



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

**ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ
ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ
ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Καλαμάτας

Επίβλεψη : Νικόλαος Χατζηαργυρίου, Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2021



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

**ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ
ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ
ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Καλαμάτας

Επίβλεψη : Νικόλαος Χατζηαργυρίου, Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή **την 7^η Ιουλίου 2021**

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

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

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

Αθήνα, Ιούλιος 2021

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

Copyright © Ευάγγελος Καλαμάτας, 2021.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της ευστάθειας συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας όπου συνυπάρχουν δύο τουλάχιστον αντιστροφείς σε παράλληλη σύνδεση, τόσο σε θεωρητικό όσο και σε προσομοιωτικό επίπεδο.

Αρχικά, έγινε αναφορά στην ανάγκη της ανθρωπότητας για καθαρή και ανανεώσιμη ενέργεια, που οδήγησε στην διείσδυση των ΑΠΕ στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Έπειτα, τονίστηκε η αυξανόμενη εμφάνιση των μικροδικτύων και των συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής τα τελευταία χρόνια και πως αυτό το φαινόμενο συνέβαλε στην αναπόφευκτη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος, για την μετατροπή από ac σε dc ή αντίστροφα.

Στα Κεφάλαια 2 και 3 αναπτύχθηκε η απαραίτητη θεωρία για τους ac-dc μετατροπείς πηγής τάσης και των αλγορίθμων ελέγχου τους, καθώς είναι απαραίτητη η γνώση της για την μελέτη συστημάτων όπου συνυπάρχουν πολλαπλά τέτοια κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος. Δύο μέθοδοι ελέγχου αναλύθηκαν, ο έλεγχος ρεύματος και ο έλεγχος τάσης για τριφασικούς αντιστροφείς, αφού πρωτίστως είχε δοθεί μια εικόνα για την δομή και τον έλεγχο κλειστού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα.

Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 4 έγινε διεξοδική ανάλυση της θεωρίας πίσω από το φαινόμενο της ευστάθειας σε μικροδίκτυα που περιλαμβάνουν ηλεκτρονικά ισχύος. Συγκεκριμένα, παρουσιάστηκαν τα διάφορα φαινόμενα και ταλαντώσεις που υφίστανται και σε ποια κλίμακα συχνότητων, αλλά και ποιοι παράγοντες των αντίστοιχων συστημάτων επηρεάζουν περισσότερο την εμφάνισή τους. Για την κατάλληλη αντιμετώπιση αυτού του ζητήματος, δόθηκαν διάφορα μοντέλα για τους αντιστροφείς και δύο μέθοδοι για την ανάλυση ευστάθειας, η μέθοδος των ιδιοτιμών με εξισώσεις χώρου κατάστασης και η μέθοδος των σύνθετων αντιστάσεων με συναρτήσεις μεταφοράς.

Για την μελέτη της ευστάθειας στη παρούσα διπλωματική εργασία επιλέχθηκε η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων. Στο Κεφάλαιο 5 έγινε η μελέτη της μεθόδου σε αντιστροφείς με έλεγχο ρεύματος και τάσης, μεμονομένα, πρώτου γίνεται κάτι αντίστοιχο για ένα μικροδίκτυο με δύο παράλληλους αντιστροφείς, όπου ο ένας ρυθμίζει την τάση του δικτύου και ο άλλος εκτελεί ρύθμιση ισχύος. Για να διαπιστωθεί η ορθότητα της μεθόδου, έγινε χρήση του Matlab, όπου υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος που υπολογίζει τον λόγο αντιστάσεων για την μελέτη της ευστάθειας.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 6 πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο περιβάλλον Simulink για ένα μικροδίκτυο που δομείται από την παράλληλη σύνδεση ενός αντιστροφέα ελέγχου ρεύματος που ακολουθεί το δίκτυο και ενός αντιστροφέα ελέγχου τάσης που ρυθμίζει την τάση και συχνότητα του δικτύου. Αρχικά διαπιστώθηκε η ορθή λειτουργία των αντιστροφέων, μεμονομένα, πριν γίνει η μελέτη της ευστάθειας στο συνδυαστικό κύκλωμα. Τα αποτελέσματα που έδωσε η προσομοίωση για τις διάφορες τιμές των κερδών των ελεγκτών των αντιστροφέων ανέδειξαν την επίδραση τους στην εμφάνιση φαινομένων παραμόρφωσης και προβλημάτων ευστάθειας στο συνδυαστικό δίκτυο. Με την σύγκριση

τους με τα αντίστοιχα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης, επαληθεύτηκε η ορθότητα του μοντέλου σύνθετων αντιστάσεων για την ανάλυση της ευστάθειας .

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, Διεσπαρμένη Παραγωγή, Μικροδίκτυο, Αντιστροφείας πηγής τάσης, Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, Αλγόριθμος ελέγχου τάσης, Ευστάθεια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας, Ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων, Grid-forming inverter, Grid-following inverter, Παραλληλισμός αντιστροφέων, Κριτήριο Nyquist

ABSTRACT

The purpose of this diploma thesis is to study the stability of power systems where two or more voltage source inverters are connected in parallel. Both a theoretical and a simulation approach were implemented.

Initially, the global need for clean and renewable energy is mentioned, which has resulted in an increasing utilization of distributed energy resources and microgrid systems and, therefore, the emergence of power electronic-based grids.

Chapter 2 and 3 presents the theory necessary for voltage source converters and their control algorithms, since it is crucial for the study of systems where multiple converters interact. Two control methods are developed, the current control and voltage control algorithms, after the structure, function and control of the single-phase half-bridge inverter are analyzed.

Furthermore, Chapter 4 cites the theory behind the phenomenon of harmonic stability in microgrids dominated by voltage source converters. Specifically, not only the various undesired harmonics and resonances that occur in such systems over a vast range of frequencies, are presented, but also the factors that cause the existence of these phenomena. Then, the appropriate modeling of the converters is detailed in order to linearize the microgrids and carry out the system stability analysis. Two methods are developed for the analysis, the eigenvalue and the impedance-based analysis.

The impedance-based analysis is selected and, then, thoroughly developed in Chapter 5. In the beginning, individual analysis for both the current and voltage controlled inverters is detailed, before the same is applied for the power microgrid in consideration, which consists of two paralleled inverters interacting. The first inverter regulates its power output by measuring the angle of the grid voltage, which is actively controlled by the second inverter. In order to determine the correct functionality of the impedance-based method, it is modelled in the computer program Matlab and the results are monitored.

Lastly, in Chapter 6, simulations are made in the program Simulink for the power microgrid which consists of two paralleled inverters, one current-controlled who follows the grid (grid-following) and one voltage-controlled who regulates the grid voltage (grid forming). The functionality of the individual inverters is tested before the combinational microgrid is studied for its stability. The results of the simulations for the different variations and changes in the control parameters of the inverters showcase the impact of each individual inverter in the appearance of instability phenomena and distortions in the whole system. These results are, then, compared to the theoretical ones presented in Chapter 5 in order to verify the correctness of the impedance-based analysis.

KEY WORDS

Renewable energy sources, Distributed generation, Microgrid, Voltage source inverter, Current control, Voltage control, Power system stability, Impedance-based analysis, Grid-forming inverter, Grid-following inverter, Paralleled inverters, Nyquist criterion

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής αυτής εργασίας, κ.Νικόλαο Χατζηαργυρίου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα αρκετά ενδιαφέρον και ουσιώδες θέμα.

Επιπλέον, ευχαριστώ θερμά την ερευνήτρια Άλκηστις Χριστίνα Κοντού για την συνεχή και αδιάσπαστη στήριξη και καθοδήγηση καθόλη την διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους καλούς μου φίλους για την στήριξη τους κατά την διάρκεια των φοιτητικών χρόνων μου.

Την εργασία την αφιερώνω στους γονείς μου που αποτελούν πηγή έμπνευσης για μένα.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	14
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	14
1.1 ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	14
1.2 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	15
1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	16
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	18
ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΘΕΩΡΙΑΣ ΕΛΕΓΧΟΥ	18
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	18
2.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ(VOLTAGE SOURCE INVERTER)	18
2.2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας	20
2.2.2 Έλεγχος του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης	22
2.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΣΕ DC.....	27
2.3.1 Μετασχηματισμός Clarke και επίπεδο $\alpha\beta$	30
2.3.2 Μετασχηματισμός Park και dq -επίπεδο	33
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	37
ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ	37
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	37
3.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ dq -ΕΠΙΠΕΔΟ	38
3.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	41
3.3.1 Έλεγχος ρεύματος (<i>current control</i>) αντιστροφέα πηγής τάσης συνδεδεμένο στο δίκτυο.....	41
3.3.2 <i>Phase-Locked Loop (PLL)</i>	44
3.3.3 Εξισώσεις υπολογισμού ενεργού και αέργου ισχύος του αντιστροφέα .46	
3.3.4 Αλγόριθμος του ελέγχου ρεύματος(<i>current control</i>).....	47
3.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ (VOLTAGE CONTROL) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΕ ΑΥΤΟΝΟΜΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ	48
3.4.1 Υπολογισμός τιμών του Pi ελεγκτή	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	55
ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΩΝ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ	55
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	55
4.2 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΕ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΑ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ	55

4.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ(VOLTAGE SOURCE CONVERTER).....	58
4.3.1 Ο Μέσος Όρος Χώρου Κατάστασης (<i>State-Space Averaging</i>).....	59
4.3.2 Μοντέλο Πολλαπλών Συχνοτήτων (<i>Multiple-Frequency Model</i>).....	62
4.3.3 Σύγκριση των διάφορων μοντέλων αρμονικής ευστάθειας	64
4.4 ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ...	65
4.4.1 Ανάλυση Ιδιοτιμών και Ιδιοδιανυσμάτων (<i>Eigenvalue Analysis</i>)	65
4.4.2 Ανάλυση Σύνθετων Αντιστάσεων (<i>Impedance-Based Analysis</i>)	67
4.4.3 Σύγκριση των Μεθόδων Ανάλυσης Αρμονικής Ευστάθειας	69
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	71
ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΠΟΤΕΛΟΥΜΕΝΟ ΑΠΟ ΔΥΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ	71
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	71
5.2 ΙΣΟΔΥΝΑΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ.....	72
5.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΜΙΓΑΔΙΚΩΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ (COMPLEX TRANSFER FUNCTION)	73
5.4 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	75
5.5 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΑΣΗΣ.....	79
5.6 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΔΥΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ.....	82
5.6.1 Μοντέλο Σύνθετων Αντιστάσεων για το σύστημα	83
5.6.2 Αποτελέσματα της ανάλυσης ευστάθειας στο περιβάλλον <i>Matlab</i>	85
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	98
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB/SIMULINK.....	98
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	98
6.2 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΟ SIMULINK (GRID-FOLLOWING INVERTER)	98
6.2.1 Το σύστημα ελέγχου ρεύματος (<i>current control</i>) του αντιστροφέα	100
6.2.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο <i>Simulink</i>	101
6.3 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ SIMULINK (GRID-FORMING INVERTER)	104
6.3.1 Το σύστημα ελέγχου τάσης του αντιστροφέα.....	106
6.3.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο <i>Simulink</i>	108
6.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ ΔΥΟ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΣΤΟ SIMULINK	112
6.4.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο <i>Simulink</i> και σύγκριση με τα αντίστοιχα της θεωρητικής ανάλυσης.....	114
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	139
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΜΕΛΕΤΕΣ	139

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ141

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Στη σύγχρονη εποχή, η ραγδαία τεχνολογική εξέλιξη αλλά και η αύξηση των αναγκών των ανθρώπων σε καθημερινή βάση, συμβάλλει στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση για ηλεκτρική ενέργεια. Ενδεικτικά, ζητήματα όπως η θέρμανση, η τροφή, το διαδίκτυο, οι τηλεπικοινωνίες είναι ορισμένα από τα πολλά που απαιτούν την χρήση της ηλεκτρικής ενέργειας.

