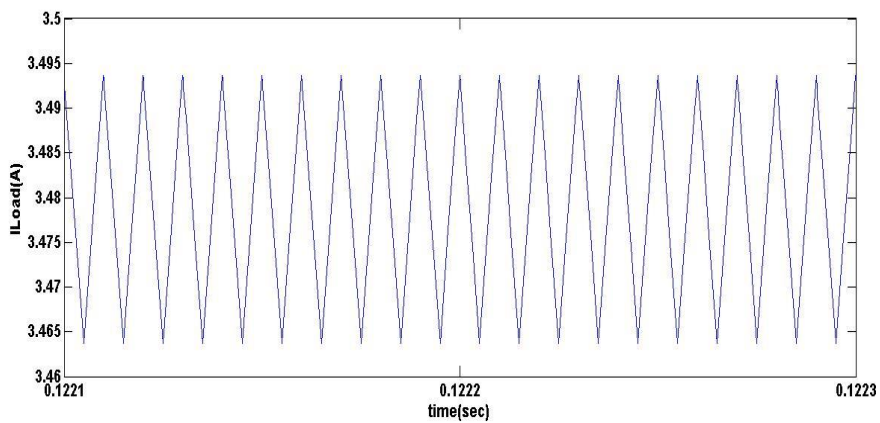
Σχήμα 3.22: Ρεύμα Εξόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{I}_{out2} = 0.7A$



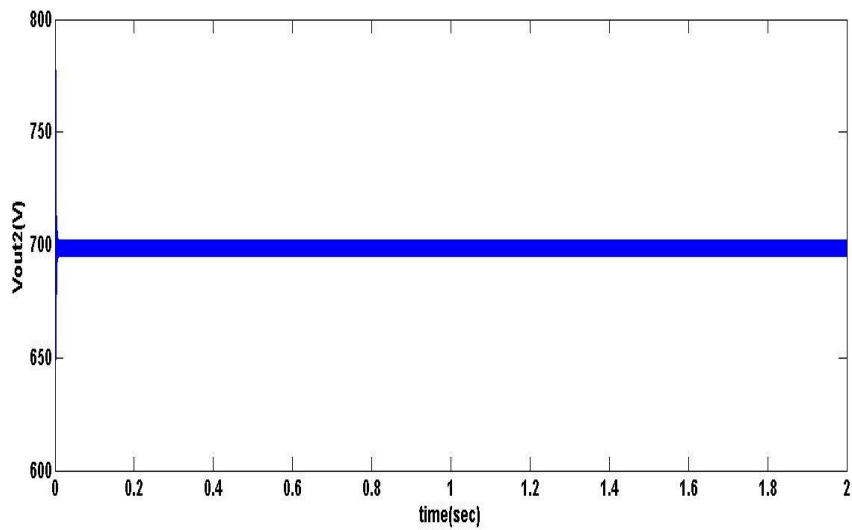
Σχήμα 3.23: Κυμάτωση του Ρεύματος Εξόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter $\bar{I}_{out2} = 0.7A$



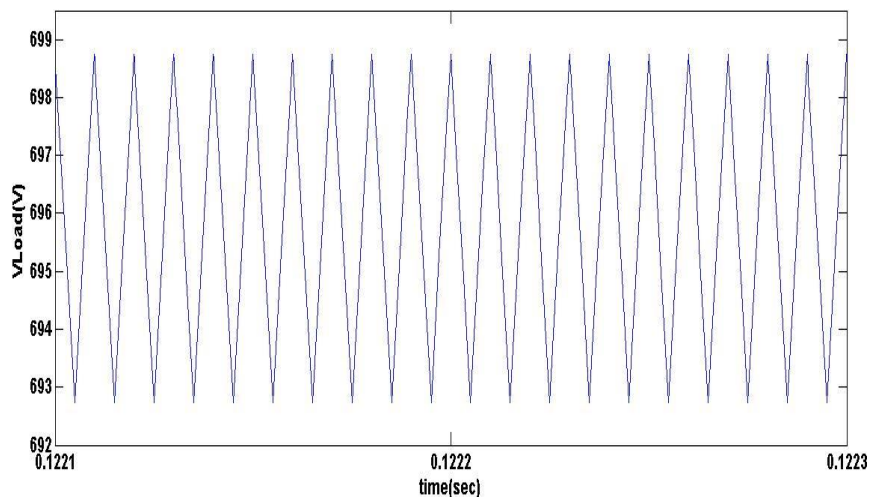
Σχήμα 3.24: Ρεύμα Φορτίου $\bar{I}_{Load} = 3.49A$



Σχήμα 3.25: Κυμάτωση του Ρεύματος του Φορτίου $\bar{I}_{Load} = 3.49A$



Σχήμα 3.26: Τάση Φορτίου $\bar{V}_{Load} = 697.2V$



Σχήμα 3.27: Κυμάτωση της Τάσης του Φορτίου $\bar{V}_{Load} = 697.2V$

Παρατηρήσεις:

1^{ος} Μετατροπέας Ανόψωσης Συνεχούς Τάσης: Παρατηρούμε ότι για την τιμή $L_1=3$ mH που επιλέξαμε ο μετατροπέας λειτουργεί στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής στην οποία το ρεύμα εισόδου, που είναι το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο, δε μηδενίζεται. Επιπλέον η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου είναι περίπου 0.6 A. Στους υπολογισμούς που έγιναν για την υλοποίηση του 1^{ου} μετατροπέα είχαμε υπολογίσει ότι για να έχουμε κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου 30% της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου, δηλαδή $\Delta i_{L,rip1}=0.3\bar{I}_{out1}=0.3 \cdot 2.79=0.84A$, πρέπει η τιμή του πηνίου L_1 να είναι 2.09mH. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι έχουμε μικρότερη

κυμάτωση λόγω της υπερδιαστασιολόγησης του πηνίου, αφού επιλέξαμε τιμή $L_1=3\text{mH}$.

Από το διάγραμμα της τάσης εξόδου \bar{V}_{out1} του 1^{ου} μετατροπέα βλέπουμε ότι $\bar{V}_{\text{out1}}=700\text{V}$ όπως αναμέναμε, αφού επιλέχθηκε $D=0.5$. Επιπλέον φαίνεται ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι περίπου 5V . Στους υπολογισμούς που έγιναν για την υλοποίηση του 1^{ου} μετατροπέα υπολογίσαμε ότι για να έχουμε κυμάτωση 1% της τάσης εξόδου δηλαδή $0.01 \cdot 700 = 7\text{V}$ πρέπει η τιμή του πυκνωτή να είναι $C_{\text{out1}} = 2\mu\text{F}$. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι έχουμε μικρότερη κυμάτωση λόγω της υπερδιαστασιολόγησης του πυκνωτή αφού για την προσομοίωση επιλέξαμε τιμή $C_{\text{out1}} = 3\mu\text{F}$.

2^{ος} Μετατροπέας Ανόψωσης Συνεχούς Τάσης: Παρατηρούμε ότι για την τιμή $L_2=12\text{mH}$ που επιλέξαμε ο μετατροπέας λειτουργεί στη Μόνιμη Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής στην οποία το ρεύμα εισόδου, δε μηδενίζεται. Επιπλέον η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου είναι περίπου 0.15A . Στους υπολογισμούς που έγιναν για την υλοποίηση του 2^{ου} μετατροπέα είχαμε υπολογίσει ότι για να έχουμε κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου 30% της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου, δηλαδή $\Delta i_{L,\text{rip2}}=0.3\bar{I}_{\text{out2}}=0.3 \cdot 0.7=0.21\text{A}$, πρέπει η τιμή του πηνίου L_2 να είναι 8.33mH . Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι έχουμε μικρότερη κυμάτωση λόγω της υπερδιαστασιολόγησης του πηνίου, αφού επιλέξαμε τιμή $L_2=12\text{mH}$.

Από το διάγραμμα της \bar{V}_{out2} του 2^{ου} μετατροπέα βλέπουμε ότι $\bar{V}_{\text{out2}}=700\text{V}$ όπως αναμέναμε αφού επιλέχθηκε $D=0.5$. Επιπλέον φαίνεται ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι περίπου 6V . Στους υπολογισμούς που έγιναν για την υλοποίηση του 2^{ου} μετατροπέα υπολογίσαμε ότι για να έχουμε κυμάτωση 1% της τάσης εξόδου δηλαδή $0.01 \cdot 700 = 7\text{V}$ πρέπει η τιμή του πυκνωτή να είναι $C_{\text{out2}} = 0.5 \mu\text{F}$. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι έχουμε μικρότερη κυμάτωση λόγω της υπερδιαστασιολόγησης του πυκνωτή αφού για την προσομοίωση επιλέξαμε τιμή $C_{\text{out1}} = 1\mu\text{F}$.

Τέλος, όσον αφορά την τάση και το ρεύμα στο φορτίο, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συμπίπτουν με αυτά της παραγράφου 3.4.1.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

[3.1] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος, Ανάλυση, Σχεδίαση και Εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος”, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα.

[3.2] Σ.Ν. Μανιάς “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, Έκτη Έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.

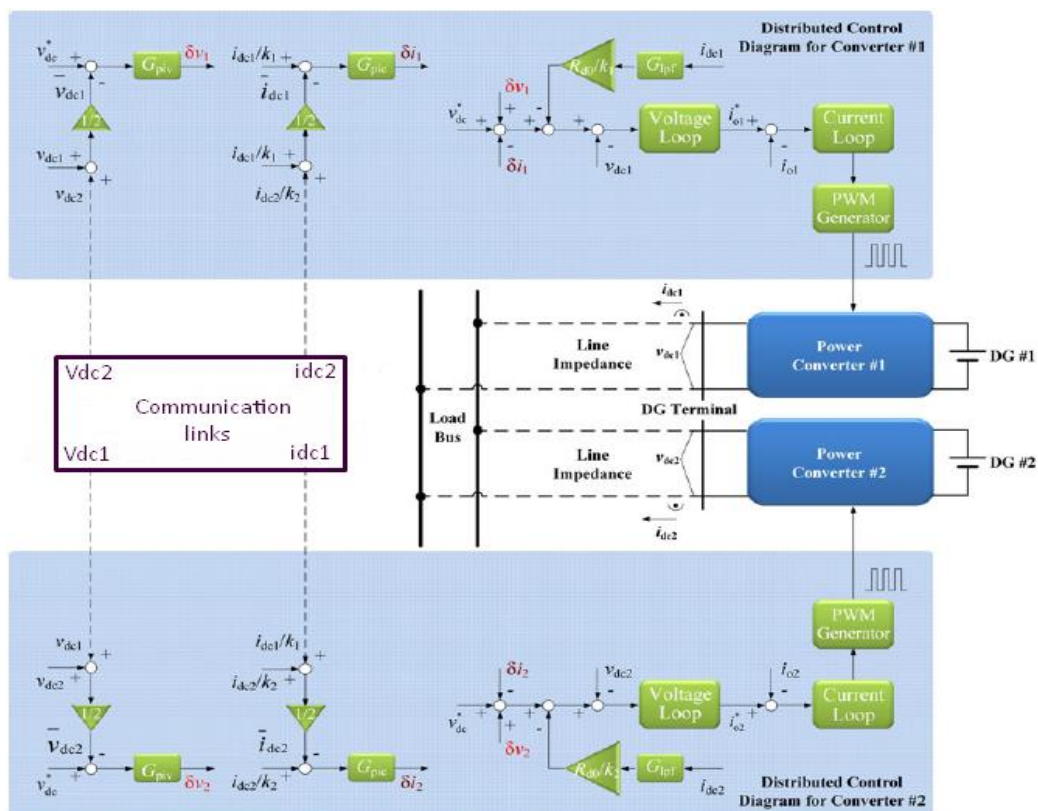
[3.3] E. Rogers, “Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies”, Application Report, TI Literature Number SLVA061, March 1999, Texas Instruments.

ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ

Στο υπό μελέτη DC μικροδίκτυο θα εφαρμοστούν τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2. Στο πρώτο επίπεδο ελέγχου εφαρμόζεται η μέθοδος V-I droop. Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου διορθώνει τα μειονεκτήματα που εισάγονται από το πρώτο επίπεδο ελέγχου. Επειδή το μικροδίκτυο λειτουργεί αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης, δεν τίθεται θέμα συγχρονισμού του με το υπερκείμενο δίκτυο. Τέλος, το τρίτο επίπεδο ελέγχου που είναι υπεύθυνο για τη ρύθμιση της ροής ισχύος ανάμεσα στο μικροδίκτυο και το υπερκείμενο δίκτυο, δεν αποτελεί κομμάτι της παρούσας εργασίας.

4.1 DC Μικροδίκτυο και Κύκλωμα Ελέγχου

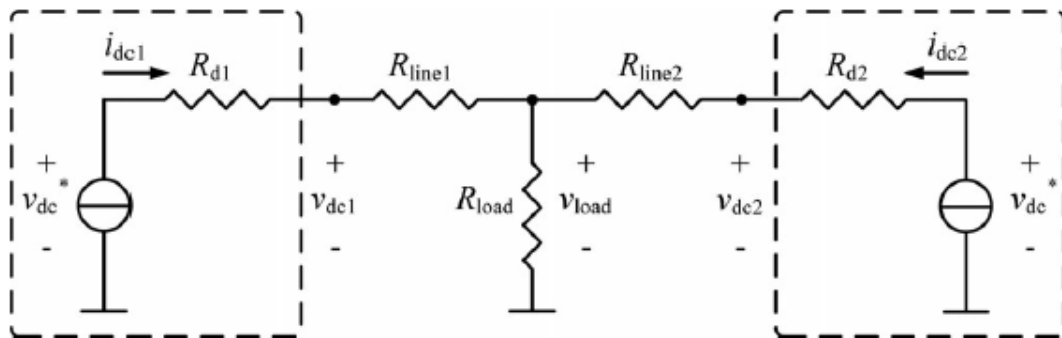
Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται το DC μικροδίκτυο που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 καθώς και τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου που εφαρμόζονται σε αυτό.



Σχήμα 4.1: Λεπτομερής διαμόρφωση του ελέγχου

Πηγή: [4.1]

Η απλοποιημένη μορφή του υπό μελέτη μικροδικτύου παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2. Για λόγους απλοποίησης οι δύο dc-dc boost converters απεικονίζονται με το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin.

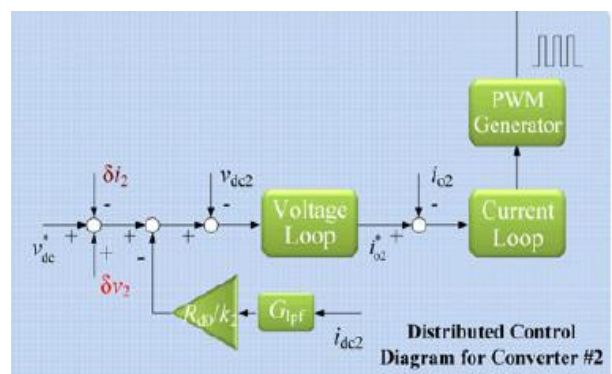
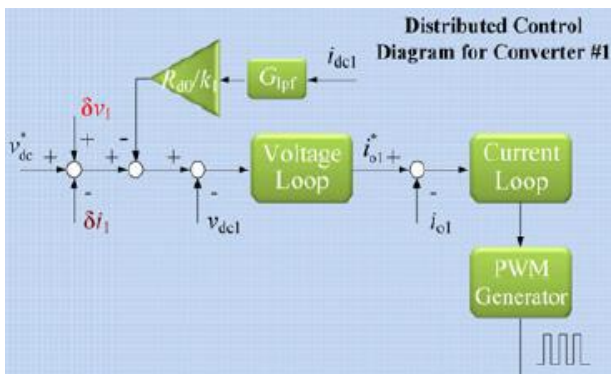


Σχήμα 4.2: Απλοποιημένο μοντέλο του υπό μελέτη μικροδικτύου
Πηγή: [4.1]

Στην παραπάνω εικόνα απεικονίζονται τα εξής:

- V_{dc}^* : ονομαστική τάση των μετατροπέων δηλαδή η τάση ανοιχτοκύκλωσης
- R_{d1} : η αντίσταση droop του πρώτου μετατροπέα
- R_{d2} : η αντίσταση droop του δεύτερου μετατροπέα
- R_{line1}, R_{line2} : ωμικές αντιστάσεις των γραμμών διασύνδεσης
- R_{load} : ωμικό φορτίο μικροδικτύου

4.2 Πρωτογενής Έλεγχος (Primary Control)



Σχήμα 4.3: Πρώτο Επίπεδο Ελέγχου για τους δύο dc-dc Boost converters
Πηγή: [4.1]

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το πρώτο επίπεδο ελέγχου είναι υπεύθυνο για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου των dc-dc μετατροπέων καθώς και για τον κατάλληλο διαμοιρασμό

του φορτίου στις μικροπηγές. Οι dc-dc boost converters αναλαμβάνουν την ανύψωση της τάσης εισόδου και εν συνεχεία συνδέονται στο ζυγό σταθερής τάσης (DC Bus) μέσω ωμικών αντιστάσεων στις γραμμές. Επομένως η ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων συμβάλλει ουσιαστικά στη ρύθμιση της τάσης του μικροδικτύου. Το επιθυμητό σημείο λειτουργίας του μικροδικτύου μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλη επιλογή του duty cycle. Στην πραγματικότητα σε ένα DC μικροδίκτυο, οι μικροπηγές δεν είναι απλά πηγές συνεχούς τάσης, αλλά μπορεί να είναι φωτοβολταϊκές συστοιχίες και άλλες μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής όπως εξηγήθηκε στα κεφάλαια 1 και 2. Επομένως, κάθε στιγμή λόγω συνεχούς μεταβολής των περιβαλλοντικών συνθηκών ή μεταβολών στο φορτίο, το επιθυμητό σημείο λειτουργίας αλλάζει. Είναι προφανές ότι η διαδικασία καθορισμού της τάσης εξόδου των boost converters μέσω κατάλληλης επιλογής του duty cycle πρέπει να είναι αυτορρυθμιζόμενη, καθώς η συνεχής παρέμβασή μας στο κύκλωμα θα ήταν μη πρακτική. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 2 είναι απαραίτητο οι μικροπηγές να επιμερίζονται το φορτίο του μικροδικτύου ανάλογα με τη δυναμικότητά τους. Προκειμένου να είναι δυνατή η ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων καθώς και ο κατάλληλος διαμοιρασμός του φορτίου στις μικροπηγές εφαρμόζεται στην παρούσα εργασία ο έλεγχος V-I droop.

Η μέθοδος droop υλοποιείται με την εισαγωγή της εικονικής αντίστασης droop $R_{di} = R_{do}/k_i$, ($i = 1,2$) για κάθε dc-dc μετατροπέα όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.3. Η κατάλληλη επιλογή των αντιστάσεων droop, καθορίζει τη σχέση μεταξύ των ρευμάτων με τα οποία οι δύο πηγές συνεχούς τάσης επιμερίζονται το φορτίο του μικροδικτύου. Σημειώνεται ότι τα δi_1 , δV_1 και δi_2 , δV_2 δε συμπεριλαμβάνονται στον πρωτογενή έλεγχο, αλλά αναφέρονται στο δεύτερο επίπεδο το οποίο θα αναλυθεί παρακάτω.

Στον έλεγχο που εφαρμόζεται έχουμε δύο βρόχους ελέγχου. Ο εσωτερικός βρόχος είναι γρήγορος και ελέγχει το ρεύμα του πηνίου i_o . Ο εξωτερικός βρόχος είναι βραδύτερος και ελέγχει την τάση εξόδου του μετατροπέα V_{dc} . Το ρεύμα του πηνίου ανατροφοδοτείται μέσω του ελεγκτή ρεύματος στον εσωτερικό βρόχο, ενώ η τάση εξόδου ανατροφοδοτείται μέσω του ελεγκτή τάσης στον εξωτερικό βρόχο. Στον έλεγχο που θα εφαρμοστεί οι ελεγκτές τάσης και ρεύματος είναι PI ελεγκτές.

Ο PI (Proportional Integral Controller-Αναλογικός Ολοκληρωτικός Ελεγκτής) ελεγκτής είναι ένα ακολουθιακό κύκλωμα το οποίο δέχεται σαν είσοδο μια τιμή σφάλματος και ρυθμίζει την έξοδό του ανά συγκεκριμένο χρονικό διάστημα που καθορίζεται από εμάς (περίοδος ελέγχου) κατά τρόπο τέτοιο, ώστε να ελαχιστοποιείται με το πέρασμα του χρόνου το σφάλμα στην είσοδό του. Στην περίπτωση μας, το σφάλμα που εισάγεται στον PI ελεγκτή τάσης είναι η διαφορά της τάσης αναφοράς (δηλαδή της επιθυμητής τάσης λειτουργίας), από τη μετρούμενη τάση εξόδου του εκάστοτε μετατροπέα. Η επιθυμητή τάση λειτουργίας καθορίζεται από τη μέθοδο droop και είναι για κάθε μετατροπέα:

$$V_{\text{ref1}} = V_{\text{dc}}^* - \frac{R_{\text{d0}}}{k_1} G_{1\text{pf}} i_{\text{dc1}}$$

και

(4.1)

$$V_{\text{ref2}} = V_{\text{dc}}^* - \frac{R_{\text{d0}}}{k_2} G_{1\text{pf}} i_{\text{dc2}}$$

όπου:

- V_{dc}^* : η ονομαστική τάση των μετατροπέων δηλαδή η τάση ανοιχτοκύκλωσης
- $i_{\text{dc1}}, i_{\text{dc2}}$: τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων
- $\frac{R_{\text{d0}}}{k_1} = R_{\text{d1}}$: η αντίσταση droop του πρώτου μετατροπέα
- $\frac{R_{\text{d0}}}{k_2} = R_{\text{d2}}$: η αντίσταση droop του δεύτερου μετατροπέα
- k_1, k_2 : σταθερές που καθορίζουν τις αντιστάσεις droop και επομένως τη σχέση μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων
- $G_{1\text{pf}}$: συνάρτηση μεταφοράς βαθυπερατού φίλτρου

$$G_{1\text{pf}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}, \text{ όπου } \omega_c \text{ είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.}$$

Σημειώνεται ότι το βαθυπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για τη μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα.

Ο ελεγκτής τάσης έχει ως σήμα αναφοράς τη V_{ref} και έχει ως στόχο την εξάλειψη του σφάλματος ανάμεσα στη V_{dc} και στη V_{ref} , δηλαδή η τάση εξόδου πρέπει να είναι ίση με την τάση αναφοράς. Αυτό επιτυγχάνεται με την αλλαγή του σήματος ελέγχου του i_o^* . Το σήμα που προκύπτει από τον ελεγκτή τάσης χρησιμοποιείται στη συνέχεια ως το σήμα αναφοράς για τον ελεγκτή ρεύματος. Ο ελεγκτής ρεύματος έχει ως στόχο το ρεύμα του πηνίου i_o να είναι ίσο με το ρεύμα αναφοράς i_o^* . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με την αλλαγή του σήματος ελέγχου του. Η έξοδος του PI ελεγκτή ρεύματος είναι η τιμή του duty cycle που εισάγεται στην τεχνική ελέγχου PWM προκειμένου να δοθεί ο κατάλληλος παλμός στον ημιαγωγικό διακόπτη και μέσω του boost converter να οδηγηθεί το σύστημα στην επιθυμητή περιοχή λειτουργίας.

Η λειτουργία του ελέγχου με χρήση PI ελεγκτή συνοψίζεται για το σύστημά μας στην παρακάτω παράγραφο, η οποία παρατίθεται χάριν κατανόησης.

- Κάθε χρονική στιγμή υπολογίζεται η διαφορά μεταξύ της τρέχουσας τιμής της τάσης εξόδου και της τάσης που επιθυμούμε εμείς ως έξοδο του boost converter, δηλαδή το σφάλμα. Στην αρχή της περιόδου ελέγχου, ο ελεγκτής τάσης “διαβάζει” στην είσοδό του το σφάλμα αυτό και ρυθμίζει κατάλληλα την έξοδό του η οποία αποτελεί το ρεύμα αναφοράς για τον ελεγκτή ρεύματος. Στη συνέχεια υπολογίζεται η διαφορά μεταξύ της τρέχουσας τιμής του ρεύματος του πηνίου και του ρεύματος αναφοράς. Ο ελεγκτής ρεύματος “διαβάζει” το σφάλμα στην είσοδό του και ρυθμίζει κατάλληλα την έξοδό του η οποία αποτελεί το duty cycle που θα

καθορίσει το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα, μέχρι την επόμενη ανάγνωση σφάλματος που θα πραγματοποιηθεί ακριβώς μία περίοδο ελέγχου αργότερα. Με σωστή ρύθμιση των κερδών του ελεγκτή, η έξοδός του σε κάθε περίοδο ελέγχου θα είναι τέτοια ώστε με μικρά βήματα το σφάλμα στην είσοδο να συγκλίνει σταδιακά στο 0, δηλαδή η έξοδος του ελεγκτή είναι τέτοια ώστε ο boost converter να οδηγηθεί σταδιακά στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας.

Από τη σχέση $\bar{V}_{out} = \frac{V_{in}}{1-D}$ που έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 3 στην ανάλυση της λειτουργίας του boost converter, είναι φανερό ότι όσο αυξάνεται το duty cycle, η τάση εξόδου του μετατροπέα αυξάνεται και συγκλίνει σταδιακά στην επιθυμητή τάση λειτουργίας του μετατροπέα. Το αντίθετο συμβαίνει αν το duty cycle μειωθεί. Έτσι όταν το σφάλμα στην είσοδο του ελεγκτή ρεύματος συγκλίνει στο 0 η τιμή duty cycle σταθεροποιείται γύρω από μια συγκεκριμένη τιμή. Ωστόσο κατά τη λειτουργία σε ένα σημείο λειτουργίας του συστήματος, η τάση εξόδου των μετατροπέων δεν παραμένει ποτέ απόλυτα σταθερή αλλά παρουσιάζει μια διακύμανση η οποία οφείλεται αφ' ενός μεν στην εγγενή αδράνεια των στοιχείων του κυκλώματος (πηνία και πυκνωτές), αφ' ετέρου δε στο σφάλμα μόνιμης κατάστασης που υπάρχει σε οποιοδήποτε PI ελεγκτή.

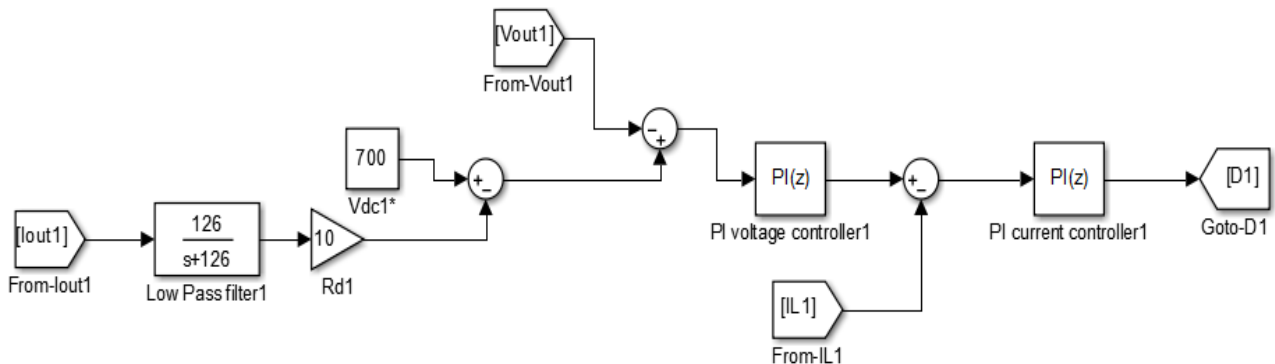
Στην ενότητα που ακολουθεί παρουσιάζεται το μοντέλο του primary control όπως υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink για κάθε dc-dc boost converter, καθώς και κάποια αποτελέσματα προς επαλήθευση του ελέγχου που εφαρμόζεται στο μικροδίκτυο. Εξηγείται λεπτομερώς η διαδικασία που λαμβάνει χώρα και ταυτόχρονα γίνεται ανάλυση αποτελεσμάτων και εξάγονται χρήσιμα συμπεράσματα.

4.3 Προσομοίωση του Primary Control στο περιβάλλον Matlab/Simulink

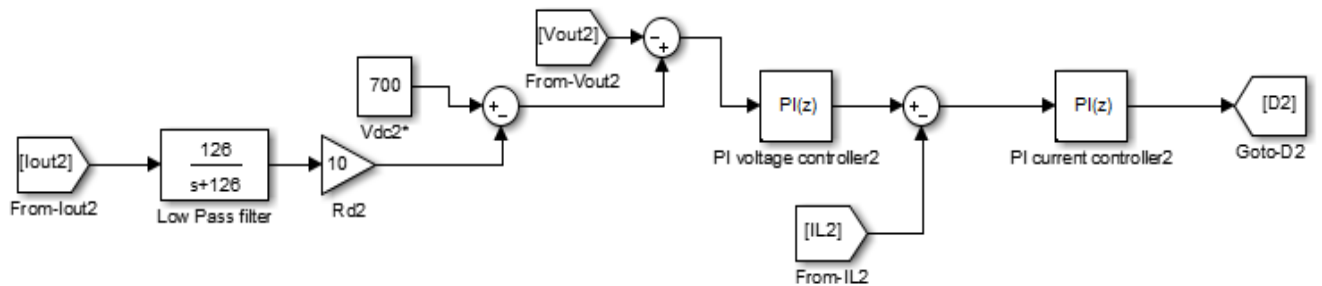
Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 3, το μικροδίκτυο αποτελείται από δύο πηγές συνεχούς τάσης 350V, δύο dc-dc boost converters με πηνία αυτεπαγωγής 3mH και 12mH και πυκνωτές εξόδου 3μF και 1μF. Οι boost converters τροφοδοτούν ένα ωμικό φορτίο 200Ω. Τέλος οι γραμμές διασύνδεσης έχουν ωμικές αντιστάσεις 1 και 4 Ω.

Η διακοπτική συχνότητα του ημιαγωγικού διακόπτη επιλέχθηκε στις εν λόγω προσομοιώσεις ίση με 100kHz. Ο κάθε βρόχος ελέγχου επενεργεί στο σύστημα με συγκεκριμένο ρυθμό που καθορίζεται από τη συχνότητα ελέγχου. Συγκεκριμένα η συχνότητα ελέγχου και για τους δύο βρόχους ελέγχου είναι ίση με 250kHz. Η προσομοίωση γίνεται σε διακριτό χρόνο με συχνότητα δειγματοληψίας 2500kHz.

Στα σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται ο primary control που υλοποιήθηκε για καθέναν από τους δύο boost converters του μικροδικτύου.



Σχήμα 4.4: Primary Control για τον 1^ο Boost Converter



Σχήμα 4.5: Primary Control για το 2^ο Boost Converter

Για τους δύο boost converters επιλέχθηκαν ίσες αντιστάσεις droop δηλαδή $R_{d1} = R_{d2} = \frac{R_{d0}}{k_1} = \frac{R_{d0}}{k_2} = 10\Omega$, η τάση ανοιχτοκύκλωσης των δύο μετατροπέων είναι 700V και τέλος η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι $\omega_c = 126 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι παράμετροι του συστήματος κατά την προσομοίωση.

Παράμετρος	Τιμή
Τάση Εισόδου Boost Converters V_{in}	350V
Τάση ανοιχτοκύκλωσης Boost Converters V_{dc}^*	700V
Αντιστάσεις droop R_{d1}, R_{d2}	10Ω
Αντίσταση R_{d0}	10Ω
Σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_1	1
Σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2	1
Συχνότητα αποκοπής βαθυπερατού φίλτρου ω_c	126 rad/sec
Συχνότητα Δειγματοληψίας	2500kHz
Συχνότητα Ελέγχου Τάσης	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Ρεύματος	250kHz
Διακοπτική Συχνότητα	100kHz

Πίνακας 4.1: Παράμετροι του συστήματος κατά την προσομοίωση

Οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών προέκυψαν με τη μέθοδο trial and error. Οι τελικές τιμές προέκυψαν μετά από αρκετές δοκιμές, επιδιώκοντας ένα συμβιβασμό (tradeoff) των χαρακτηριστικών του ελεγκτή με στόχο την ικανοποιητική απόδοσή του. Σημειώνεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή είναι:

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

Καταλήξαμε λοιπόν στις παρακάτω τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών:

Για τον PI ελεγκτή τάσης:

$$k_p = 21.75 * 10^{-4}$$

$$k_i = 8.7$$

Για τον PI ελεγκτή ρεύματος:

$$k_p = 0.2$$

$$k_i = 1$$

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.6.1 προκειμένου να έχουμε τον επιθυμητό διαμοιρασμό ρεύματος από τις δύο πηγές στο φορτίο του μικροδικτύου, πρέπει να

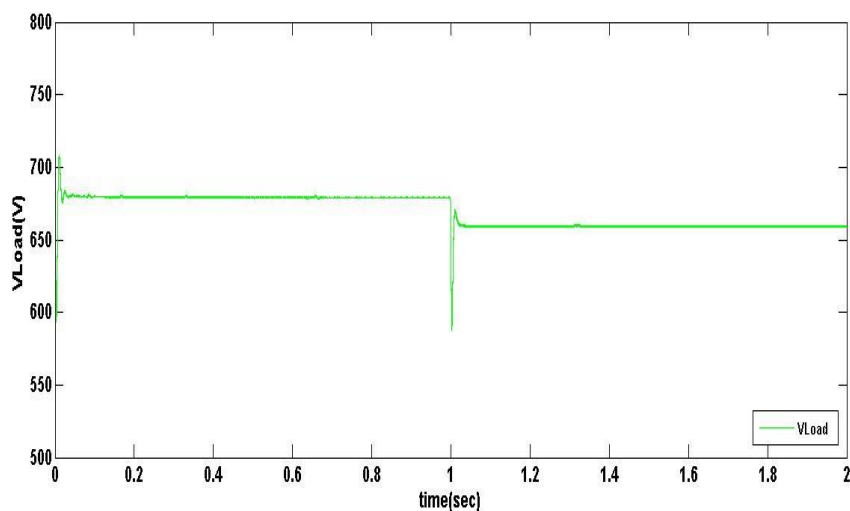
ικανοποιείται η σχέση (2.11), δηλαδή $\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} = \frac{\frac{R_{d0}}{k_2}}{\frac{R_{d0}}{k_1}} = \frac{k_1}{k_2}$. Στην περίπτωση μας

επειδή είναι επιθυμητό οι δύο πηγές να μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου, θα πρέπει τα ρεύματα εξόδου των δύο boost converters να είναι ίσα.

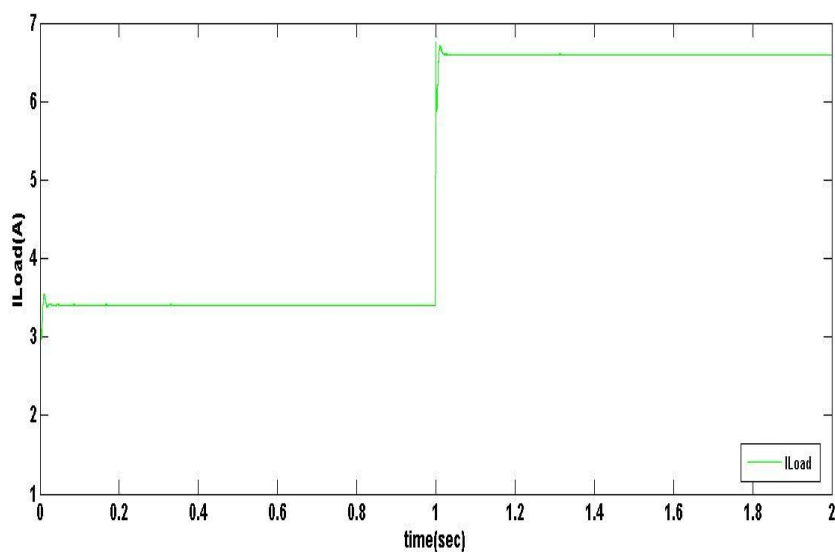
Επομένως ο λόγος $\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} = \frac{k_1}{k_2}$ θα πρέπει να είναι ίσος με τη μονάδα. Για το λόγο αυτό έχουμε επιλέξει ίσες αντιστάσεις droop για τον έλεγχο των δύο μετατροπέων.