Μέχρι και σήμερα, η ηλεκτρική ενέργεια παράγεται ως επί το πλείστον με την εκμετάλλευση ορυκτών καυσίμων (π.χ πετρέλαιο, άνθρακας). Οι ανάγκες, όμως, της σύγχρονης κοινωνίας πολλαπλασιάζουν την χρήση τους, με συνέπεια την αναμενόμενη εξάντλησή τους, στο μέλλον, ειδικά αν ληφθεί υπόψη ότι ο πληθυσμός στη γη ολοένα και αυξάνεται. Δεν αποτελεί αυτό, βέβαια, το μόνο ζήτημα από την εκτεταμένη χρήση αυτών των καυσίμων. Η αξιοποίηση τους γίνεται σε θερμοηλεκτρικούς σταθμούς (ατμοηλεκτρικοί ή πετρελαϊκοί σταθμοί) που μετατρέπουν την χημική τους ενέργεια σε ηλεκτρική, αλλά με ταυτόχρονη εκπομπή ρύπων στην ατμόσφαιρα. Έτσι, με αυτό τον τρόπο η παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας έχει αρνητικές επιδράσεις στην ρύπανση του περιβάλλοντος και συμβάλλει στην οικολογική καταστροφή και το φαινόμενο του θερμοκηπίου. Συγκεκριμένα, ένα ποσοστό 87% των παγκόσμιων αερίων του θερμοκηπίου οφείλεται στην παραγωγή ενέργειας [1].

Τα κοινωνικά και περιβαλλοντικά ζητήματα που προκύπτουν γύρω από την παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας δημιουργούν την ανάγκη για αναζήτηση άλλων μορφών ενέργειας και τρόπων αξιοποίησής τους. Για αυτό τον λόγο, τα τελευταία χρόνια έχει αυξηθεί η ζήτηση και χρήση των ΑΠΕ (Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας). Ως ΑΠΕ ή ήπιες μορφές ενέργειας αποκαλούνται οι μορφές εκμεταλλεύσιμης ενέργειας που προέρχονται από διάφορες φυσικές διαδικασίες, όπως ο άνεμος, η γεωθερμία, η κυκλοφορία του νερού και άλλες. Συγκεκριμένα σύμφωνα με την οδηγία 2009/28/EK του Ευρωπαϊκού Κοινοβουλίου, ως ενέργεια από ανανεώσιμες μη ορυκτές πηγές θεωρείται η αιολική, ηλιακή, αεροθερμική, γεωθερμική, υδροθερμική και ενέργεια των ωκεανών, υδροηλεκτρική, από βιομάζα, από τα εκλυόμενα στους χώρους υγειονομικής ταφής αέρια, από αέρια μονάδων επεξεργασίας λυμάτων και από βιοαέρια [2].

Οι ΑΠΕ είναι φιλικές προς το περιβάλλον, για την εκμετάλλευσή τους δεν απαιτείται κάποια ενεργητική παρέμβαση, όπως εξόρυξη, άντληση ή καύση και δεν υπάρχει φόβος εξάντλησής τους, σε αντίθεση με τα ορυκτά καύσιμα.

Στα σύγχρονα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας, υπάρχει έντονη διείσδυση ΑΠΕ, όπως είναι οι ανεμογεννήτριες (Α/Γ) και τα αιολικά πάρκα, τα φωτοβολταϊκά(Φ/Β), τα

υδροηλεκτρικά φράγματα κ.λ.π. Πέρα από τους συμβατικούς, μεγάλης κλίμακας σταθμούς παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που χρησιμοποιούν ΑΠΕ, η εκμετάλλευση τους συνήθως γίνεται από τις πηγές Διεσπαρμένης ή Αποκεντρωμένης Παραγωγής (Distributed Energy Resources). Τυπικές μορφές διεσπαρμένης παραγωγής αποτελούν τα φωτοβολταϊκά οροφής, οι ανεμογεννήτριες, οι κυψέλες καυσίμου, οι μικροτουρμπίνες και συστήματα αποθήκευσης ενέργειας μπαταριών (Battery Energy Storage System-BESS) [3]. Η διεσπαρμένη παραγωγή (ΔΠ) περιλαμβάνει μοντέρνα, μικρά, τοπικά δίκτυα (microgrids) που είτε λειτουργούν αυτόνομα (island mode) είτε συνδέονται και συγχρονίζονται με το κεντρικό δίκτυο [21]. Αυτή η ευελιξία καθιστά την αποκεντρωμένη παραγωγή ιδιαίτερα σημαντική για το σύστημα διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας, αφού επιδρά θετικά στην αντοχή του δικτύου και παρέχει ισχύ σε έκτακτες περιπτώσεις. Άλλα πλεονεκτήματα από την χρήση μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής είναι η προσφορά ενέργειας σε απομακρυσμένες περιοχές, όπου η επιλογή των παραδοσιακών γραμμών διανομής δεν είναι δυνατή, και η μείωση της υπερφόρτωσης των γραμμών διανομής [4].

Παρόλο που η υψηλή διείδυση ΑΠΕ και η διεσπαρμένη παραγωγή αποτελούν θετικές εξελίξεις στον χώρο της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, δημιουργούνται ταυτόχρονα ανησυχίες και προκλήσεις σχετικά με τον έλεγχο και την προστασία τέτοιων συστημάτων. Αρχικά, η διαθεσιμότητα των «πρώτων υλών» των ΑΠΕ, όπως είναι ο ήλιος και ο αέρας για παράδειγμα, δεν είναι σταθερή, με συνέπεια ο υπολογισμός της να εξαρτάται από μοντέλα προβλέψεων. Αυτό επιφέρει δυσκολίες σχετικά με την ποιότητα και ποσότητα της παρεχόμενης ισχύος των συστημάτων που χρησιμοποιούν ΑΠΕ. Επιπρόσθετα, εμφανίζονται και ζητήματα όπως η αμφίδρομη ροή ισχύος σε μονάδες χαμηλής ισχύος που έχει αρνητικές επιδράσεις στη προστασία του δικτύου και μπορεί να οδηγήσει σε ελαττωματική διανομή του ρεύματος. Τέλος, οι μεταβάσεις από αυτόνομη σύνδεση σε σύνδεση με το υπόλοιπο δίκτυο μπορούν να οδηγήσουν σε θέματα ευστάθειας, ενώ οι αλληλεπιδράσεις των συστημάτων ελέγχου ίσως προκαλέσουν τοπικές ανεπιθύμητες ταλαντώσεις.

Ένα άλλο φαινόμενο που είναι αξιοπρόσεχτο είναι η χαμηλή αδράνεια που εμφανίζεται στις μονάδες ΔΠ που χρησιμοποιούν ΑΠΕ ως πηγές ενέργειας. Αυτές οι μονάδες συνδέονται συνήθως με το δίκτυο διανομής μέσω ηλεκτρονικών ισχύος (power electronics), όπως οι αντιστροφείς (inverters), για τον έλεγχο της ροής της ενεργούς και αέργου ισχύος μεταξύ ΑΠΕ και του υπολοίπου δικτύου. Τα ηλεκτρονικά ισχύος, όμως, δεν παρέχουν στο σύστημα μηχανική αδράνεια, σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ), όπου η ύπαρξη μεγάλου αριθμού σύγχρονων γεννητριών εξασφαλίζει μεγάλη αδράνεια και σταθερότητα μέσω του δρομέα τους, που λειτουργεί ως αποθήκη κινητικής ενέργειας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα προβλήματα ευστάθειας και ποιότητας ισχύος στο δίκτυο.

1.2 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Παρατηρούμε λοιπόν ότι οι μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής, για την διασύνδεση τους με το υπόλοιπο δίκτυο, απαιτούν, πολλές φορές, την χρήση ηλεκτρονικών ισχύος, με αποτέλεσμα να καθίσταται σημαντική η μελέτη της ευστάθειας σε αυτές τις περιπτώσεις.

Σκόπος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η αναζήτηση των βασικών προβλημάτων ευστάθειας που εμφανίζονται σε δίκτυα κυριαρχούμενα από μετατροπείς πηγής τάσης, η μοντελοποίηση των συστημάτων αυτών και η παρουσίαση των δύο βασικών μεθόδων, σύμφωνα με την βιβλιογραφία, για την ανάλυση του συγκεκριμένου προβλήματος. Εμβάθυνση θα γίνει στη περίπτωση της παράλληλης σύνδεσης αντιστροφέων, όπου είναι μείζονος σημασίας η ανάδειξη της αλληλεπίδρασης των συστημάτων ελέγχου τους. Συγκεκριμένα, θα μελετηθεί πως επηρεάζουν τα κέρδη των ελεγκτών που επιλέγονται στην σχεδίαση των συστημάτων ελέγχου των αντιστροφέων σε αυτή την περίπτωση.

Για την αποτελεσματική ανάδειξη του ζητήματος που θίγει η διπλωματική, αυτή, εργασία, θα αναπτυχθεί ένα συγκεκριμένο μαθηματικό μοντέλο για ένα μικροδίκτυο δύο παράλληλων αντιστροφέων και θα παρατηρηθούν τα αποτελέσματα που δίνει, με την βοήθεια του προγράμματος Matlab. Η επαλήθευση της ορθότητας της μαθηματικής αυτής μοντελοποίησης θα γίνει με προσομοίωση του συνδυαστικού αυτού δικτύου στο περιβάλλον Simulink, τα αποτελέσματα της οποίας θα συγκριθούν με τα αντίστοιχα θεωρητικά.

1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η παρούσα εργασία οργανώνεται σε επτά κεφάλαια:

- ✓ Στο **Κεφάλαιο 2** αναλύεται το μοντέλο και η δομή ενός αντιστροφέα πηγής τάσης καθώς και οι μαθηματικοί μετασχηματισμοί που απαιτούνται για την υλοποίηση του ελέγχου του.
- ✓ Στο **Κεφάλαιο 3** παρατίθενται οι μέθοδοι ελέγχου, ρεύματος και τάσης αντίστοιχα, που εφαρμόζονται στους τριφασικούς αντιστροφείς και οι αλγόριθμοί τους
- ✓ Στο **Κεφάλαιο 4** παρουσιάζονται τα προβλήματα ευστάθειας που εμφανίζονται στα μικροδίκτυα κυριαρχούμενα από ηλεκτρονικά ισχύος και οι διάφοροι μέθοδοι μοντελοποίησης και ανάλυσης τους.
- ✓ Στο **Κεφάλαιο 5** περιγράφεται εκτενώς η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων για την ευστάθεια του συστήματος προς εξέταση, που αποτελείται από δύο αντιστροφείς σε παράλληλη σύνδεση.
- ✓ Στο **Κεφάλαιο 6** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που εκτελέστηκαν στο Matlab/Simulink για τον έλεγχο ρεύματος, τάσης αλλά και για την λειτουργία του συστήματος που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Έπειτα γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων αυτών με τα αποτελέσματα της μαθηματικής ανάλυσης του προηγούμενου κεφαλαίου.
- ✓ Στο **Κεφάλαιο 7** γίνεται μια σύνοψη της εργασίας και προτείνονται τρόποι βελτίωσης και επέκτασής της.

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΘΕΩΡΙΑΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Για να επιτευχθεί η ανάλυση της ευστάθειας στο μικροδίκτυο αντιστροφών που θα υλοποιηθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, θα πρέπει, πρωτίστως, να περιγραφεί το κύκλωμα που ορίζεται ως αντιστροφέας πηγής τάσης (Voltage Source Inverter-VSI). Σε αυτό το κεφάλαιο θα δοθεί το βασικό μοντέλο και η θεωρία ελέγχου του, που είναι απαραίτητα για την υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου και τον σχεδιασμό του συστήματος προς μελέτη [5].

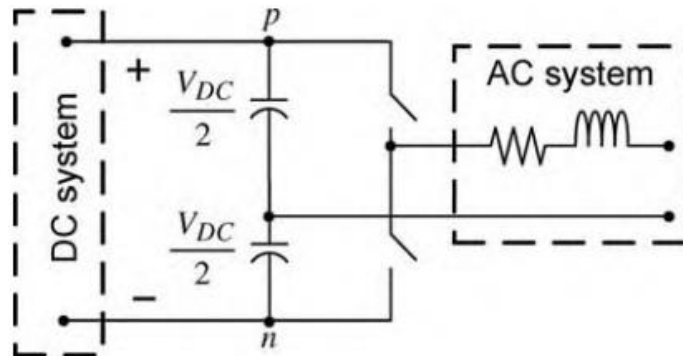
2.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ (VOLTAGE SOURCE INVERTER)

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται το βασικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας. Η δομή του περιέχει ένα κάτω και ένα άνω διακοπτικό κελί. Κάθε κελί περιλαμβάνει έναν πλήρως ελεγχόμενο διακόπτη σε αντιπαράλληλη σύνδεση με μία δίοδο ελεύθερη διέλευσης, όπου το ρεύμα μπορεί να διελύσει και από τις δύο κατευθύνσεις, με αποτέλεσμα αμφίδρομη ροή ισχύος. Ο διακόπτης είναι συνήθως κάποιο ημιαγωγικό στοιχείο όπως IGBT's, MOSFET's, θυρίστορ, GTOs, ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου [6]. Το dc σύστημα που διατηρεί την τάση στους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές μπορεί να είναι μια απλή πηγή τάσης, μια μπαταρία ή θα μπορούσε να είναι η dc πλευρά ενός άλλου μετατροπέα πηγής τάσης. Ο αντιστροφέας καλείται δύο επιπέδων καθώς η ac τάση συνήθως βρίσκεται είτε στην τιμή του κόμβου p ($+ \frac{V_{dc}}{2}$) ή του κόμβου n ($- \frac{V_{dc}}{2}$), ανάλογα ποιος διακόπτης άγει την κάθε φορά. Η θεμελιώδης συνιστώσα στην ac πλευρά συνήθως ελέγχεται με την τεχνική διαμόρφωσης γνωστή ως PWM (Pulse Width Modulation).

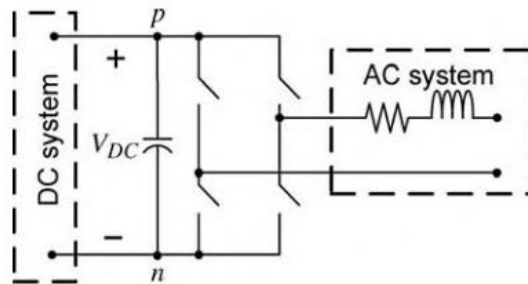
Μια επέκταση του μονοφασικού αντιστροφέα που περιγράφηκε είναι ο μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας του Σχήματος 2.2. Ουσιαστικά παρατηρείται παράλληλη σύνδεση δύο αντιστροφών ημιγέφυρας στην dc πλευρά τους. Ένα πλεονέκτημα αυτής της σύνδεσης είναι ότι, για δεδομένη dc τάση, η τάση που σχηματίζεται στην ac πλευρά είναι δύο φορές μεγαλύτερη σε σχέση με την περίπτωση του ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, που οδηγεί σε πιο αποδοτική υλοποίηση της dc τάσης και των διακοπτικών κελιών.

Στο Σχήμα 2.3 παρατίθεται το σχηματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, που αποτελεί και αυτός επέκταση του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

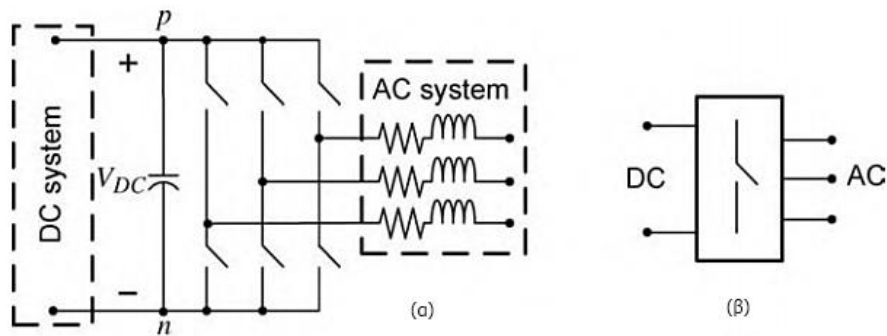
Συνήθως, στις περισσότερες εφαρμογές, ο τριφασικός αντιστροφέας συνδέεται με το ac σύστημα μέσω ενός τριφασικού μετασχηματιστή.



Σχήμα 2.1 : Μονοφασικός Αντιστροφέας Πηγή Τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας [5].



Σχήμα 2.2 : Μονοφασικός Αντιστροφέας Πηγή Τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας [5].



Σχήμα 2.3 : α) Σχηματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, β) Συμβολική αναπαράσταση ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

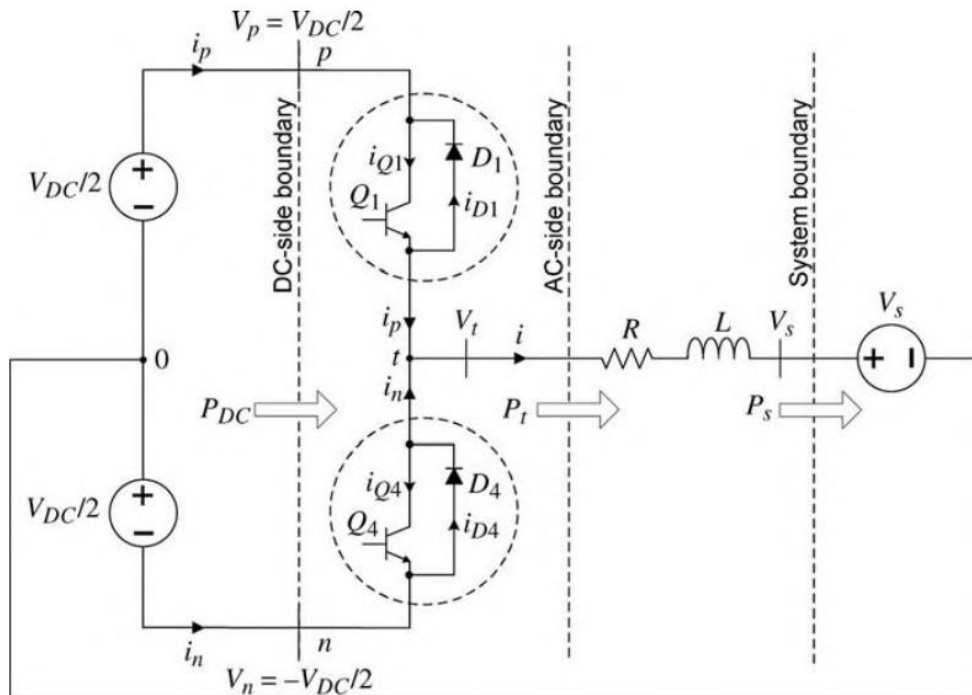
Για την μελέτη, λοιπόν, του τριφασικού αντιστροφέα και των μορφών ελέγχου του, πρέπει, αρχικά, να αναλυθεί η δυναμική συμπεριφορά του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας, που αποτελεί το δομικό του στοιχείο.

2.2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

Το Σχήμα 2.4 απεικονίζει το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το κάθε διακοπτικό κελί κατασκευάζεται με την αντιπαράλληλη σύνδεση ενός πλήρως ελεγχόμενου διακοπτικού στοιχείου και μιας διόδου και ονομάζεται ως *διακόπτης αντίστροφης αγωγής* (reverse-conducting switch). Στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιείται το τρανζίστορ ως ο ημιαγωγός του διακόπτη. Επομένως το άνω κελί περιλαμβάνει την δίοδο D_1 και το τρανζίστορ Q_1 , ενώ αντίστοιχα το κάτω κελί συντίθεται από την δίοδο D_4 και το τρανζίστορ Q_4 . Η θετική ροή του ρεύματος στα τρανζίστορ θεωρείται η ροή από τον συλλέκτη στον εκπομπό και στις διόδους από την άνοδο στην κάθοδο. Τα ρεύματα, επομένως, στο άνω και κάτω κελί, αντίστοιχα, ορίζονται ως $i_p = i_{Q1} - i_{D1}$ και $i_n = -(i_{Q4} - i_{D4})$.

Οι κόμβοι p και n εκφράζουν τους ακροδέκτες της dc πλευράς. Αντίστοιχα, ο κόμβος της ac πλευράς συμβολίζεται με t . Στην dc πλευρά, ο αντιστροφέας ημιγέφυρας συνδέεται με δύο πανομοιότυπες πηγές τάσεις, η καθεμία με τιμή $V_{dc} / 2$. Το σημείο σύνδεσης τους εκφράζεται με το σύμβολο θ . Ο κόμβος αυτός αποτελεί τον κόμβο της τάσης αναφοράς.

Στην ac πλευρά του αντιστροφέα, η τάση εξόδου του συμβολίζεται με V_t και είναι μια διακοπτική τετραγωνική παλμοσειρά. Στη συνέχεια, οι ακροδέκτες εξόδου του αντιστροφέα συνδέονται μέσω βαθυπερατού RL φίλτρου στο ac δίκτυο, του οποίου η τάση συμβολίζεται με V_s . Το φίλτρο χρησιμοποιείται για την μείωση των ανεπιθύμητων παραμορφώσεων που προκαλούν οι ανώτερες αρμονικές στην τάση εξόδου V_t και την δημιουργία ενός σχεδόν ημιτονοειδούς σήματος στην έξοδο. Ο αρνητικός ακροδέκτης της V_s συνδέεται με τον κόμβο θ , ο οποίος αποτελεί τον κόμβο αναφοράς για τον υπολογισμό των διαφορών τάσεων του κυκλώματος. Τέλος, η P_{DC} συμβολίζει την στιγμιαία ισχύ στην dc πλευρά, με P_s αναπαρίσταται η ισχύς που παραδίδεται στην ac πλευρά και P_t είναι η ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα.



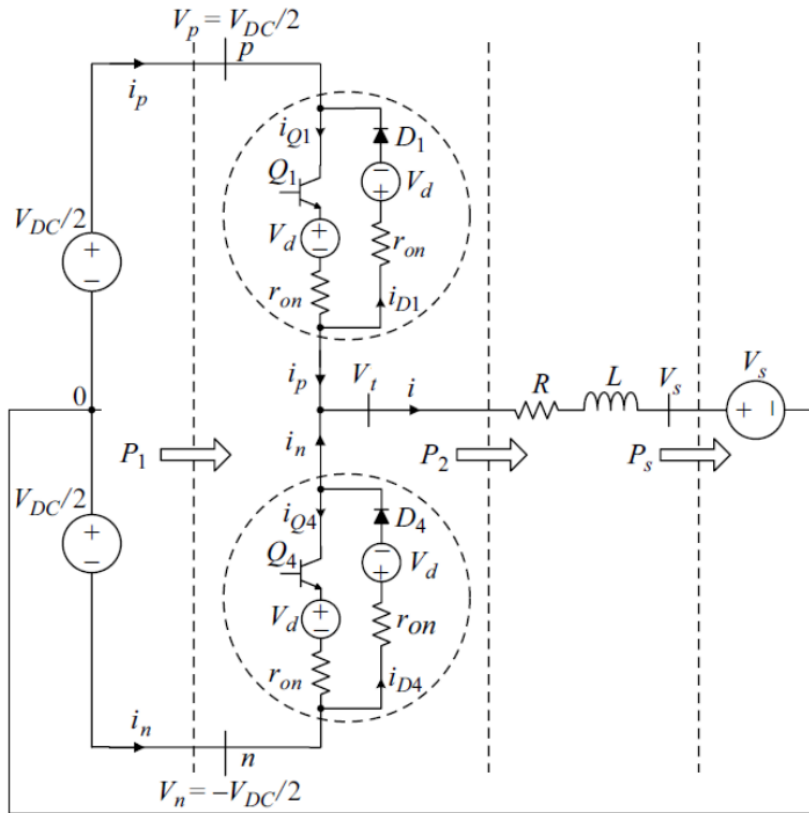
Σχήμα 2.4 : Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας [5].

Στην πραγματικότητα, όμως, τα διακοπτικά στοιχεία στους αντιστροφέας δεν είναι ιδανικά, άρα θα πρέπει να μελετηθεί ο αντίστοιχος αντιστροφέας ημιγέφυρας που δεν έχει ιδανική λειτουργία. Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται πολυπλοκότερα μοντέλα για τα τρανζίστορ και τις διόδους, που περιλαμβάνουν τις επιδράσεις των εσωτερικών τάσεων, αντιστάσεων και των μεταβατικών φαινομένων.