4.3.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης για βηματική μεταβολή φορτίου

Στη συνέχεια γίνεται παράθεση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης που πραγματοποιήθηκε. Ο χρόνος προσομοίωσης είναι 2 sec και τη χρονική στιγμή 1 sec το ωμικό φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται από 200Ω σε 100Ω.

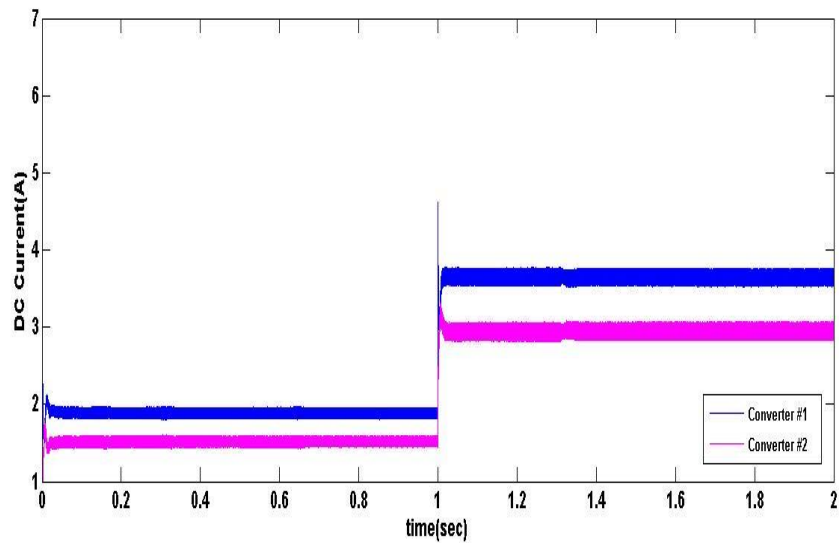


Σχήμα 4.6: Τάση του φορτίου του μικροδικτύου



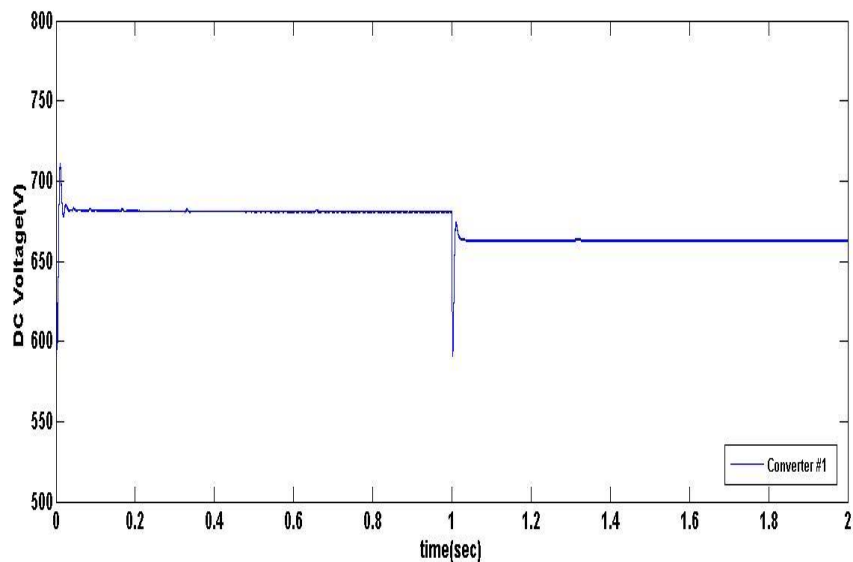
Σχήμα 4.7: Ρεύμα του φορτίου του μικροδικτύου

Στο σχήμα 4.6 φαίνεται η τάση στο φορτίο του μικροδικτύου και στο σχήμα 4.7 φαίνεται το ρεύμα με το οποίο τροφοδοτείται από τις μικροπηγές. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.7 κατά τη χρονική στιγμή 1 sec η ζήτηση του φορτίου αυξάνεται.

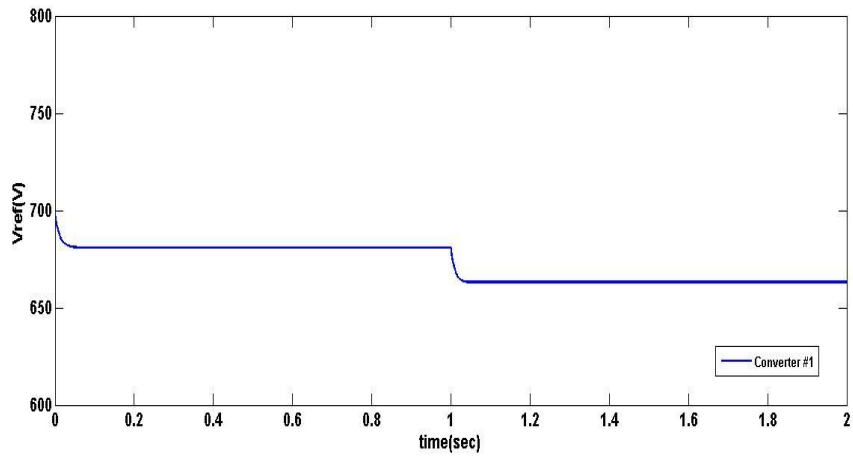


Σχήμα 4.8: Ρεύματα Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters

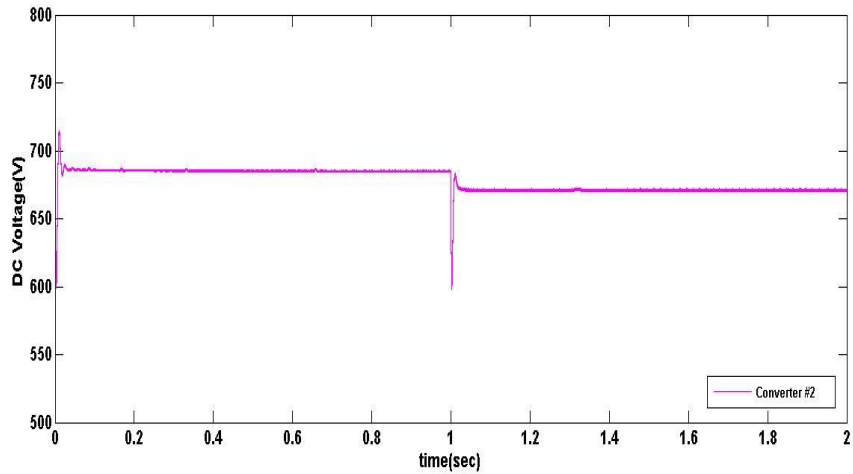
Στο σχήμα 4.8 φαίνεται το ρεύμα εξόδου του 1^{ου} dc-dc boost converter (με μπλε χρώμα) και το ρεύμα εξόδου του 2^{ου} dc-dc boost converter (με ροζ χρώμα). Όπως ήταν αναμενόμενο τη χρονική στιγμή 1 sec, λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου οι δύο μετατροπείς αυξάνουν το ρεύμα στην έξοδό τους προκειμένου να ικανοποιήσουν το φορτίο.



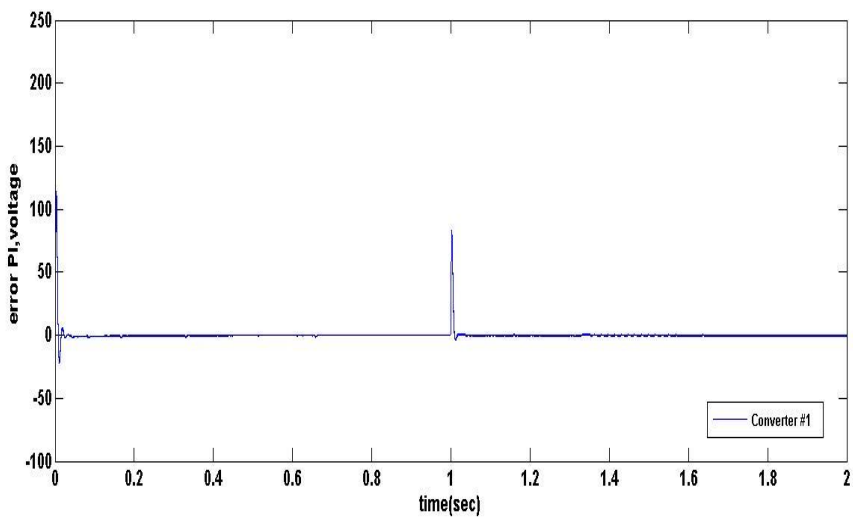
Σχήμα 4.9: Τάση Εξόδου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



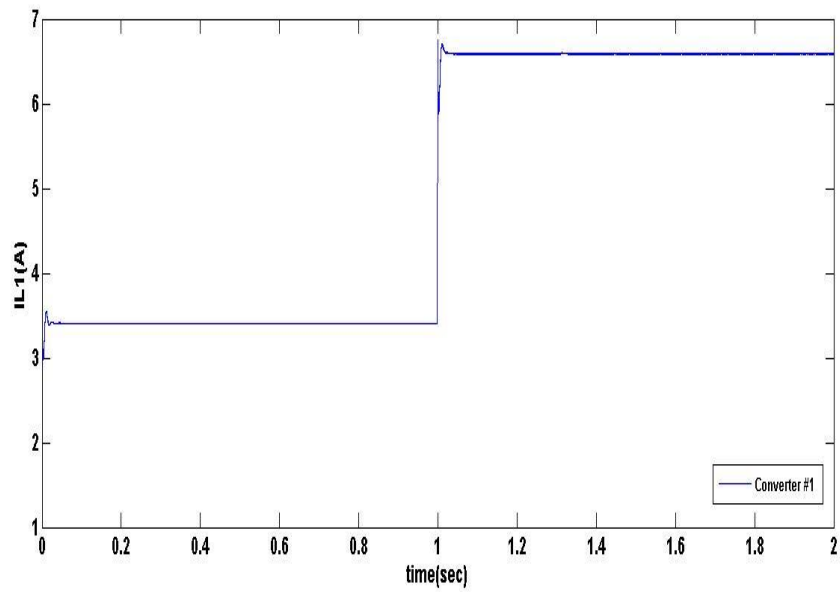
Σχήμα 4.10: Επιθυμητή Τάση Εξόδου (Τάση Αναφοράς PI ελεγκτή τάσης) του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



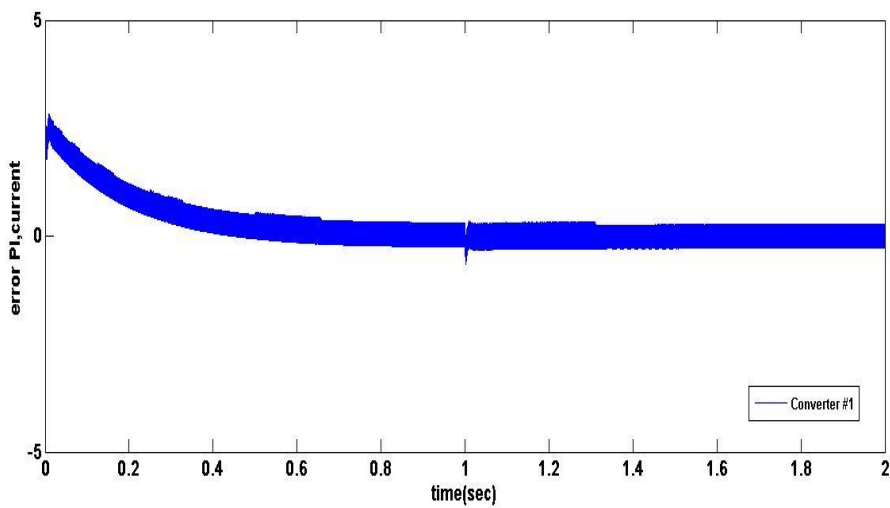
Σχήμα 4.11: Τάση Εξόδου του 2^{ου} dc-dc Boost Converter



Σχήμα 4.12: Σφάλμα στην είσοδο του PI ελεγκτή τάσης για τον έλεγχο του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



Σχήμα 4.13: Ρεύμα Πηνίου του 1^{ου} dc-dc Boost Converter



Σχήμα 4.14: Σφάλμα στην Είσοδο του PI ελεγκτή ρεύματος για τον έλεγχο του 1^{ου} dc-dc Boost Converter

4.3.2 Επεξήγηση της λειτουργίας του Primary Control-Συμπεράσματα

Η λειτουργία του ελέγχου droop θα εξηγηθεί για τον boost converter #1, αφού η διαδικασία που λαμβάνει χώρα είναι πανομοιότυπη για τους δύο μετατροπείς. Μέχρι τη χρονική στιγμή 1 sec, ο 1^{ος} μετατροπέας βρίσκεται στην κατάσταση λειτουργίας **A** τροφοδοτώντας το φορτίο του μικροδικτύου με ρεύμα περίπου $\bar{I}_{dcA} = 1.9A$ όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8. Η επιθυμητή τάση λειτουργίας του μετατροπέα στην κατάσταση αυτή, σύμφωνα με τις σχέσεις (4.1) θα είναι $V_{refA} = V_{dc}^* - R_d \bar{I}_{dcA} = 681V$. Αυτό επιβεβαιώνεται και από την προσομοίωση και φαίνεται στο σχήμα 4.10. Επειδή βρισκόμαστε στη μόνιμη κατάσταση και το σφάλμα στην είσοδο του PI ελεγκτή τάσης είναι μηδενικό όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.12, η τάση εξόδου του μετατροπέα στην κατάσταση **A** θα είναι $\bar{V}_{dcA} = 681V$. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.9. Αξίζει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιούμε το σύμβολο της μέσης τιμής επειδή όπως είπαμε και προηγουμένως, η τάση εξόδου δεν είναι απόλυτα σταθερή αλλά παρουσιάζει μια διακύμανση. Σύμφωνα με τη σχέση $\bar{V}_{outA} = \bar{V}_{dcA} = \frac{V_{in}}{1-D_A}$, το duty cycle θα είναι $D_A = 0.486$. Επιπλέον σύμφωνα με τη σχέση $\bar{I}_{LA} = \bar{I}_{oA} = \frac{\bar{I}_{dcA}}{1-D_A}$ που έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 3, το ρεύμα του πηνίου του μετατροπέα θα είναι $\bar{I}_{oA} = 3.7A$. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.13. Επειδή βρισκόμαστε στη μόνιμη κατάσταση και το σφάλμα στην είσοδο του PI ελεγκτή ρεύματος είναι μηδενικό όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.14, το ρεύμα αναφοράς θα είναι $I_{oA}^* = 3.7A$.

Τη χρονική στιγμή 1 sec, η ζήτηση του φορτίου αυξάνεται, επομένως το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα πρέπει να αυξηθεί και έτσι ο boost converter να μεταβεί σε νέα κατάσταση λειτουργίας **B**. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8 το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα στη νέα κατάσταση είναι περίπου $\bar{I}_{dcB} = 3.6A$. Λόγω του ελέγχου droop θα πρέπει η τάση εξόδου του μετατροπέα να μειωθεί. Αυτό επιτυγχάνεται με τον εξής τρόπο: σύμφωνα με τις σχέσεις (4.1) η επιθυμητή τάση λειτουργίας του μετατροπέα για το σημείο λειτουργίας **B** θα είναι $V_{refB} = V_{dc}^* - R_d \bar{I}_{dcB} = 664V$. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.10. Επομένως η τάση εξόδου του μετατροπέα θα πρέπει να μειωθεί από 681V στα 664V. Λόγω της ξαφνικής αύξησης του ρεύματος του μετατροπέα, η τάση εξόδου του μειώνεται απότομα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.9. Εξαιτίας αυτού του μεταβατικού φαινομένου, το σφάλμα στην είσοδο του PI ελεγκτή τάσης αποκτά θετικό πρόσημο όπως επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.12. Λόγω του θετικού προσήμου που αποκτά το σφάλμα, ο ελεγκτής τάσης αυξάνει την έξοδο του δηλαδή το ρεύμα αναφοράς του πηνίου, προκειμένου να μηδενίσει σταδιακά το σφάλμα στην είσοδό του. Το ρεύμα αναφοράς του πηνίου αποκτά τώρα μια νέα τιμή $I_{oB}^* > 3.6A$. Με την ξαφνική αλλαγή όμως της ζήτησης του φορτίου, το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται απότομα κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου και λαμβάνει τιμή μεγαλύτερη από 3.6A όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.13. Έτσι το σφάλμα στην είσοδο του ελεγκτή ρεύματος αποκτά αρνητικό πρόσημο. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.14. Εξαιτίας αυτού ο PI ελεγκτής ρεύματος

μειώνει σταδιακά το σήμα στην έξοδό του, δηλαδή το duty cycle, έτσι ώστε το σφάλμα στην είσοδό του να λάβει σταδιακά μηδενική τιμή. Έτσι στη μόνιμη κατάσταση η τάση εξόδου του μετατροπέα στην κατάσταση λειτουργίας **B** θα είναι ίση με την επιθυμητή τάση λειτουργίας, δηλαδή $\bar{V}_{dcB} = V_{refB} = 664V$ και σύμφωνα με τη σχέση $\bar{V}_{dcB} = \frac{V_{in}}{1-D_B}$, η νέα τιμή του duty cycle θα είναι $D_B = 0.473$. Τέλος από τη σχέση $\bar{I}_{LB} = \bar{I}_{oB} = \frac{\bar{I}_{outB}}{1-D_B}$ το ρεύμα του πηνίου θα λάβει την τιμή $\bar{I}_{oB} = 6.83A$, που επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 4.13.

Συμπεράσματα:

Στο σχήμα 4.8 φαίνονται το ρεύμα εξόδου του 1^{ου} και του 2^{ου} boost converter. Λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 1 sec, τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων αυξάνονται προκειμένου να τροφοδοτήσουν επαρκώς το φορτίο. Αξίζει να σημειωθεί ότι παρά το γεγονός ότι για τους δύο μετατροπείς έχουμε επιλέξει ίσες αντιστάσεις droop για να μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου όπως φαίνεται στον πίνακα 4.1, τα ρεύματα με τα οποία τροφοδοτούν το φορτίο είναι διαφορετικά. Όπως έχουμε αναφέρει στο 2^ο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας το σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος προκαλείται από τις άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης και από διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των μετατροπέων. Δεδομένου ότι η τάση ανοιχτοκύκλωσης είναι ίδια για τους δύο μετατροπείς ($V_{dc}^* = 700V$), η απόκλιση στο διαμοιρασμό του ρεύματος οφείλεται αποκλειστικά στις άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης των boost converters με το φορτίο του μικροδικτύου. Αυτό είναι το πρώτο σημαντικό μειονέκτημα της μεθόδου droop που εφαρμόζεται στον primary control, το οποίο καλείται να διορθώσει το δεύτερο επίπεδο ελέγχου.

Στα σχήματα 4.9 και 4.11 απεικονίζονται οι τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων. Παρατηρούμε ότι λόγω της λειτουργίας των μετατροπέων υπό φορτίο και της εφαρμογής της μεθόδου droop, οι τάσεις εξόδου έχουν μικρότερη τιμή από την ονομαστική τάση δηλαδή τα 700V. Επιπλέον όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6 η τάση του φορτίου, που είναι η τάση του μικροδικτύου, παρουσιάζει απόκλιση από την ονομαστική τιμή που είναι τα 700V. Επιπρόσθετα, λόγω της εφαρμογής της μεθόδου droop, η αύξηση του ρεύματος εξόδου των μετατροπέων συνεπάγεται μείωση της τάσης εξόδου τους. Επομένως έχουμε απόκλιση της τάσης του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή δηλαδή τα 700V. Αυτό είναι το δεύτερο μειονέκτημα της εφαρμογής της μεθόδου droop το οποίο καλείται να διορθώσει το δεύτερο επίπεδο ελέγχου που θα αναλυθεί στη συνέχεια.

4.4 Δευτερογενής Έλεγχος (Secondary Control)

Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου που εφαρμόζεται για τον έλεγχο του μικροδικτύου στην παρούσα εργασία βελτιώνει ταυτόχρονα και τους δύο περιορισμούς που εισάγονται λόγω της εφαρμογής της μεθόδου droop στο πρώτο επίπεδο ελέγχου. Δηλαδή ενισχύονται ταυτόχρονα η ακρίβεια στο διαμοιρασμό του ρεύματος στο φορτίο από τις πηγές και η αποκατάσταση της τάσης του μικροδικτύου. Επειδή όπως προαναφέραμε στην αρχή του παρόντος κεφαλαίου, το υπό μελέτη μικροδίκτυο λειτουργεί αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης, δεν τίθεται θέμα συγχρονισμού του με το υπερκείμενο δίκτυο.

Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι ο έλεγχος που εφαρμόζεται στο μικροδίκτυο είναι ουσιαστικά μια βελτιωμένη μέθοδος ελέγχου droop, προκειμένου να επιλυθούν τα προβλήματα που εισάγονται από την εφαρμογή της συμβατικής μεθόδου droop.

Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου βασίζεται στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων. Το δίκτυο επικοινωνίας χρησιμοποιείται για να μεταφέρει την τάση και το ρεύμα εξόδου κάθε μετατροπέα. Η λεπτομερής διαμόρφωση της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1.

Αρχικά γίνεται δειγματοληψία των τάσεων και των ρευμάτων του πρώτου boost converter και στη συνέχεια μέσω του δικτύου επικοινωνίας μεταφέρονται στο δεύτερο boost converter και το αντίστροφο. Η επικοινωνία των δύο μετατροπέων έχει μία μικρή καθυστέρηση, η οποία προκειμένου να μοντελοποιηθεί στο περιβάλλον Matlab/Simulink, χρησιμοποιήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς $G_d = \frac{1}{1+\tau s}$ στο πεδίο της συχνότητας, όπου τ είναι ο χρόνος καθυστέρησης.

Στο τοπικό σύστημα ελέγχου κάθε μετατροπέα, χρησιμοποιούνται δύο PI ελεγκτές για τον έλεγχο της μέσης τιμής της τάσης και της μέσης τιμής του ρεύματος. Ο PI ελεγκτής της τάσης στο τοπικό σύστημα ελέγχου κάθε μετατροπέα έχει ως σήμα αναφοράς το V_{dc}^* και ελέγχει τη μέση τιμή της συνεχούς τάσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η τάση εξόδου να λαμβάνει την τιμή του σήματος αναφοράς. Ο PI ελεγκτής της μέσης τιμής του ρεύματος έχει ως σήμα αναφοράς το i_{dc1}/k_1 , στον τοπικό έλεγχο του 1^{ου} μετατροπέα και το i_{dc2}/k_2 στον τοπικό έλεγχο του δεύτερου μετατροπέα. Η μέση τιμή του i_{dc1}/k_1 και i_{dc2}/k_2 είναι η μεταβλητή ανάδρασης. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται ο σωστός διαμοιρασμό του ρεύματος στο φορτίο.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η συγκεκριμένη μέθοδος ελέγχου του μικροδικτύου, είναι μέθοδος αποκεντρωμένου ελέγχου, αφού όλες οι μετρήσεις και οι έλεγχοι γίνονται τοπικά. Αυτός είναι και ο λόγος που η μέθοδος αυτή είναι κατάλληλη για τον έλεγχο των DC μικροδικτύων.

Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί ότι επειδή το συνεχές ρεύμα εξόδου κάθε μετατροπέα ελέγχεται μεμονωμένα, μπορεί να εξασφαλιστεί η ακρίβεια στο διαμοιρασμό του ρεύματος. Όμως, η τάση εξόδου κάθε μετατροπέα δεν μπορεί να έχει πάντα ακριβώς την ίδια τιμή με την τάση αναφοράς που είναι η τάση ανοιχτοκύκλωσης.

Από το σχήμα 4.2 προκύπτει το εξής:

$$V_{dc1} = R_{line1} \cdot i_{dc1} + V_{load} \quad (4.2)$$

και

$$V_{dc2} = R_{line2} \cdot i_{dc2} + V_{load} \quad (4.3)$$

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει κατά την ανάλυση της μεθόδου droop στο κεφάλαιο 2, για να εξασφαλιστεί σωστός διαμοιρασμός του ρεύματος στο φορτίο του μικροδικτύου στην περίπτωση άνισων αντιστάσεων στις γραμμές διασύνδεσης, πρέπει να ισχύει η σχέση (2.11) δηλαδή πρέπει $\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}}$. Αφού όμως ισχύει ότι $R_{d1} = \frac{R_{d0}}{k_1}$ και $R_{d2} = \frac{R_{d0}}{k_2}$ η παραπάνω σχέση λαμβάνει την εξής μορφή:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{k_1}{k_2} \quad (4.4)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.2) και (4.3) και λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (4.4) έχουμε:

$$\varepsilon_V = V_{dc1} - V_{dc2} = (R_{line1} - \frac{k_2}{k_1} R_{line2}) \cdot i_{dc1} \quad (4.5)$$

Από τη σχέση (4.5) προκύπτει ότι η διαφορά ανάμεσα στις τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων μπορεί να είναι μηδέν αν και μόνο αν ικανοποιείται το παρακάτω κριτήριο:

$$\frac{R_{line1}}{R_{line2}} = \frac{k_2}{k_1} \quad (4.6)$$

Αν οι τιμές των αντιστάσεων στις γραμμές και οι σταθερές που καθορίζουν την αναλογία των ρευμάτων δεν ικανοποιούν τη σχέση (4.6), τότε οι τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων δεν μπορεί να είναι ίσες. **Για το λόγο αυτό μόνο η μέση τιμή της τάσης εξόδου των δύο μετατροπέων ρυθμίζεται ώστε να λαμβάνει την τιμή της τάσης αναφοράς με τη χρήση των PI ελεγκτών.** Η συνεχής τάση και το συνεχές ρεύμα εξόδου των δύο μετατροπέων δεν είναι δυνατόν να ελέγχονται και τα δύο μεμονωμένα εξαιτίας της φυσικής συσχέτισής τους όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2 καθώς και της σχέσης (4.5).[4.1]

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο υπό μελέτη μικροδίκτυο οι γραμμές διασύνδεσης έχουν ωμικές αντιστάσεις $R_{line1} = 1\Omega$ και $R_{line2} = 4\Omega$. Επιπλέον αναφέραμε προηγουμένως στο παρόν κεφάλαιο, ότι έχουμε επιλέξει ίσες αντιστάσεις droop για

τους δύο μετατροπείς δηλαδή $k_1 = k_2$. Σύμφωνα με αυτά είναι εμφανές ότι η σχέση (4.6) δεν ικανοποιείται. Συνεπώς οι τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων δεν μπορεί να είναι ίσες. Έτσι, η μέση τιμή της τάσης εξόδου των δύο μετατροπέων θα λαμβάνει μέσω του δευτερογενούς ελέγχου την τιμή της τάσης αναφοράς με τη χρήση των PI ελεγκτών.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

[4.1] Xiaonan Lu, Josep M. Guerrero, Kai Sun, Juan C. Vasquez, “An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No 4, April 2014.

ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ

5.1 Ευστάθεια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η ευστάθεια των ΣΗΕ ορίζεται από την ικανότητα του συστήματος, για ένα δεδομένο αρχικό σημείο λειτουργίας, να επανακτά ένα αποδεκτό σημείο λειτουργίας μετά από μια διαταραχή, η οποία οδηγεί τις περισσότερες μεταβλητές του συστήματος κοντά στα όριά τους, ώστε το συνολικό σύστημα να παραμένει πρακτικά αμετάβλητο.

Ο παραπάνω ορισμός μπορεί να εφαρμοστεί για το χαρακτηρισμό της ευστάθειας ενός διασυνδεδεμένου ΣΗΕ. Ωστόσο, σε αρκετές περιπτώσεις το ενδιαφέρον ως προς την ευστάθεια επικεντρώνεται σε μία συγκεκριμένη περιοχή ή σε ένα σύνολο γεννητριών. Ειδικότερα, μία απομονωμένη γεννήτρια είναι πιθανό να αποσυγχρονιστεί από το δίκτυο, χωρίς να έχει προηγηθεί εμφάνιση φαινομένου αστάθειας στο υπόλοιπο σύστημα. Ομοίως, το ίδιο μπορεί να συμβεί εάν αντί για γεννήτριες, αναλυθεί η δυναμική συμπεριφορά ορισμένων δυναμικών φορτίων. Συγκεκριμένα, η απεριοδική επιβράδυνση ενός κινητήρα επαγωγής μπορεί να λάβει χώρα, χωρίς να εκδηλωθεί αστάθεια στο υπόλοιπο δίκτυο.

Τα ΣΗΕ είναι πολύπλοκα μη γραμμικά συστήματα τα οποία λειτουργούν σε ένα συνεχώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον, στο οποίο τα φορτία, οι έξοδοι των γεννητριών και ένα σύνολο λειτουργικών παραμέτρων αλλάζουν διαρκώς τιμές. Η διατήρηση της ευσταθούς λειτουργίας ενός ΣΗΕ στο ενδεχόμενο μίας διαταραχής εξαρτάται από τις αρχικές λειτουργικές συνθήκες, καθώς επίσης και από τη φύση της διαταραχής.

Τα ΣΗΕ υπόκεινται σε ένα μεγάλο πλήθος μικρών και μεγάλων διαταραχών. Οι μικρές διαταραχές συμβαίνουν διαρκώς, αν αναλογιστεί κανείς ότι το ηλεκτρικό φορτίο των διαφόρων καταναλωτών μεταβάλλεται συνεχώς. Στις περιπτώσεις αυτές, θα πρέπει το εξεταζόμενο σύστημα να διαθέτει την ικανότητα άμεσης προσαρμογής στις εκάστοτε λειτουργικές συνθήκες, ώστε να αποκρίνεται ικανοποιητικά. Επίσης, είναι επιθυμητή η αντοχή του συστήματος σε ιδιαίτερα κρίσιμες διαταραχές, όπως είναι για παράδειγμα ένα τριφασικό βραχυκύκλωμα σε μία γραμμή μεταφοράς ή η απώλεια μίας μεγάλης μονάδας παραγωγής. Μία κρίσιμη διαταραχή μπορεί να προκαλέσει την ενεργοποίηση ορισμένων διακοπών προστασίας, με αποτέλεσμα τη μεταβολή της τοπολογίας του δικτύου και τη δημιουργία δύο ή περισσότερων νησίδων.

Σε ένα σύνολο σημείων ισορροπίας, ένα ΣΗΕ μπορεί να είναι ευσταθές για μία δεδομένη μεγάλη διαταραχή και ασταθές για μία άλλη. Όπως γίνεται κατανοητό, η σχεδίαση των ΣΗΕ με σκοπό τη διατήρηση της ευστάθειας σε κάθε πιθανό σενάριο διαταραχών είναι ασύμφορη τόσο από πρακτικής όσο και από οικονομικής πλευράς. Αντιθέτως, η σχεδίαση αυτή πραγματοποιείται λαμβάνοντας υπόψη μόνο τις διαταραχές οι οποίες εμφανίζουν υψηλά ποσοστά εμφάνισης. Επομένως, η ευστάθεια μεγάλων διαταραχών αναφέρεται πάντα σε ένα συγκεκριμένο σενάριο διαταραχής. Ένα ευσταθές σύνολο σημείων ισορροπίας έχει μία πεπερασμένη περιοχή έλξης και μάλιστα όσο μεγαλύτερη είναι η περιοχή αυτή, τόσο πιο εύρωστο θεωρείται το σύστημα σε μεγάλες διαταραχές. Η περιοχή έλξης των ευσταθών σημείων ισορροπίας μεταβάλλεται ανάλογα με τις λειτουργικές συνθήκες του εξεταζόμενου ΣΗΕ.

Η απόκριση ενός ηλεκτρικού δικτύου σε μία διαταραχή μπορεί να εμπλέξει ένα μεγάλο μέρος του εξοπλισμού. Για παράδειγμα, ένα σφάλμα σε ένα κρίσιμο στοιχείο και η συνακόλουθη απομόνωσή του λόγω της δράσης του αντίστοιχου εξοπλισμού προστασίας, μπορεί να προκαλέσει μεταβολές στις ροές ισχύος των γραμμών, στις τάσεις των ζυγών και στις ταχύτητες των δρομέων των στρεφόμενων μηχανών. Οι μεταβολές των τάσεων των ζυγών επηρεάζουν τους ρυθμιστές τάσης των γεννητριών και των δικτύων μεταφοράς. Επίσης, οι μεταβολές στην ταχύτητα των σύγχρονων γεννητριών έχουν αντίκτυπο στη συμπεριφορά των στροβίλων και των ρυθμιστών στροφών. Ταυτόχρονα, οι μεταβολές της τάσης και της συχνότητας επηρεάζουν σε μικρότερο ή μεγαλύτερο βαθμό την κατανάλωση των φορτίων, ανάλογα με την κατά περίπτωση χαρακτηριστική αυτών. Ακολουθώντας, οι παραπάνω μεταβολές είναι πιθανό να οδηγήσουν στην ενεργοποίηση ορισμένων διατάξεων προστασίας, οι οποίες με τη σειρά τους θα αποσυνδέσουν τις αντίστοιχες διατάξεις από το δίκτυο, με αποτέλεσμα την περαιτέρω επιβάρυνση του δικτύου, η οποία πιθανώς να καταλήξει σε εκδήλωση φαινομένων αστάθειας.

Εάν το δίκτυο αποκριθεί ευσταθώς μετά από μία διαταραχή, θα οδηγηθεί σε ένα νέο σημείο ισορροπίας, στο οποίο θα διατηρηθεί η ακεραιότητα του δικτύου, δηλαδή για παράδειγμα το σύνολο των γεννητριών και των φορτίων θα συνδέονται μεταξύ τους. Ένα πλήθος γεννητριών και φορτίων και φορτίων είναι πιθανό να αποσυνδεθεί από το δίκτυο είτε εξαιτίας της απομόνωσης του εξοπλισμού που συνδέεται με το σφάλμα είτε λόγω της σκόπιμης απόρριψης ορισμένων διατάξεων προκειμένου να διατηρηθεί η συνέχεια της λειτουργίας του υπόλοιπου συστήματος. Στις περιπτώσεις σοβαρών διαταραχών σε διασυνδεδεμένα συστήματα, η επερχόμενη απομόνωση ορισμένων στοιχείων μπορεί να οδηγήσει στο διαχωρισμό του συστήματος σε δύο ή περισσότερες νησίδες (ανεξάρτητες μεταξύ τους), προκειμένου να ικανοποιηθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερο μέρος του φορτίου. Στη συνέχεια, η δράση των αυτόματων ελεγκτών του συστήματος σε συνδυασμό με τους ανθρώπινους χειρισμούς θα αποκαταστήσουν σταδιακά την ομαλή λειτουργία του συστήματος.

Σε αντίθετη περίπτωση, εάν δηλαδή το σύστημα αποδειχθεί ασταθές, θα οδηγηθεί σε διαδοχικές απώλειες των διατάξεων, με αποτέλεσμα τη σβέση ενός μεγάλου μέρους του συστήματος.

Όπως προαναφέρθηκε, τα ΣΗΕ υπόκεινται σε συνεχείς διακυμάνσεις μικρού πλάτους. Ωστόσο, στις μελέτες ευστάθειας θεωρείται ότι στο αρχικό σημείο λειτουργίας πριν την κατά περίπτωση εξεταζόμενη διαταραχή, το σύστημα βρίσκεται σε σημείο μονίμου καταστάσεως.

5.2 Κατηγοριοποίηση φαινομένων ευστάθειας ΣΗΕ

Ένα τυπικό σύγχρονο ΣΗΕ αποτελεί ουσιαστικά ένα πολυμεταβλητό σύστημα, του οποίου η δυναμική συμπεριφορά επηρεάζεται από ένα τεράστιο σύνολο διατάξεων με διαφορετικές χαρακτηριστικές και ποικίλους ρυθμούς απόκρισης. Ανάλογα με την τοπολογία του δικτύου, τη λειτουργική κατάσταση του συστήματος και τον τύπο της διαταραχής, είναι πιθανόν να οδηγηθεί το σύστημα σε διαφορετικές μορφές αστάθειας.

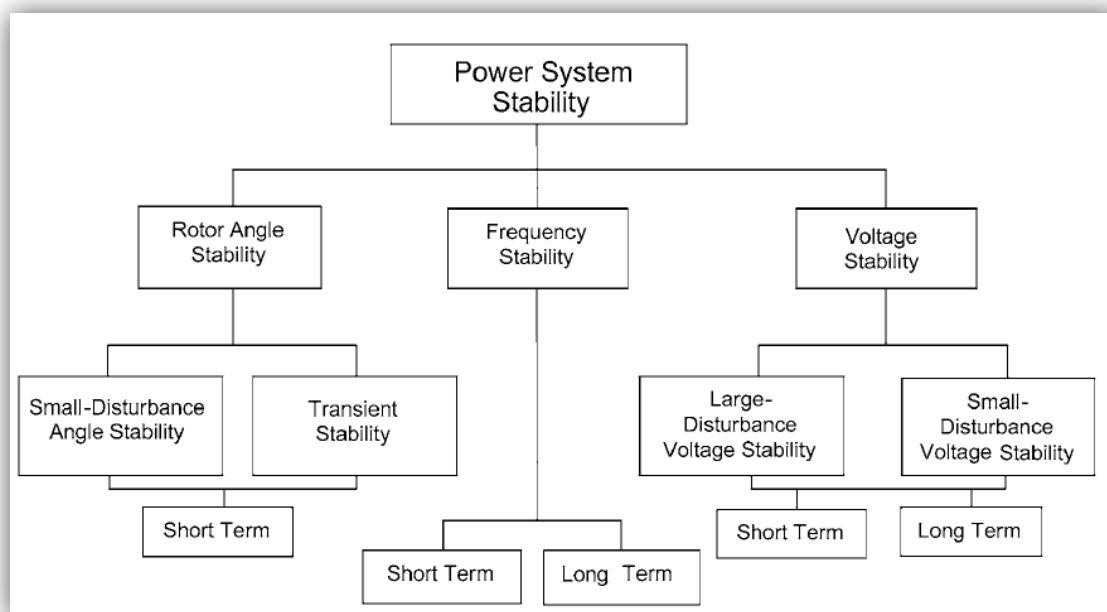
Η ευστάθεια των ΣΗΕ αποτελεί ένα ενιαίο πρόβλημα. Εντούτοις, οι τύποι αστάθειας, οι οποίοι μπορεί να εμφανιστούν σε ένα ΣΗΕ, διαφέρουν σημαντικά μεταξύ τους και καθιστούν τη μελέτη της ευστάθειας περισσότερο εξειδικευμένη. Έτσι, η ανάλυση της ευστάθειας των ΣΗΕ πραγματοποιείται με κατάλληλες αναλυτικές τεχνικές κατά περίπτωση, λαμβάνοντας υπόψη ορισμένες απλουστευτικές παραδοχές. Οι παραδοχές αυτές οδηγούν σε ένα απλοποιημένο μοντέλο του συστήματος, στο οποίο όμως διατηρείται αναλλοίωτη η δυναμική των φαινομένων που ενδιαφέρουν κάθε φορά.

Συγκεκριμένα, η μελέτη της ευστάθειας των ΣΗΕ περιλαμβάνει την ανάλυση των φαινομένων τα οποία συνεισφέρουν στη διέγερση των μηχανισμών αστάθειας και στη συνέχεια την επεξεργασία μεθόδων ενίσχυσης της ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος. Ανάλογα με τις επιπτώσεις της διαταραχής στο δίκτυο, διακρίνονται η ευστάθεια μικρών και μεγάλων διαταραχών. Η ανάλυση ευστάθειας μικρών διαταραχών πραγματοποιείται με γραμμικοποίηση του συστήματος πολύ κοντά στην περιοχή του εξεταζόμενου σημείου ισορροπίας. Από την άλλη πλευρά, η μελέτη ευστάθειας μεγάλων διαταραχών προϋποθέτει συνήθως την προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς του δικτύου με ένα κατάλληλο πρόγραμμα προσομοίωσης.

Όπως γίνεται αντιληπτό, η μελέτη της ευστάθειας των ΣΗΕ διευκολύνεται σημαντικά εάν διαχωριστούν τα φαινόμενα της ευστάθειας σε κατάλληλες κατηγορίες. Η κατηγοριοποίηση της ευστάθειας ΣΗΕ γίνεται με βάση τα ακόλουθα κριτήρια:

- τη φύση του ρυθμού αστάθειας που υποδεικνύεται από τις κυρίαρχες μεταβλητές του συστήματος στις αποκρίσεις των οποίων παρατηρείται η εμφανιζόμενη αστάθεια.
- το μέγεθος της εξεταζόμενης διαταραχής, το οποίο επηρεάζει τη μεθοδολογία για τον υπολογισμό και την πρόβλεψη της αστάθειας
- τις διατάξεις, τις διαδικασίες και τη χρονική κλίμακα που πρέπει να ληφθούν υπόψη για την εκτίμηση της ευστάθειας.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η γενική εικόνα του προβλήματος ευστάθειας ενός ΣΗΕ, καθορίζοντας τις κατηγορίες και τις υποκατηγορίες του προβλήματος.



Σχήμα 5.1: Κατηγοριοποίηση φαινομένων ευστάθειας ΣΗΕ
Πηγή: [5.1]

5.2.1 Ευστάθεια Γωνίας

Η ευστάθεια γωνίας αναφέρεται στην ικανότητα των σύγχρονων μηχανών ενός διασυνδεδεμένου συστήματος να παραμείνουν σε συγχρονισμό με το δίκτυο μετά από μία διαταραχή. Η ευστάθεια αυτού του είδους εξαρτάται από την ικανότητα κάθε σύγχρονης μηχανής να διατηρεί ή να αποκαθιστά την ισορροπία μεταξύ της αναπτυσσόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της μηχανικής ροπής εισόδου.

Το πρόβλημα της αστάθειας γωνίας προϋποθέτει τη μελέτη των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Μία βασική παράμετρος στο εξεταζόμενο πρόβλημα είναι ο τρόπος με τον οποίο μεταβάλλεται η ενεργός ισχύς εξόδου των σύγχρονων μηχανών, καθώς μεταβάλλονται οι αντίστοιχες γωνίες δρομέα. Σε συνθήκες μονίμου καταστάσεως (σημείο ισορροπίας), η μηχανική ροπή εισόδου είναι ίση με την αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή για κάθε γεννήτρια, ενώ επίσης η ταχύτητα του δρομέα παραμένει σταθερή. Εάν συμβεί μία διαταραχή στο σύστημα, η προηγούμενη ισορροπία ανατρέπεται με αποτέλεσμα την επιτάχυνση ή την επιβράδυνση των δρομέων των μηχανών σύμφωνα με τους νόμους κίνησης μίας στρεφόμενης μάζας. Εάν προσωρινά μία γεννήτρια περιστρέφεται πιο γρήγορα από μία άλλη, η σχετική γωνιακή θέση της πρώτης ως προς τη δεύτερη αυξάνεται. Οπότε, η επακόλουθη διαφορά των γωνιών δρομέα των δύο μηχανών θα μεταφέρει μέρος του φορτίου της

βραδύτερης προς την ταχύτερη γεννήτρια, ανάλογα με τη χαρακτηριστική ενεργού ισχύος-γωνίας δρομέα. Αυτή η μεταφορά ισχύος τείνει να μειώσει τη διαφορά των ταχυτήτων περιστροφής των δύο γεννητριών και άρα και τη σχετική γωνιακή τους θέση. Σημειώνεται ότι η χαρακτηριστική ενεργού ισχύος-γωνίας δρομέα είναι εξόχως μη γραμμική. Εάν ξεπεραστεί ένα συγκεκριμένο όριο, τότε μία αύξηση στη διαφορά των δύο γωνιών συνοδεύεται από μία μείωση της μεταφερόμενης ισχύος, ώστε η γωνιακή διαφορά οδηγείται σε περαιτέρω αύξηση. Στην περίπτωση αυτή, η αστάθεια εκδηλώνεται εάν το σύστημα δεν έχει τη δυνατότητα να απορροφήσει την επιπλέον κινητική ενέργεια, η οποία αντιστοιχεί στη διαφορά των ταχυτήτων δρομέα. Για κάθε μία δεδομένη κατάσταση, η διατήρηση της ευστάθειας του συστήματος εξαρτάται από το εάν οι αποκλίσεις των σχετικών γωνιών δρομέα οδηγούν σε ανάπτυξη επαρκών ροπών αποκατάστασης. Η απώλεια του συγχρονισμού μπορεί να συμβεί μεταξύ μίας μηχανής και του υπόλοιπου συστήματος, ή μεταξύ διαφορετικών ομάδων μηχανών. Στην τελευταία περίπτωση, ο διαχωρισμός και η νησιδοποίηση των διαφορετικών ομάδων μπορεί να διατηρήσει το συγχρονισμό σε κάθε νησίδα.

Η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής μίας σύγχρονης γεννήτριας μετά από μία διαταραχή μπορεί να αναλυθεί στις εξής δύο συνιστώσες:

- Συνιστώσα ροπής συγχρονισμού, η οποία είναι σε φάση με την απόκλιση της γωνίας δρομέα.
- Συνιστώσα ροπής απόσβεσης, η οποία είναι σε φάση με την απόκλιση της ταχύτητας δρομέα.

Η ευστάθεια γωνίας εξαρτάται από την ύπαρξη και των δύο παραπάνω συνιστωσών της ηλεκτρομαγνητικής ροπής για κάθε σύγχρονη γεννήτρια. Ειδικότερα, η έλλειψη ροπής συγχρονισμού οδηγεί σε απεριοδική αστάθεια, ενώ η έλλειψη ροπής απόσβεσης σχετίζεται με την εμφάνιση ταλαντώσεων αυξανόμενου πλάτους.

Προκειμένου να διευκολυνθεί η ανάλυση και να επιτευχθεί εμβάθυνση στην εσωτερική φύση των προβλημάτων αστάθειας γωνίας, γίνεται περεταίρω διαχωρισμός σε προβλήματα αστάθειας μικρών διαταραχών και προβλήματα μεταβατικής αστάθειας.

Η ευστάθεια μικρών διαταραχών εξαρτάται από την αρχική λειτουργική κατάσταση του δικτύου. Στην περίπτωση αυτή, η αστάθεια μπορεί να εκδηλωθεί με τους εξής τρόπους: α) την αύξηση της γωνίας δρομέα μέσω ενός απεριοδικού ρυθμού λόγω της έλλειψης ροπής συγχρονισμού, ή β) ταλαντώσεις δρομέα αυξανόμενου πλάτους λόγω της έλλειψης ροπής απόσβεσης.

Στα σύγχρονα ΣΗΕ, τα προβλήματα ευστάθειας γωνίας μικρών διαταραχών συνδέονται κατά κύριο λόγο με την ανεπαρκή απόσβεση των ταλαντώσεων. Το πρόβλημα της απεριοδικής αστάθειας δεν εμφανίζεται όταν είναι σε λειτουργία οι αυτόματοι ρυθμιστές τάσης των σύγχρονων γεννητριών. Ωστόσο, ο κίνδυνος εκδήλωσης παρόμοιων προβλημάτων αστάθειας παραμένει ορατός σε περιπτώσεις

κατά τις οποίες οι γεννήτριες λειτουργούν υπό συνθήκες περιορισμού της διέγερσής τους.

Τα προβλήματα αστάθειας γωνίας μικρών διαταραχών μπορεί να περιοριστούν σε τοπικό επίπεδο ή να γενικευτούν σε όλο το δίκτυο. Σε τοπικό επίπεδο, τα προβλήματα αυτά εμπλέκουν ένα μικρό μέρος του συστήματος και σχετίζονται με την εμφάνιση ταλαντώσεων δρομέα στις γεννήτριες ενός σταθμού παραγωγής ως προς το υπόλοιπο δίκτυο. Οι ταλαντώσεις αυτού του είδους καλούνται τοπικές ταλαντώσεις. Η απόσβεση των ταλαντώσεων αυτών εξαρτάται από το μέγεθος του συστήματος μεταφοράς όπως αυτό φαίνεται από τον τοπικό σταθμό παραγωγής, από τις διατάξεις ρύθμισης της διέγερσης των γεννητριών και από την έξοδο του σταθμού.

Τα προβλήματα αστάθειας γωνίας μπορούν να επεκταθούν σε όλο το δίκτυο μέσω των αλληλεπιδράσεων μεταξύ μεγάλων ομάδων από σύγχρονες μηχανές. Στην περίπτωση αυτή, εμφανίζονται ταλαντώσεις που εμπλέκουν το σύνολο των σύγχρονων μηχανών ενός συστήματος με τις μηχανές ενός γειτονικού συστήματος, όταν αυτά συνδέονται μέσω ενός ασθενούς δικτύου μεταφοράς.

Οι ταλαντώσεις αυτές ονομάζονται ταλαντώσεις διασυνδέσεων και εμφανίζουν πολύπλοκα χαρακτηριστικά, τα οποία τις κάνουν να διαφέρουν σημαντικά από τις τοπικές ταλαντώσεις. Στη μελέτη των ταλαντώσεων διασυνδέσεων σημαντικό ρόλο διαδραματίζουν επίσης οι χαρακτηριστικές των φορτίων.

Η ευστάθεια μεγάλων διαταραχών ή μεταβατική ευστάθεια γωνίας σχετίζεται με την ικανότητα του συστήματος να παραμένει σε συγχρονισμό μετά από αρκετά σοβαρές διαταραχές, όπως είναι για παράδειγμα ένα τριφασικό βραχυκύκλωμα σε μία γραμμή μεταφοράς. Η απόκριση ενός δικτύου σε μία τόσο σοβαρή διαταραχή διακρίνεται από μεγάλες μεταβολές των γωνιών δρομέα των γεννητριών, ενώ επηρεάζεται έντονα από τη μη γραμμική χαρακτηριστική ενεργού ισχύος-γωνίας δρομέα.

Η μεταβατική ευστάθεια εξαρτάται τόσο από το αρχικό σημείο λειτουργίας του συστήματος όσο και από τη σοβαρότητα της διαταραχής. Η μεταβατική αστάθεια εμφανίζεται συνήθως με τη μορφή απεριόδικης απομάκρυνσης των γωνιών λόγω ανεπαρκούς ροπής συγχρονισμού, ενώ χαρακτηρίζεται με τον όρο ευστάθεια πρώτης ταλάντωσης. Εντούτοις, σε μεγάλα ΣΗΕ, η μεταβατική αστάθεια δεν εμφανίζεται πάντα ως ευστάθεια πρώτης ταλάντωσης, η οποία σχετίζεται με έναν μοναδικό ρυθμό, καθώς μπορεί να εκδηλωθεί ως αποτέλεσμα της επαλληλίας μίας αργής ταλάντωσης διασύνδεσης και μίας τοπικής ταλάντωσης, η οποία προκαλεί μία μεγάλη μεταβολή της γωνίας δρομέα μετά την πρώτη ταλάντωση. Επιπρόσθετα, η μεταβατική αστάθεια μπορεί να προκληθεί από την επίδραση μη γραμμικών φαινομένων σε έναν απλό ρυθμό πέρα από το χρονικό εύρος της πρώτης ταλάντωσης.

Το χρονικό διάστημα σε μελέτες ευστάθειας γωνίας είναι συνήθως της τάξης λίγων δευτερολέπτων μετά τη διαταραχή. Ωστόσο, σε περιπτώσεις αρκετά μεγάλων ΣΗΕ το διάστημα αυτό μπορεί να επεκταθεί σε λίγες δεκάδες δευτερολέπτων λόγω της κυριαρχίας των ταλαντώσεων διασυνδέσεων.

5.2.2 Ευστάθεια Τάσης

Η ευστάθεια τάσης αναφέρεται στην ικανότητα του συστήματος να διατηρεί αποδεκτές τιμές τάσεων σε όλους τους ζυγούς του συστήματος όταν υποβάλλεται σε μία διαταραχή από ένα δεδομένο αρχικό σημείο λειτουργίας. Η αστάθεια τάσης προκαλείται από την απόπειρα του φορτίου (μέσω της δυναμικής του συμπεριφοράς) να αυξήσει την ισχύ που καταναλώνει πέρα από τη φυσική ικανότητα μεταφοράς του συνδυασμένου συστήματος παραγωγής και μεταφοράς.

Δηλαδή η ευστάθεια τάσης εξαρτάται από την ικανότητα του συστήματος να διατηρεί ή να αποκαθιστά την ισορροπία μεταξύ της παραγωγής και της κατανάλωσης ισχύος των φορτίων. Η αστάθεια τάσης ενός συστήματος μπορεί να διαρκέσει από μερικά δευτερόλεπτα έως και μερικές δεκάδες λεπτών.

Όπως και στην περίπτωση της ευστάθειας γωνίας, η ευστάθεια τάσης μπορεί να διαχωριστεί σε ευστάθεια μεγάλων και μικρών διαταραχών.

Η ευστάθεια τάσης μεγάλων διαταραχών αναφέρεται στην ικανότητα του συστήματος να διατηρεί αποδεκτά επίπεδα τάσεων σε όλους τους ζυγούς ύστερα από σοβαρές διαταραχές, όπως είναι για παράδειγμα η απώλεια μίας μεγάλης μονάδας παραγωγής ή μίας γραμμής διασύνδεσης. Η ικανότητα αυτή προσδιορίζεται από τις χαρακτηριστικές του δικτύου και των φορτίων, καθώς επίσης και από την αλληλεπίδραση μεταξύ των συνεχών και διακριτών συστημάτων προστασίας και ελέγχου. Η ανάλυση της ευστάθειας τάσης μεγάλων διαταραχών προϋποθέτει την εξέταση της μη γραμμικής απόκρισης του συστήματος για ικανό χρονικό διάστημα, προκειμένου να εξακριβωθεί επακριβώς η συμπεριφορά και οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των δυναμικών διατάξεων του δικτύου, όπως οι σύγχρονες γεννήτριες συμπεριλαμβανομένων των συστημάτων ελέγχου και προστασίας, οι κινητήρες και τα ΣΑΤΥΦ των μετασχηματιστών διανομής.

Η ευστάθεια τάσης μικρών διαταραχών αναφέρεται στην ικανότητα του συστήματος να διατηρεί αποδεκτά επίπεδα τάσεων σε όλους τους ζυγούς, όταν υπόκειται σε μικρές διαταραχές, όπως είναι για παράδειγμα μία ελάχιστη αύξηση στη ζήτηση ενός συγκεκριμένου φορτίου. Ο εξεταζόμενος τύπος ευστάθειας εξαρτάται από τη χαρακτηριστική των φορτίων και των συνεχών ή διακριτών διατάξεων ελέγχου σε μία δεδομένη χρονική στιγμή λειτουργίας. Η ανάλυση της ευστάθειας τάσης μικρών διαταραχών πραγματοποιείται με γραμμικοποίηση του συστήματος κοντά σε μία περιοχή του εξεταζόμενου σημείου ισορροπίας, λαμβάνοντας υπόψη ένα σύνολο απλουστευτικών παραδοχών. Η γραμμικοποίηση οδηγεί στον υπολογισμό διαφόρων δεικτών και μεγεθών, τα οποία επηρεάζουν την ευστάθεια του συστήματος. Επίσης, προσδιορίζεται η απόκριση των τάσεων σε μικρές μεταβολές των εισόδων ή των παραμέτρων του συστήματος. Σημειώνεται ότι η γραμμικοποίηση δε λαμβάνει υπόψη την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων των διατάξεων των ΣΗΕ.

Στις μελέτες ευστάθειας τάσης, το χρονικό διάστημα του ενδιαφέροντος κυμαίνεται από λίγα δευτερόλεπτα έως μερικές δεκάδες λεπτών. Επομένως, τα φαινόμενα ευστάθειας τάσης μπορεί να ανήκουν τόσο στη βραχυπρόθεσμη όσο και στη μακροπρόθεσμη χρονική κλίμακα, όπως φαίνεται και από την κατηγοριοποίηση του σχήματος 5.1.

Η βραχυπρόθεσμη ευστάθεια τάσης αναφέρεται στη δυναμική συμπεριφορά των γρήγορων συνιστωσών ενός ΣΗΕ και η χρονική κλίμακα είναι της τάξεως μερικών δευτερολέπτων, όπως δηλαδή και στην περίπτωση ευστάθειας γωνίας. Από την άλλη πλευρά, στη μακροπρόθεσμη ευστάθεια τάσης επιδρούν βραδύτερες διατάξεις ενός ΣΗΕ. Για την ανάλυση της μακροπρόθεσμης ευστάθειας τάσης απαιτούνται δυναμικές προσομοιώσεις του συστήματος για ένα χρονικό διάστημα μερικών λεπτών.

5.2.3 Ευστάθεια Συχνότητας

Η ευστάθεια συχνότητας αναφέρεται στην ικανότητα ενός ΣΗΕ να διατηρεί τη συχνότητά του εντός ενός προκαθορισμένου εύρους τιμών μετά από μία διαταραχή, η οποία διαταράσσει το συνολικό ισοζύγιο μεταξύ παραγόμενης και καταναλισκόμενης ισχύος. Ειδικότερα, η ευστάθεια συχνότητας εξαρτάται από την ικανότητα του συστήματος να διατηρεί ή να επαναφέρει το ισοζύγιο μεταξύ παραγωγής και ζήτησης με τη μικρότερη δυνατή απόρριψη παραγωγής ή φορτίου. Στην περίπτωση αυτή, μία πιθανή αστάθεια εκδηλώνεται με τη μορφή συνεχών ταλαντώσεων στην τιμή της συχνότητας, οι οποίες μπορεί να οδηγήσουν στη διαδοχική αποκοπή μονάδων παραγωγής και φορτίων μέχρι την ολική σβέση του συστήματος. Σε μεγάλα διασυνδεδεμένα συστήματα, το ενδιαφέρον σε μελέτες ευστάθειας συχνότητας επικεντρώνεται στις λειτουργικές συνθήκες, οι οποίες δημιουργούνται μετά το διαχωρισμό του συστήματος σε ξεχωριστές νησίδες. Στις περιπτώσεις αυτές, το κρίσιμο ερώτημα είναι εάν κάθε νησίδα επιτύχει ευσταθές λειτουργικό σημείο μετά τη διαταραχή με τη μικρότερη δυνατή απόρριψη παραγωγής ή φορτίου.

Σε γενικές γραμμές, τα προβλήματα αστάθειας συχνότητας σχετίζονται με αστοχίες του εξοπλισμού προστασίας, με ανεπιτυχή συνεργασία μεταξύ των διατάξεων ελέγχου και προστασίας, με έλλειψη στρεφόμενης εφεδρείας ή με περίσσεια παραγωγής μετά από νησιδοποίηση. Σε απομονωμένα νησιωτικά συστήματα, η ανάλυση της ευστάθειας συχνότητας εξετάζεται για κάθε σενάριο διαταραχής, το οποίο προκαλεί σημαντική απώλεια παραγωγής ή φορτίου. Η ανάλυση ευστάθειας συχνότητας πραγματοποιείται με εξαγωγή κατάλληλων ισοδύναμων μοντέλων, σύμφωνα με τα οποία θεωρείται ότι όλες οι γεννήτριες και όλα τα φορτία κάθε νησίδας συνδέονται σε έναν κοινό ζυγό.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1, τα φαινόμενα ευστάθειας συχνότητας κατατάσσονται στη μακροπρόθεσμη χρονική κλίμακα, διότι στη διέγερσή τους κυρίαρχο ρόλο διαδραματίζουν ορισμένες αργές συνιστώσες του συστήματος, όπως για παράδειγμα

οι στρόβιλοι και οι αντίστοιχοι ρυθμιστές στροφών των μονάδων παραγωγής, καθώς επίσης και τα συστήματα ελέγχου και προστασίας των σύγχρονων γεννητριών.[5.1]

5.3 Διαφορική Εξίσωση Κατάστασης-Συνάρτηση Μεταφοράς

Η απόκριση ενός συστήματος περιγράφεται από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης ως προς τις μεταβλητές κατάστασης (x_1 έως x_n) και τις εισόδους (u_1 έως u_m). Η γενική μορφή ενός τέτοιου συστήματος είναι:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n + b_{11}y_1 + \dots + b_{1m}u_m \\ \dot{x}_2 &= a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2n}x_n + b_{21}y_1 + \dots + b_{2m}u_m\end{aligned}\quad (5.1)$$

κ.ο.κ

$$\dot{x}_n = a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + \dots + a_{nn}x_n + b_{n1}y_1 + \dots + b_{nm}u_m$$

Όπου $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$. Το σύστημα (5.1) μπορεί να αναδιατυπωθεί με χρήση του συμβολισμού πινάκων ως ακολούθως:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}\quad (5.2)$$

Ο πίνακας-στήλη που περιέχει τις μεταβλητές κατάστασης καλείται διάνυσμα κατάστασης και γράφεται ως εξής:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}\quad (5.3)$$

Η έντονη γραφή χρησιμοποιείται για το συμβολισμό των διανυσμάτων. Το διάνυσμα των σημάτων εισόδου συμβολίζεται με u . Έτσι, το σύστημα μπορεί να διατυπωθεί στη συμπαγή μορφή της διαφορικής εξίσωσης κατάστασης:

$$\dot{x} = Ax + Bu\quad (5.4)$$

Η διαφορική εξίσωση (5.4) ονομάζεται εξίσωση κατάστασης.

Ο πίνακας A είναι τετραγωνικός με διαστάσεις $n \times n$, ενώ ο πίνακας B είναι πίνακας διαστάσεων $n \times m$, όπου n είναι ο αριθμός των μεταβλητών κατάστασης και m ο αριθμός των εισόδων. Η εξίσωση κατάστασης συνδέει το ρυθμό μεταβολής της κατάστασης του συστήματος με την τρέχουσα κατάσταση και τα σήματα εισόδου.

Στη γενική περίπτωση, οι έξοδοι ενός γραμμικού συστήματος συνδέονται με τις μεταβλητές κατάστασης μέσω της εξίσωσης εξόδου που είναι:

$$y = Cx + Du\quad (5.5)$$

Όπου y είναι το σύνολο των σημάτων εξόδου και περιγράφεται από ένα διάνυσμα στήλη. Η αναπαράσταση του χώρου καταστάσεων δηλαδή η περιγραφή ενός συστήματος μέσω μεταβλητών κατάστασης, αποτελείται από τη διαφορική εξίσωση κατάστασης και την εξίσωση εξόδου.

Χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Laplace η μελέτη του προβλήματος μεταφέρεται από το πεδίο του χρόνου στην περιοχή της μιγαδικής συχνότητας $s = \sigma + j\omega$. Μετασχηματίζοντας κατά Laplace τις εξισώσεις (5.4) και (5.5) έχουμε:

$$\begin{aligned} \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} &\Rightarrow \begin{cases} sX(s) - X(0) = AX(s) + BU(s) \\ Y(s) = CX(s) + DU(s) \end{cases} \\ &\Rightarrow \begin{cases} (sI - A)X(s) = BU(s) + X(0) \\ Y(s) = CX(s) + DU(s) \end{cases} \\ &\Rightarrow \begin{cases} X(s) = [sI - A]^{-1}BU(s) + [sI - A]^{-1}X(0) \\ Y(s) = [C[sI - A]^{-1}B + D]U(s) + C[sI - A]^{-1}X(0) \end{cases} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Ως συνάρτηση μεταφοράς ενός γραμμικού συστήματος, ορίζουμε το λόγο του μετασχηματισμού Laplace της μεταβλητής εξόδου προς το μετασχηματισμό Laplace της μεταβλητής εισόδου, θεωρώντας μηδενικές αρχικές συνθήκες. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος είναι η σχέση που περιγράφει τη δυναμική του συστήματος.

Η συνάρτηση μεταφοράς ορίζεται μόνο για γραμμικά συστήματα με σταθερές παραμέτρους. Επιπλέον, η συνάρτηση μεταφοράς είναι απλώς μια σχέση περιγραφής της σχέσης εισόδου-εξόδου και δεν περιέχει πληροφορίες σχετικά με την εσωτερική δομή και συμπεριφορά του συστήματος.

Θεωρώντας λοιπόν μηδενικές αρχικές συνθήκες, η συνάρτηση μεταφοράς $G(s)$ είναι:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C[sI - A]^{-1}B + D \quad (5.7)$$

Σημειώνεται ότι σε πολλές περιπτώσεις δε χρειάζεται να επιστρέψουμε στην περιοχή του χρόνου, αλλά υπάρχουν μέθοδοι, κανόνες και κριτήρια, που επιτρέπουν από τη μελέτη της συνάρτησης μεταφοράς στην περιοχή του s , την εξαγωγή συμπερασμάτων για τη δυναμική συμπεριφορά, την ευστάθεια καθώς και τη βελτίωση των δυναμικών ιδιοτήτων ενός συστήματος.[5.2]

5.4 Ευστάθεια γραμμικών συστημάτων ανάδρασης

Η ευστάθεια των συστημάτων κλειστού βρόχου με ανάδραση αποτελεί κεντρικό θέμα για τη σχεδίαση συστημάτων αυτόματου ελέγχου. Ευσταθές σύστημα είναι αυτό που

παράγει φραγμένη ακολουθία τιμών εξόδου αποκρινόμενο σε μια φραγμένη ακολουθία τιμών στην είσοδο. Αυτή η ιδιότητα είναι γνωστή ως ευστάθεια φραγμένης εισόδου-φραγμένης εξόδου. Η ευστάθεια ενός συστήματος ανάδρασης συνδέεται ευθέως με τη θέση των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος και με τις ιδιοτιμές του πίνακα του συστήματος όταν αυτό περιγράφεται από το μοντέλο μεταβλητών κατάστασης.

Μια αναγκαία και ικανή συνθήκη ευστάθειας ενός συστήματος ανάδρασης είναι να έχουν όλοι οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς αρνητικό πραγματικό μέρος. Ένα σύστημα είναι ευσταθές αν όλοι οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς του βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο. Αντίθετα, αν έστω και ένας πόλος εξαιρείται από αυτόν τον κανόνα, τότε το σύστημα δεν είναι ευσταθές. Εάν η χαρακτηριστική εξίσωση έχει κάποιες απλές (πολλαπλότητας 1) ρίζες πάνω στο φανταστικό άξονα $j\omega$ και όλες τις υπόλοιπες στο αριστερό ημιεπίπεδο, τότε η απόκριση σταθερής κατάστασης σε φραγμένη είσοδο θα διατηρεί αμείωτες ταλαντώσεις εκτός από την περίπτωση που η είσοδος είναι ημιτονοειδής (που είναι φραγμένη) με συχνότητα ίση προς το μέτρο των ριζών που βρίσκονται στον άξονα $j\omega$. Σε αυτή την περίπτωση, η έξοδος δεν είναι φραγμένη. Ένα τέτοιο σύστημα καλείται οριακά ευσταθές, αφού μόνο συγκεκριμένες φραγμένες εισόδους (ημιτονοειδείς με συχνότητα το μέτρο των πόλων) προκαλούν μη φραγμένη έξοδο. Στα ασταθή συστήματα, τουλάχιστον μία ρίζα της χαρακτηριστικής εξίσωσης βρίσκεται στο δεξί μιγαδικό ημιεπίπεδο ή οι ρίζες που βρίσκονται στον άξονα $j\omega$ έχουν πολλαπλότητα μεγαλύτερη του 1. Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος είναι μη φραγμένη για οποιαδήποτε είσοδο.[5.2]

5.5 Μελέτη Ευστάθειας μη γραμμικών συστημάτων-Γραμμικοποίηση

Ας εξετάσουμε ένα σύστημα, η δυναμική συμπεριφορά του οποίου καθορίζεται από τις n τον αριθμό μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις καταστάσεως, οι οποίες γράφονται υπό διανυσματική μορφή ως εξής:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (5.8.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (5.8.2)$$

Όπου \mathbf{x} είναι το $n \times 1$ διάνυσμα των μεταβλητών καταστάσεως x_1 έως x_n , \mathbf{u} το $r \times 1$ διάνυσμα των μεταβλητών εισόδου u_1 έως u_r , \mathbf{f} οι n συναρτήσεις f_1 έως f_n , οι οποίες για λόγους απλότητας θεωρούνται χρονικά αμετάβλητες, \mathbf{y} είναι το σύνολο των σημάτων εξόδου και περιγράφεται από ένα διάνυσμα στήλη και \mathbf{g} χρονικά αμετάβλητες συναρτήσεις.

Οι θέσεις ή σημεία ισορροπίας του συστήματος (5.8.1) χαρακτηρίζονται από τη συνθήκη:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \mathbf{0} \quad (5.9)$$

Τα περισσότερα συστήματα βρίσκονται κατά την κανονική τους λειτουργία σε μια θέση ισορροπίας, η οποία λέγεται γι' αυτό το λόγο *σημείο λειτουργίας* του συστήματος. Με δεδομένες τις εισόδους \mathbf{u}_0 σε κάποιο σημείο λειτουργίας, οι n αλγεβρικές εξισώσεις (5.9) μπορούν εν γένει να λυθούν, ώστε να δώσουν τις τιμές των n μεταβλητών καταστάσεως \mathbf{x}_0 .

Η ευστάθεια μονίμου καταστάσεως ή σημείου λειτουργίας ορίζεται ως εξής: Αν προκληθεί μια μικρή διαταραχή $\Delta \mathbf{x}$ των μεταβλητών κατάστασης γύρω από ένα σημείο λειτουργίας \mathbf{x}_0 , το σύστημα που περιγράφεται από τις (5.8.1) είτε θα επανέλθει στο αρχικό σημείο λειτουργίας \mathbf{x}_0 , οπότε έχουμε ευσταθή μόνιμη κατάσταση, είτε θα απομακρυνθεί οριστικά από τη θέση \mathbf{x}_0 , στην οποία περίπτωση το σημείο λειτουργίας είναι ασταθές.

Για να απαντηθεί το ερώτημα αν το σημείο λειτουργίας \mathbf{x}_0 είναι ευσταθές ή ασταθές, πρέπει να εξεταστεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος μετά από μια μικρή διαταραχή. Ένας τρόπος να γίνει αυτό είναι η ολοκλήρωση (που μπορεί να γίνει με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού υπολογιστή) των διαφορικών εξισώσεων (5.8.1) με αρχικές συνθήκες που να αντιστοιχούν στη μικρή διαταραχή που αναφέρθηκε παραπάνω. Η λύση αυτή ωστόσο δεν είναι πρακτική και έχει τα εξής μειονεκτήματα:

- Δεν είναι γενική, γιατί η λύση των διαφορικών εξισώσεων εξαρτάται από τις αρχικές συνθήκες
- Δεν μπορούμε να αποφανθούμε για το πόσο κοντά ή μακριά από τα όρια ευστάθειας βρίσκεται το σύστημα, παρά μόνο αν επαναλάβουμε το πείραμα πάρα πολλές φορές.