Για την ευκολότερη μετέπειτα ανάλυση, γίνεται υπόθεση των παρακάτω συνθηκών:

- Στην κατάσταση αγωγής, κάθε διακόπτης μοντελοποιείται ως μια εσωτερική πηγή τάσης σε σειρά με μια αντίσταση.
- Στην περίοδο αποκοπής, κάθε διακοπτικό στοιχείο αντικαθίσταται από ανοιχτοκύκλωμα.
- Κάθε τρανζίστορ ενεργοποιείται στιγμιαία, αλλά η αντίθετη διαδικασία έχει ως αποτέλεσμα το φαινόμενο του ρεύματος απορροής.
- Η μετάβαση, στις διόδους, από την αγωγή στην αποκοπή είναι ακαριαία, στην αντίθετη περίπτωση, όμως, παρατηρείται το φαινόμενο του αντίστροφου ρεύματος ανάκαμψης.

Το σχηματικό διάγραμμα του μη-ιδανικού αντιστροφέα ημιγέφυρας παρατίθεται στο Σχήμα 2.5. Σε κάθε τρανζίστορ και δίοδο, η εσωτερική πηγή τάσης αντιπροσωπεύεται από την V_d , ενώ η r_{on} συμβολίζει την εσωτερική αντίσταση του στοιχείου, κατά την περίοδο αγωγής του.

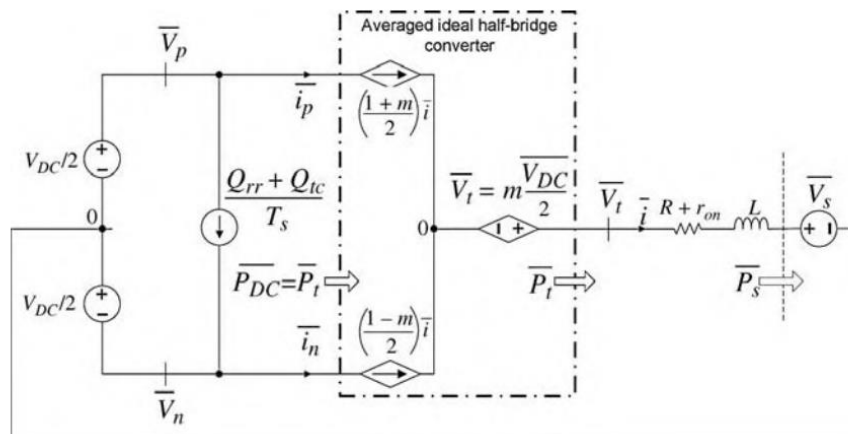


Σχήμα 2.5 : Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας με μη ιδανικά διακοπτικά στοιχεία [5].

Για να καταστεί δυνατή η ανάλυση του ελέγχου του μονοφασικού αντιστροφέα, γίνεται εφαρμογή του μοντέλου μέσου όρου. Με αυτό τον τρόπο, οι μεταβλητές που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια θα αντιστοιχούν στις μέσες τιμές στη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου. Για να είναι, όμως, πιο εύκολη η ανάλυση θα παραληφθεί η μπάρα πάνω από τις μεταβλητές, που αποτελεί το σύμβολο της μέσης τιμής.

2.2.2 Έλεγχος του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης

Στο Σχήμα 2.6 παρατίθεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μέσου όρου για τον μη-ιδανικό μονοφασικό αντιστροφέα ημιγέφυρας.



Σχήμα 2.6 : Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μέσου όρου ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας με μη ιδανικά διακοπτικά στοιχεία [5].

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων Κίρχοφ στην ac πλευρά του κυκλώματος, υπολογίζεται η δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος ως εξής:

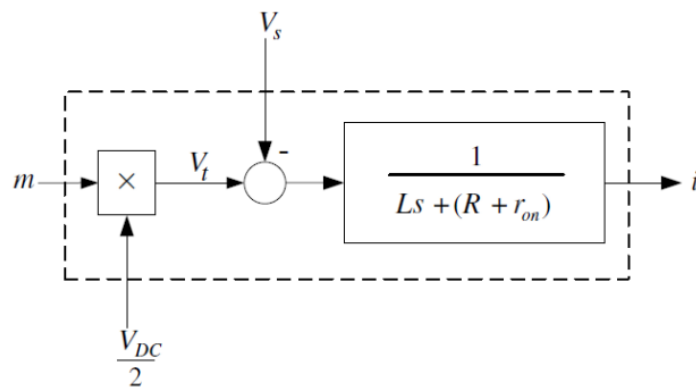
$$L \frac{di}{dt} + (R + r_{on}) i = V_t - V_s \quad (2.1)$$

όπου

$$V_t = \frac{V_{DC}}{2} m \quad (2.2)$$

Στην (2.1), το ρεύμα i είναι η μεταβλητής κατάσταση, V_t η είσοδος ελέγχου και V_s η διαταραχή εισόδου. Με m συμβολίζεται το σήμα διαμόρφωσης πλάτους του αντιστροφέα και μέσω αυτού, όπως διαπιστώνεται από την εξίσωση (2.2), ελέγχεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα V_t . Το σήμα διαμόρφωσης m υπολογίζεται από την τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα που έχει ήδη αναφερθεί, την PWM.

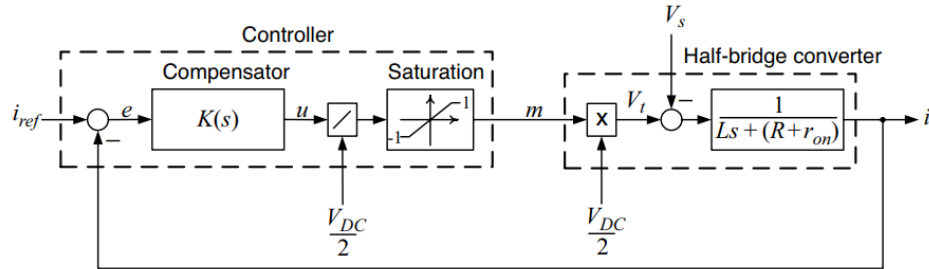
Το διάγραμμα μπλοκ ελέγχου του συστήματος περιγράφεται στο Σχήμα 2.7, που περιλαμβάνει μια δομή ανοιχτού βρόχου. Για την ρύθμιση, όμως, του ρεύματος i θα χρειαστεί έλεγχος κλειστού βρόχου, που περιέχει τον κλάδο ανάδρασης που είναι απαραίτητος σε αυτή την περίπτωση.



Σχήμα 2.7 : Διάγραμμα ελέγχου ανοιχτού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

Ο έλεγχος κλειστού βρόχου μπορεί να υλοποιηθεί με το σύστημα του Σχήματος 2.8, όπου το ρεύμα αναφοράς i_{ref} συγκρίνεται με το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα i , με συνέπεια τη δημιουργία του σήματος σφάλματος e . Δηλαδή $e = i_{ref} - i$. Στη συνέχεια, ελέγχεται το σφάλμα μέσω του ρυθμιστή $K(s)$ και παράγεται το σήμα ελέγχου u , το οποίο διαιρείται με την τιμή $V_{DC}/2$ για την εξαγωγή του σήματος διαμόρφωσης m . Αν είναι γνωστή η τιμή της dc τάσης, τότε η τιμή $V_{DC}/2$ είναι, επίσης, γνωστή και η ρύθμιση του

κέρδους καθίσταται ευκολότερη. Τέλος, παρατηρείται η χρήση περιοριστή μεταξύ των τιμών $[-1,1]$ για το σήμα διαμόρφωσης m , καθώς είναι απαραίτητο να παραμένει σε αυτό το εύρος τιμών, πρώτου παραδοθεί για διαμόρφωση στον PWM ελεγκτή, λόγω της πιθανότητας υπερδιαμόρφωσης.



Σχήμα 2.8 : Διάγραμμα ελέγχου κλειστού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

Είναι, επομένως, ιδιαίτερα σημαντική η σχεδίαση ενός κατάλληλου ρυθμιστή, ανάλογα με τον τύπο του σήματος αναφοράς και της επιθυμητής απόδοσης. Αυτή μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους, αλλά για τον σκοπό αυτής της διπλωματικής εργασίας, θεωρείται ότι το ρεύμα αναφοράς είναι μια βηματική συνάρτηση και η τάση V_s είναι συνεχής και, επομένως, ο ρυθμιστής είναι της μορφής $K(s) = (k_p s + k_i) / s$. Αυτός ο ελεγκτής ονομάζεται PI (Proportional-Integral) ελεγκτής, όπου k_p είναι το αναλογικό κέρδος και k_i το ολοκληρωτικό κέρδος. Επομένως, έχουμε την εξής συνάρτηση μεταφοράς:

$$K(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.3)$$

Το ολοκληρωτικό κομμάτι του PI ελεγκτή εγγυάται ότι το ρεύμα i ακολουθεί την τιμή του ρεύματος αναφοράς i_{ref} , με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, ανεξαρτήτως διαταραχής V_s .

Παρατηρώντας το σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου του Σχήματος 2.8, μπορεί να υπολογιστεί το κέρδος ανοιχτού βρόχου ως εξής:

$$\begin{aligned}
 l(s) &= K(s) \frac{1}{V_{DC}/2} \frac{V_{DC}}{2} \frac{1}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow \\
 l(s) &= K(s) \frac{1}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow l(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \frac{1}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow \\
 l(s) &= \frac{k_p s + k_i}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow l(s) = \frac{k_p s + k_i}{s [Ls + (R + r_{on})]} \Rightarrow \\
 l(s) &= \frac{k_p}{Ls} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{(R + r_{on})}{L}} \quad (2.4)
 \end{aligned}$$

Το σύστημα που προέκυψε στην (2.4) περιέχει έναν ευσταθή πόλο στο $p = -(R + r_{on})/L$, ο οποίος σε τυπικές συνθήκες, βρίσκεται κοντά στην αρχή των αξόνων και αντιστοιχεί σε αργή φυσική απόκριση. Επιπλέον, επειδή οι τιμές των πηνίων και αντιστάσεων είναι θετικές, ο πόλος βρίσκεται στο αριστερό μιγαδικό επίπεδο.

Για την βελτίωση της συχνοτικής απόκρισης ανοιχτού βρόχου, ο πόλος p δύναται να ακυρωθεί με την τοποθέτηση ενός μηδενικού στον ΠΙ ελεγκτή. Για τον σκοπό αυτό επιλέγονται οι λόγοι $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R + r_{on}}{L}$ και $\frac{k_p}{L} = \frac{1}{t_i}$, όπου t_i είναι η επιθυμητή χρονική σταθερά του συστήματος κλειστού βρόχου. Επομένως, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου υπολογίζεται ως εξής:

$$G_i(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{l(s)}{1 + l(s)} = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (2.5)$$

που αποτελεί μια πρώτης τάξεως συνάρτηση μεταφοράς με μοναδιαίο κέρδος. Η σταθερά χρόνου θα πρέπει να είναι μικρή ώστε να υπάρξει γρήγορη απόκριση του ελέγχου ρεύματος, αλλά επαρκώς μεγάλη ώστε ο λόγος $\frac{1}{\tau_i}$, που είναι το εύρος ζώνης του συστήματος, να είναι

αρκετά μικρότερο από την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Συνήθως είναι προτιμητέο ένα μέγεθος δέκα φορές μικρότερο και ανάλογα τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής και της τιμής της διακοπτικής συχνότητας, επιλέγεται η σταθερά μεταξύ 0,5-5 ms.

Επειδή, όμως, στις περισσότερες περιπτώσεις, ο αντιστροφέας ημιγέφυρας χρησιμοποιείται ως το βασικό συστατικό στοιχείο των τριφασικών ac αντιστροφέων, θα πρέπει να μελετηθεί η απόκριση του για ημιτονοειδείς εισόδους.