Για το λόγο αυτό η ανάλυση της ευστάθειας του σημείου λειτουργίας αντιμετωπίζεται συνήθως με τη μέθοδο της γραμμικοποίησης.

Ο συστηματικός τρόπος για την ανάλυση της ευστάθειας μονίμου καταστάσεως (ή μικρών διαταραχών) στηρίζεται στη γραμμικοποίηση του συστήματος (5.8.1) γύρω από το σημείο λειτουργίας \mathbf{x}_0 . Απαραίτητη προϋπόθεση για να είναι δυνατή η γραμμικοποίηση του συστήματος είναι οι συναρτήσεις f_1 έως f_n της (5.8.1) να είναι παραγωγίσιμες στο σημείο \mathbf{x}_0 . Στη συνέχεια θα θεωρούμε πάντα ότι οι συναρτήσεις f είναι συνεχείς και παραγωγίσιμες. Αυτό εξασφαλίζει επίσης την ύπαρξη και τη μοναδικότητα της λύσης για συγκεκριμένες αρχικές συνθήκες \mathbf{x}_0 .

Πράγματι, δεδομένου ότι η ευστάθεια μονίμου καταστάσεως δεν επηρεάζεται από το μέγεθος της διαταραχής, μπορούμε να θεωρήσουμε χωρίς βλάβης της γενικότητας ότι οι αποκλίσεις $\Delta \mathbf{x}$ των μεταβλητών κατάστασης από το σημείο ισορροπίας είναι τόσο μικρές, ώστε οι όροι που εκφράζουν γινόμενα αποκλίσεων να μπορούν να αμεληθούν χωρίς σοβαρό σφάλμα. Στην περίπτωση αυτή, η γραμμικοποίηση μιας μη γραμμικής συνάρτησης μιας μεταβλητής $f(x)$, στηρίζεται στο ανάπτυγμα κατά Taylor γύρω από το σημείο x_0 :

$$f(x) = f(x_0) + (x - x_0)f'(x_0) + 1/2(x - x_0)^2f''(x_0) + \dots \quad (5.10)$$

Παραλείποντας από την (5.3) τους όρους δευτέρας και ανωτέρας τάξης, παίρνουμε τη γραμμικοποιημένη μορφή της $f(x)$:

$$\Delta f = f'(x_0)\Delta x \quad (5.11)$$

Όπου: $\Delta f = f(x) - f(x_0) = f - f_0$

$$\Delta x = x - x_0$$

Όπως φαίνεται από τις παραπάνω σχέσεις, το πρόθεμα Δ χρησιμοποιείται για να δηλώσει την απόκλιση από την αντίστοιχη τιμή μονίμου καταστάσεως, η οποία συμβολίζεται με το δείκτη 0 .

Γενικεύοντας τη διαδικασία της γραμμικοποίησης για συναρτήσεις πολλών μεταβλητών, η πρώτη παράγωγος $f'(x)$ αντικαθίσταται από τη μερική παράγωγο ως προς τη μεταβλητή x_i , ώστε οι n διαφορικές εξισώσεις (5.8.1) γραμμικοποιούνται στο παρακάτω σύστημα που γράφεται υπό μορφή πινάκων:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} \quad (5.12)$$

Όπου τα στοιχεία του $n \times n$ Ιακωβιανού πίνακα (ή πίνακα κατάστασης) \mathbf{A} ορίζονται ως εξής:

$$a_{ij} = \left. \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right|_0$$

και του $n \times r$ πίνακα εισόδου \mathbf{B} ως:

$$b_{ij} = \left. \frac{\partial f_i}{\partial u_j} \right|_0$$

Αντίστοιχα η γραμμικοποίηση της (5.8.2) οδηγεί στην:

$$\Delta y = \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u} \quad (5.13)$$

Άρα το γραμμικοποιημένο σύστημα μπορεί να γραφτεί στην εξής μορφή:

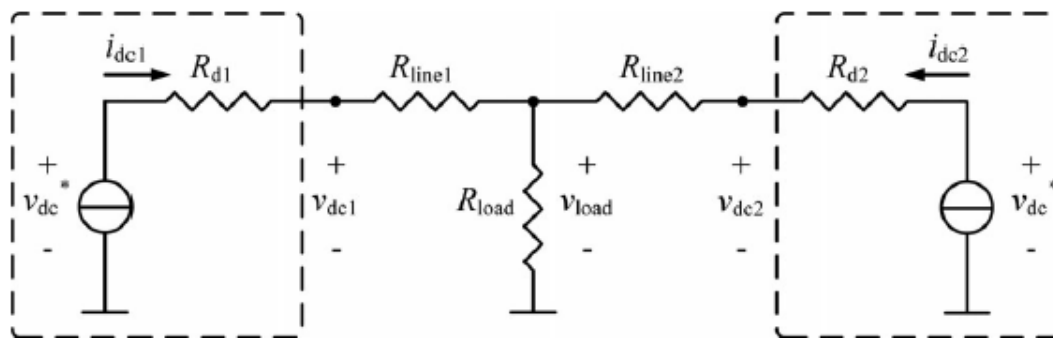
$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} \quad (5.14)$$

$$\Delta y = \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u}$$

Το πρόβλημα της ευστάθειας μονίμου καταστάσεως του μη γραμμικού συστήματος που περιγράφεται από τις εξισώσεις (5.8) στο σημείο λειτουργίας $\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0$, ανάγεται έτσι στο πρόβλημα ευστάθειας του γραμμικού συστήματος (5.14).[5.3]

5.6 Ανάλυση Ευστάθειας του Προτεινόμενου Ελέγχου^[5.4]

Η απλοποιημένη μορφή του υπό μελέτη DC μικροδικτύου που σχεδιάστηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink παρουσιάζεται στο σχήμα 5.2.



Σχήμα 5.2: Απλοποιημένο μοντέλο DC μικροδικτύου

Πηγή: [5.4]

Από Νόμο Τάσεων Kirchhoff στον πρώτο βρόχο έχουμε:

$$-V_{dc1} + i_{dc1}R_{line1} + (i_{dc1} + i_{dc2})R_{load} = 0 \Rightarrow$$

$$-V_{dc1} + i_{dc1}(R_{line1} + R_{load}) + i_{dc2}R_{load} = 0 \Rightarrow \quad (5.15)$$

Όμοια από Νόμο Τάσεων Kirchhoff στο δεύτερο βρόχο έχουμε:

$$\begin{aligned} -V_{dc2} + i_{dc2}R_{line2} + (i_{dc1} + i_{dc2})R_{load} &= 0 \Rightarrow \\ -V_{dc2} + i_{dc2}(R_{line2} + R_{load}) + i_{dc1}R_{load} &= 0 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Λύνουμε τη σχέση (5.16) ως προς i_{dc2} και έχουμε:

$$i_{dc2} = \frac{V_{dc2} - i_{dc1}R_{load}}{R_{line2} + R_{load}} \quad (5.17)$$

Επομένως η σχέση (5.15) μέσω της (5.17) γίνεται:

$$\begin{aligned} -V_{dc1} + i_{dc1}(R_{line1} + R_{load}) + R_{load}\left(\frac{V_{dc2} - i_{dc1}R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right) &= 0 \Rightarrow \\ -V_{dc1} + i_{dc1}\left(R_{line1} + R_{load} - \frac{R_{load}^2}{R_{line2} + R_{load}}\right) + \left(\frac{R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right)V_{dc2} &= 0 \Rightarrow \\ -V_{dc1} + i_{dc1}\left(\frac{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right) + \left(\frac{R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right)V_{dc2} &= 0 \Rightarrow \\ i_{dc1}\left(\frac{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right) &= V_{dc1} - \left(\frac{R_{load}}{R_{line2} + R_{load}}\right)V_{dc2} \Rightarrow \\ i_{dc1} &= \frac{R_{line2} + R_{load}}{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}}V_{dc1} - \frac{R_{load}}{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}}V_{dc2} \end{aligned} \quad (5.18)$$

Θέτουμε:

$$\alpha_1 = \frac{R_{line2} + R_{load}}{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}} \quad \text{και} \quad \lambda = \frac{R_{load}}{R_{line1}R_{line2} + R_{line1}R_{load} + R_{line2}R_{load}}$$

οπότε η σχέση (5.18) γίνεται:

$$i_{dc1} = \alpha_1 V_{dc1} - \lambda V_{dc2} \quad (5.19)$$

Αντικαθιστούμε το i_{dc1} από τη σχέση (5.18) στη σχέση (5.17) και έχουμε:

$$\begin{aligned} i_{dc2} &= \frac{V_{dc2}}{R_{line2} + R_{load}} - \frac{R_{load}}{R_{line2} + R_{load}} \left(\frac{R_{line2} + R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc1} - \frac{R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc2} \right) \Rightarrow \\ i_{dc2} &= \left[\frac{1}{R_{line2} + R_{load}} + \frac{R_{load}^2}{(R_{line2} + R_{load})(R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load})} \right] V_{dc2} - \frac{R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc1} \Rightarrow \\ i_{dc2} &= \frac{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load} + R_{load}^2}{(R_{line2} + R_{load})(R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load})} V_{dc2} - \frac{R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc1} \Rightarrow \\ i_{dc2} &= \frac{R_{line1}(R_{line2} + R_{load}) + R_{load}(R_{line2} + R_{load})}{(R_{line2} + R_{load})(R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load})} V_{dc2} - \frac{R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc1} \Rightarrow \\ i_{dc2} &= \frac{R_{line1} + R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc2} - \frac{R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}} V_{dc1} \quad (5.20) \end{aligned}$$

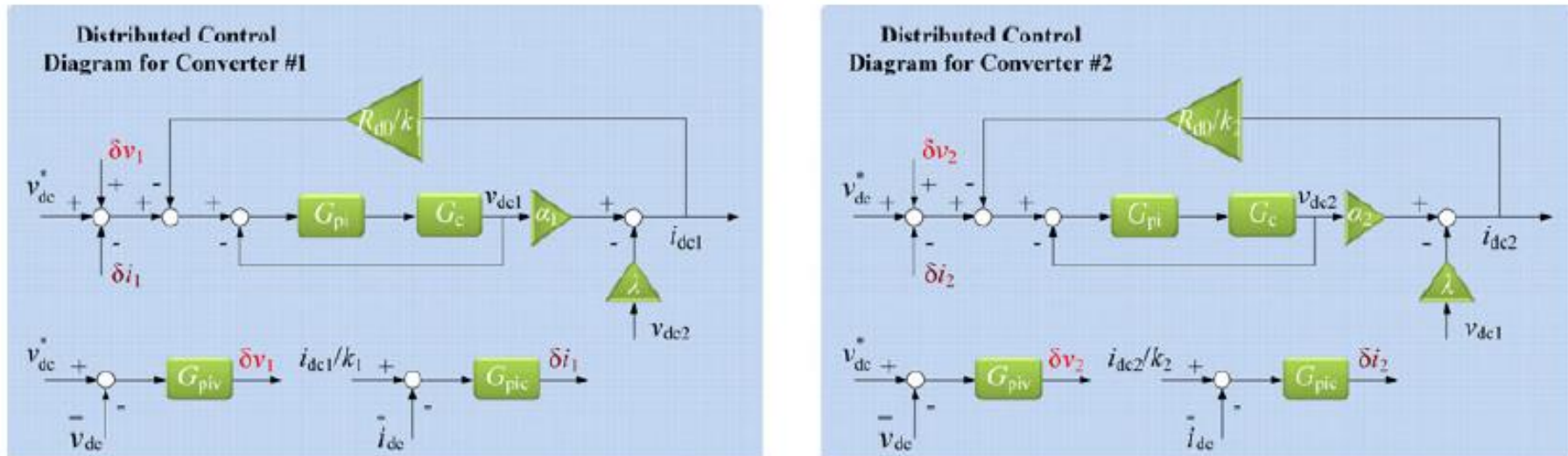
Θέτουμε:

$$\alpha_2 = \frac{R_{line1} + R_{load}}{R_{line1} R_{line2} + R_{line1} R_{load} + R_{line2} R_{load}}$$

οπότε η (5.20) λαμβάνει την παρακάτω μορφή:

$$i_{dc2} = \alpha_2 V_{dc2} - \lambda V_{dc1} \quad (5.21)$$

Το αναλυτικό μοντέλο του διαγράμματος ελέγχου για την ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 5.3.



Σχήμα 5.3: Μοντέλο διαγράμματος ελέγχου για την ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος

Πηγή: [5.4]

Στην παραπάνω εικόνα φαίνονται τα εξής:

- G_{pi} : η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή τάσης στον πρωτογενή έλεγχο
- G_c : η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή ρεύματος στον πρωτογενή έλεγχο
- G_{piv} : η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή της μέσης τιμής της τάσης στο δευτερογενή έλεγχο
- G_{pic} : η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή της μέσης τιμής του ρεύματος στο δευτερογενή έλεγχο
- $\frac{R_{d0}}{k_1} = R_{d1}$: η αντίσταση droop του πρώτου μετατροπέα
- $\frac{R_{d0}}{k_2} = R_{d2}$: η αντίσταση droop του δεύτερου μετατροπέα

Από την παραπάνω εικόνα για την τάση εξόδου κάθε dc-dc μετατροπέα προκύπτουν τα εξής:

$$V_{dc1} = [V_{dc}^* + (V_{dc}^* - \bar{V}_{dc1})G_{piv} - \left(\frac{i_{dc1}}{k_1} - \bar{i}_{dc1}\right)G_{pic} - \frac{R_{d0}}{k_1}G_{1pf}i_{dc1}]G_v \quad (5.22)$$

$$V_{dc2} = [V_{dc}^* + (V_{dc}^* - \bar{V}_{dc2})G_{piv} - \left(\frac{i_{dc2}}{k_2} - \bar{i}_{dc2}\right)G_{pic} - \frac{R_{d0}}{k_2}G_{1pf}i_{dc2}]G_v \quad (5.23)$$

όπου:

- G_v : η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου για την οποία ισχύει: $G_v = \frac{G_{pi}G_c}{1+G_{pi}G_c}$
- $G_{1pf} = \frac{\omega_c}{s+\omega_c}$: η συνάρτηση μεταφοράς του βαθυπερατού φίλτρου
- \bar{V}_{dci} ($i = 1,2$): η μέση τιμή της τάσης εξόδου:

$$\bar{V}_{dc1} = \frac{V_{dc1} + G_d V_{dc2}}{2} \quad (5.24)$$

$$\bar{V}_{dc2} = \frac{G_d V_{dc1} + V_{dc2}}{2} \quad (5.25)$$

- \bar{i}_{dci} ($i = 1,2$): Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου:

$$\bar{i}_{dc1} = \frac{i_{dc1}/k_1 + G_d i_{dc2}/k_2}{2} \quad (5.26)$$

$$\bar{i}_{dc2} = \frac{G_d i_{dc1}/k_1 + i_{dc2}/k_2}{2} \quad (5.27)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι για τον 1^ο dc-dc μετατροπέα τα i_{dc1} , V_{dc1} είναι τοπικές μεταβλητές ενώ τα i_{dc2} και V_{dc2} μεταφέρονται από το 2^ο μετατροπέα μέσω του δικτύου επικοινωνίας. Αντίθετα για το 2^ο μετατροπέα τα i_{dc2} και V_{dc2} είναι τοπικές μεταβλητές, ενώ τα i_{dc1} και V_{dc1} μεταφέρονται από τον 1^ο μετατροπέα μέσω του δικτύου επικοινωνίας. Για το λόγο αυτό στις εξισώσεις (5.24)-(5.27) έχει συμπεριληφθεί η συνάρτηση μεταφοράς G_d η οποία εκφράζει την καθυστέρηση στην επικοινωνία ανάμεσα στους δύο μετατροπείς. Για τη συνάρτηση μεταφοράς G_d , όπως έχει ήδη αναφερθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο, ισχύει ότι:

$$G_d = \frac{1}{1 + \tau s}$$

Επειδή το σύστημα ελέγχου είναι γραμμικό, προκειμένου να αποφανθούμε για την ευστάθειά του, υπολογίζουμε τις συναρτήσεις μεταφοράς V_{dc1}/V_{dc}^* και V_{dc2}/V_{dc}^* . Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στην ενότητα 5.3 του παρόντος κεφαλαίου, η συνάρτηση μεταφοράς ορίζεται μόνο για γραμμικά συστήματα και είναι ο λόγος του μετασχηματισμού Laplace της μεταβλητής εξόδου προς το μετασχηματισμό Laplace της μεταβλητής εισόδου, θεωρώντας μηδενικές αρχικές συνθήκες.

Αναλυτικός Υπολογισμός Συναρτήσεων Μεταφοράς

Η σχέση (5.22) με τη βοήθεια των σχέσεων (5.24) και (5.26) λαμβάνει την παρακάτω μορφή:

$$V_{dc1} = [V_{dc}^* + \left(V_{dc}^* - \frac{V_{dc1} + G_d V_{dc2}}{2} \right) G_{piv} - \left(\frac{i_{dc1}}{k_1} - \frac{i_{dc1}/k_1 + G_d i_{dc2}/k_2}{2} \right) G_{pic} - \frac{R_{d0}}{k_1} G_{1pf} i_{dc1}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc1} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc1}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc2}}{2} - G_{pic} \frac{i_{dc1}}{k_1} + G_{pic} \frac{i_{dc1}/k_1 + G_d i_{dc2}/k_2}{2} - \frac{R_{d0}}{k_1} G_{1pf} i_{dc1}] G_v \Rightarrow$$

Η τελευταία σχέση μέσω των (5.19) και (5.21) γίνεται:

$$V_{dc1} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc1}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc2}}{2} - G_{pic} \frac{\alpha_1 V_{dc1} - \lambda V_{dc2}}{k_1} + \frac{G_{pic}}{2} (\frac{\alpha_1 V_{dc1} - \lambda V_{dc2}}{k_1} + G_d \frac{\alpha_2 V_{dc2} - \lambda V_{dc1}}{k_2}) - R_{d0} G_{1pf} \frac{\alpha_1 V_{dc1} - \lambda V_{dc2}}{k_1}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc1} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc1}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc2}}{2} - G_{pic} \frac{\alpha_1 V_{dc1}}{k_1} + G_{pic} \frac{\lambda V_{dc2}}{k_1} + \frac{G_{pic}}{2} \frac{\alpha_1 V_{dc1}}{k_1} - \frac{G_{pic}}{2} \frac{\lambda V_{dc2}}{k_1} + \frac{G_{pic} G_d}{2} \frac{\alpha_2 V_{dc2}}{k_2} - \frac{G_{pic} G_d}{2} \frac{\lambda V_{dc1}}{k_2} - R_{d0} G_{1pf} \frac{\alpha_1 V_{dc1}}{k_1} + R_{d0} G_{1pf} \frac{\lambda V_{dc2}}{k_1}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc1} = G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(-\frac{G_{piv} G_v}{2} - \frac{\alpha_1 G_{pic} G_v}{k_1} + \frac{\alpha_1 G_{pic} G_v}{2k_1} - \frac{G_{pic} G_d G_v \lambda}{2k_2} - \frac{G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_1}{k_1} \right) V_{dc1} + \left(-\frac{G_d G_{piv} G_v}{2} + \frac{G_{pic} G_v \lambda}{k_1} - \frac{G_{pic} G_v \lambda}{2k_1} + \frac{G_d G_{piv} G_v \alpha_2}{2k_2} + \frac{G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda}{k_1} \right) V_{dc2} \Rightarrow$$

$$G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(\frac{-G_{piv} G_v k_1 k_2 - \alpha_1 G_{pic} G_v k_2 - G_{pic} G_d G_v \lambda k_1 - G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_1 2k_2 - 2k_1 k_2}{2k_1 k_2} \right) V_{dc1} + \left(\frac{-G_d G_{piv} G_v k_1 k_2 + G_{pic} G_v \lambda k_2 + G_d G_{pic} G_v \alpha_2 k_1 + G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda 2k_2}{2k_1 k_2} \right) V_{dc2} = 0 \quad (5.28)$$

Θέτουμε:

$$A_1 = G_{piv} G_v k_1 k_2 + \alpha_1 G_{pic} G_v k_2 + G_{pic} G_d G_v \lambda k_1 + G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_1 2k_2 + 2k_1 k_2 = k_1 k_2 G_v G_{piv} + (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1 G_d) G_v G_{pic} + 2k_2 \alpha_1 R_{d0} G_v G_{1pf} + 2k_1 k_2 \quad (5.29)$$

και

$$B_1 = G_d G_{piv} G_v k_1 k_2 - G_{pic} G_v \lambda k_2 - G_d G_{pic} G_v \alpha_2 k_1 - G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda 2k_2 = k_1 k_2 G_v G_{piv} G_d - (\lambda k_2 + \alpha_2 k_1 G_d) G_v G_{pic} - 2k_2 \lambda R_{d0} G_v G_{1pf} \quad (5.30)$$

Η σχέση (5.28) με τη βοήθεια των (5.29),(5.30) γίνεται:

$$G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(\frac{-A_1}{2k_1k_2}\right) V_{dc1} + \left(\frac{-B_1}{2k_1k_2}\right) V_{dc2} = 0 \quad (5.31)$$

Λύνουμε την παραπάνω εξίσωση ως προς V_{dc1} και έχουμε:

$$V_{dc1} = \frac{2k_1k_2}{A_1} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-B_1}{A_1}\right) V_{dc2} \quad (5.32)$$

Αντικαθιστούμε τις σχέσεις (5.25), (5.27) στην (5.23) και έχουμε:

$$V_{dc2} = [V_{dc}^* + \left(V_{dc}^* - \frac{G_d V_{dc1} + V_{dc2}}{2}\right) G_{piv} - \left(\frac{i_{dc2}}{k_2} - \frac{G_d i_{dc1}/k_1 + i_{dc2}/k_2}{2}\right) G_{pic} - \frac{R_{d0}}{k_2} G_{1pf} i_{dc2}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc2} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc2}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc1}}{2} - G_{pic} \frac{i_{dc2}}{k_2} + G_{pic} \frac{G_d i_{dc1}/k_1 + i_{dc2}/k_2}{2} - \frac{R_{d0}}{k_2} G_{1pf} i_{dc2}] G_v \Rightarrow$$

Η τελευταία σχέση μέσω των (5.19) και (5.21) γίνεται:

$$V_{dc2} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc2}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc1}}{2} - G_{pic} \frac{\alpha_2 V_{dc2} - \lambda V_{dc1}}{k_2} + \frac{G_{pic}}{2} \left(\frac{\alpha_2 V_{dc2} - \lambda V_{dc1}}{k_2} + G_d \frac{\alpha_1 V_{dc1} - \lambda V_{dc2}}{k_1}\right) - R_{d0} G_{1pf} \frac{\alpha_2 V_{dc2} - \lambda V_{dc1}}{k_2}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc2} = [V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} - \frac{V_{dc2}}{2} G_{piv} - G_d G_{piv} \frac{V_{dc1}}{2} - G_{pic} \frac{\alpha_2 V_{dc2}}{k_2} + G_{pic} \frac{\lambda V_{dc1}}{k_2} + \frac{G_{pic}}{2} \frac{\alpha_2 V_{dc2}}{k_2} - \frac{G_{pic}}{2} \frac{\lambda V_{dc1}}{k_2} + \frac{G_{pic} G_d}{2} \frac{\alpha_1 V_{dc1}}{k_1} - \frac{G_{pic} G_d}{2} \frac{\lambda V_{dc2}}{k_1} - R_{d0} G_{1pf} \frac{\alpha_2 V_{dc2}}{k_2} + R_{d0} G_{1pf} \frac{\lambda V_{dc1}}{k_2}] G_v \Rightarrow$$

$$V_{dc2} = G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(-\frac{G_{piv} G_v}{2} - \frac{\alpha_2 G_{pic} G_v}{k_2} + \frac{\alpha_2 G_{pic} G_v}{2k_2} - \frac{G_{pic} G_d G_v \lambda}{2k_1} - \frac{G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_2}{k_2}\right) V_{dc2} + \left(-\frac{G_d G_{piv} G_v}{2} + \frac{G_{pic} G_v \lambda}{k_2} - \frac{G_{pic} G_v \lambda}{2k_2} + \frac{G_d G_{pic} G_v \alpha_1}{2k_1} + \frac{G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda}{k_2}\right) V_{dc1} \Rightarrow$$

$$G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(\frac{-G_{piv} G_v k_1 k_2 - \alpha_2 G_{pic} G_v k_1 - G_{pic} G_d G_v \lambda k_2 - G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_2 2k_1 - 2k_1 k_2}{2k_1 k_2} \right) V_{dc2} + \left(\frac{-G_d G_{piv} G_v k_1 k_2 + G_{pic} G_v \lambda k_1 + G_d G_{pic} G_v \alpha_1 k_2 + G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda 2k_1}{2k_1 k_2} \right) V_{dc1} = 0 \quad (5.33)$$

Θέτουμε:

$$A_2 = G_d G_{piv} G_v k_1 k_2 - G_{pic} G_v \lambda k_1 - G_d G_{pic} G_v \alpha_1 k_2 - G_v R_{d0} G_{1pf} \lambda 2k_1 = k_1 k_2 G_v G_{piv} G_d - (\lambda k_1 + \alpha_1 k_2 G_d) G_v G_{pic} - 2k_1 \lambda R_{d0} G_v G_{1pf} \quad (5.34)$$

και

$$B_2 = G_{piv} G_v k_1 k_2 + \alpha_2 G_{pic} G_v k_1 + G_{pic} G_d G_v \lambda k_2 + G_v R_{d0} G_{1pf} \alpha_2 2k_1 + 2k_1 k_2 = k_1 k_2 G_v G_{piv} + (\alpha_2 k_1 + \lambda k_2 G_d) G_v G_{pic} + 2k_1 \alpha_2 R_{d0} G_v G_{1pf} 2k_1 k_2 \quad (5.35)$$

Η σχέση (5.33) με τη βοήθεια των σχέσεων (5.34),(5.35) γίνεται:

$$G_v V_{dc}^* + V_{dc}^* G_{piv} G_v + \left(\frac{-A_2}{2k_1 k_2} \right) V_{dc1} + \left(\frac{-B_2}{2k_1 k_2} \right) V_{dc2} = 0$$

Λύνουμε την παραπάνω σχέση ως προς V_{dc2} και έχουμε:

$$V_{dc2} = \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-A_2}{B_2} \right) V_{dc1} \quad (5.36)$$

Η σχέση (5.36) μέσω της σχέσης (5.32) γίνεται:

$$V_{dc2} = \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-A_2}{B_2} \right) \left[\frac{2k_1 k_2}{A_1} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-B_1}{A_1} \right) V_{dc2} \right] \Rightarrow$$

$$V_{dc2} = \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-A_2}{B_2} \right) \left[\frac{2k_1 k_2}{A_1} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) \right] + \left(\frac{-A_2}{B_2} \right) \left(\frac{-B_1}{A_1} \right) V_{dc2} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}
V_{dc2} - \frac{A_2 B_1}{A_1 B_2} V_{dc2} &= \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-A_2}{B_2} \right) \left[\frac{2k_1 k_2}{A_1} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) \right] \Rightarrow \\
V_{dc2} \left(1 - \frac{A_2 B_1}{A_1 B_2} \right) &= \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) \left(1 - \frac{A_2}{A_1} \right) \Rightarrow \\
V_{dc2} \left(\frac{A_1 B_2 - A_2 B_1}{A_1 B_2} \right) &= \frac{2k_1 k_2}{B_2} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) \left(\frac{A_1 - A_2}{A_1} \right) \Rightarrow \\
V_{dc2} (A_1 B_2 - A_2 B_1) &= 2k_1 k_2 G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) (A_1 - A_2) \Rightarrow \\
\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} &= \frac{2k_1 k_2 (A_1 - A_2)}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v (1 + G_{piv}) \tag{5.37}
\end{aligned}$$

Από τις σχέσεις (5.29) και (5.34) υπολογίζουμε τη διαφορά $A_1 - A_2$.

$$\begin{aligned}
A_1 - A_2 &= k_1 k_2 G_v G_{piv} + (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1 G_d) G_v G_{pic} + 2k_2 \alpha_1 R_{d0} G_v G_{1pf} + 2k_1 k_2 - [k_1 k_2 G_v G_{piv} G_d - (\lambda k_1 + \alpha_1 k_2 G_d) G_v G_{pic} - 2k_1 \lambda R_{d0} G_v G_{1pf}] \Rightarrow \\
A_1 - A_2 &= k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d) + (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1 G_d + \lambda k_1 + \alpha_1 k_2 G_d) G_v G_{pic} + 2R_{d0} G_v G_{1pf} (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1) + 2k_1 k_2 \tag{5.38}
\end{aligned}$$

Η σχέση (5.37) με τη βοήθεια της σχέσης (5.38) λαμβάνει την εξής μορφή:

$$\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1 k_2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v (1 + G_{piv}) [k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d) + (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1 G_d + \lambda k_1 + \alpha_1 k_2 G_d) G_v G_{pic} + 2R_{d0} G_v G_{1pf} (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1) + 2k_1 k_2] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1^2 k_2^2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v^2 (1 + G_{piv}) \left[\frac{k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d)}{k_1 k_2 G_v} + \frac{G_v G_{pic}}{G_v} \left(\frac{\alpha_1 k_2}{k_1 k_2} + \frac{\lambda k_1 G_d}{k_1 k_2} + \frac{\lambda k_1}{k_1 k_2} + \frac{\alpha_1 k_2 G_d}{k_1 k_2} \right) + \frac{2R_{d0} G_v G_{1pf}}{G_v} \left(\frac{\alpha_1 k_2}{k_1 k_2} + \frac{\lambda k_1}{k_1 k_2} \right) + \frac{2k_1 k_2}{G_v k_1 k_2} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1^2 k_2^2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v^2 (1 + G_{piv}) \left[G_{piv} (1 - G_d) + \frac{G_{pic}}{k_1 k_2} (\alpha_1 k_2 + \lambda k_1 G_d + \lambda k_1 + \alpha_1 k_2 G_d) + 2R_{d0} G_{1pf} \left(\frac{\alpha_1}{k_1} + \frac{\lambda}{k_2} \right) + \frac{2}{G_v} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} = \left[(1 - G_d) G_{piv} + \frac{(\alpha_1 k_2 + \lambda k_1)(1 + G_d) G_{pic}}{k_1 k_2} + 2 \left(\frac{\alpha_1}{k_1} + \frac{\lambda}{k_2} \right) R_{d0} G_{1pf} + \frac{2}{G_v} \right] \frac{2k_1^2 k_2^2 G_v^2 (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} \quad (5.39)$$

Για τον υπολογισμό της συνάρτησης μεταφοράς $\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*}$ αντικαθιστούμε τη σχέση (5.37) στη σχέση (5.32). Οπότε έχουμε:

$$V_{dc1} = \frac{2k_1 k_2}{A_1} G_v V_{dc}^* (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-B_1}{A_1} \right) V_{dc2} \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1 k_2}{A_1} G_v (1 + G_{piv}) + \left(\frac{-B_1}{A_1} \right) \frac{2k_1 k_2 (A_1 - A_2)}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v (1 + G_{piv}) \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = 2k_1 k_2 G_v (1 + G_{piv}) \left[\frac{1}{A_1} - \frac{B_1}{A_1} \frac{A_1 - A_2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = 2k_1 k_2 G_v (1 + G_{piv}) \left[\frac{A_1 B_2 - A_2 B_1 - B_1 (A_1 - A_2)}{A_1 (A_1 B_2 - A_2 B_1)} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = 2k_1 k_2 G_v (1 + G_{piv}) \frac{B_2 - B_1}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} \quad (5.40)$$

Από τις σχέσεις (5.30) και (5.35) υπολογίζουμε τη διαφορά $B_2 - B_1$.

$$B_2 - B_1 = k_1 k_2 G_v G_{piv} + (\alpha_2 k_1 + \lambda k_2 G_d) G_v G_{pic} + 2k_1 \alpha_2 R_{d0} G_v G_{1pf} + 2k_1 k_2 - [k_1 k_2 G_v G_{piv} G_d - (\lambda k_2 + \alpha_2 k_1 G_d) G_v G_{pic} - 2k_2 \lambda R_{d0} G_v G_{1pf}] \Rightarrow$$

$$B_2 - B_1 = k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d) + G_v G_{pic} (\alpha_2 k_1 + \lambda k_2 G_d + \lambda k_2 + \alpha_2 k_1 G_d) + R_{d0} G_v G_{1pf} (2k_1 \alpha_2 + 2k_2 \lambda) + 2k_1 k_2 \quad (5.41)$$

Η σχέση (5.40) με τη βοήθεια της σχέσης (5.41) λαμβάνει την παρακάτω μορφή:

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1 k_2 G_v (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} [k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d) + G_v G_{pic} (\alpha_2 k_1 + \lambda k_2 G_d + \lambda k_2 + \alpha_2 k_1 G_d) + R_{d0} G_v G_{1pf} (2k_1 \alpha_2 + 2k_2 \lambda) + 2k_1 k_2] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1^2 k_2^2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v^2 (1 + G_{piv}) \left[\frac{k_1 k_2 G_v G_{piv} (1 - G_d)}{k_1 k_2 G_v} + \frac{G_v G_{pic}}{G_v} \left(\frac{\alpha_2 k_1}{k_1 k_2} + \frac{\lambda k_2 G_d}{k_1 k_2} + \frac{\lambda k_2}{k_1 k_2} + \frac{\alpha_2 k_1 G_d}{k_1 k_2} \right) + \frac{2R_{d0} G_v G_{1pf}}{G_v} \left(\frac{k_1 \alpha_2}{k_1 k_2} + \frac{k_2 \lambda}{k_1 k_2} \right) + \frac{2k_1 k_2}{G_v k_1 k_2} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \frac{2k_1^2 k_2^2}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} G_v^2 (1 + G_{piv}) \left[G_{piv} (1 - G_d) + \frac{G_{pic}}{k_1 k_2} (\alpha_2 k_1 + \lambda k_2 G_d + \lambda k_2 + \alpha_2 k_1 G_d) + 2R_{d0} G_{1pf} \left(\frac{\alpha_2}{k_2} + \frac{\lambda}{k_1} \right) + \frac{2}{G_v} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \left[(1 - G_d) G_{piv} + \frac{(\alpha_2 k_1 + \lambda k_2)(1 + G_d) G_{pic}}{k_1 k_2} + 2 \left(\frac{\alpha_2}{k_2} + \frac{\lambda}{k_1} \right) R_{d0} G_{1pf} + \frac{2}{G_v} \right] \frac{2k_1^2 k_2^2 G_v^2 (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} \quad (5.42)$$

Επομένως οι συναρτήσεις μεταφοράς είναι οι εξής:

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \left[(1 - G_d)G_{piv} + \frac{(\alpha_2 k_1 + \lambda k_2)(1 + G_d)G_{pic}}{k_1 k_2} + 2 \left(\frac{\alpha_2}{k_2} + \frac{\lambda}{k_1} \right) R_{d0} G_{1pf} + \frac{2}{G_v} \right] \frac{2k_1^2 k_2^2 G_v^2 (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)}$$

$$\frac{V_{dc2}}{V_{dc}^*} = \left[(1 - G_d)G_{piv} + \frac{(\alpha_1 k_2 + \lambda k_1)(1 + G_d)G_{pic}}{k_1 k_2} + 2 \left(\frac{\alpha_1}{k_1} + \frac{\lambda}{k_2} \right) R_{d0} G_{1pf} + \frac{2}{G_v} \right] \frac{2k_1^2 k_2^2 G_v^2 (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)}$$

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

[5.1] Prabha Kundur, John Paserba, Vankat Ajarapu, Göran Andersson, Anjan Bose, Claudio Canizares, Nikos Hatziargyriou, David Hill, Alex Stankovic, Carson Taylor, Thierry Van Cutsem, Vijay Vittal, “ Definition and Classification of Power System Stability”, IEEE Transactions on Power Electronics.

[5.2] Richard C. Dorf, Robert H. Bishop, “Σύγχρονα Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου”, 11^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα.

[5.3] Κ. Βουρνάς, Κ. Παπαδιάς, Κ. Ντελκής, “Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας- Έλεγχος και Ευστάθεια Συστήματος”, Εκδόσεις Συμμετρία.

[5.4] Xiaonan Lu, Josep M. Guerrero, Kai Sun, Juan C. Vasquez, “An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No 4, April 2014.

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται παράθεση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Συγκεκριμένα γίνεται προσομοίωση του DC Μικροδικτύου στο οποίο εφαρμόζονται τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου. Στις προσομοιώσεις που έγιναν δοκιμάζεται ο έλεγχος των μικροπηγών για τοπικές μεταβολές φορτίου, προκειμένου να διαπιστωθούν τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του ελέγχου που εφαρμόζεται. Στη συνέχεια γίνεται ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος ελέγχου στη μεταβολή της καθυστέρησης στην επικοινωνία των dc-dc boost converters, στη μεταβολή της αντίστασης της γραμμής διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και στη μεταβολή της αναλογίας μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων. Τέλος παρατίθενται τα διαγράμματα του γεωμετρικού τόπου των ριζών της συνάρτησης μεταφοράς $\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*}$ που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5, προκειμένου να προσδιοριστεί η διαδρομή που ακολουθούν οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης καθώς μεταβάλλονται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των boost converters, η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και τέλος ο συντελεστής αναλογίας ρευμάτων k_2 .

6.1 Προσομοίωση του Ελέγχου που εφαρμόζεται στο Υπό Μελέτη DC Μικροδίκτυο

Όπως αναφέρθηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια της παρούσας εργασίας, το υπό μελέτη μικροδίκτυο αποτελείται από δύο πηγές συνεχούς τάσης 350V, δύο dc-dc boost converters με πηνία αυτεπαγωγής 3mH και 12mH και πυκνωτές εξόδου 3μF και 1μF. Οι γραμμές διασύνδεσης των μετατροπέων με το φορτίο έχουν ωμικές αντιστάσεις 1Ω και 4Ω.

Η διακοπτική συχνότητα του ημιαγωγικού διακόπτη επιλέχθηκε στις εν λόγω προσομοιώσεις ίση με 100kHz. Ο κάθε βρόχος ελέγχου επενεργεί στο σύστημα με συγκεκριμένο ρυθμό που καθορίζεται από τη συχνότητα ελέγχου. Συγκεκριμένα η συχνότητα ελέγχου για τους βρόχους ελέγχου του primary και secondary control και για τους δύο boost converters είναι ίση με 250kHz. Η προσομοίωση γίνεται σε διακριτό χρόνο με συχνότητα δειγματοληψίας 2500kHz. Η δειγματοληψία των

τάσεων και των ρευμάτων εξόδου των δύο μετατροπέων για το δευτερογενή έλεγχο γίνεται με συχνότητα 250Hz.

Στον πίνακα που ακολουθεί φαίνονται οι παράμετροι του προς προσομοίωση συστήματος.

Παράμετρος	Τιμή
Συχνότητα Δειγματοληψίας	2500kHz
Συχνότητα Ελέγχου Τάσης (primary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Ρεύματος (primary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Μέσης Τιμής της Τάσης (secondary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Μέση Τιμής του Ρεύματος (secondary control)	250kHz
Διακοπτική Συχνότητα	100kHz
Συχνότητα Δειγματοληψίας του Δικτύου Επικοινωνίας	250Hz
Χρόνος Καθυστέρησης στην επικοινωνία των μετατροπέων τ	2msec
Τάση ανοιχτοκύκλωσης των dc-dc Boost Converters V_{dc}^*	700V
Αντιστάσεις droop R_{d1}, R_{d2}	10 Ω
Αντίσταση R_{d0}	10 Ω
Σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_1	1
Σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2	1
Συχνότητα αποκοπής βαθυπερατού φίλτρου ω_c	126 rad/sec

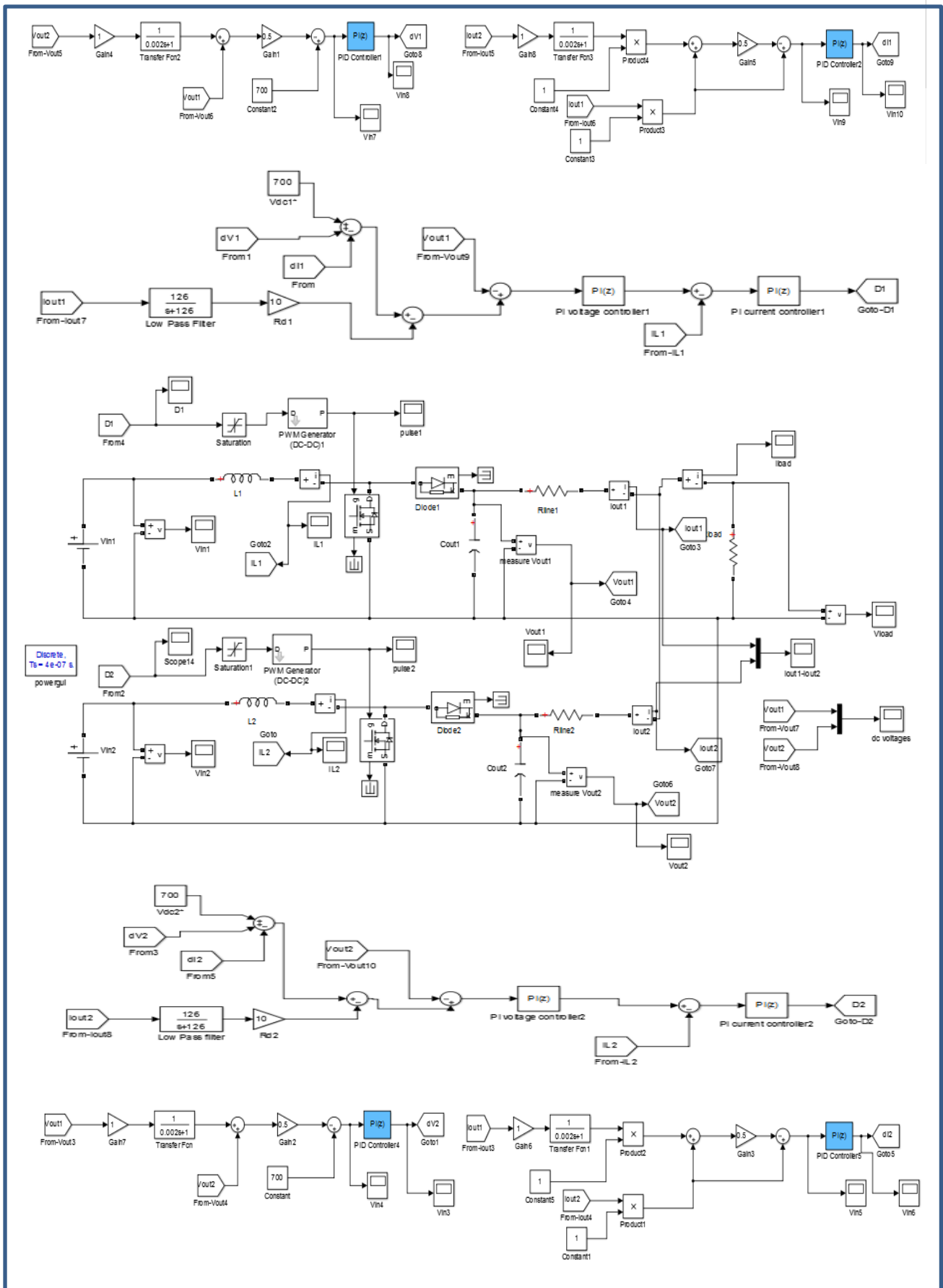
Πίνακας 6.1: Παράμετροι του συστήματος κατά την προσομοίωση

Επειδή ήταν επιθυμητό οι δύο πηγές να μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου, επιλέξαμε ίσες τιμές για τις αντιστάσεις droop, όπως έχει ήδη εξηγηθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Στις παρακάτω προσομοιώσεις δοκιμάζεται ο έλεγχος των μικροπηγών για τοπικές μεταβολές φορτίου, προκειμένου να διαπιστωθούν τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του ελέγχου που εφαρμόζεται.

Σημειώνεται ότι οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών του primary και secondary control που θα αναφέρονται σε κάθε προσομοίωση, αφορούν τον έλεγχο και των δύο πηγών του μικροδικτύου.

Στο σχήμα 6.1 που ακολουθεί, παρουσιάζεται το DC μικροδίκτυο μαζί με τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου όπως υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink.



Σχήμα 6.1: DC Μικροδίκτυο μαζί με τα δύο στάδια του ιεραρχικού ελέγχου που υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink

6.1.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Στη συνέχεια γίνεται παράθεση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων. Το πρώτο επίπεδο ελέγχου δηλαδή η μέθοδος droop επιδρά γρήγορα στο σύστημα, ενώ αντίθετα το δεύτερο επίπεδο ελέγχου χρειάζεται παραπάνω χρόνο για να επενεργήσει στο μικροδίκτυο.

1^ο Σενάριο- Μεταβολή φορτίου μικροδικτύου από 200Ω σε 100Ω για αρχική μόνιμη κατάσταση μέσης τιμής της τάσης 685V

Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης τη χρονική στιγμή 1 sec το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται από 200Ω σε 100Ω. Για τη λειτουργία του μικροδικτύου στο συγκεκριμένο σενάριο λειτουργίας, έπειτα από δοκιμές καταλήξαμε στις παρακάτω τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών:

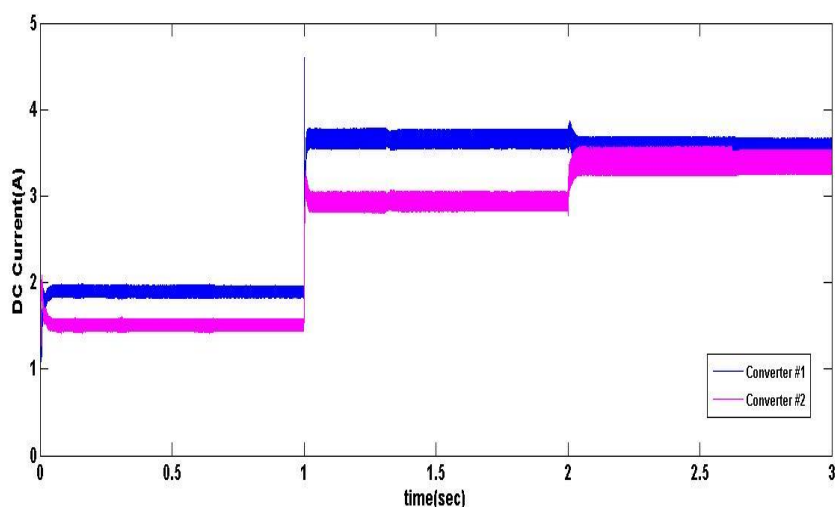
Primary Control	Έλεγχος Τάσης: $k_p = 21.75 * 10^{-4}$ $k_i = 8.7$ Έλεγχος Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 1$
Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 0.7$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 7.5$

Σημειώνεται ότι οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών του primary control που αναφέρονται στον παραπάνω πίνακα παραμένουν σταθερές και δε θα μεταβληθούν κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων. Επιπλέον, σε κάποιες προσομοιώσεις λόγω της μεταβολής του φορτίου, ήταν απαραίτητο να επαναρυθμίσουμε τα κέρδη των PI ελεγκτών στο secondary control προκειμένου να αποφύγουμε το στατικό σφάλμα στα ρεύματα εξόδου, στην τάση εξόδου των μετατροπέων καθώς και στην τάση του μικροδικτύου.

Στα σχήματα που ακολουθούν παρατίθενται κατά σειρά οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.

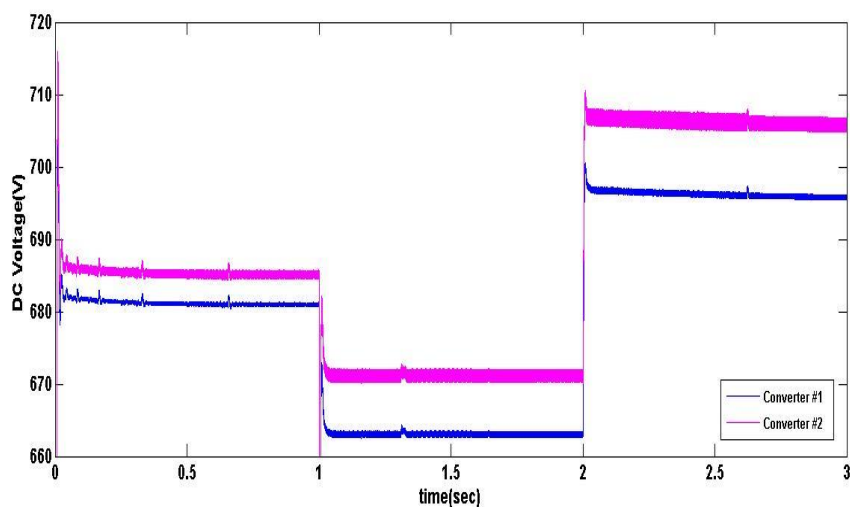
Από το σημείο αυτό και για τη συνέχεια της παρουσίασης των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, θα απεικονίζονται με μπλε χρώμα η τάση και το ρεύμα εξόδου του

1^ο dc-dc boost converter, με ροζ χρώμα η τάση και το ρεύμα εξόδου του 2^ο dc-dc boost converter και με πράσινο χρώμα η τάση του φορτίου, δηλαδή η τάση του μικροδικτύου.



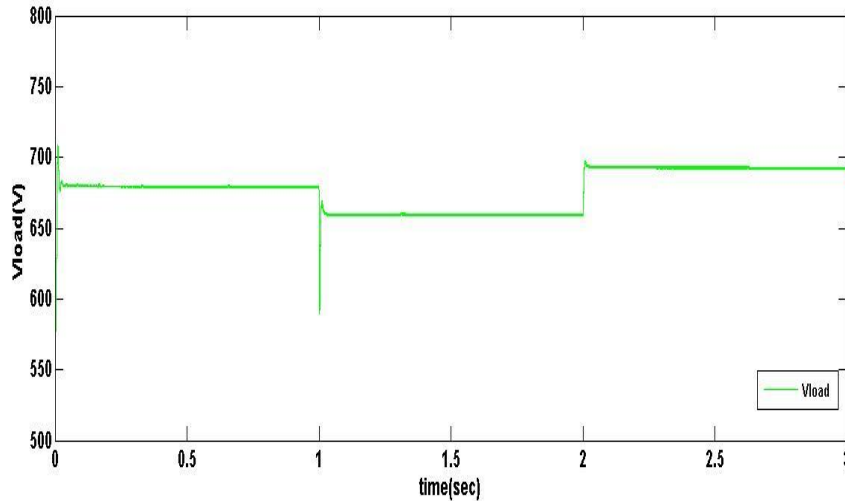
Σχήμα 6.2: Ρεύματα Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 1^ο σενάριο λειτουργίας

Από το σχήμα 6.2 παρατηρούμε ότι τη χρονική στιγμή 1 sec που αυξάνεται η ζήτηση του φορτίου του μικροδικτύου, οι δύο μετατροπείς αυξάνουν τα ρεύματα εξόδου τους προκειμένου να το τροφοδοτήσουν. Λόγω της μεθόδου droop στον πρωτογενή έλεγχο οι πηγές δε μοιράζονται εξίσου το φορτίο, παρά την επιλογή ίσων τιμών για τις αντιστάσεις droop όπως φαίνεται στον πίνακα 6.1. Δεδομένου ότι έχουμε επιλέξει ίσες τάσεις ανοιχτοκύκλωσης για τους δύο μετατροπείς, το σφάλμα στο διαμοιρασμό οφείλεται στις άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης των πηγών με το φορτίο του μικροδικτύου. Όπως είναι εμφανές από το παραπάνω σχήμα, όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος το σφάλμα αυτό διορθώνεται και εξασφαλίζονται ίσα ρεύματα εξόδου για τους δύο μετατροπείς.



Σχήμα 6.3: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 1^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.3 παρατηρούμε ότι λόγω της αύξησης των ρευμάτων εξόδου των δύο μετατροπέων τη χρονική στιγμή 1 sec, οι τάσεις εξόδου τους μειώνονται λόγω της μεθόδου droop, όπως ήταν αναμενόμενο. Όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος, οι τάσεις εξόδου αποκαθίστανται και πλέον η μέση τιμή των τάσεων εξόδου λαμβάνει τιμή ίση με την ονομαστική που είναι τα 700V, όπως ακριβώς ρυθμίζεται από το δευτερογενή έλεγχο και έχει αναφερθεί στην παράγραφο 4.4.



Σχήμα 6.4: Τάση του μικροδικτύου στο 1^ο σενάριο λειτουργίας

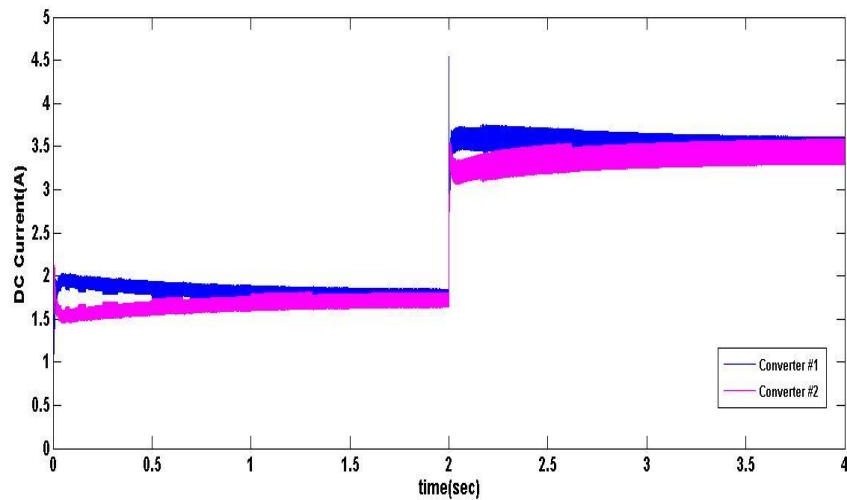
Στο σχήμα 6.4 παρατηρούμε ότι λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 1 sec, η τάση του φορτίου δηλαδή η τάση του μικροδικτύου μειώνεται. Λόγω της μεθόδου droop υπάρχει απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή δηλαδή τα 700V. Παρόλα αυτά όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος, το σφάλμα αυτό διορθώνεται σε ικανοποιητικό βαθμό, η τάση του μικροδικτύου αποκαθίσταται και λαμβάνει τιμή σχεδόν ίση με την τιμή της τάσης αναφοράς.

2^ο Σενάριο- Μεταβολή φορτίου μικροδικτύου από 200Ω σε 100Ω για αρχική μόνιμη κατάσταση μέσης τιμής της τάσης 700V

Στο συγκεκριμένο σενάριο λειτουργίας, το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 200Ω σε 100Ω. Προκειμένου να αποφύγουμε το στατικό σφάλμα ήταν αναγκαίο να επαναρυθμίσουμε τα κέρδη των PI ελεγκτών. Καταλήξαμε λοιπόν στις παρακάτω τιμές:

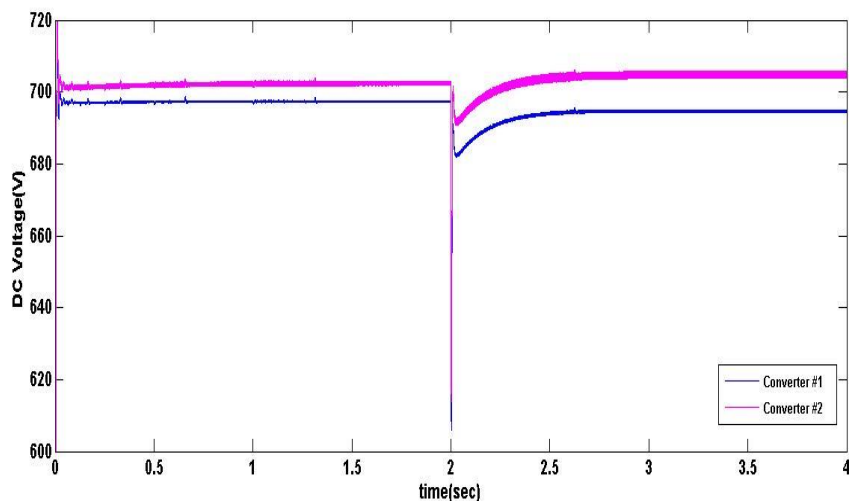
Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 6$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 16$
-------------------	---

Στα επόμενα σχήματα παρατίθενται τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων, οι τάσεις εξόδου τους καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



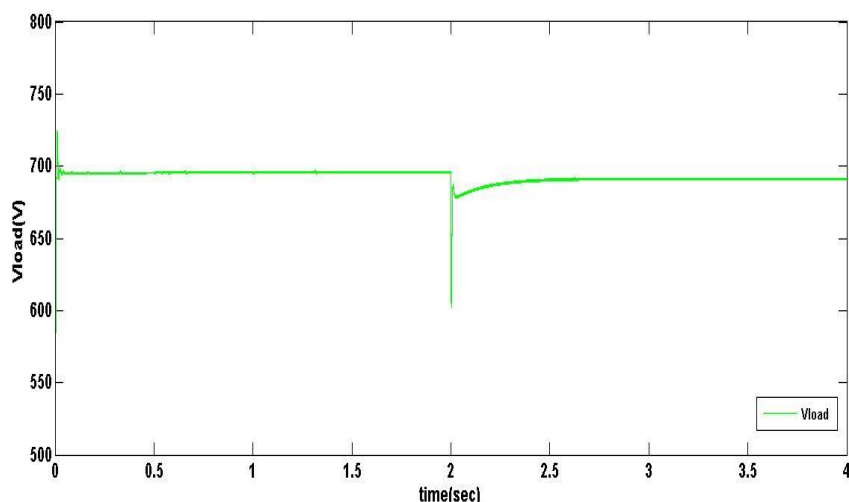
Σχήμα 6.5 Ρεύματα Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 2^ο σενάριο λειτουργίας

Από το σχήμα 6.5 παρατηρούμε ότι λόγω της επίδρασης του δευτερογενούς ελέγχου, οι πηγές μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου, αφού τα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων είναι ίσα. Τη χρονική στιγμή 2 sec, εξαιτίας της αύξησης της ζήτησης του φορτίου, οι δύο boost converters αυξάνουν τα ρεύματα εξόδου τους προκειμένου να τροφοδοτήσουν το φορτίο του μικροδικτύου. Λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, οι μετατροπείς μοιράζονται εξίσου την αύξηση της ζήτησης και συνεχίζουν να τροφοδοτούν με ίσα ρεύματα το φορτίο και μετά τη χρονική στιγμή 2 sec.



Σχήμα 6.6: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 2^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.6 παρατηρούμε ότι η μέση τιμή των τάσεων εξόδου των μετατροπέων είναι 700V λόγω του ελέγχου που εφαρμόζεται στο δεύτερο επίπεδο ελέγχου του μικροδικτύου. Τη χρονική στιγμή 2 sec οι τάσεις εξόδου των μετατροπέων μειώνονται ακαριαία. Αυτό οφείλεται στην εφαρμογή του ελέγχου droop στο πρώτο επίπεδο ελέγχου. Λόγω της droop η αύξηση των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων συνεπάγεται μείωση των τάσεων εξόδου τους. Όμως όπως φαίνεται στο σχήμα, εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου, οι τάσεις εξόδου αποκαθίστανται και η μέση τιμή είναι 700V.



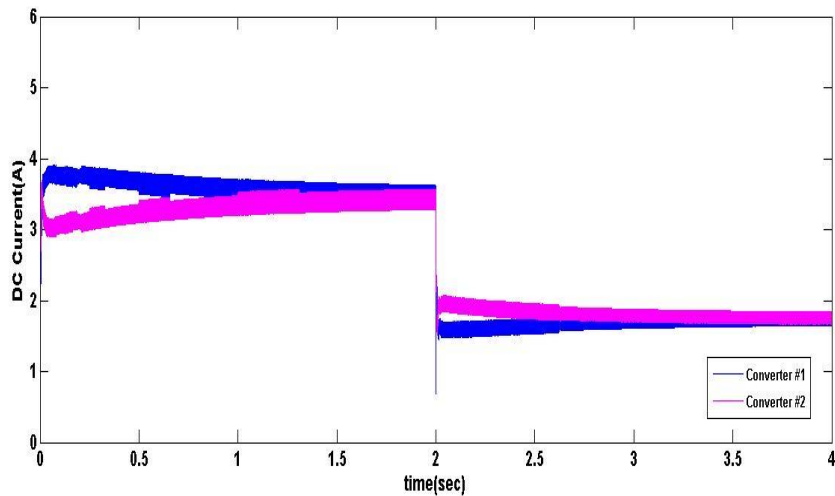
Σχήμα 6.7: Τάση του μικροδικτύου στο 2^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.7 παρατηρούμε ότι η τάση του μικροδικτύου είναι πολύ κοντά στην ονομαστική της τιμή λόγω του δευτερογενούς ελέγχου που εφαρμόζεται στο μικροδίκτυο. Λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 2 sec, η τάση του φορτίου μειώνεται. Λόγω της μεθόδου droop υπάρχει απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή. Παρόλα αυτά εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου, το σφάλμα αυτό διορθώνεται σε ικανοποιητικό βαθμό, η τάση του μικροδικτύου αποκαθίσταται και λαμβάνει τιμή σχεδόν ίση με την τιμή της τάσης αναφοράς.

3^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 100Ω σε 200Ω

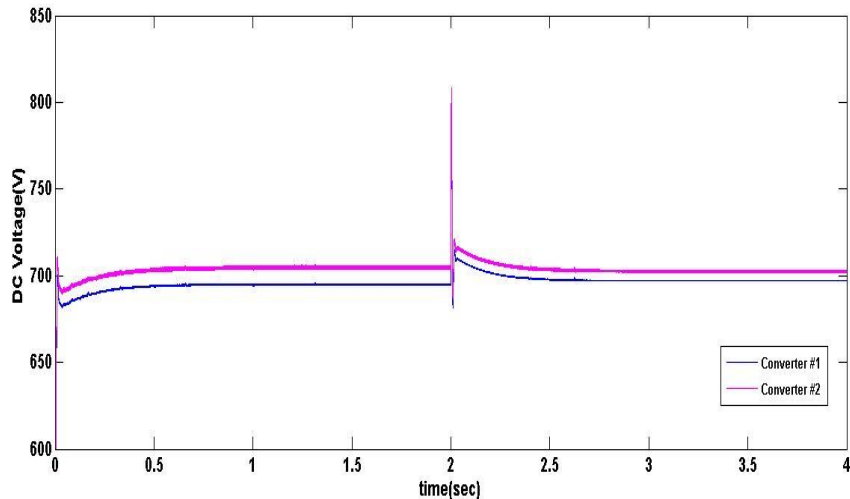
Στο παρόν σενάριο το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 100Ω σε 200Ω. Οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών είναι ίδιες με αυτές του 2^{ου} σεναρίου καθώς δε χρειάστηκε να επαναρυθμιστούν.

Στη συνέχεια παρατίθενται τα ρεύματα και οι τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.8: Ρεύματα Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 3^ο σενάριο λειτουργίας

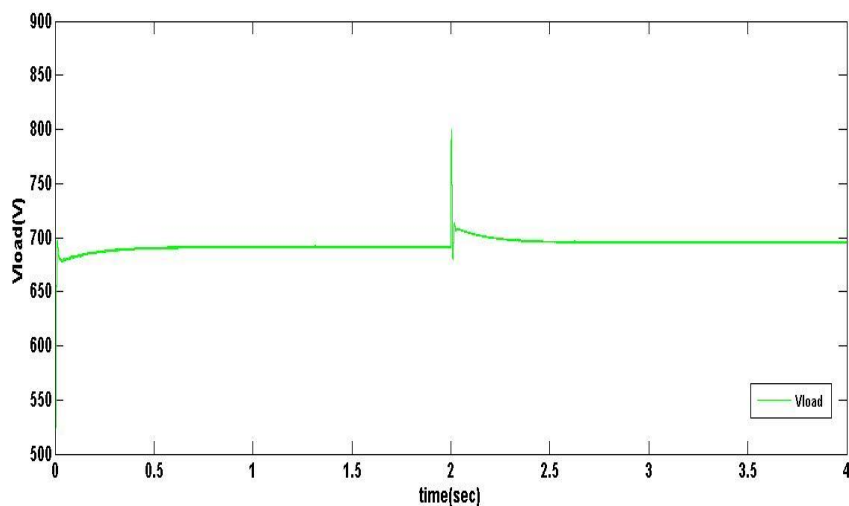
Στο σχήμα 6.8 απεικονίζονται τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων. Παρατηρούμε ότι και σε αυτή την περίπτωση οι μετατροπείς τροφοδοτούν το φορτίο του μικροδικτύου με ίσα ρεύματα λόγω του secondary control. Λόγω της μείωσης της ζήτησης του φορτίου τη στιγμή 2 sec, τα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων μειώνονται. Λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, οι δύο μετατροπείς μειώνουν εξίσου τα ρεύματα εξόδου τους και έτσι συνεχίζουν να μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.9: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 3^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.9 παρατηρούμε ότι τη χρονική στιγμή 2 sec οι τάσεις εξόδου των μετατροπέων αυξάνονται ακαριαία. Αυτό οφείλεται στην εφαρμογή του ελέγχου droop στο πρώτο επίπεδο ελέγχου. Η μείωση των ρευμάτων εξόδου των

μετατροπέων, λόγω της droop, συνεπάγεται αύξηση των τάσεων εξόδου τους. Όμως όπως φαίνεται στο σχήμα, εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου που εφαρμόζεται, οι τάσεις εξόδου αποκαθίστανται και η μέση τιμή λαμβάνει τιμή ίση με 700V.



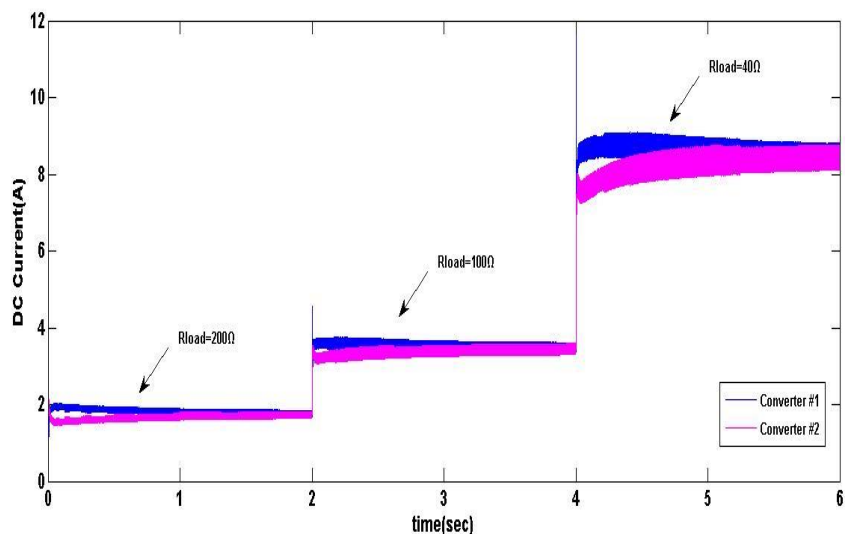
Σχήμα 6.10: Τάση του μικροδικτύου στο 3^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.10 παρατηρούμε ότι λόγω της μείωσης της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 2 sec, η τάση του φορτίου αυξάνεται. Λόγω της μεθόδου droop υπάρχει απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή. Παρόλα αυτά εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου, το σφάλμα αυτό διορθώνεται σε ικανοποιητικό βαθμό, η τάση του μικροδικτύου αποκαθίσταται και λαμβάνει τιμή σχεδόν ίση με την τιμή της τάσης αναφοράς.

4^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 200Ω σε 100Ω και τη χρονική στιγμή 4 sec από 100Ω σε 40Ω

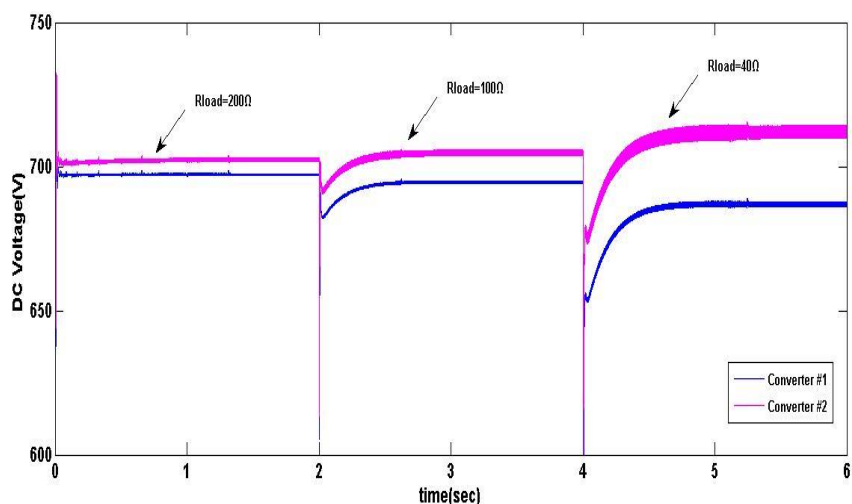
Στο παρόν σενάριο το ωμικό φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 200Ω σε 100Ω και τη χρονική στιγμή 4 sec μεταβάλλεται εκ νέου από 100Ω σε 40Ω. Και σε αυτό το σενάριο οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών παραμένουν ίδιες με αυτές του 2^{ου} σεναρίου.

Στα επόμενα σχήματα παρατίθενται τα ρεύματα και οι τάσεις εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



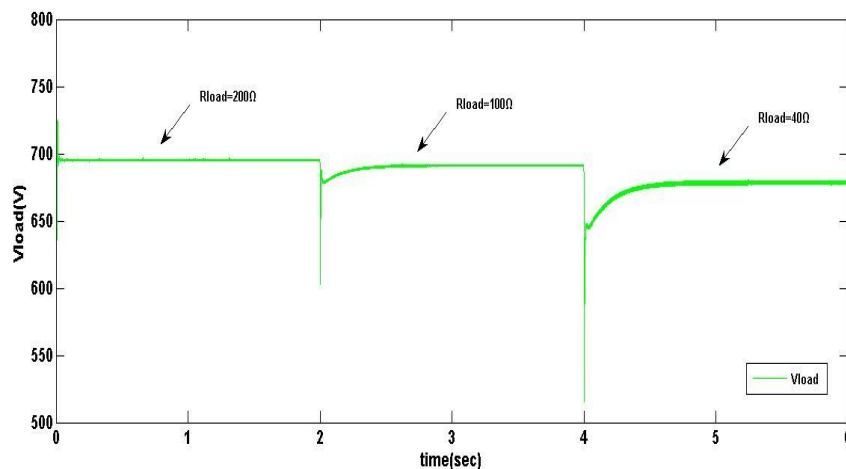
Σχήμα 6.11: Ρεύματα Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 4^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.11 απεικονίζονται τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων. Παρατηρούμε ότι τα ρεύματα εξόδου των δύο boost converters είναι ίσα λόγω του δευτερογενούς ελέγχου. Λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου τη στιγμή 2 sec, τα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων αυξάνονται προκειμένου να ικανοποιήσουν το φορτίο. Λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, οι δύο μετατροπείς αυξάνουν εξίσου τα ρεύματα με τα οποία τροφοδοτούν το φορτίο και έτσι συνεχίζουν να το τροφοδοτούν με ίσα ρεύματα. Τη χρονική στιγμή 4 sec η ζήτηση του φορτίου αυξάνεται περισσότερο και για το λόγο αυτό οι μετατροπείς αυξάνουν και σε αυτή την περίπτωση τα ρεύματα εξόδου τους, προκειμένου να ικανοποιήσουν το φορτίο του μικροδικτύου. Λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, οι boost converters μοιράζονται εξίσου την αύξηση αυτή και τροφοδοτούν το φορτίο με ίσα ρεύματα.