Αρχικά θεωρείται το απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου του αντιστροφέα ημιγέφυρας, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.9. Υποτίθεται ότι η τάση V_s του δικτύου, όπως συμβολίζεται στο Σχήμα 2.6, είναι ημιτονοειδής συνάρτηση του χρόνου με γωνιακή συχνότητα ω_0 , που αντιστοιχεί, στην περίπτωση αυτή, στα τυπικά 50 Hz ($\omega_0 = 2\pi f$). Ο ελεγκτής, επομένως, θα

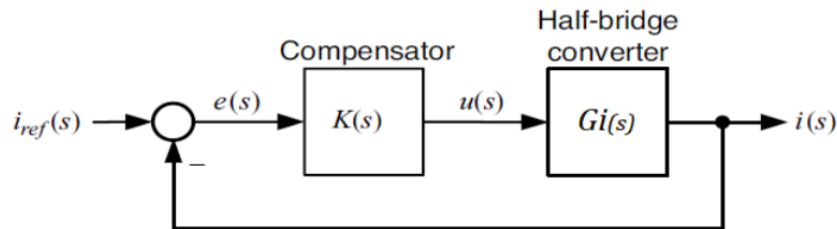
πρέπει να ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς που, σε αυτή την περίπτωση, είναι ένα ημιτονοειδές σήμα της μορφής:

$$i_{ref}(t) = \hat{I} \cos(\omega_0 t + \varphi) \text{ unit}(t) \quad (2.6)$$

όπου \hat{I} και φ αποτελούν το πλάτος και την αρχική φάση του σήματος, αντίστοιχα, και $\text{unit}(t)$ η μοναδιαία βηματική συνάρτηση. Αντικαθιστώντας την (2.6) στην συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου (2.5), η απόκριση μόνιμης κατάστασης του ρεύματος i είναι της μορφής:

$$i(t) = \frac{\hat{I}}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}} \cos(\omega_0 t + \varphi + \delta) \quad (2.7)$$

Με δ συμβολίζεται η μετατόπιση φάσης και ισούται με $\delta = -\tan^{-1}(\tau_i \omega_0)$ (2.8).



Σχήμα 2.9 : Απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου κλειστού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

Οι δύο παραπάνω εξισώσεις υποδεικνύουν ότι το ρεύμα i ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς με σφάλματα τόσο όσον αφορά το πλάτος όσο και στην φασική γωνία. Με βάση την (2.7), το πλάτος του i είναι ανάλογο του $\frac{1}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}}$ και, συνεπώς, μικρότερο του \hat{I} . Επιπρόσθετα, το i έπεται του i_{ref} κατά γωνία δ . Τα δύο αυτά σφάλματα εξαρτώνται από τον παράγοντα $(\tau_i \omega_0)$ και, άρα, από την χρονική σταθερά τ_i .

Θα πρέπει λοιπόν να επιλέγει αρκετά μικρή τιμή για το τ_i ώστε να είναι αμελητέα τα σφάλματα, κάτι που οι εκάστοτε συνθήκες και απαιτήσεις του συστήματος δεν το επιτρέπουν. Για παράδειγμα για $\tau_i = 2ms$ η απόκριση θεωρείται αρκετά γρήγορη στους συμβατικούς αντιστροφείς υψηλής ισχύος, αλλά σε σύστημα των 50 Hz, ο ελεγκτής ακολουθεί ρεύμα με σφάλμα πλάτους 15,33% και καθυστέρηση φάσης 32,14°.

Για καλύτερη μελέτη του μηχανισμού ακολουθίας των χρονικά περιοδικών σημάτων, με βάση το Σχήμα 2.9 προκύπτει ότι το κέρδος βρόχου του συστήματος κλειστού βρόχου είναι:

$$l(s) = K(s)G_i(s). \quad (2.9)$$

Η απόκριση, λοιπόν, του συστήματος ισούται με:

$$G(s) |_{s=j\omega} = \frac{l(j\omega)}{1+l(j\omega)}, \quad (2.10)$$

και μπορεί να εκφραστεί στις πολικές συντεταγμένες ως εξής:

$$G(j\omega) = |G_i(j\omega)| e^{j\delta}, \quad (2.11)$$

όπου $|G(j\omega)|$ το πλάτος και δ η φάση, αντίστοιχα, της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου του αντιστροφέα.

Είναι γνωστό από τον ορισμό της απόκρισης συχνότητας ότι, αν εισέλθει ένα ημιτονοειδές σήμα σε ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα, η απόκριση στη μόνιμη κατάσταση θα έχει ίδιο πλάτος διηρημένο με $|G(j\omega)|$ και η φάση θα έχει καθυστέρηση κατά γωνία δ . Για να επιτευχθεί, επομένως, μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, θα πρέπει $|G(j\omega_0)|=1$ και $\delta=0$. Παρατηρώντας την εξίσωση (2.10), αυτό συμβαίνει μόνο αν $|l(j\omega_0)|=+\infty$. Γενικά, για τον έλεγχο ημιτονοειδούς σήματος με μηδενικό σφάλμα, οι ασταθείς πόλοι του μετασχηματισμού Laplace θα πρέπει να συμπεριληφθούν στον ελεγκτή, με αποτέλεσμα και την απαλοιφή των όποιων διαταραχών κάνουν την εμφάνιση τους στη μόνιμη κατάσταση. Εναλλακτικά, θα μπορούσε να σχεδιαστεί ένας ρυθμιστής με μεγάλο εύρος ζώνης, τόσο ώστε να ξεπερνάει την συχνότητα του σήματος αναφοράς. Σε αυτή την περίπτωση, όμως, δεν έχουμε ενσωμάτωση των ασταθών πωλών στον ελεγκτή, με αποτέλεσμα μη μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση και λιγότερο ικανοποιητικό έλεγχο.

Το συμπέρασμα, λοιπόν, είναι ότι, στην περίπτωση του αποτελεσματικού ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης, όπου ένα μικρό εύρος ζώνης είναι απαραίτητο, δεν είναι δυνατή η άμεση ακολουθία ημιτονοειδών σημάτων αναφοράς. Αντίθετα, θα πρέπει να γίνει μετατροπή των σημάτων αυτών σε συνεχή για να είναι εφικτή η χρήση ΠΙ ελεγκτών, οι οποίοι λειτουργούν ικανοποιητικά στην περίπτωση ελέγχου DC διεγέρσεων. Επομένως, είναι σημαντικό να δωθεί η ανάλυση των διαφόρων μετασχηματισμών των χρονικά περιοδικών σημάτων, που υπάρχουν στα ac συστήματα, στα αντίστοιχα συνεχή.

2.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΣΕ DC

Για τον ορισμό των τύπων μετασχηματισμού των ημιτονοειδών σημάτων, πρώτα θα χρειαστεί να μελετηθεί η αναπαράσταση τους με φασιθέτες χώρου. Για τον σκοπό αυτό, θεωρούνται οι παρακάτω τρεις συναρτήσεις για ένα συμμετρικό, τριφασικό σύστημα:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= f \cos(\omega t + \theta_0) \\ f_b(t) &= f \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_c(t) &= f \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

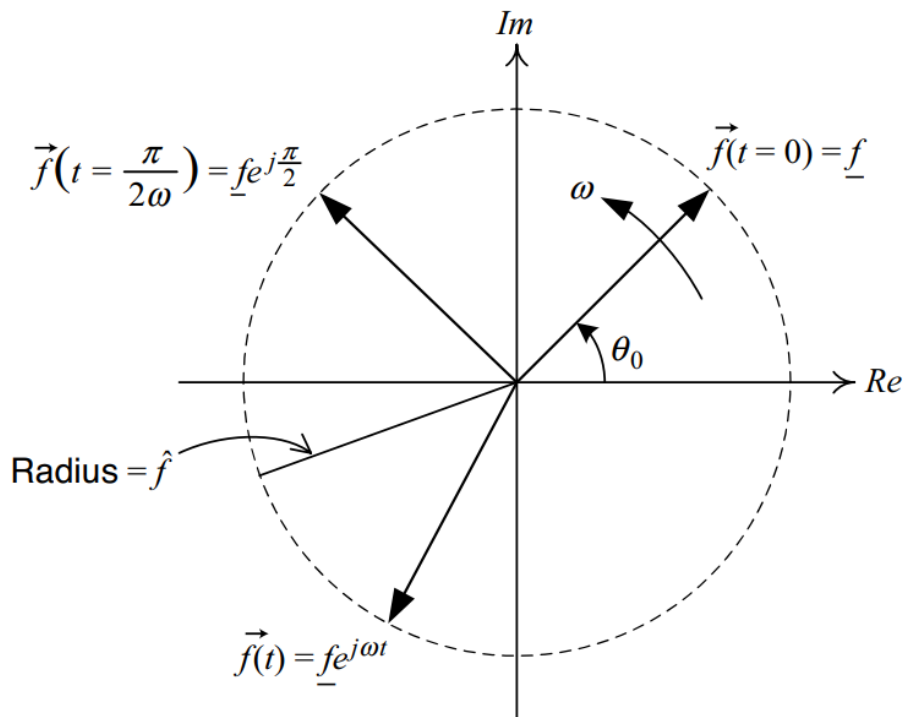
όπου f , θ_0 και ω είναι το πλάτος, η αρχική φάση και η γωνιακή συχνότητα του σήματος, αντίστοιχα. Σε αυτή την περίπτωση, ο φασιθέτης ορίζεται ως εξής:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right] \quad (2.13)$$

Με αντικατάσταση στην (2.13) την (2.12) και με χρήση των γνωστών ταυτοτήτων $\cos \theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ και $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} \equiv 0$, υπολογίζεται ότι:

$$\vec{f}(t) = (f e^{j\theta_0}) e^{j\omega t} = f e^{j\omega t} \quad (2.14)$$

Η f μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα διάνυσμα στο μιγαδικό επίπεδο και, με σταθερό f , αυτό το διάνυσμα είναι ανάλογο του συμβατικού φασιθέτη που χρησιμοποιείται για την ανάλυση γραμμικών κυκλωμάτων με ευσταθή ημιτονοειδή σήματα στη μόνιμη κατάσταση. Σε αυτή την περίπτωση, το πέρας της συνάρτησης $\vec{f}(t)$ κινείται κυκλικά γύρω από την αρχή των αξόνων στο μιγαδικό επίπεδο, όπως είναι φανερό από το Σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.10 : Αναπαράσταση του φασιθέτη χώρου $\vec{f}(t)$ στο μιγαδικό επίπεδο [5].

Με βάση την (2.14), παρατηρείται ότι, ουσιαστικά, ο φασιθέτης χώρου $\vec{f}(t)$ είναι ο ίδιος με τον f , που στρέφεται αντιωρολογιακά με γωνιακή ταχύτητα ω . Η μορφή της (2.14) παραμένει ίδια, ανεξάρτητα από την σταθερότητα του πλάτους. Δηλαδή, αν f είναι χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση, ο αντίστοιχος φασιθέτης αποτελεί, με την σειρά του, μια μιγαδική συνάρτηση του χρόνου.

Ένα τριφασικό σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί με χωρικούς φασιθέτες και στην περίπτωση που η συχνότητα μεταβάλλεται ως προς τον χρόνο. Δηλαδή, θεωρείται το εξής τριφασικό σήμα:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= f(t)[\theta(t)], \\ f_b(t) &= f(t) \left[\theta(t) - \frac{2\pi}{3} \right], \\ f_c(t) &= f(t) \left[\theta(t) - \frac{4\pi}{3} \right]. \end{aligned} \quad (2.15)$$

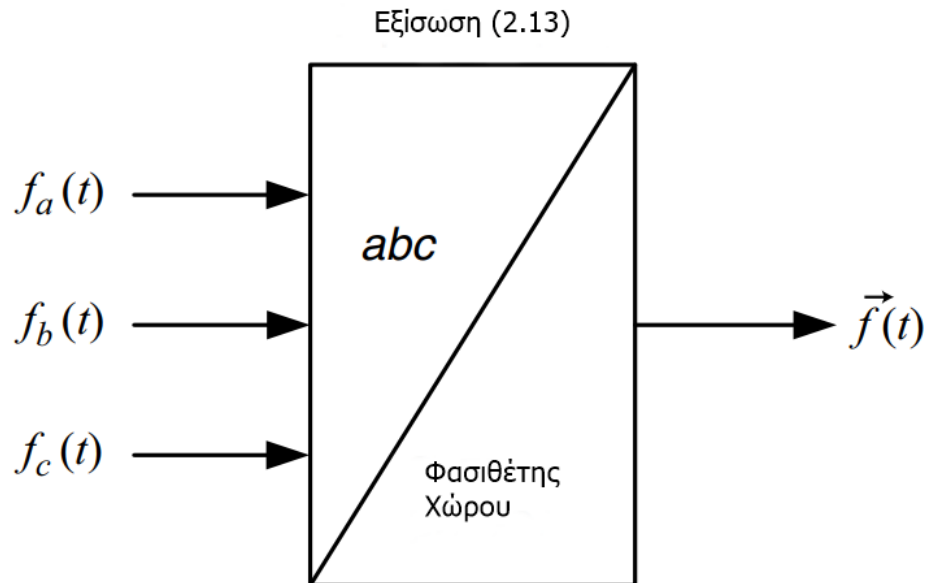
Η γωνιακή συχνότητα ορίζεται ως $\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$ (2.16).