Σχήμα 6.12: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 4^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.12 παρατηρούμε λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, η μέση τιμή των τάσεων εξόδου των μετατροπέων είναι 700V. Τη χρονική στιγμή 2 sec οι τάσεις εξόδου των μετατροπέων μειώνονται. Αυτό οφείλεται στην εφαρμογή της μεθόδου droop στον πρωτογενή έλεγχο. Η αύξηση των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων, λόγω της droop, συνεπάγεται μείωση των τάσεων εξόδου τους. Όμως όπως φαίνεται στο σχήμα, εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου που εφαρμόζεται, οι τάσεις εξόδου αποκαθίστανται και η μέση τιμή λαμβάνει τιμή ίση με 700V. Ακριβώς το ίδιο συμβαίνει και τη χρονική στιγμή 4 sec κατά την οποία η ζήτηση του φορτίου αυξάνεται. Λόγω της αύξησης των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων και λόγω του ελέγχου droop, οι τάσεις εξόδου μειώνονται και στη συνέχεια αποκαθίστανται με αποτέλεσμα η μέση τιμή τους να αποκτήσει τιμή ίση με 700V.



Σχήμα 6.13: Τάση του μικροδικτύου στο 4^ο σενάριο λειτουργίας

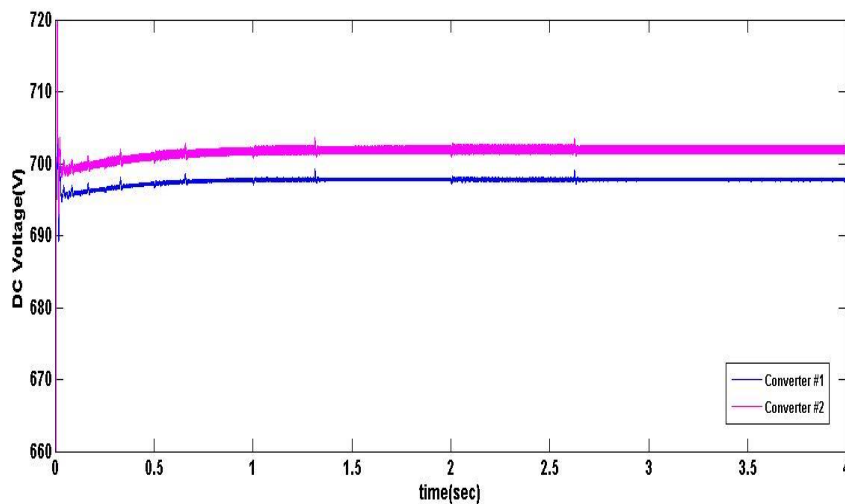
Στο σχήμα 6.13 είναι εμφανές ότι λόγω της αύξησης της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 2 sec, η τάση του φορτίου μειώνεται. Λόγω της μεθόδου droop υπάρχει απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή. Το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και τη χρονική στιγμή 4 sec. Παρόλα αυτά εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου, η απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου διορθώνεται σε ικανοποιητικό βαθμό και τις δύο φορές. Έτσι, η τάση του μικροδικτύου αποκαθίσταται και λαμβάνει τιμή κοντά στα 700V.

5^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου είναι φορτίο ισχύος 2000W (Constant Power Load- $P_{load} = 2000W$)

Στο παρόν σενάριο το φορτίο του μικροδικτύου είναι φορτίο ισχύος $P_{load} = 2000W$. Προκειμένου να αποφύγουμε το στατικό σφάλμα καταλήξαμε στις παρακάτω τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών:

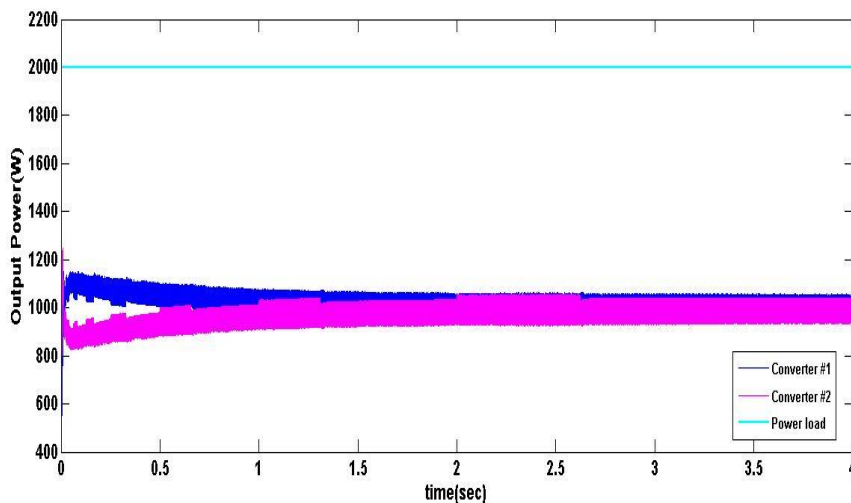
Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 4$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 19$
-------------------	---

Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται η τάση και η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα καθώς και η τάση στο φορτίο του μικροδικτύου.



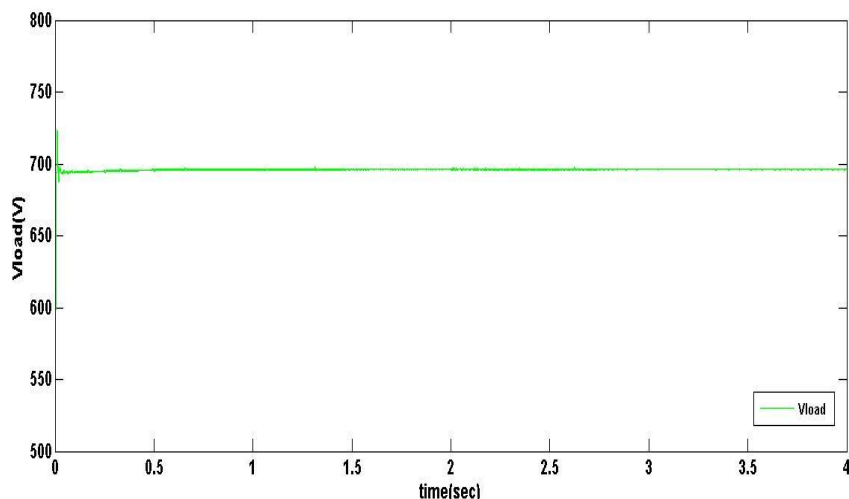
Σχήμα 6.14: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 5^ο σενάριο λειτουργίας

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζονται οι τάσεις εξόδου των dc-dc boost converters. Όπως είναι εμφανές η μέση τιμή είναι ίση με 700V λόγω της επίδρασης του secondary control.



Σχήμα 6.15: Ισχύς Εξόδου κάθε dc-dc Boost Converter στο 5^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.15 απεικονίζεται η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα για λειτουργία υπό φορτίο 2000W καθώς και η ισχύς του φορτίου. Λόγω του δευτερογενούς ελέγχου, οι δύο πηγές μοιράζονται εξίσου το φορτίο τροφοδοτώντας το η καθεμία με ισχύ 1000W.



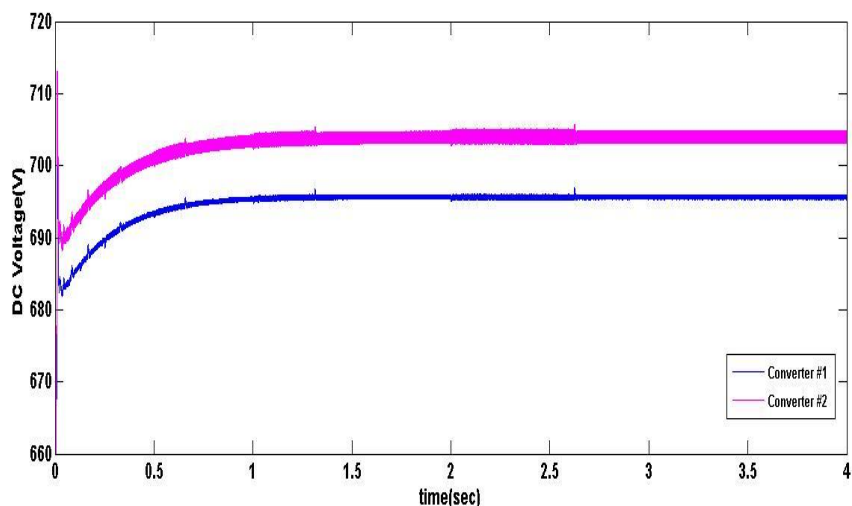
Σχήμα 6.16: Τάση του μικροδικτύου στο 5^ο σενάριο λειτουργίας

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου η απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή είναι ελάχιστη.

6^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου είναι φορτίο ισχύος 4000W (Constant Power Load- $P_{load} = 4000W$)

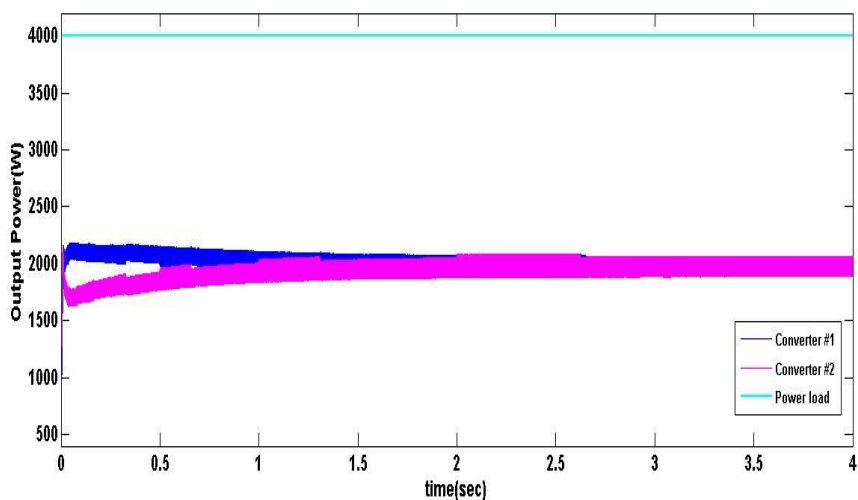
Στο συγκεκριμένο σενάριο το φορτίο του μικροδικτύου είναι φορτίο ισχύος $P_{load} = 4000W$. Τα κέρδη των PI ελεγκτών λαμβάνουν τις ίδιες τιμές με το 5^ο σενάριο διότι δε χρειάστηκε να επαναρυθμιστούν.

Στα σχήματα 6.17, 6.18 και 6.19 που ακολουθούν απεικονίζονται η τάση και η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα καθώς και η τάση στο φορτίο του μικροδικτύου.



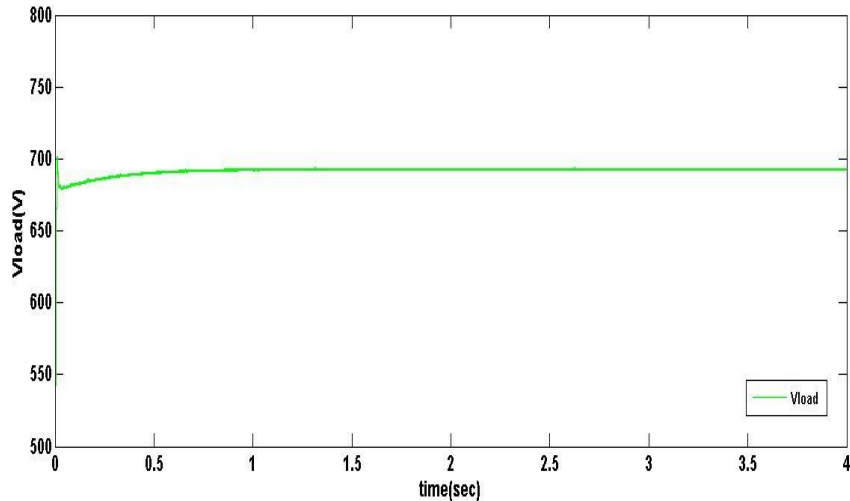
Σχήμα 6.17: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 6^ο σενάριο λειτουργίας

Όπως είναι εμφανές από το παραπάνω σχήμα, η μέση τιμή της τάσης εξόδου των μετατροπέων αποκτά τιμή ίση με 700V, λόγω του δευτερογενούς ελέγχου.



Σχήμα 6.18: Ισχύς Εξόδου κάθε dc-dc Boost Converter στο 6^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.18 απεικονίζεται η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα για λειτουργία υπό φορτίο 4000W. Εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου, οι δύο πηγές μοιράζονται εξίσου το φορτίο τροφοδοτώντας το η καθεμία με ισχύ 2000W.



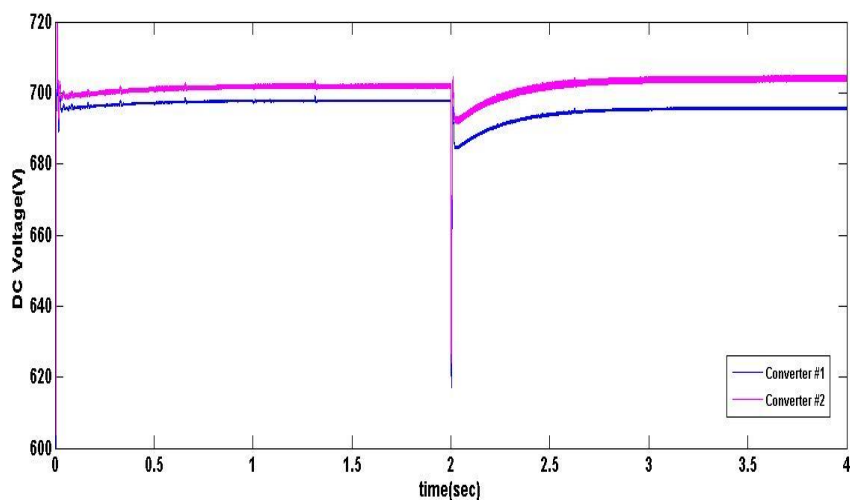
Σχήμα 6.19: Τάση του μικροδικτύου στο 6^ο σενάριο λειτουργίας

Στο σχήμα 6.19 παρατηρούμε ότι υπάρχει ελάχιστη απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή.

7^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 2000W σε 4000W

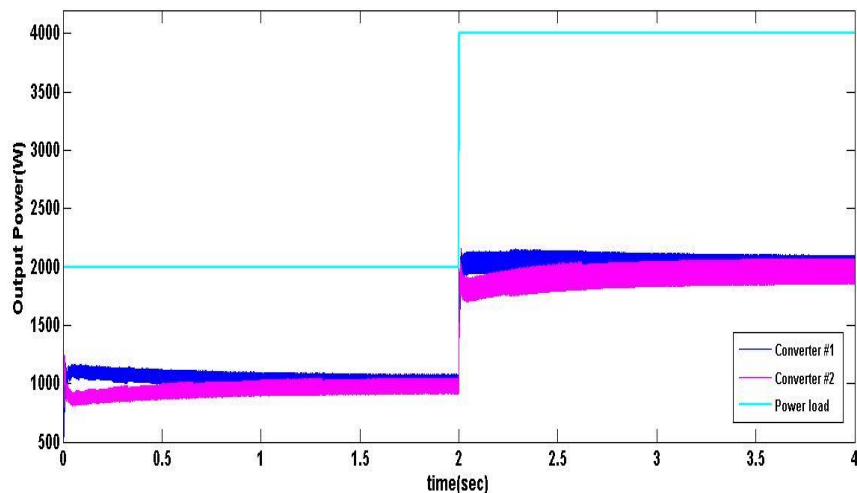
Στο παρόν σενάριο το φορτίο του μικροδικτύου αυξάνεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 2000W σε 4000W. Και σε αυτό το σενάριο οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών παραμένουν ίδιες με αυτές του 5^{ου} σεναρίου.

Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται η τάση και η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



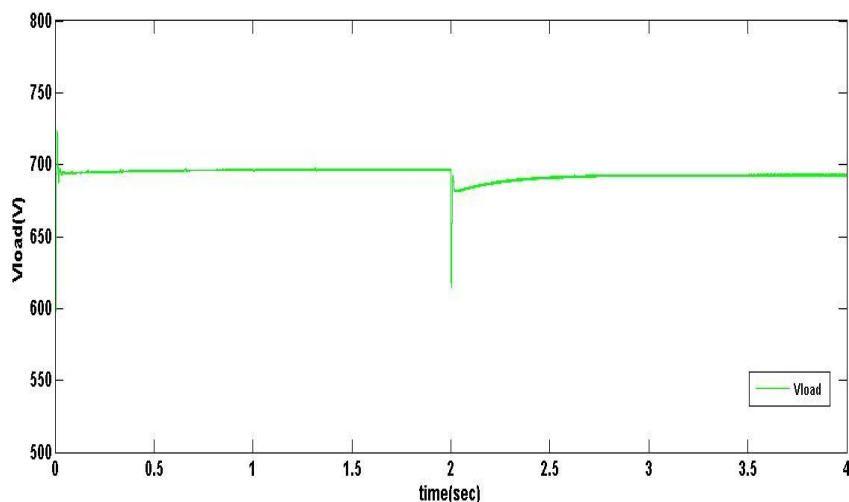
Σχήμα 6.20: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 7^ο σενάριο λειτουργίας

Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.20, λόγω της μεθόδου droop, η αύξηση της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 2 sec έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τάσης εξόδου κάθε μετατροπέα. Όμως, το δεύτερο επίπεδο ελέγχου που εφαρμόζεται στο υπό μελέτη μικροδίκτυο αποκαθιστά τις τάσεις εξόδου των μετατροπέων και η μέση τιμή τους αποκτά τιμή ίση με 700V.



Σχήμα 6.21: Ισχύς Εξόδου κάθε dc-dc Boost Converter στο 7^ο σενάριο λειτουργίας

Από το σχήμα 6.21 παρατηρούμε ότι λόγω του δευτερογενούς ελέγχου οι δύο πηγές μοιράζονται εξίσου το φορτίο του μικροδικτύου. Επιπλέον, τη χρονική στιγμή 2 sec που η ζήτηση του φορτίου αυξάνεται, οι μετατροπείς μοιράζονται εξίσου την αύξηση αυτή παρέχοντας ο καθένας στο φορτίο ισχύ 2000W.



Σχήμα 6.22: Τάση του μικροδικτύου στο 7^ο σενάριο λειτουργίας

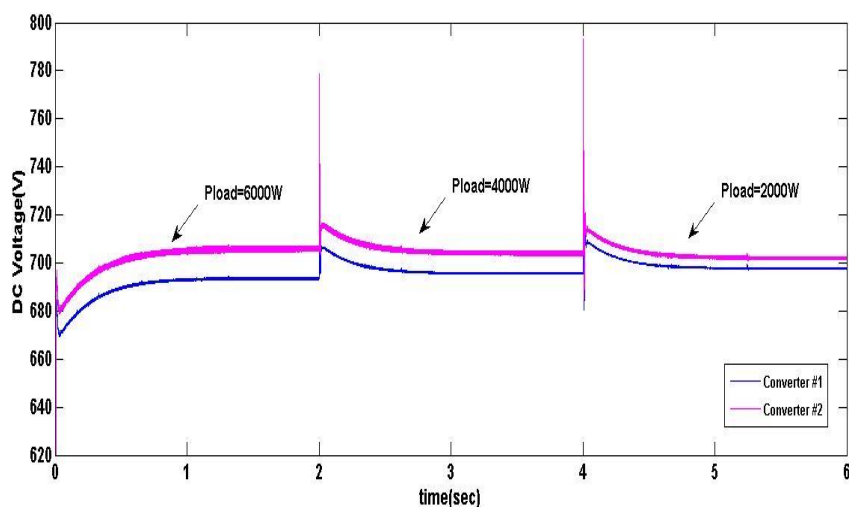
Στο σχήμα 6.22 είναι εμφανές ότι η τάση του μικροδικτύου έχει τιμή πολύ κοντά στην ονομαστική. Λόγω της εφαρμογής της droop στο πρώτο επίπεδο ελέγχου, η αύξηση της ζήτησης του φορτίου τη χρονική στιγμή 2 sec, έχει ως αποτέλεσμα τη

μείωση της τάσης του μικροδικτύου. Παρατηρούμε λοιπόν ότι υπάρχει απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου. Το σφάλμα αυτό διορθώνεται σε ικανοποιητικό βαθμό από το δεύτερο επίπεδο ελέγχου και η τάση του μικροδικτύου αποκτά τιμή πολύ κοντά στα 700V.

8^ο Σενάριο- Το φορτίο του μικροδικτύου μεταβάλλεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 6000W σε 4000W και τη χρονική στιγμή 4 sec από 4000W σε 2000W

Στο παρόν σενάριο το φορτίο του μικροδικτύου μειώνεται τη χρονική στιγμή 2 sec από 6000W σε 4000W και τη χρονική στιγμή 4 sec μειώνεται εκ νέου από 4000W σε 2000W. Σημειώνεται ότι και σε αυτό το σενάριο οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών παραμένουν ίδιες με αυτές του 5^{ου} σεναρίου.

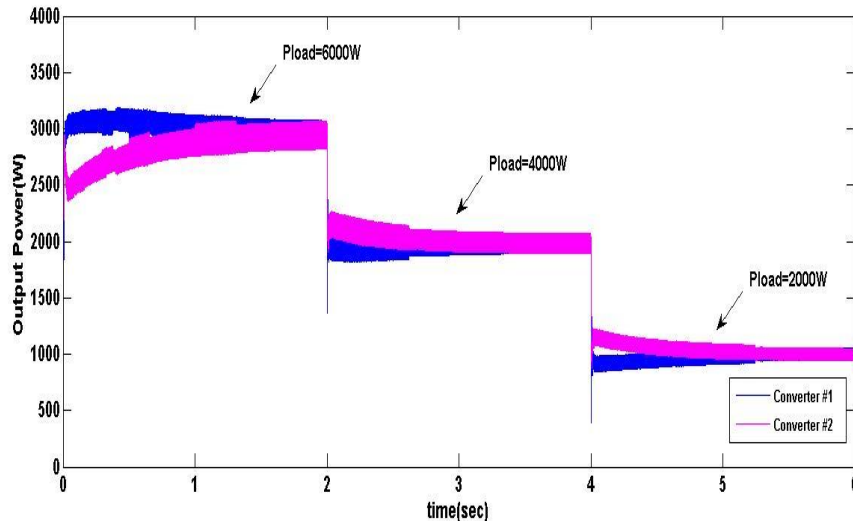
Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται η τάση και η ισχύς εξόδου κάθε μετατροπέα καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.23: Τάσεις Εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters στο 8^ο σενάριο λειτουργίας

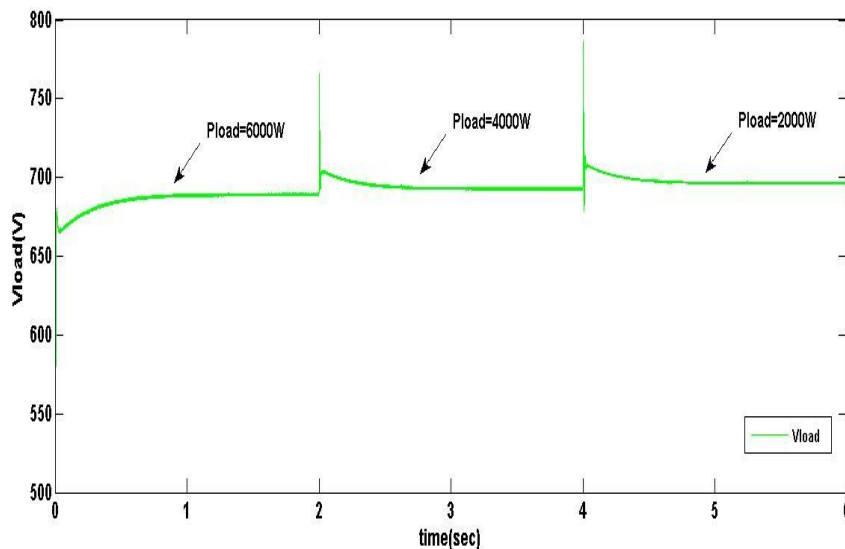
Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι μέχρι τη χρονική στιγμή 2 sec η μέση τιμή των τάσεων εξόδου είναι 700V λόγω του secondary control. Τη χρονική στιγμή 2 sec οι τάσεις εξόδου των μετατροπέων αυξάνονται ακαριαία. Αυτό οφείλεται στην εφαρμογή της μεθόδου droop στον πρωτογενή έλεγχο. Η μείωση της ζήτησης του φορτίου, λόγω της droop, συνεπάγεται αύξηση των τάσεων εξόδου τους. Όμως όπως φαίνεται στο σχήμα, εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου που εφαρμόζεται, οι τάσεις εξόδου αποκαθίστανται και η μέση τιμή λαμβάνει τιμή ίση με 700V. Ακριβώς το ίδιο συμβαίνει και τη χρονική στιγμή 4 sec κατά την οποία η ζήτηση του φορτίου

μειώνεται ακόμα μια φορά. Λόγω της μείωσης της ζήτησης του φορτίου και λόγω του ελέγχου droop, οι τάσεις εξόδου αυξάνονται ακαριαία και στη συνέχεια λόγω του δευτερογενούς ελέγχου που εφαρμόζεται, αποκαθίστανται με αποτέλεσμα η μέση τιμή τους να αποκτήσει τιμή ίση με 700V.



Σχήμα 6.24: Ισχύς Εξόδου κάθε dc-dc Boost Converter στο 8^ο σενάριο λειτουργίας

Κατά το χρονικό διάστημα 0-2 sec, το φορτίο του μικροδικτύου είναι 6000W. Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, οι δύο μετατροπείς το μοιράζονται εξίσου και ο καθένας παρέχει ισχύ 3000W. Τη χρονική στιγμή 2 sec, μειώνεται η ζήτηση του φορτίου από 6000W σε 4000W. Οι δύο μετατροπείς, εξαιτίας του δευτερογενούς ελέγχου συνεχίζουν να παρέχουν την ίδια ισχύ στο φορτίο στο χρονικό διάστημα 2-4 sec, έχοντας ο καθένας ισχύ εξόδου 2000W. Το ίδιο συμβαίνει και τη χρονική στιγμή 4 sec που η ζήτηση μειώνεται εκ νέου και πλέον ο κάθε μετατροπέας παρέχει ισχύ 1000W στο φορτίο του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.25: Τάση του μικροδικτύου στο 8^ο σενάριο λειτουργίας

Από το σχήμα 6.25 παρατηρούμε ότι ο δευτερογενής έλεγχος αποκαθιστά σε ικανοποιητικό βαθμό την τάση του μικροδικτύου, η οποία λαμβάνει τιμή πολύ κοντά στην ονομαστική.

Συμπέρασμα:

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον Matlab/Simulink συμπεραίνουμε ότι ο έλεγχος που εφαρμόστηκε στο υπό μελέτη DC μικροδίκτυο λειτουργεί σε όλες τις περιπτώσεις.

6.1.2 Ευαισθησία συστήματος ελέγχου στις μεταβολές των παραμέτρων του μικροδικτύου

Στην παράγραφο αυτή γίνεται ανάλυση της ευαισθησίας του ελέγχου στη μεταβολή της καθυστέρησης στην επικοινωνία των dc-dc boost converters, στη μεταβολή της αντίστασης της γραμμής διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και στη μεταβολή της αναλογίας μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων.

Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται οι παράμετροι του συστήματος για την ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος ελέγχου στη μεταβολή των παραμέτρων του.

Παράμετρος	Τιμή
Συχνότητα Δειγματοληψίας	2500kHz
Συχνότητα Ελέγχου Τάσης (primary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Ρεύματος (primary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Μέσης Τιμής της Τάσης (secondary control)	250kHz
Συχνότητα Ελέγχου Μέση Τιμής του Ρεύματος (secondary control)	250kHz
Διακοπτική Συχνότητα	100kHz
Συχνότητα Δειγματοληψίας του Δικτύου Επικοινωνίας	250Hz
Τάση ανοιχτοκύκλωσης Boost Converters V_{dc}^*	700V
Συχνότητα αποκοπής βαθυπερατού φίλτρου ω_c	126 rad/sec
Φορτίο Μικροδικτύου	$R_{load} = 200\Omega$.

Πίνακας 6.2: Παράμετροι του συστήματος για την ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος ελέγχου στη μεταβολή των παραμέτρων του

Ο χρόνος καθυστέρησης, η αντίσταση της γραμμής διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου καθώς και οι συντελεστές αναλογίας των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων είναι οι παράμετροι του συστήματος που θα μεταβάλλονται για την ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος ελέγχου. Όπως φαίνεται και στον παραπάνω πίνακα το φορτίο του μικροδικτύου για την ανάλυση της ευαισθησίας είναι $R_{load} = 200\Omega$.

Επίδραση της αντίστασης γραμμής

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στα προηγούμενα κεφάλαια, ο διαμοιρασμός του φορτίου στις μικροπηγές του μικροδικτύου επηρεάζεται από τις διαφορετικές τιμές των αντιστάσεων στις γραμμές διασύνδεσης των δύο μετατροπέων με το φορτίο του μικροδικτύου. Προκειμένου να εξετάσουμε περαιτέρω την αποτελεσματικότητα του συστήματος ελέγχου, δοκιμάζονται δύο τιμές αντιστάσεων στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου.

Για τις σταθερές αναλογίας ρευμάτων k_1 και k_2 , την αντίσταση R_{d0} καθώς και το χρόνο καθυστέρησης στην επικοινωνία των μετατροπέων, επιλέγονται οι παρακάτω τιμές:

$$R_{d0} = 10\Omega$$

$$k_1 = 1, k_2 = 1$$

$$\tau = 2\text{msec}$$

Επομένως οι αντιστάσεις droop θα είναι:

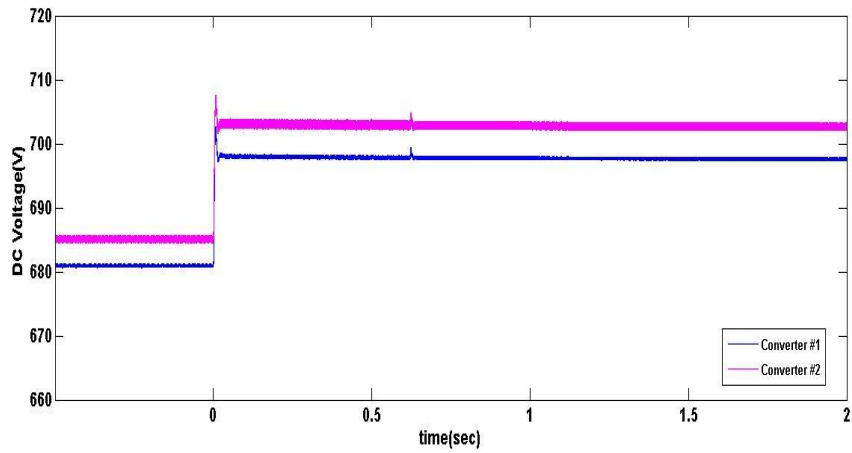
$$R_{d1} = \frac{R_{d0}}{k_1} = 10\Omega \text{ και } R_{d2} = \frac{R_{d0}}{k_2} = 10\Omega$$

1^η Περίπτωση- $R_{line2} = 4\Omega$.

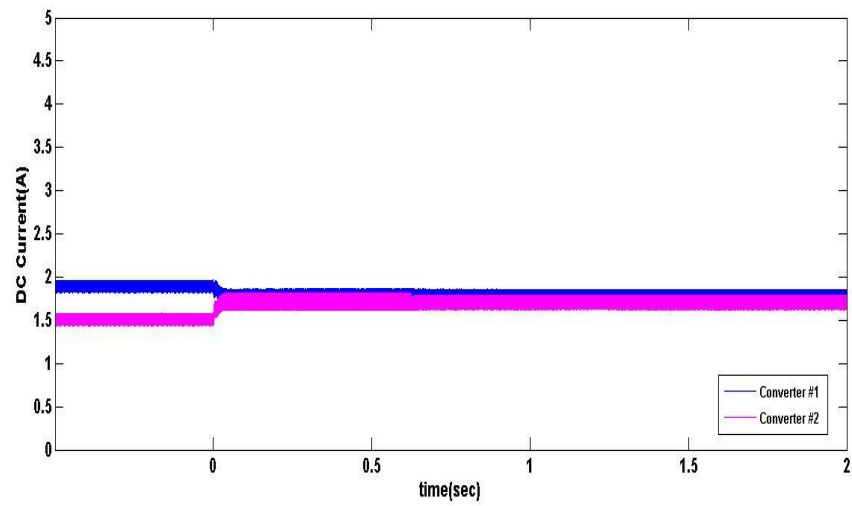
Προκειμένου να αποφύγουμε το στατικό σφάλμα καταλήξαμε στις παρακάτω τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών του secondary control.