Σε αυτή την περίπτωση, ο φασιθέτης χώρου του τριφασικού σήματος εκφράζεται με την παρακάτω σχέση:

$$\vec{f}(t) = f(t)e^{j\theta(t)} \quad (2.17)$$

Αν η γωνιακή συχνότητα είναι σταθερή, οι σχέσεις (2.14) και (2.17) ταυτίζονται, όπως είναι προφανές.

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, μπορεί να κατασκευαστεί ο μετασχηματιστής σε φασιθέτη για ένα τριφασικό σήμα, ο οποίος παρατίθεται στο Σχήμα 2.11.



Σχήμα 2.11 : Μετασχηματιστής τριφασικού σήματος σε φασιθέτη χώρου [5].

Με αντίστροφη διαδικασία, είναι δυνατή η λήψη του αρχικού τριφασικού σήματος με βάση τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Re} \left\{ \vec{f}(t) e^{-j0} \right\}, \\ f_b(t) &= \text{Re} \left\{ \vec{f}(t) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\}, \\ f_c(t) &= \text{Re} \left\{ \vec{f}(t) e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\}, \end{aligned} \quad (2.18)$$

Όπου με $\text{Re}\{\bullet\}$ αναπαρίσταται το πραγματικό μέρος των φασιθέτων χώρου.

Πλέον καθίσταται δυνατή η ανάλυση των δύο βασικών μετασχηματισμών των ημιτονοειδών σημάτων σε συνεχή. Αυτοί, όπως θα μελετηθεί στη συνέχεια, βασίζονται στα δισδιάστατα dq και ab επίπεδα, αντίστοιχα.

2.3.1 Μετασχηματισμός Clarke και επίπεδο ab

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα σύνολο από εξισώσεις φασιθέτων χώρου. Ο φασιθέτης, επιπλέον, απεδείχθη ότι είναι μια μιγαδική συνάρτηση ως προς τον χρόνο και μπορεί να εκφραστεί στο πολικό σύστημα συντεταγμένων. Επειδή, όμως, στόχος αυτού του κεφαλαίου είναι ο σχεδιασμός ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης, θα ήταν προτιμότερη η αντιστοίχιση των φασιθετών και των εξισώσεών τους σε ένα καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων, όπου οι συναρτήσεις περιλαμβάνουν μόνο πραγματικό μέρος. Ένα τέτοιο σύστημα είναι και το ab -επίπεδο που θα αναλυθεί στη συνέχεια.

Θεωρείται ο φασιθέτης χώρου της εξίσωσης (2.13), όπου ισχύει $f_a + f_b + f_c \equiv 0$, ο οποίος μπορεί να αναλυθεί σε πραγματικό και φανταστικό μέρος αντίστοιχα:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t), \quad (2.19)$$

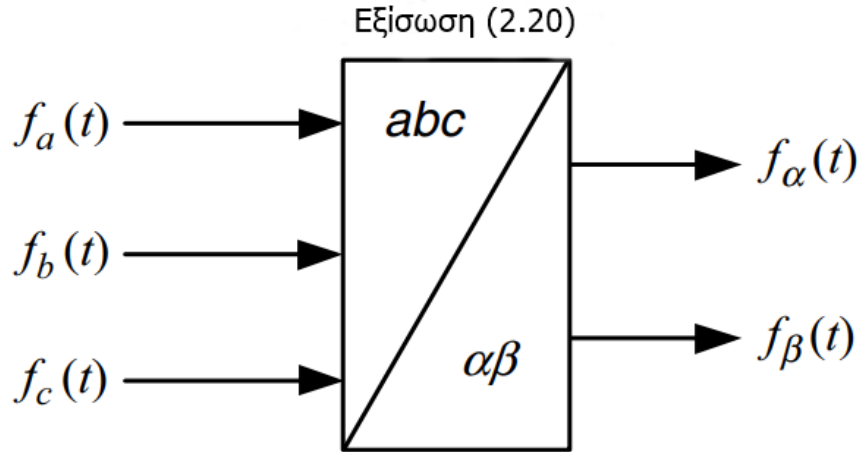
Όπου f_α και f_β αναφέρονται ως η συνιστώσα του άξονα α και β , αντίστοιχα, του φασιθέτη $\vec{f}(t)$. Κάνοντας αντικατάσταση της (2.19) στην (2.13) και εξισώνοντας πραγματικά και φανταστικά μέρη, κανείς παίρνει:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

όπου

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Αυτός είναι ο μετασχηματισμός από το abc στο ab επίπεδο και απεικονίζεται γραφικά, παρακάτω, στο Σχήμα 2.12:



Σχήμα 2.12 : Μετασχηματιστής τριφασικού σήματος από το τριφασικό επίπεδο στο αντίστοιχο δισδιάστατο $\alpha\beta$ [5].

Με βάση τις εξισώσεις (2.18) και (2.19), το τριφασικό σήμα μπορεί να εκφραστεί και ως εξής:

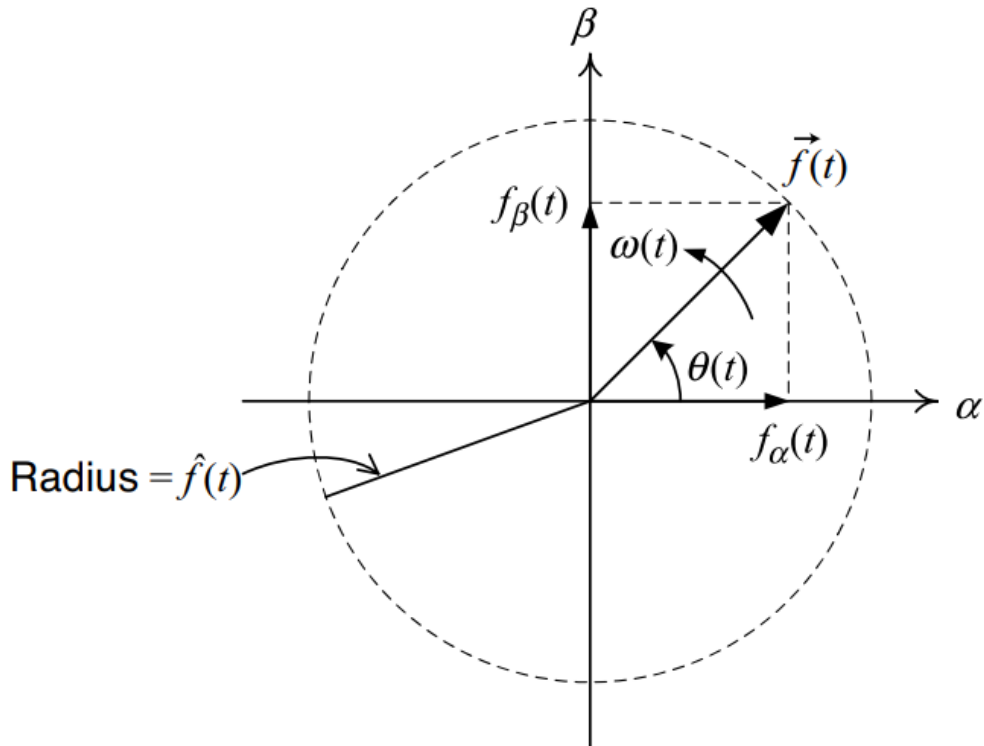
$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Re} \left\{ \left[f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \right] e^{-j0} \right\} = f_\alpha(t) \\ f_b(t) &= \text{Re} \left\{ \left[f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \right] e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t) \\ f_c(t) &= \text{Re} \left\{ \left[f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \right] e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Αυτός είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός, από το $\alpha\beta$ στο abc πεδίο και μπορεί να εκφραστεί και σε μορφή πινάκων ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}^T \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

όπου \mathbf{C}^T ο ανάστροφος του πίνακα \mathbf{C} , ο οποίος ορίστηκε στη (2.21).

Μελετώντας το Σχήμα 2.10, βγαίνει το συμπέρασμα ότι οι συναρτήσεις $f_\alpha(t)$ και $f_\beta(t)$ είναι οι προβολές του φασιθέτη $\vec{f}(t)$ στον πραγματικό και τον φανταστικό άξονα, αντίστοιχα. Έτσι, επιλέγεται η μετονομασία των αξόνων σε άξονα α και β , αντίστοιχα, όπως αναπαρίσταται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.13 : Αναπαράσταση του φασιθέτη χώρου $\vec{f}(t)$ στο $\alpha\beta$ επίπεδο [5].

Παρατηρώντας το τρίγωνο που δημιουργείται από τον φασιθέτη $\vec{f}(t)$ και τις συνιστώσες των αξόνων α και β , αντίστοιχα, εξάγονται οι παρακάτω σχέσεις:

$$f(t) = \sqrt{f_{\alpha}^2(t) + f_{\beta}^2(t)} \quad (2.24)$$

$$\cos[\theta(t)] = \frac{f_{\alpha}(t)}{f(t)} = \frac{f_{\alpha}(t)}{\sqrt{f_{\alpha}^2(t) + f_{\beta}^2(t)}} \quad (2.25)$$

$$\sin[\theta(t)] = \frac{f_{\beta}(t)}{f(t)} = \frac{f_{\beta}(t)}{\sqrt{f_{\alpha}^2(t) + f_{\beta}^2(t)}} \quad (2.26)$$

Οι εξισώσεις (2.25) και (2.26) μπορούν να γραφούν και ως εξής:

$$\begin{aligned} f_{\alpha}(t) &= f(t) \cos[\theta(t)] \\ f_{\beta}(t) &= f(t) \sin[\theta(t)] \end{aligned} \quad (2.27)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις, είναι προφανές ότι οι f_{α} και f_{β} είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου με πλάτος f και γωνιακή συχνότητα $\omega = d\theta/dt$.

Σε ένα τριφασικό σύστημα, συνήθως τα μεγέθη που απαιτούν μετασχηματισμό είναι η τάση και το ρεύμα, τα οποία αναπαρίστανται με τους εξής φασιθέτες χώρου:

$$\begin{aligned}\vec{u}(t) &= u_{\alpha} + j u_{\beta} \\ \vec{i}(t) &= i_{\alpha} + j i_{\beta}\end{aligned}\quad (2.28)$$

Συνήθως είναι επιθυμητός ο υπολογισμός της ενεργούς και αέργου ισχύος ενός ΣΗΕ. Για τον σκοπό αυτό γίνεται χρήση του τύπου της στιγμιαίας ισχύος $s(t)$, όπου το πραγματικό μέρος αντιστοιχεί στην στιγμιαία ενεργό ισχύ και το φανταστικό αναπαριστά την άεργο ισχύ. Δηλαδή, ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned}s(t) = \vec{u}(t)\vec{i}^*(t) &\Rightarrow P(t) = \frac{3}{2} [u_{\alpha}(t)i_{\alpha}(t) + u_{\beta}(t)i_{\beta}(t)], \\ Q(t) &= \frac{3}{2} [-u_{\alpha}(t)i_{\beta}(t) + u_{\beta}(t)i_{\alpha}(t)].\end{aligned}\quad (2.29)$$

2.3.2 Μετασχηματισμός Park και dq -επίπεδο

Παρόλο που ο μετασχηματισμός στο $\alpha\beta$ επίπεδο οδηγεί στην παραγωγή δύο συνιστωσών αντί για τρεις που εμφανίζονται στα τριφασικά σήματα, αυτές συνεχίζουν να αποτελούν ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου. Αυτό, όμως, δεν είναι επιθυμητό στην περίπτωση του ελέγχου ενός τριφασικού συστήματος, όπως είναι ο αντιστροφέας στην συγκεκριμένη περίπτωση, για τους λόγους που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Για την επίτευξη σταθερής απόδοσης και πολύ μικρών σφαλμάτων μόνιμης κατάστασης, έχει αποδειχθεί ότι οι ελεγκτές θα πρέπει να είναι υψηλής τάξης και τα εύρη ζώνης των κλειστών βρόχων αρκετά μεγάλα ώστε να ξεπερνάνε την συχνότητα των σημάτων αναφοράς.