Secondary Control	<p>Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 0.5$</p> <p>Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 6$</p>
-------------------	---

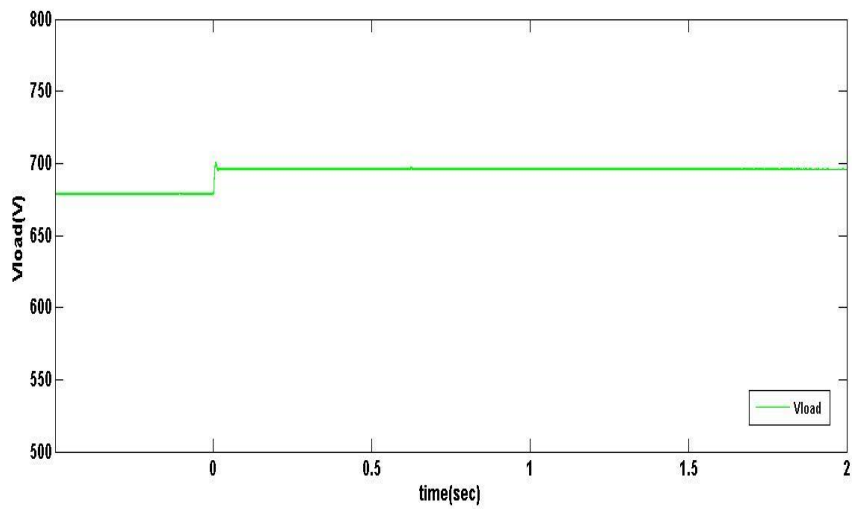
Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.26: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $R_{line2} = 4\Omega$



Σχήμα 6.27: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $R_{line2} = 4\Omega$



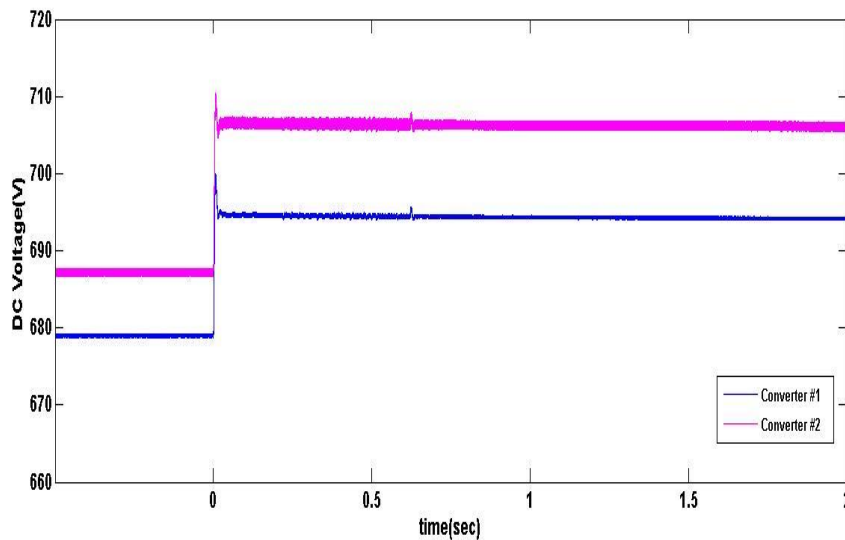
Σχήμα 6.28: Τάση του μικροδικτύου για $R_{line2} = 4\Omega$

2^η Περίπτωση- $R_{line2} = 8\Omega$

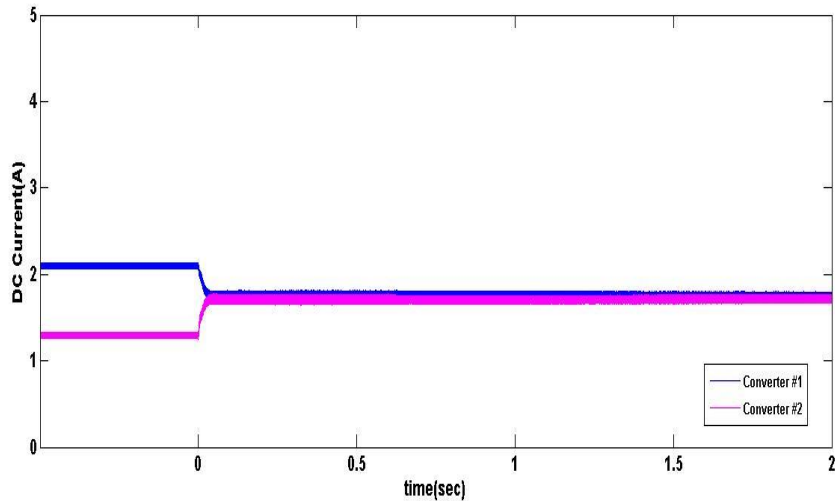
Προκειμένου να αποφύγουμε το στατικό σφάλμα στις τάσεις και στα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων καθώς και στην τάση του μικροδικτύου, καταλήξαμε στις παρακάτω τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών:

Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 \cdot 10^{-4}$ $k_i = 0.5$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 7$
-------------------	--

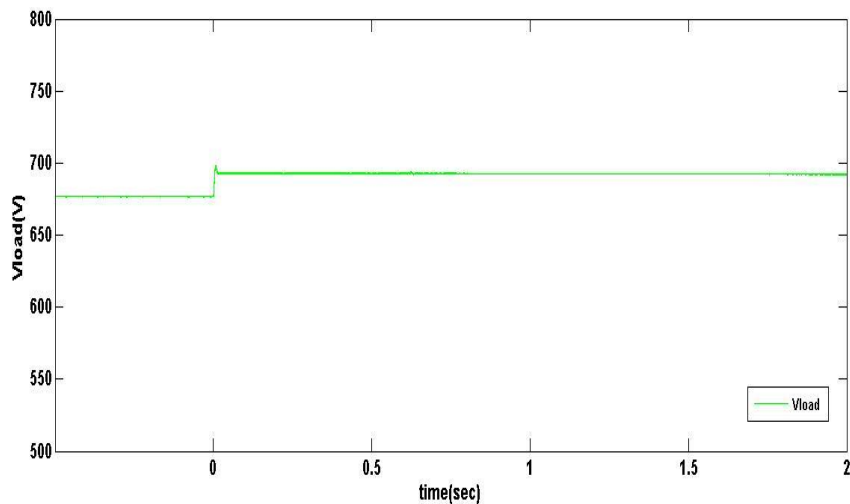
Στα σχήματα που ακολουθούν απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.29: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $R_{line2} = 8\Omega$



Σχήμα 6.30: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $R_{line2} = 8\Omega$



Σχήμα 6.31: Τάση του μικροδικτύου για $R_{line2} = 8\Omega$

Από τα παραπάνω σχήματα είναι εμφανές ότι για διαφορετικές τιμές αντιστάσεων στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου, το σύστημα ελέγχου λειτουργεί σωστά ενισχύοντας ταυτόχρονα την ακρίβεια στο διαμοιρασμό του ρεύματος στο φορτίο, την αποκατάσταση της τάσης εξόδου των μετατροπέων και την αποκατάσταση της τάσης του μικροδικτύου. Παρατηρούμε ότι όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος η μέση τιμή των τάσεων εξόδου είναι ίση με 700V, τα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων είναι ίσα και τέλος η τάση του μικροδικτύου είναι πολύ κοντά στα 700V.

Επίδραση της καθυστέρησης στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων

Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου που εφαρμόζεται για τον έλεγχο του μικροδικτύου βασίζεται στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων. Όπως έχουμε αναφέρει στο κεφάλαιο 4 της παρούσας εργασίας, η επικοινωνία των δύο dc-dc boost converters έχει μία μικρή καθυστέρηση η οποία προκειμένου να μοντελοποιηθεί στο περιβάλλον Matlab/Simulink, χρησιμοποιήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς $G_d = \frac{1}{1+\tau \cdot s}$ στο πεδίο της συχνότητας, όπου τ είναι ο χρόνος καθυστέρησης.

Στη συγκεκριμένη ενότητα δοκιμάζονται διαφορετικές τιμές για το χρόνο καθυστέρησης προκειμένου να εξεταστεί η επίδρασή του στο σύστημα ελέγχου. Οι τιμές που δοκιμάζονται είναι οι εξής:

- $\tau = 1\mu\text{sec}$
- $\tau = 20\text{msec}$
- $\tau = 40\text{msec}$
- $\tau = 60\text{msec}$
- $\tau = 80\text{msec}$
- $\tau = 1\text{sec}$

Για τις σταθερές αναλογίας ρευμάτων k_1 και k_2 , την αντίσταση R_{d0} καθώς και την αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου επιλέγονται οι παρακάτω τιμές:

$$R_{d0} = 10\Omega$$

$$k_1 = 1, k_2 = 1$$

$$R_{\text{line}2} = 4\Omega$$

Επομένως οι αντιστάσεις droop θα είναι:

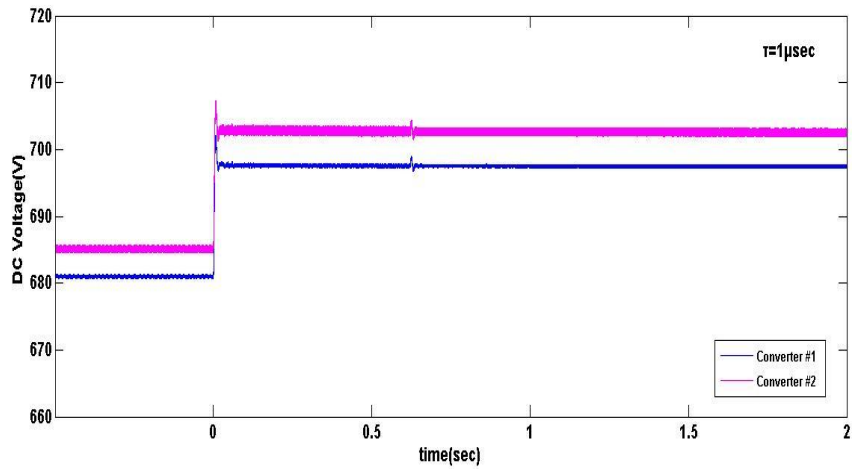
$$R_{d1} = \frac{R_{d0}}{k_1} = 10\Omega \text{ και } R_{d2} = \frac{R_{d0}}{k_2} = 10\Omega$$

1^η Περίπτωση- $\tau = 1\mu\text{sec}$

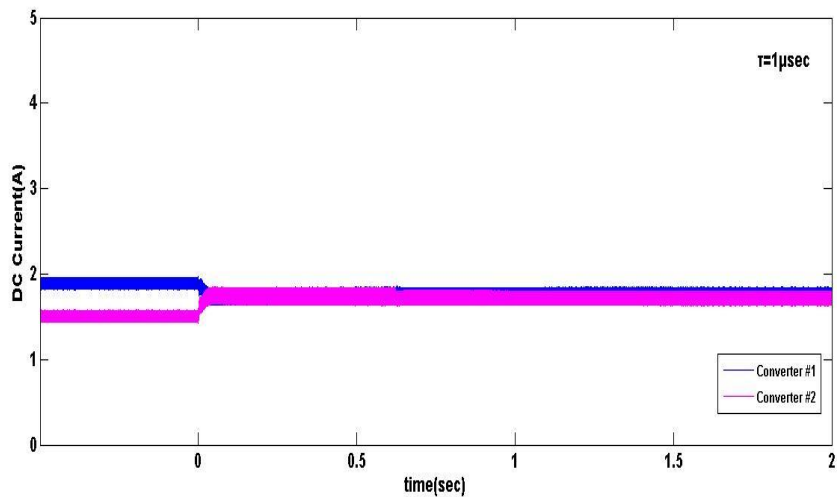
Οι τιμές για τα κέρδη των PI ελεγκτών στο δεύτερο επίπεδο ελέγχου παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 0.5$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 7$
-------------------	--

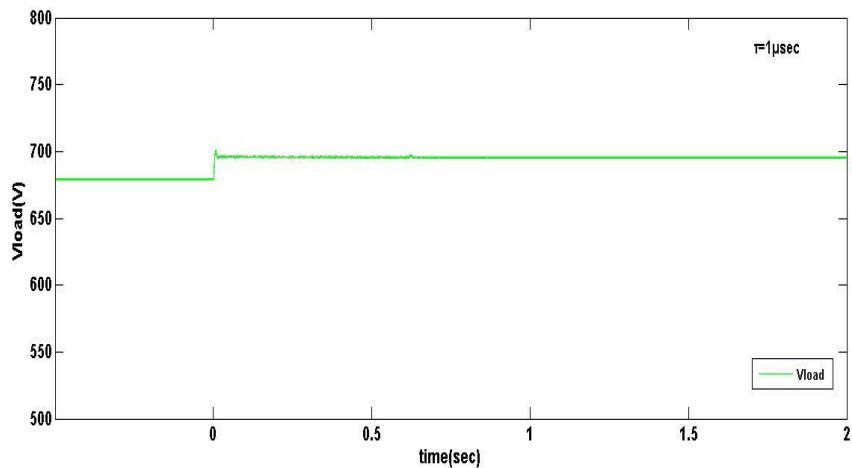
Στα σχήματα που ακολουθούν απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.32: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=1\mu\text{sec}$



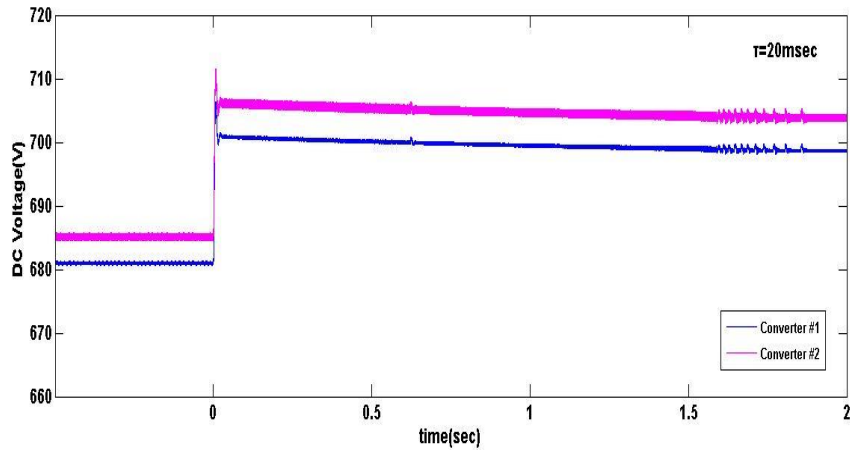
Σχήμα 6.33: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=1\mu\text{sec}$



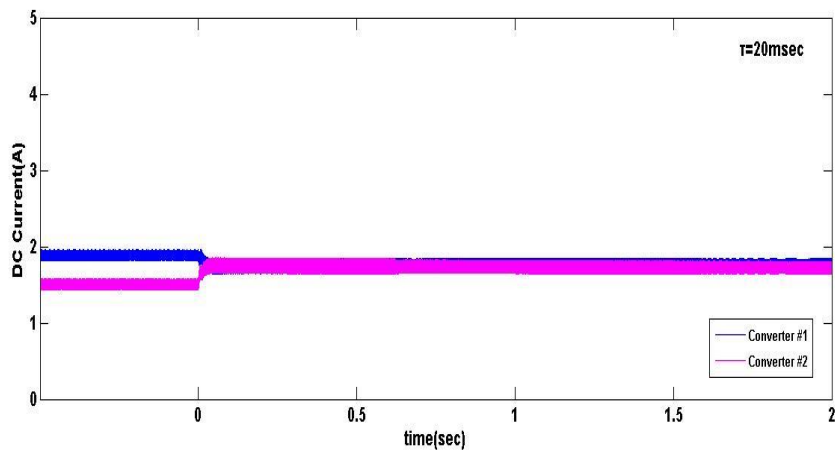
Σχήμα 6.34: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=1\mu\text{sec}$

2^η Περίπτωση- $\tau = 20\text{msec}$

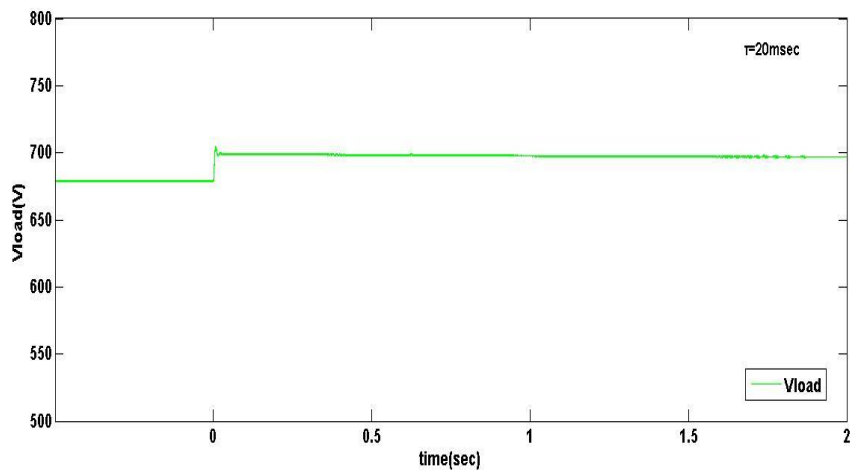
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για χρόνο καθυστέρησης 20msec, παρουσιάζονται στα σχήματα 6.35, 6.36 και 6.37.



Σχήμα 6.35: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=20\text{msec}$



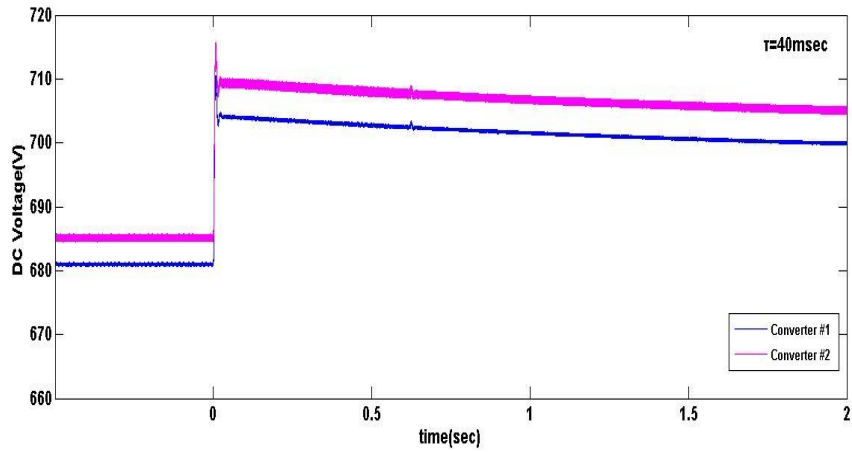
Σχήμα 6.36: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=20\text{msec}$



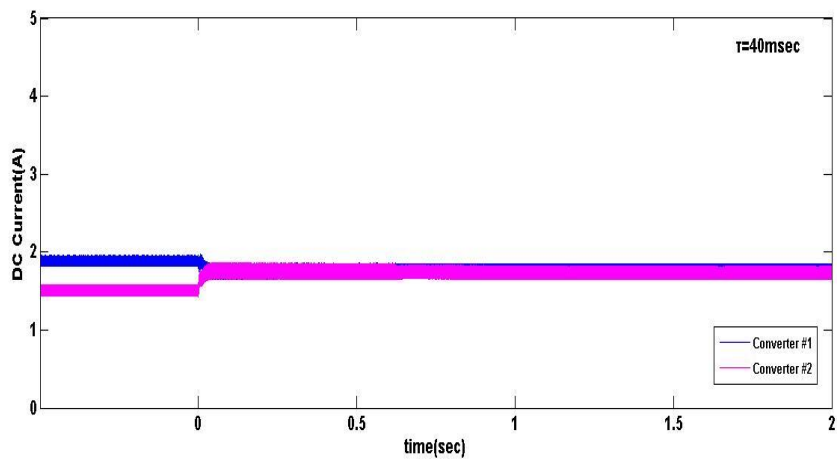
Σχήμα 6.37: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=20\text{msec}$

3^η Περίπτωση- $\tau = 40\text{msec}$

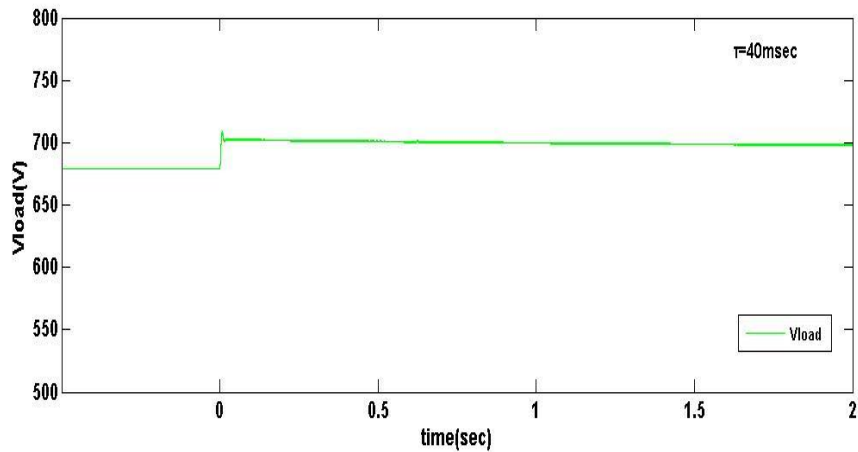
Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για χρόνο καθυστέρησης 40msec.



Σχήμα 6.38: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=40\text{msec}$

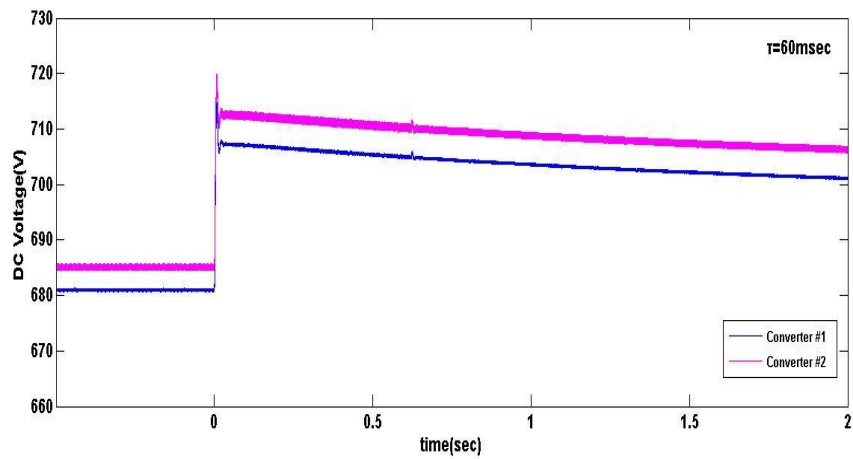


Σχήμα 6.39: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=40\text{msec}$

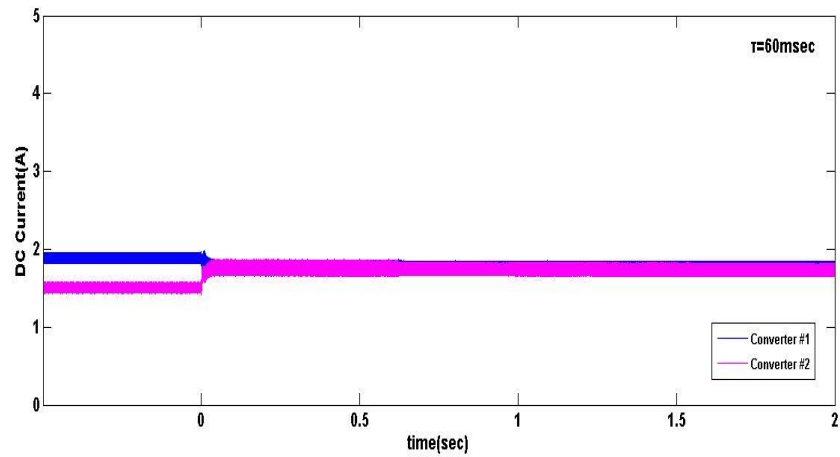


Σχήμα 6.40: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=40\text{msec}$

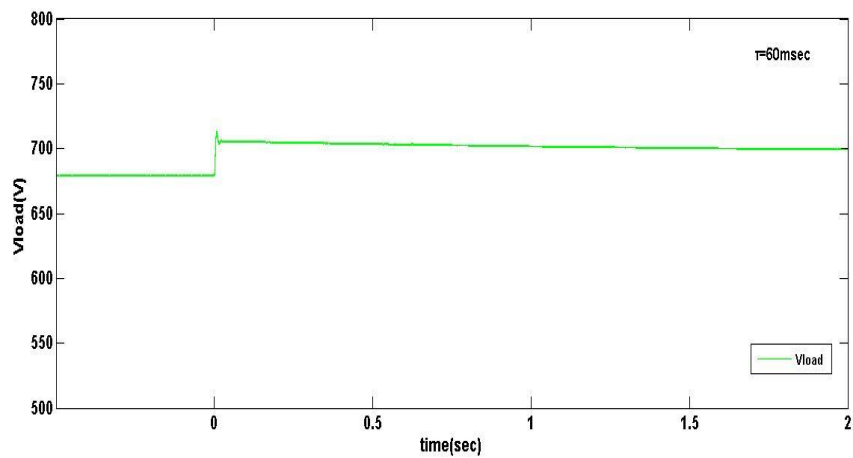
4^η Περίπτωση- $\tau = 60\text{msec}$



Σχήμα 6.41: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=60\text{msec}$

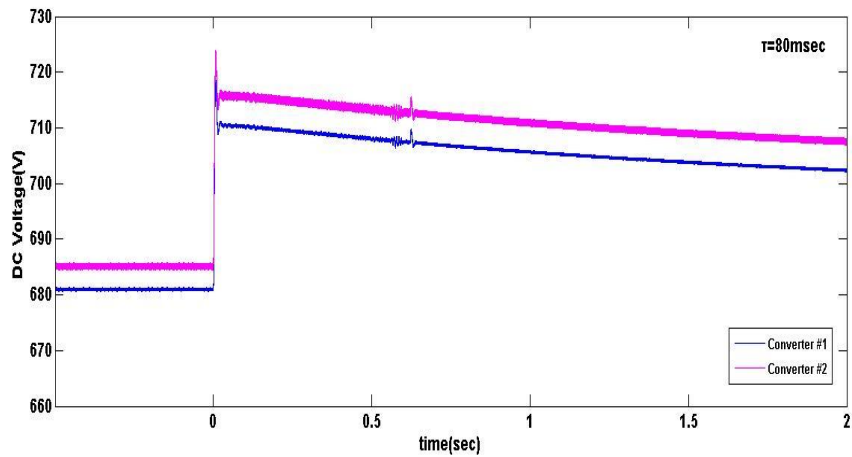


Σχήμα 6.42: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=60\text{msec}$

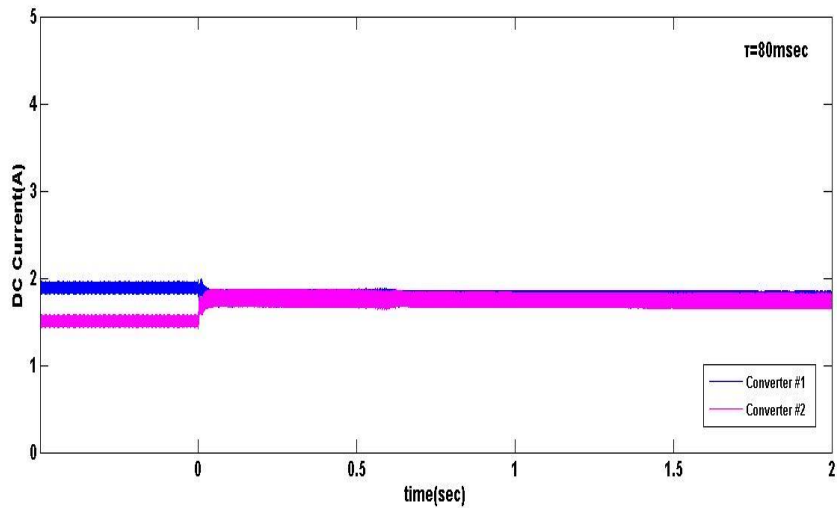


Σχήμα 6.43: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=60\text{msec}$

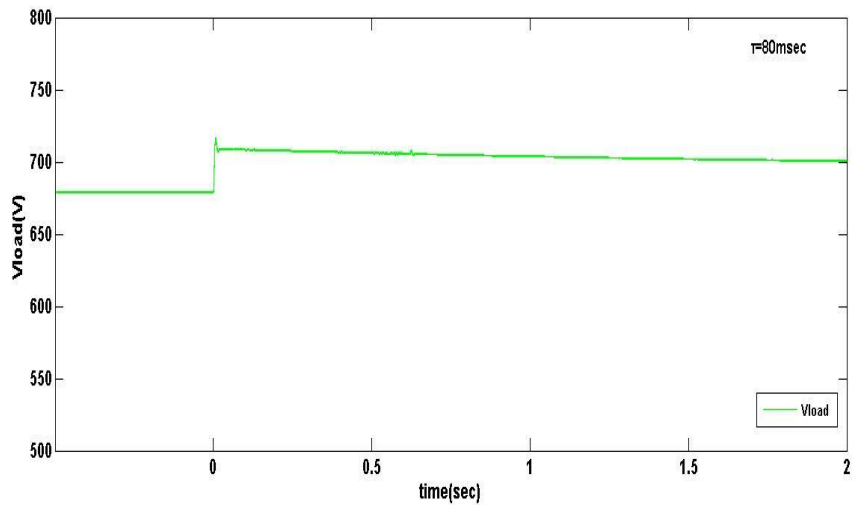
5^η Περίπτωση- $\tau = 80\text{msec}$



Σχήμα 6.44: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=80\text{msec}$



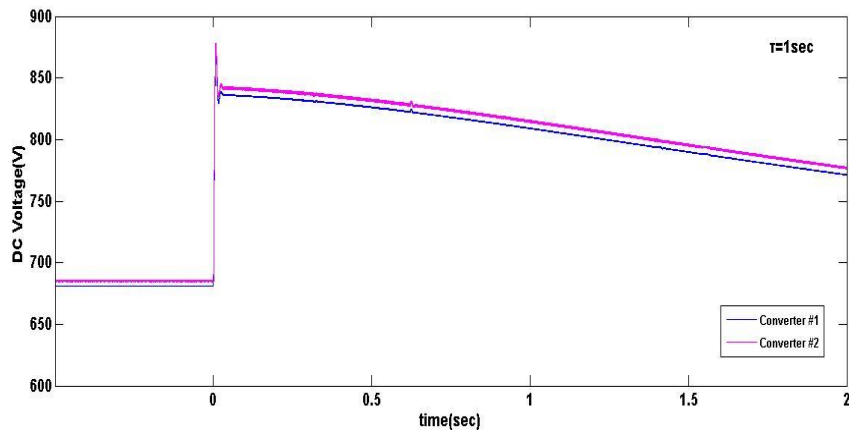
Σχήμα 6.45: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=80\text{msec}$



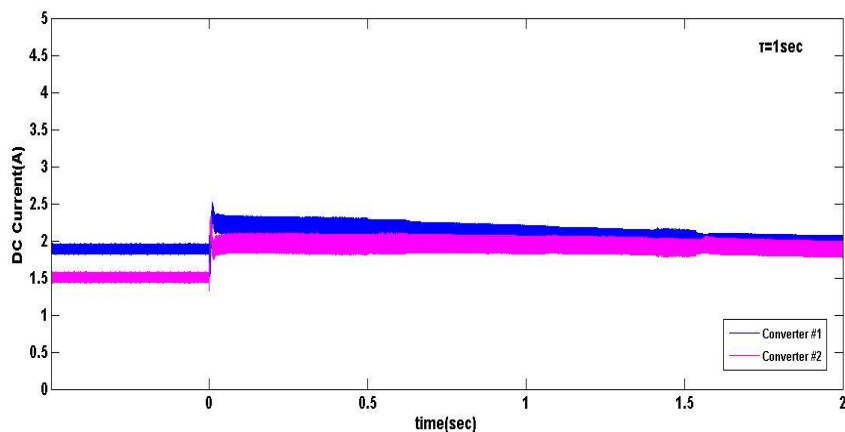
Σχήμα 6.46: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=80\text{msec}$

6^η Περίπτωση- $\tau = 1\text{sec}$

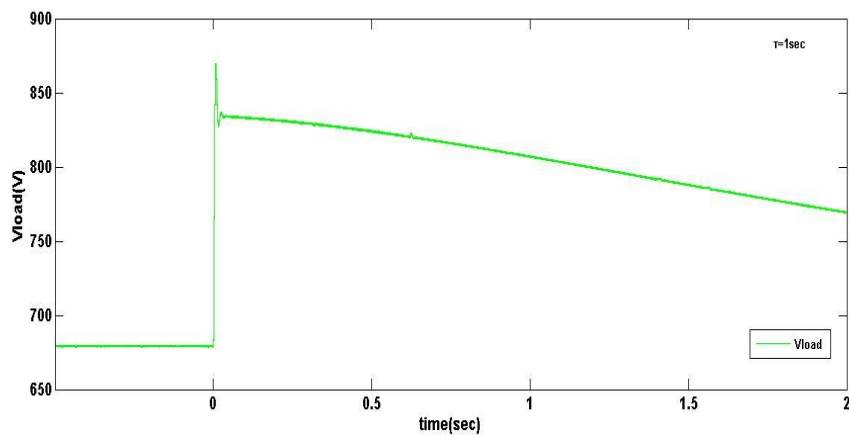
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για χρόνο καθυστέρησης στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων 1sec παρουσιάζονται στα παρακάτω σχήματα στα οποία φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων καθώς και η τάση του μικροδικτύου.



Σχήμα 6.47: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=1\text{sec}$



Σχήμα 6.48: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για $\tau=1\text{sec}$



Σχήμα 6.49: Τάση του μικροδικτύου για $\tau=1\text{sec}$

Παρατηρήσεις:

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις είναι εμφανές ότι όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος τα ρεύματα εξόδου των δύο μετατροπέων είναι ίσα και επιπλέον οι τάσεις εξόδου μειώνονται έτσι ώστε η μέση τιμή να λάβει τιμή ίση με 700V. Για χρόνο καθυστέρησης στην επικοινωνία $\tau=1\mu\text{sec}$ και $\tau=20\text{msec}$ ο έλεγχος λειτουργεί με ακρίβεια εξασφαλίζοντας μετά τη χρονική στιγμή που ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος, ίσα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων. Επιπλέον η μέση τιμή της τάσης εξόδου αποκτά τιμή ίση με 700 V και η τάση του μικροδικτύου έχει αποκατασταθεί πολύ κοντά στην ονομαστική της τιμή όπως φαίνεται στα σχήματα 6.34 και 6.37. Παρόλα αυτά πρέπει να σημειωθεί ότι για $\tau=20\text{msec}$ εμφανίζονται κάποιες ταλαντώσεις στις τάσεις και στα ρεύματα εξόδου, όπως φαίνεται στα σχήματα 6.35 και 6.36. Για χρόνο καθυστέρησης στην επικοινωνία $\tau=40,60$ και 80msec , ο έλεγχος να μην λειτουργεί αλλά όχι με ακρίβεια αφού όπως φαίνεται στα σχήματα 6.38, 6.41 και 6.44 υπάρχει μόνιμο σφάλμα στη ρύθμιση της τάσης εξόδου.

Επιπλέον παρατηρούμε σε όλες τις περιπτώσεις, ότι καθώς η καθυστέρηση στην επικοινωνία αυξάνεται, η υπερύψωση της τάσης τη χρονική στιγμή 0 sec είναι μεγαλύτερη.

Τέλος, για χρόνο καθυστέρησης $\tau=1\text{sec}$, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.47, η υπερύψωση της τάσης εξόδου των μετατροπέων είναι κοντά στα 900 V. Το ίδιο συμβαίνει και με την τάση του μικροδικτύου όπως φαίνεται στο σχήμα 6.49. Τόσο μεγάλη αύξηση της τάσης δεν είναι αποδεκτή και σε πραγματικές συνθήκες θα ενεργοποιούνταν τα μέσα προστασίας.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι οι επικοινωνιακοί διάυλοι είναι πολύ σημαντικοί για τη λειτουργία του μικροδικτύου, καθώς για μεγάλο χρόνο καθυστέρησης στην επικοινωνία των μετατροπέων, χάνεται η αξιοπιστία του συστήματος. Θα πρέπει λοιπόν κατά τη σχεδίαση του συστήματος ελέγχου να λαμβάνεται υπόψη η καθυστέρηση στην επικοινωνία των boost converters.

Επίδραση της αναλογίας των ρευμάτων εξόδου των δύο μετατροπέων

Προκειμένου να εξετάσουμε την αποτελεσματικότητα του ελέγχου όσον αφορά την ενίσχυση της ακρίβειας στο διαμοιρασμό του ρεύματος, επιλέγουμε διαφορετικές τιμές για τους συντελεστές αναλογίας ρευμάτων και επομένως διαφορετικές αντιστάσεις droop για τους δύο μετατροπείς. Συγκεκριμένα επιλέγονται οι παρακάτω τιμές:

$$k_1 = 1, k_2 = 2$$

$$R_{d0} = 10\Omega$$

Επομένως οι αντιστάσεις droop θα είναι:

$$R_{d1} = \frac{R_{d0}}{k_1} = 10\Omega \text{ και } R_{d2} = \frac{R_{d0}}{k_2} = 5\Omega$$

και η σχέση μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των δύο μετατροπέων προκειμένου να έχουμε σωστό διαμοιρασμό ρεύματος από τις δύο πηγές στο φορτίο του μικροδικτύου, είναι:

$$\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} = \frac{\frac{R_{d0}}{k_2}}{\frac{R_{d0}}{k_1}} = \frac{k_1}{k_2} = 0.5$$

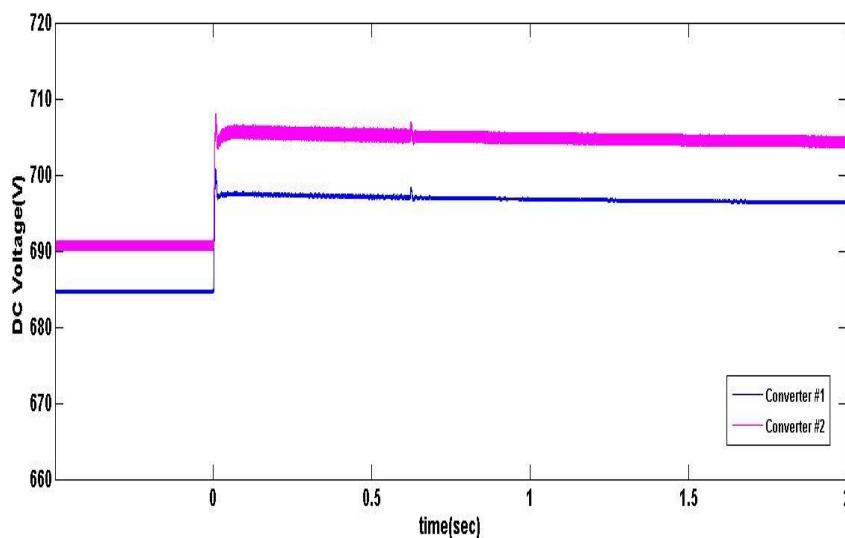
Στην περίπτωση αυτή η τιμή της αντίστασης της γραμμής διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου είναι $R_{line2} = 4\Omega$ και ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των boost converters τίθεται ίσος με $\tau = 2\text{msec}$.

1^η Περίπτωση- $i_{dc1}/i_{dc2} = 0.5$

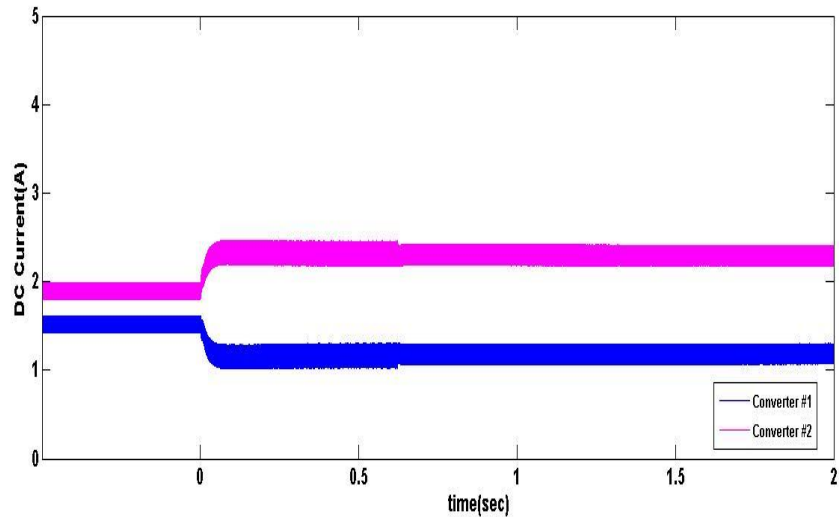
Οι τιμές στις οποίες καταλήξαμε για τα κέρδη των PI ελεγκτών στο δευτερογενή έλεγχο είναι οι εξής:

Secondary Control	Έλεγχος Μέσης Τιμής της Τάσης: $k_p = 1.45 * 10^{-4}$ $k_i = 0.5$ Έλεγχος Μέσης Τιμής του Ρεύματος: $k_p = 0.2$ $k_i = 7$
-------------------	--

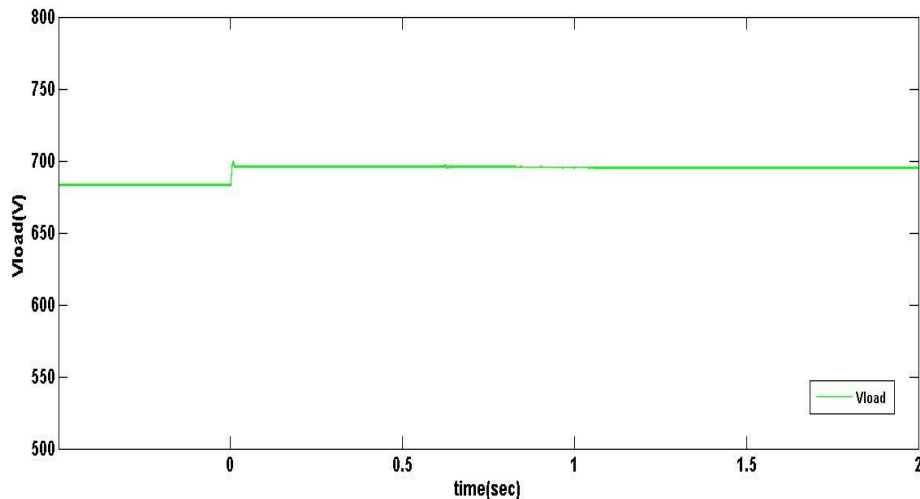
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα επόμενα σχήματα.



Σχήμα 6.50: Τάσεις εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για αναλογία ρευμάτων $i_{dc1}/i_{dc2} = 0.5$



Σχήμα 6.51: Ρεύματα εξόδου των δύο dc-dc Boost Converters για αναλογία ρευμάτων $i_{dc1} / i_{dc2} = 0.5$



Σχήμα 6.52: Τάση του μικροδικτύου για αναλογία ρευμάτων $i_{dc1} / i_{dc2} = 0.5$

Από το σχήμα 6.50 είναι εμφανές ότι ο όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος, η μέση τιμή της τάσης εξόδου των δύο μετατροπέων λαμβάνει τιμή ίση με την τάση αναφοράς δηλαδή τα 700V.

Στο σχήμα 6.51 παρουσιάζεται το ρεύμα εξόδου του πρώτου μετατροπέα με μπλε χρώμα και το ρεύμα εξόδου του δεύτερου μετατροπέα με ροζ χρώμα. Τη χρονική στιγμή 0 sec επιδρά στο μικροδίκτυο ο δευτερογενής έλεγχος. Όπως προαναφέραμε επιλέγοντας αντιστάσεις droop $R_{d1} = 10\Omega$ και $R_{d2} = 5\Omega$ για να έχουμε κατάλληλο διαμοιρασμό ρεύματος στο φορτίο του μικροδικτύου, θα πρέπει η σχέση μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των δύο boost converters να είναι $\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = 0.5$. Πριν τη χρονική στιγμή 0 sec στο μικροδίκτυο επιδρά μόνο το πρώτο στάδιο ελέγχου δηλαδή η μέθοδος droop εξαιτίας της οποίας υπάρχει σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 6.51. Παρόλα αυτά μετά τη χρονική στιγμή 0 sec που

επιδρά και το δεύτερο επίπεδο ελέγχου, το σφάλμα αυτό διορθώνεται και τα ρεύματα εξόδου των μετατροπέων ικανοποιούν τη σχέση $\frac{i_{dc1}}{i_{dc2}} = 0.5$.

Τέλος στο σχήμα 6.52 παρατηρούμε ότι όταν ενεργοποιείται ο δευτερογενής έλεγχος, η τάση του μικροδικτύου αποκαθίσταται και λαμβάνει τιμή σχεδόν 700V.

6.2 Ανάλυση Ευαισθησίας Ευστάθειας

Η σχετική ευστάθεια και η μεταβατική συμπεριφορά ενός συστήματος κλειστού βρόχου συνδέονται άμεσα με τις θέσεις των ριζών της αντίστοιχης χαρακτηριστικής εξίσωσης κλειστού βρόχου, στο μιγαδικό επίπεδο. Συχνά για να επιτύχουμε κατάλληλες θέσεις των ριζών, είναι απαραίτητη η ρύθμιση των τιμών μίας ή περισσότερων παραμέτρων του συστήματος. Συνεπώς, αξίζει τον κόπο να προσδιορίσουμε τον τρόπο κίνησης των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης στο μιγαδικό επίπεδο κατά τη μεταβολή των παραμέτρων. Δηλαδή, είναι χρήσιμο να προσδιορίζουμε, κάθε φορά, το γεωμετρικό τόπο των ριζών στο μιγαδικό επίπεδο καθώς μία παράμετρος μεταβάλλεται. Ως γεωμετρικός τόπος ριζών λοιπόν ορίζεται η διαδρομή που ακολουθούν οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης στο μιγαδικό επίπεδο καθώς μία από τις παραμέτρους του συστήματος μεταβάλλεται. Η τεχνική του τόπου ριζών είναι μία γραφική μέθοδος αναπαράστασης του γεωμετρικού τόπου των ριζών που αναδύονται καθώς μία παράμετρος του συστήματος μεταβάλλεται. Στην πραγματικότητα, η εν λόγω μέθοδος παρέχει στο μηχανικό ένα μέτρο της ευαισθησίας των ριζών του συστήματος στη μεταβολή της θεωρούμενης, κατά περίπτωση παραμέτρου.

Στη συγκεκριμένη ενότητα, στο περιβάλλον Matlab, προσδιορίζεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης, δηλαδή ο γεωμετρικός τόπος των πόλων της συνάρτησης μεταφοράς $\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*}$ η οποία σύμφωνα με τη σχέση (5.42) που αποδείχθηκε στο κεφάλαιο 5 είναι η εξής:

$$\frac{V_{dc1}}{V_{dc}^*} = \left[(1 - G_d)G_{piv} + \frac{(\alpha_2 k_1 + \lambda k_2)(1 + G_d)G_{pic}}{k_1 k_2} + 2 \left(\frac{\alpha_2}{k_2} + \frac{\lambda}{k_1} \right) R_{d0} G_{1pf} + \frac{2}{G_v} \right] \frac{2k_1^2 k_2^2 G_v^2 (1 + G_{piv})}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)}$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς καθώς και οι συντελεστές της παραπάνω εξίσωσης έχουν αναλυθεί στο κεφάλαιο 5 και λαμβάνουν τις τιμές που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Παράμετρος	Τιμή
k_1	1
R_{d0}	10Ω
R_{line1}	1Ω
R_{load}	200Ω
G_{piv}	$1,45 \cdot 10^{-4} + \frac{0,5}{s}$
G_{pic}	$0,2 + \frac{7}{s}$
G_{1pf}	$\frac{126}{s + 126}$
G_{pi}	$21,75 \cdot 10^{-4} + \frac{8,7}{s}$
G_c	$0,2 + \frac{1}{s}$

Πίνακας 6.3: Παράμετροι του συστήματος ελέγχου για τον προσδιορισμό του γεωμετρικού τόπου ριζών

Ο γεωμετρικός τόπος των ριζών προσδιορίζεται καθώς μεταβάλλεται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των boost converters, η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και τέλος ο συντελεστής αναλογίας ρευμάτων k_2 .

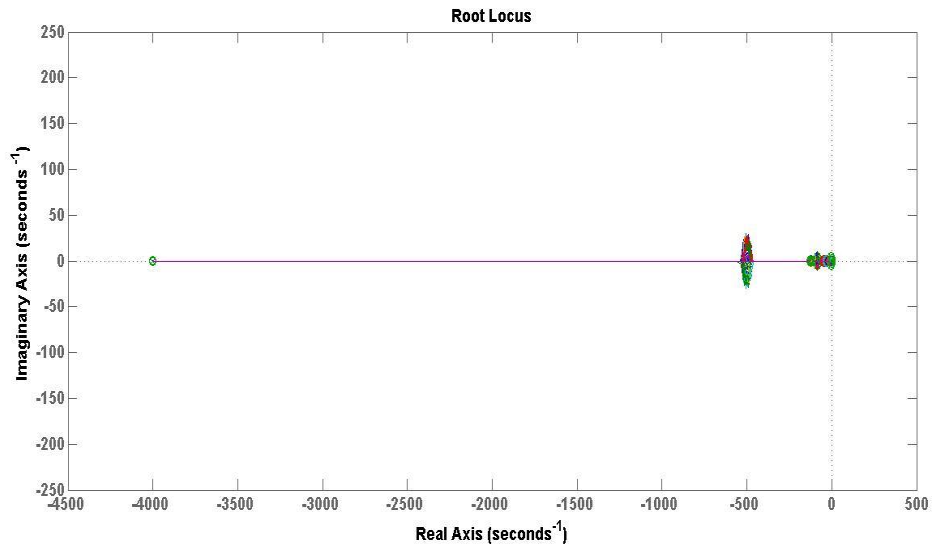
6.2.1 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των dc-dc boost converters

Για τον προσδιορισμό του γεωμετρικού τόπου των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης της συνάρτησης μεταφοράς καθώς μεταβάλλεται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων, θεωρούμε ότι η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2 , λαμβάνουν τις εξής τιμές:

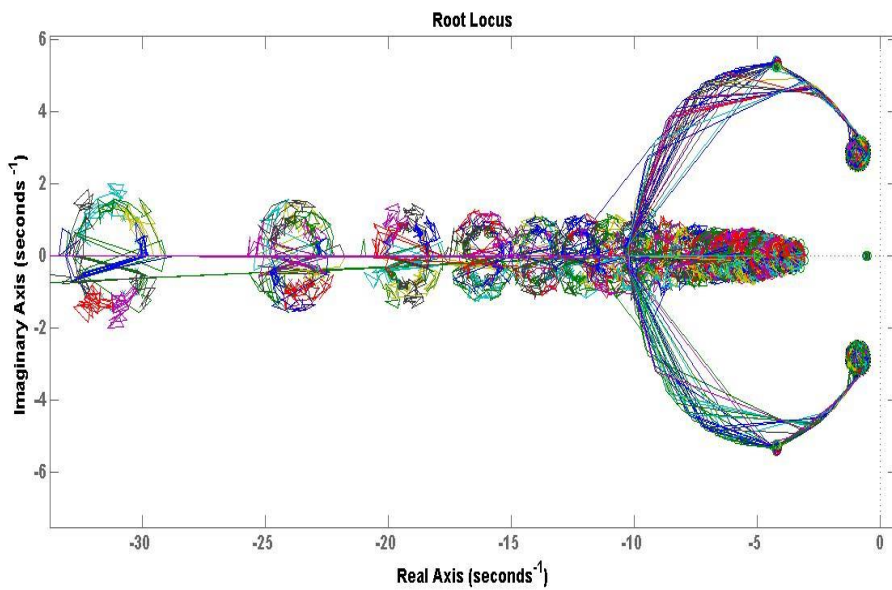
$$R_{line2} = 4\Omega \quad \text{και} \quad k_2=1$$

Σημειώνεται ότι οι παράμετροι $\alpha_2, \lambda, G_v, A_1, A_2, B_1, B_2$ υπολογίζονται βάσει των σχέσεων που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5.

Στα σχήματα 6.53 και 6.54 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η παράμετρος τ από 0,002 sec έως 0,3 sec με βήμα 0,01 sec.



Σχήμα 6.53: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς η καθυστέρηση στην επικοινωνία των μετατροπέων αυξάνεται



Σχήμα 6.54: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς η καθυστέρηση στην επικοινωνία των μετατροπέων αυξάνεται με μεγέθυνση

Από το γεωμετρικό τόπο των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης συμπεραίνουμε ότι αφού όλοι οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, το σύστημα είναι ευσταθές.

6.2.2 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου dc-dc boost converter με το φορτίο

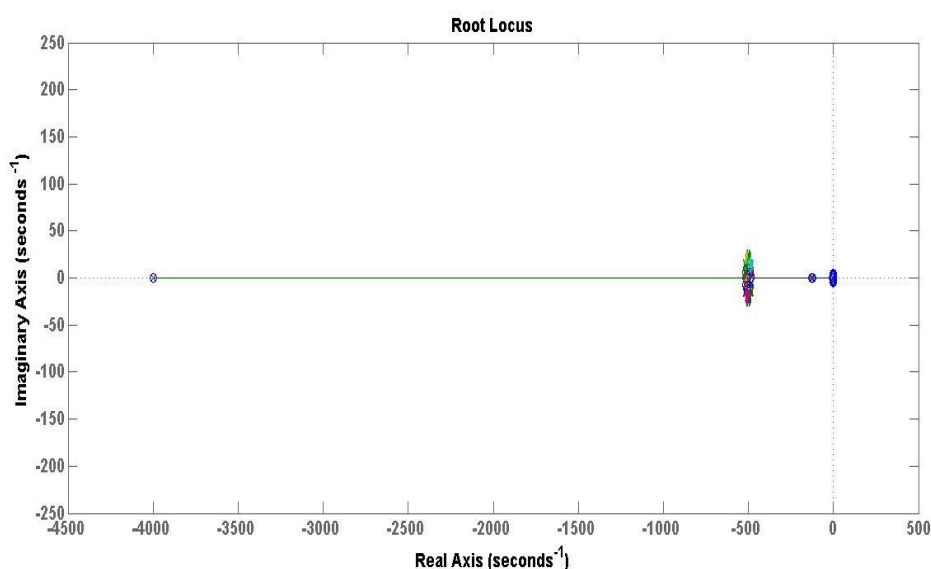
Για τον προσδιορισμό του γεωμετρικού τόπου των ριζών της χαρακτηριστικής καθώς μεταβάλλεται η αντίσταση R_{line2} , θεωρούμε ότι η καθυστέρηση στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων και η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2 , λαμβάνουν τις εξής τιμές:

$$\tau = 2\text{msec} \text{ άρα } G_d = \frac{1}{1+0,002s} \text{ και } k_2=1$$

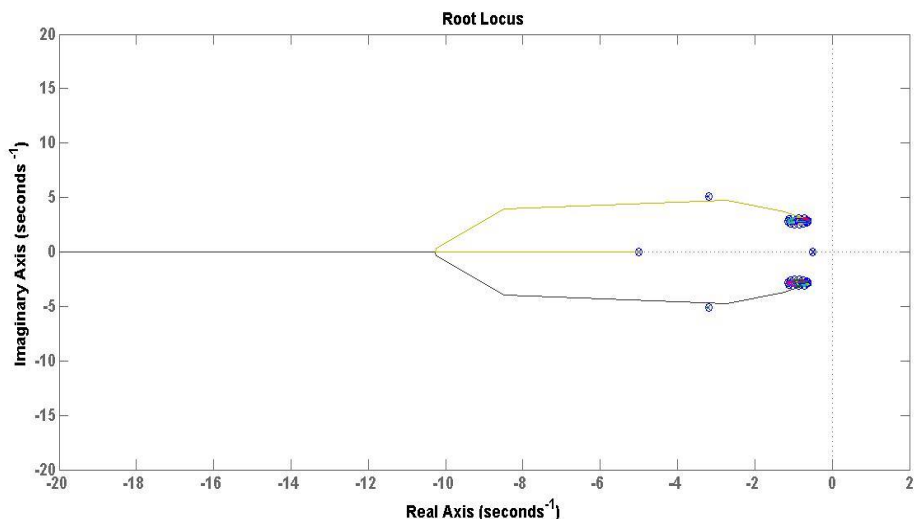
Σημειώνεται ότι οι παράμετροι $\alpha_2, \lambda, G_v, A_1, A_2, B_1, B_2$ υπολογίζονται βάσει των σχέσεων που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5.

Στα σχήματα 6.55 και 6.56 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η παράμετρος R_{line2} από $1/6\Omega$ έως 6Ω με βήμα $0,2\Omega$.

Αφού η αντίσταση R_{line1} είναι 1Ω , λαμβάνονται υπόψη οι περιπτώσεις $R_{line1} \geq R_{line2}$ και $R_{line1} < R_{line2}$.



Σχήμα 6.55: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς αυξάνεται η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου



Σχήμα 6.56: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς αυξάνεται η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου με μεγέθυνση

Από τα παραπάνω σχήματα είναι εμφανές ότι όλοι οι πόλοι βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο. Επομένως η ευστάθεια του συστήματος εξασφαλίζεται και για διαφορετικές τιμές αντιστάσεων στη γραμμής διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου.

6.2.3 Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2

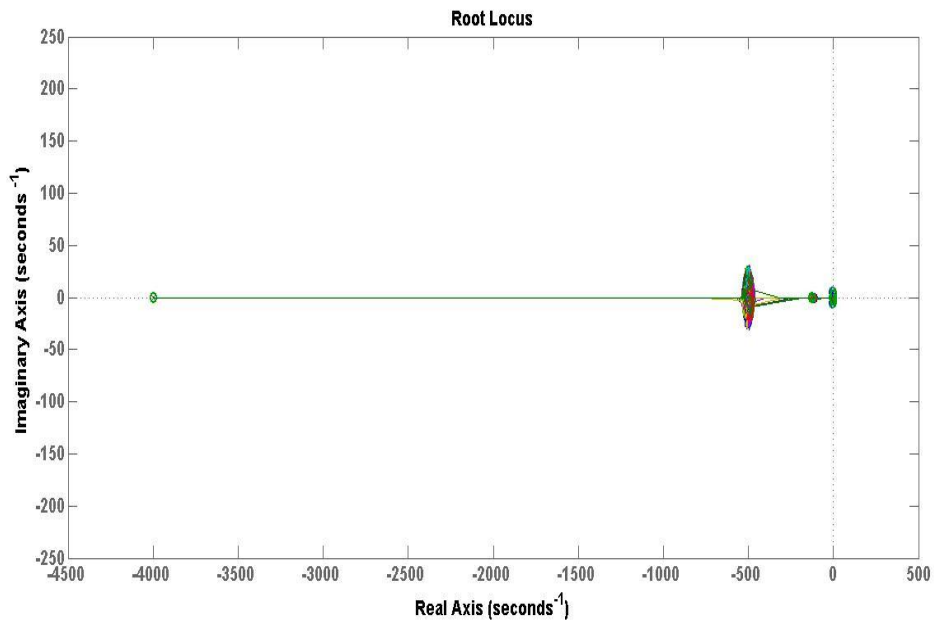
Για τον προσδιορισμό του γεωμετρικού τόπου των ριζών της χαρακτηριστικής καθώς μεταβάλλεται η παράμετρος k_2 , θεωρούμε ότι η καθυστέρηση στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων και η αντίσταση R_{line2} , λαμβάνουν τις εξής τιμές:

$$\tau = 2\text{msec} \text{ άρα } G_d = \frac{1}{1+0,002s} \text{ και } R_{line2} = 4\Omega$$

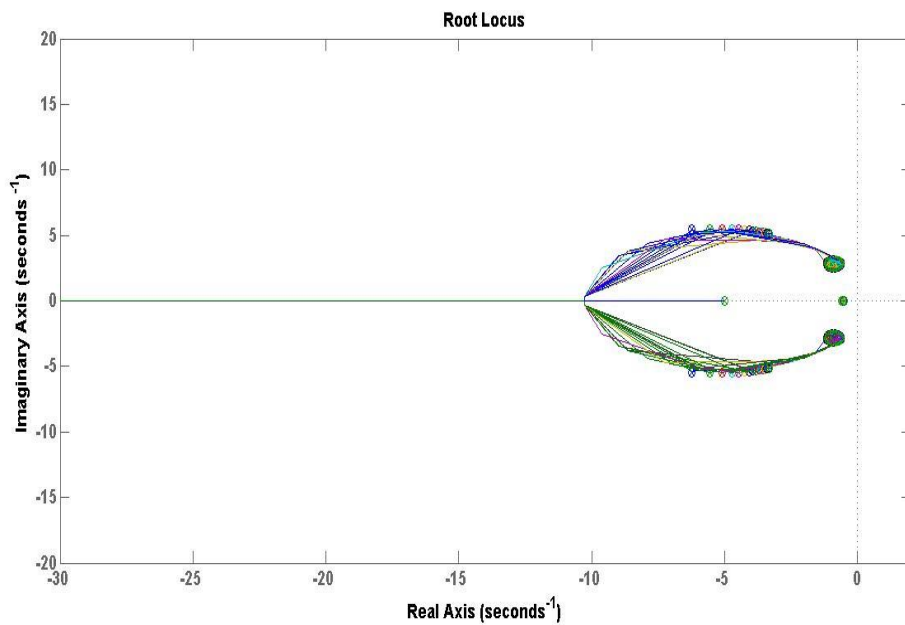
Και σε αυτή την περίπτωση οι υπόλοιπες παράμετροι $\alpha_2, \lambda, G_v, A_1, A_2, B_1, B_2$ υπολογίζονται βάσει των σχέσεων που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5.

Στα σχήματα 6.57 και 6.58 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς μεταβάλλεται η παράμετρος k_2 από 0,5 έως 2 με βήμα 0,1.

Αφού η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_1 είναι 1 και η σταθερά k_2 λαμβάνει τιμές από 0,5 έως 2, λαμβάνονται υπόψη οι περιπτώσεις $i_{dc1} \geq i_{dc2}$ και $i_{dc1} < i_{dc2}$.



Σχήμα 6.57: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς αυξάνεται η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2



Σχήμα 6.58: Γεωμετρικός τόπος ριζών καθώς αυξάνεται η σταθερά αναλογίας ρευμάτων k_2 με μεγέθυνση

Από τα παραπάνω σχήματα φαίνεται ότι παρά τη μεταβολή της παραμέτρου k_2 , οι πόλοι του συστήματος βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο και έτσι το σύστημα παραμένει ευσταθές.

ΣΥΝΟΨΗ

7.1 Σύνοψη-Συμπεράσματα

Στο 1^ο κεφάλαιο αναφέρονται οι λόγοι που ευνοούν την αποκεντρωμένη παραγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας και οδηγούν στην εγκατάσταση πολυάριθμων διεσπαρμένων πηγών χαμηλής δυναμικότητας στο δίκτυο ΧΤ αλλάζοντας έτσι τη σημερινή μορφή των δικτύων διανομής. Οι πηγές αυτές μπορεί να διαφέρουν από τις συμβατικές καθώς η παραγωγή τους είναι συνήθως μεταβαλλόμενη λόγω εξωτερικών παραγόντων (ανανεώσιμες) ή βασίζονται σε νέες τεχνολογίες (κυψέλη καυσίμου) με ποικίλα τεχνικά χαρακτηριστικά. Κοινό στοιχείο των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής είναι ότι χρησιμοποιούν στην έξοδό τους αντιστροφέα, κυρίως πηγής τάσης, προκειμένου να ενσωματωθούν στο δίκτυο. Αυτές οι κατακεντρωμένες μικρές πηγές ηλεκτρικής ενέργειας που είναι ελεγχόμενες και συνδέονται σε κλάδους του δικτύου χαμηλής τάσης με σκοπό την τροφοδοσία του τοπικού φορτίου, μαζί με συσκευές αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας και ελεγχόμενα φορτία, διαμορφώνουν μια νέα δομή συστήματος, το μικροδίκτυο.

Στο 2^ο κεφάλαιο αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά των μικροδικτύων καθώς και η διάκρισή τους σε AC και DC μικροδίκτυα. Κύριο γνώρισμα των μικροδικτύων είναι ο συντονισμένος έλεγχός τους ώστε τελικά να εμφανίζονται στο υπερκείμενο δίκτυο ως μια ενιαία οντότητα με το δικό της αποκεντρωμένο σύστημα ελέγχου το οποίο δεν επιβαρύνει τα συστήματα ελέγχου του υπερκείμενου ευρισκόμενου δικτύου, με τον έλεγχο κάθε μίας μονάδας ξεχωριστά. Το μικροδίκτυο συνδέεται με το κεντρικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και μπορεί να λειτουργεί είτε αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης, είτε διασυνδεδεμένα. Η δυνατότητα νησιδοποιημένης λειτουργίας είναι πολύ σημαντική διότι θα αυξήσει την αξιοπιστία παροχής των καταναλωτών ιδιαίτερα για κρίσιμα φορτία. Αν και έχει γίνει μεγάλη έρευνα σχετικά με τη λειτουργία και τον έλεγχο των AC μικροδικτύων, τελευταία έχουν αρχίσει να προκαλούν το ενδιαφέρον τα DC μικροδίκτυα, λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν σε σχέση με τα AC.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία και συγκεκριμένα στο 3^ο κεφάλαιο σχεδιάζεται στο περιβάλλον Matlab/Simulink ένα DC μικροδίκτυο. Το υπό μελέτη μικροδίκτυο περιλαμβάνει δύο πηγές συνεχούς τάσης, οι οποίες συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω δύο μετατροπέων ανύψωσης συνεχούς τάσης και ωμικών αντιστάσεων στις γραμμές.

Αφού γίνει εκτενής ανάλυση της λειτουργίας των μετατροπέων ανύψωσης συνεχούς τάσης, υπολογίζονται οι τιμές που πρέπει να λάβουν η αυτεπαγωγή του πηνίου και η χωρητικότητα του πυκνωτή κάθε μετατροπέα, έτσι ώστε οι μετατροπείς να λειτουργούν στη μόνιμη κατάσταση συνεχούς αγωγής.

Για τον παραλληλισμό των μετατροπέων χωρίς την ανάγκη επικοινωνίας μεταξύ των πηγών, δημιουργείται στον καθένα μέσω του τοπικού ελέγχου του, η εξάρτηση μεταξύ τάσης και ρεύματος εξόδου, δηλαδή η μέθοδος στατισμού V-I (4^ο κεφάλαιο). Η μέθοδος στατισμού αποτελεί το πρώτο επίπεδο του ιεραρχικού ελέγχου του μικροδικτύου και είναι υπεύθυνη για τον κατάλληλο διαμοιρασμό του φορτίου του στις πηγές και για τον έλεγχο της τάσης εξόδου των μετατροπέων. Παρόλα αυτά η μέθοδος στατισμού έχει κάποια μειονεκτήματα τα οποία αφορούν σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος και απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου από την ονομαστική της τιμή. Τα μειονεκτήματα αυτά οφείλονται εν γένει στις άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης των μετατροπέων με το φορτίο του μικροδικτύου και σε διαφορά στις ονομαστικές τάσεις των μετατροπέων. Στην παρούσα διπλωματική, λόγω της επιλογής ίσων τιμών για τις τάσεις ανοιχτοκύκλωσης των δύο μετατροπέων, η απόκλιση στην τάση του μικροδικτύου και το σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος οφείλονται στις άνισες αντιστάσεις στις γραμμές διασύνδεσης των μετατροπέων με το φορτίο.

Για την εξάλειψη των περιορισμών αυτών εφαρμόζεται στο υπό μελέτη DC μικροδίκτυο το δεύτερο επίπεδο του ιεραρχικού ελέγχου, το οποίο καλείται να διορθώσει τους περιορισμούς της μεθόδου στατισμού εξασφαλίζοντας ακρίβεια στο διαμοιρασμό του ρεύματος και ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων. Το δεύτερο επίπεδο ελέγχου βασίζεται στην επικοινωνία των δύο μετατροπέων. Το δίκτυο επικοινωνίας χρησιμοποιείται για να μεταφέρει την τάση και το ρεύμα εξόδου κάθε μετατροπέα.

Το 5^ο κεφάλαιο αναφέρεται στην ευστάθεια των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. Αφού δοθεί ο ορισμός της ευστάθειας, γίνεται αναφορά στην κατηγοριοποίηση των φαινομένων ευστάθειας στα ΣΗΕ τα οποία είναι μη γραμμικά συστήματα. Στα μη γραμμικά συστήματα η ανάλυση της ευστάθειας συνήθως αντιμετωπίζεται με τη μέθοδο της γραμμικοποίησης. Στη συνέχεια του 5^{ου} κεφαλαίου μελετάται η ευστάθεια τάσης του συστήματος ελέγχου. Επειδή το σύστημά μας είναι γραμμικό, δε χρειάζεται να γίνει γραμμικοποίηση, αλλά η μελέτη της ευστάθειας τάσης γίνεται εξάγοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς για τον έλεγχο των δύο μετατροπέων. Η συνάρτηση μεταφοράς ορίζεται μόνο για γραμμικά συστήματα με σταθερές παραμέτρους και ορίζεται ως ο λόγος του μετασχηματισμού Laplace της μεταβλητής εξόδου προς το μετασχηματισμό Laplace της μεταβλητής εισόδου, θεωρώντας μηδενικές αρχικές συνθήκες.

Προκειμένου να ελεγχθεί η αποτελεσματικότητα του συστήματος ελέγχου σε διαφορετικές διαταραχές, έγινε αξιολόγηση του συστήματος με τη χρήση του

εξομοιωτικού πακέτου Matlab/Simulink. Στις προσομοιώσεις που έγιναν δοκιμάζεται ο έλεγχος των μικροπηγών για τοπικές μεταβολές φορτίου, προκειμένου να διαπιστωθούν τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του ελέγχου που εφαρμόζεται. Η συμπεριφορά του συστήματος ελέγχου κρίνεται ικανοποιητική σε όλες τις περιπτώσεις.

Στη συνέχεια γίνεται ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος ελέγχου στη μεταβολή της καθυστέρησης στην επικοινωνία των μετατροπέων, στη μεταβολή της αντίστασης της γραμμής διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και στη μεταβολή της αναλογίας μεταξύ των ρευμάτων εξόδου των μετατροπέων. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων κρίνεται ότι ο έλεγχος λειτουργεί ικανοποιητικά για διαφορετικές τιμές αντιστάσεων στη γραμμή διασύνδεσης του 2^{ου} μετατροπέα με το φορτίο, καθώς και για διαφορετικές αντιστάσεις στατισμού των μετατροπέων. Όσον αφορά την καθυστέρηση στην επικοινωνία των μετατροπέων παρατηρήθηκε ότι για μεγάλους χρόνους καθυστέρησης υπάρχει στατικό σφάλμα στη ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπέων και σε κάποιες περιπτώσεις πολύ μεγάλη υπερύψωση, γεγονός που σε πραγματικές συνθήκες θα προκαλούσε τη δράση των μέσων προστασίας.

Τέλος παρατίθενται τα διαγράμματα του γεωμετρικού τόπου των ριζών των συναρτήσεων μεταφοράς, προκειμένου να προσδιοριστεί η διαδρομή που ακολουθούν οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης καθώς μεταβάλλονται ο χρόνος καθυστέρησης στην επικοινωνία των μετατροπέων, η αντίσταση στη γραμμή διασύνδεσης του δεύτερου μετατροπέα με το φορτίο του μικροδικτύου και τέλος ο συντελεστής αναλογίας ρευμάτων k_2 . Στα διαγράμματα του γεωμετρικού τόπου ριζών είναι εμφανές ότι το σύστημα παραμένει ευσταθές παρά τη μεταβολή των προαναφερθέντων παραμέτρων.

7.2 Επεκτάσεις της εργασίας

Στο μοντέλο του DC μικροδικτύου που αναπτύχθηκε για τους σκοπούς της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν ιδανικές πηγές συνεχούς τάσης. Προκειμένου να επιτευχθούν ρεαλιστικότερα αποτελέσματα, μπορούν στη θέση αυτών, να χρησιμοποιηθούν μοντέλα πραγματικών διεσπαρμένων πηγών όπως φωτοβολταϊκά ή ανεμογεννήτριες.

Επιπλέον θα μπορούσε το μικροδίκτυο να συνδέεται με εναλλασσόμενο δίκτυο και για τον έλεγχό του θα μπορούσε να εφαρμοστεί και το τρίτο επίπεδο του ιεραρχικού ελέγχου. Σε αυτή την περίπτωση το δεύτερο επίπεδο ελέγχου θα ήταν υπεύθυνο και για το συγχρονισμό του μικροδικτύου με το υπερκείμενο δίκτυο. Το τρίτο επίπεδο ελέγχου θα αναλαμβάνει να ρυθμίσει την ανταλλαγή ενέργειας από το μικροδίκτυο στο υπερκείμενο δίκτυο και αντίστροφα.