Στις περισσότερες περιπτώσεις η σχεδίαση τέτοιων ελεγκτών είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη, ειδικά αν η συχνότητα λειτουργίας δεν είναι σταθερή. Για τον σκοπό αυτό, θα γίνει χρήση του μετασχηματισμού Park και μετάβαση στο dq πεδίο, όπου ο έλεγχος δίνει λύση στο παραπάνω πρόβλημα. Συγκεκριμένα, στο πεδίο αυτό, τα σήματα αποτελούν dc κυματομορφές υπό σταθερές συνθήκες μόνιμης κατάστασης. Αυτό διευκολύνει την χρήση των PI ελεγκτών, που έχουν απλούστερο σχεδιασμό και είναι χαμηλότερης τάξης, με αποτέλεσμα την επίτευξη του μηδενικού σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση. Επιπρόσθετα, είναι σύνηθες να χρησιμοποιείται ο έλεγχος στο dq επίπεδο για τριφασικά συστήματα μεγάλης ισχύος καθώς θεωρείται ο πλέον κατάλληλος για την ανάλυση και την επίτευξη διαφόρων διεργασιών ελέγχου, όπως για παράδειγμα είναι οι γεννήτριες έκτυπων πόλων, όπου ο μετασχηματισμός στο dq -επίπεδο μετατρέπει τις χρονικά περιοδικές επαγωγές σε σταθερές μεταβλητές.

Είναι, επομένως, ιδιαίτερα σημαντικό να μελετηθεί η αναπαράσταση ενός φασιθέτη χώρου στο πεδίο dq . Για τον σκοπό αυτό, θεωρείται ο αντίστοιχος φασιθέτης του $\alpha\beta$ -επίπεδου $\vec{f} = f_{\alpha} + j f_{\beta}$, από όπου ο μετασχηματισμός στο dq -επίπεδο ορίζεται ως εξής:

$$f_d + j f_q = (f_{\alpha} + j f_{\beta}) e^{-j\varepsilon(t)}. \quad (2.30)$$

Παρατηρείται ότι ο παραπάνω φασιθέτης είναι ίσος με τον $\vec{f}(t)$ μετατοπισμένο κατά γωνία $-\varepsilon(t)$. Ο αντίθετος μετασχηματισμός αποκτάται με τον πολλαπλασιασμό με $e^{j\varepsilon(t)}$ και των δύο πλευρών της σχέσεως (2.30). Το αποτέλεσμα είναι το παρακάτω:

$$f_{\alpha} + j f_{\beta} = (f_d + j f_q) e^{j\varepsilon(t)} \quad (2.31)$$

Στην περίπτωση που η συχνότητα του συστήματος είναι χρονικά μεταβαλλόμενη, ο φασιθέτης έχει την εξής γενική μορφή:

$$\vec{f}(t) = f_{\alpha} + jf_{\beta} = f(t)e^{j[\theta_0 + \int \omega(\tau)d\tau]}. \quad (2.32)$$

Με $\omega(t)$ συμβολίζεται η γωνιακή συχνότητα του τριφασικού σηματος και θ_0 είναι η αρχική φάση του. Αν επιλεγεί σφάλμα της μορφής $\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau) d\tau$, τότε αντικαθιστώντας στην (2.30), κανείς παίρνει:

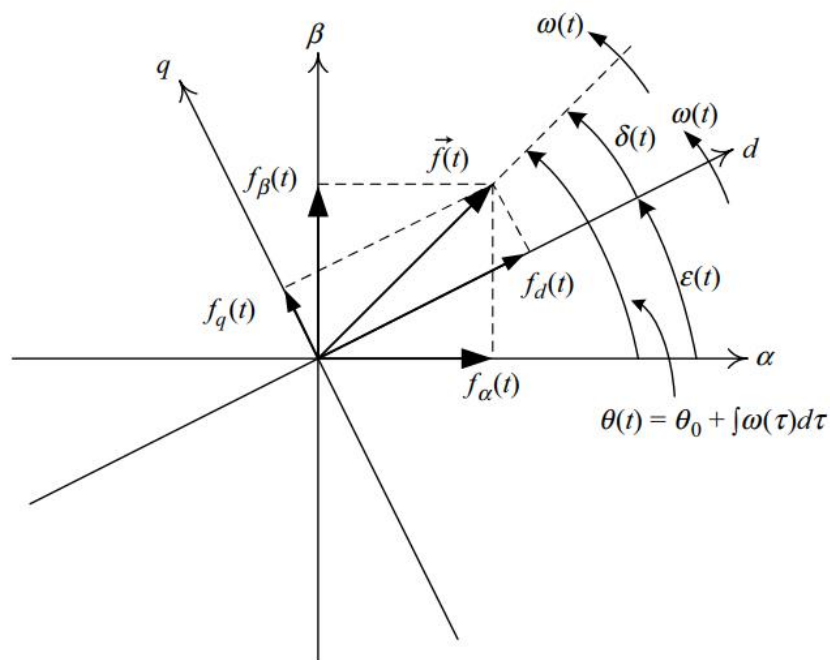
$$f_d + jf_q = f(t)e^{j(\theta_0 - \varepsilon_0)}. \quad (2.33)$$

Ο φασιθέτης αυτός είναι σταθερός μιγαδικός αριθμός και, κατ'επέκταση, το αντίστοιχο τριφασικό σήμα έχει dc συνιστώσες. Για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει, βέβαια, να ισχύει $\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ σε κάθε περίπτωση.

Για καλύτερη περιγραφή του μετασχηματισμού dq , η σχέση (2.31) μπορεί να ξαναγραφεί με την μορφή

$$\vec{f} = f_d(1+0*j)e^{j\varepsilon(t)} + f_q(0+1*j)e^{j\varepsilon(t)}. \quad (2.34)$$

Είναι φανερό ότι το διανυσμα \vec{f} αναπαρίσταται σε ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων μέσω των δύο συνιστωσών του, του οποίου οι άξονες συμπίπτουν με τα μοναδιαία διανύσματα $(1+0*j)e^{j\varepsilon(t)}$ και $(0+1*j)e^{j\varepsilon(t)}$. Την ίδια στιγμή, όμως, τα μοναδιαία διανύσματα $(1+0*j)$ και $(0+1*j)$ αποτελούν τα αντίστοιχα του α και β άξονα του πεδίου $\alpha\beta$. Επομένως, το ορθογώνιο αυτό σύστημα περιστρέφεται κατά $\varepsilon(t)$ σε σχέση με το $\alpha\beta$ -επίπεδο, όπως αποτυπώνεται στο Σχήμα 2.14. Για τον λόγο αυτό, το dq -επίπεδο αναφέρεται και ως *περιστρεφόμενο επίπεδο αναφοράς* στην παγκόσμια βιβλιογραφία. Τέλος, ως ταχύτητα περιστροφής του πεδίου dq επιλέγεται αυτή του διανύσματος \vec{f} .



Σχήμα 2.14 : Αναπαράσταση των συστημάτων συντεταγμένων των πεδίων $\alpha\beta$ και dq [5].

Με βάση την ταυτότητα του Euler $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$, η σχέση (2.30) γράφεται ως

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

όπου

$$\mathbf{R}[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ -\sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Στο ίδιο μοτίβο, ο αντίστροφος μετασχηματισμός θα δώσει το εξής:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

όπου $\mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] = \mathbf{R}[-\varepsilon(t)] = \mathbf{R}^T[\varepsilon(t)]$.

Ένας άλλος τρόπος να υπολογιστεί ο μετασχηματισμός στο dq -επίπεδο είναι απευθείας από το τριφασικό σήμα, αντικαθιστώντας την (2.35) στην (2.20). Το αποτέλεσμα δίνεται παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{T}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

όπου

$$\mathbf{T}[\varepsilon(t)] = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos[\varepsilon(t)] & \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \\ \sin[\varepsilon(t)] & \sin\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right] & \sin\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{bmatrix}. \quad (2.39)$$

Σε αυτή την περίπτωση, ο αντίστροφος μετασχηματισμός γίνεται με αντικατάσταση της σχέσεως (2.37) στην (2.23):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}[\varepsilon(t)]^T \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

όπου

$$\mathbf{T}[\varepsilon(t)]^T = \mathbf{C}^T \mathbf{R}[-\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos[\varepsilon(t)] & \sin[\varepsilon(t)] \\ \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right] & \sin\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \\ \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right] & \sin\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Τέλος, παρατηρώντας το Σχήμα 2.14, κανείς εξάγει τις παρακάτω τριγωνομετρικές σχέσεις:

$$f(t) = \sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}, \quad (2.42)$$

$$\cos[\delta(t)] = \frac{f_d(t)}{f(t)} = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}}, \quad (2.43)$$

$$\sin[\delta(t)] = \frac{f_q(t)}{f(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}}, \quad (2.44)$$

$$\theta(t) = \varepsilon(t) + \delta(t). \quad (2.45)$$

Αν η γωνία $\delta(t)$ είναι σταθερή, τότε και οι συνιστώσες $f_d(t), f_q(t)$ αποτελούν σταθερά μεγέθη. Επίσης, με μηδενική αρχική γωνία δ_0 , ισχύει $\theta(t) = \varepsilon(t)$ και, συνεπώς, $f_d(t) = f(t), f_q(t) = 0$.

Τώρα, αν θεωρηθεί ένα συμβατικό τριφασικό σύστημα, ο υπολογισμός της αέργου και ενεργού ισχύος προκύπτει αν αντικαταστήσουμε τις σχέσεις $\vec{u}(t) = (u_d + ju_q)e^{j\varepsilon(t)}$ και $\vec{i}(t) = (i_d + ji_q)e^{-j\varepsilon(t)}$ για την τάση και το ρεύμα, αντίστοιχα, στον υπολογισμό της στιγμιαίας ισχύος, όπως έγινε και στο μετασχηματισμό στο $\alpha\beta$ -επίπεδο. Άρα, θα ισχύουν οι εξής εξισώσεις:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[u_d(t)i_d(t) + u_q(t)i_q(t) \right] \quad (2.46)$$

και

$$Q(t) = \frac{3}{2} \left[-u_d(t)i_q(t) + u_q(t)i_d(t) \right] \quad (2.47)$$

Στην περίπτωση που $u_q = 0$, η ενεργός και άεργος ισχύς είναι ανάλογες του i_d και i_q , αντίστοιχα. Αυτή η ιδιότητα, όπως θα γίνει σαφές και στη συνέχεια, χρησιμοποιείται ευρέως στον έλεγχο τριφασικών συστημάτων με μετατροπείς πηγής τάσης.

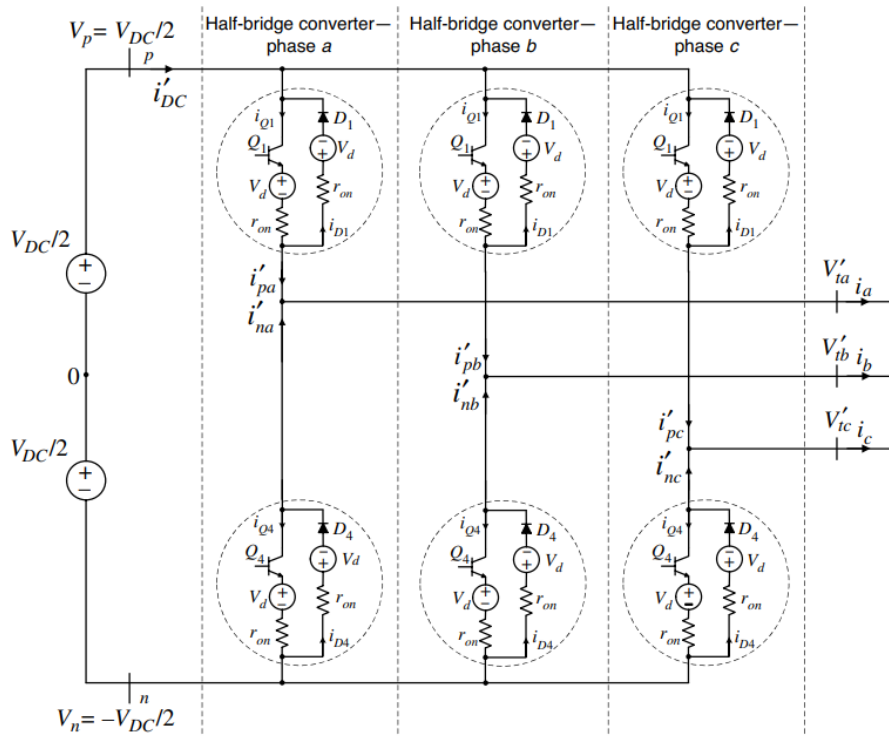
Πλέον, έχει παρουσιαστεί η απαραίτητη θεωρία ώστε να επιτευχθεί η κατάλληλη σχεδίαση των συστημάτων ελέγχου των αντιστροφών. Στο επόμενο κεφάλαιο θα αναπτυχθούν οι βασικότεροι αλγόριθμοι ελέγχου που κάνουν χρήση της θεωρίας αυτής.

ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, δόθηκε η βασική δομή και ο έλεγχος ενός μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης, που αποτελεί βασικό δομικό στοιχείο των αντίστοιχων τριφασικών κυκλωμάτων. Επομένως, σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθούν οι δύο βασικές μέθοδοι ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα, ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (current control) και τάσης (voltage control), η γνώση των οποίων θα κριθεί απαραίτητη όταν γίνει η μελέτη της ευστάθειας σε συστήματα κυριαρχούμενα από αντιστροφείς [5].

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Όπως είναι φανερό από το σχήμα, το δομικό του στοιχείο είναι τρεις πανομοιότυποι αντιστροφείς ημιγέφυρας, οι οποίοι αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 3.1 : Σχηματικό διάγραμμα ενός μη ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα [5].

Η ονομασία «δύο επιπέδων» έγκειται στο ότι κάθε τερματικό στην ac πλευρά μπορεί να πάρει μέγιστη και ελάχιστη τιμή $\pm V_{DC}$. Στην dc πλευρά, οι αντιστροφείς ημιγέφυρας

συνδέονται παράλληλα με μια κοινή πηγή τάσης. Αντίστοιχα, οι τρεις φάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα συνδέονται με μια φάση, η καθεμία, του τριφασικού ac δικτύου, το οποίο μπορεί να είναι ένα παθητικό στοιχείο, όπως ένα RLC φορτίο, ή ενεργό σαν μια σύγχρονη γεννήτρια. Τέλος, η φύση του μετατροπέα δύο επιπέδων επιτρέπει αμφίδρομη ροή ισχύος μεταξύ της dc πηγής και του ac συστήματος.

3.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ DQ-ΕΠΙΠΕΔΟ

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο μετασχηματισμός των σημάτων στο dq -επίπεδο διευκολύνει τον σχεδιασμό του ελέγχου στα τριφασικά συστήματα, καθώς επιτρέπει την ρύθμιση dc σημάτων και, συνεπώς, την κατασκευή απλούστερων ελεγκτών.

Αρχικά, θα γίνει χρήση του ισοδύναμου μοντέλου μέσου όρου για τον τριφασικό αντιστροφέα, όπως έγινε και στην περίπτωση του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας. Επίσης, αγνοείται το σύμβολο που καθορίζει τιμές μέσω όρων στην συνέχεια. Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 3.2, όπου οι τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα ορίζονται ως εξής:

$$V_{ia}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_a(t), \quad (3.1)$$

$$V_{ib}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_b(t), \quad (3.2)$$

$$V_{ic}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_c(t), \quad (3.3)$$

με $m_{abc}(t)$ να αποτελεί το σήμα διαμόρφωσης του PWM ελέγχου και εκφράζεται με τις εξής σχέσεις:

$$m_a(t) = m(t) \cos[\varepsilon(t)], \quad (3.4)$$

$$m_b(t) = m(t) \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right], \quad (3.5)$$

$$m_c(t) = \widehat{m(t)} \cos\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right], \quad (3.6)$$

όπου το σήμα $\varepsilon(t)$ περιέχει πληροφορία για την συχνότητα και την φάση του συστήματος.

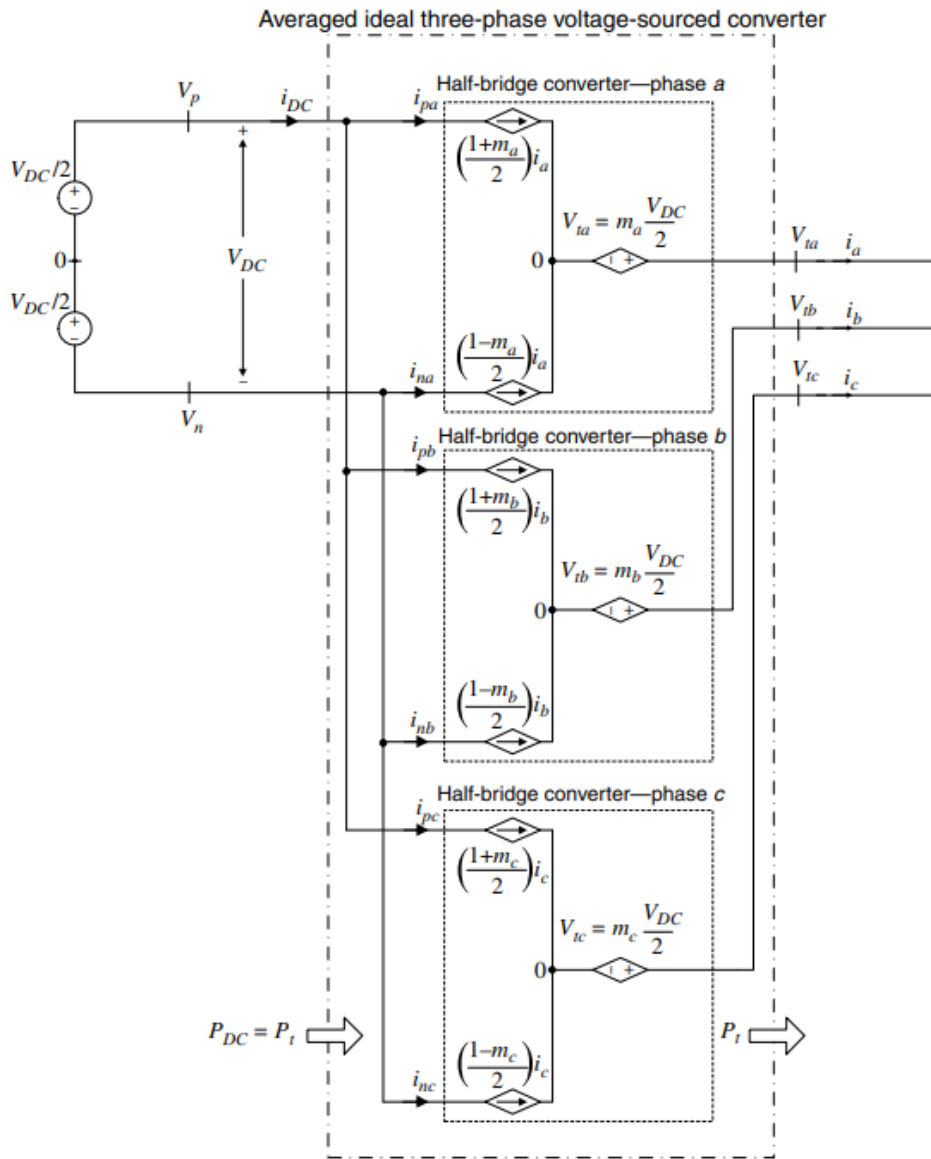
Οι σχέσεις (3.1)-(3.3) μπορούν να συμπυκνωθούν με την μορφή του φασιθέτη χώρου. Δηλαδή:

$$\vec{V}_i(t) = \frac{V_{DC}}{2} \vec{m}(t). \quad (3.7)$$

Με βάση την αρχή διατήρησης της ισχύος (υποθέτοντας μηδενικές απώλειες ισχύος λόγω διακοπτικών στοιχείων), ισχύει ότι

$$P_{DC}(t) = P_t(t) \Rightarrow$$

$$V_{DC}(t)i_{DC}(t) = V_{ta}(t)i_a(t) + V_{tb}(t)i_b(t) + V_{tc}(t)i_c(t). \quad (3.8)$$



Σχήμα 3.2 : Ισοδύναμο κύκλωμα μέσω όρου για τον ιδανικό τριφασικό αντιστροφέα [5].

Αντικαθιστώντας, λοιπόν, τις σχέσεις $m(t) = (m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)}$ και $V_t(t) = (V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)}$ του μετασχηματισμού Park στην (3.7), κανείς παίρνει:

$$(V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)} = \frac{V_{DC}}{2}(m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)}. \quad (3.9)$$

Εξισώνοντας πραγματικά και φανταστικά μέρη, αποκτούνται οι ορισμοί για τις συνιστώσες d και q της τάσης εξόδου του αντιστροφέα:

$$V_{id}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_d(t), \quad (3.10)$$

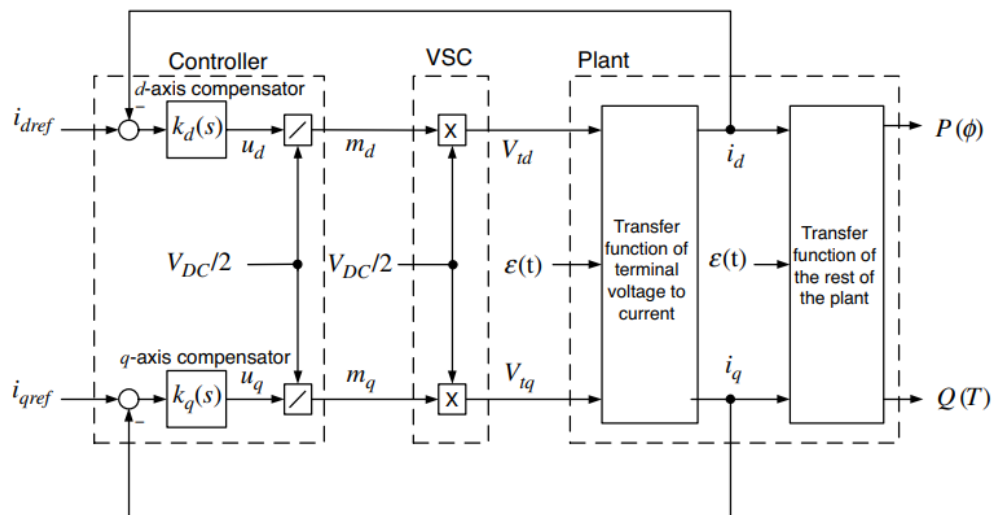
$$V_{iq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_q(t), \quad (3.11)$$

Παρατηρείται λοιπόν γραμμική αναλογία των συνιστωσών της τάσης εξόδου με τις αντίστοιχες του διαμορφώμενου σήματος και του όρου $V_{DC}/2$. Επομένως, ο τριφασικός αντιστροφέας μπορεί να περιγραφεί με δύο γραμμικά, χρονικά μεταβαλλόμενα υποσύστημα στο πεδίο dq .

Για τον υπολογισμό της ενεργού ισχύος, αντικαθίστανται τα τριφασικά σήματα με τα αντίστοιχα στο dq -επίπεδο στη σχέση (3.8) και προκύπτει ότι

$$V_{DC}(t)i_{DC}(t) = \frac{3}{2} [V_{id}(t)i_d(t) + V_{iq}(t)i_q(t)]. \quad (3.12)$$

Οι εξισώσεις, επομένως, (3.9)-(3.11) και (3.12) συνιστούν το μοντέλο για τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, εκφραζόμενο στο dq -επίπεδο. Ένα γενικό διάγραμμα ελέγχου κλειστού βρόχου με τις μεταβλητές στο πεδίο dq παρατίθεται στο Σχήμα 3.3. Παρατηρείται ότι γίνεται έλεγχος του ρεύματος i_{dq} και ρύθμιση κοντά σε μία επιθυμητή τιμή αναφοράς i_{dqref} με την χρήση κατάλληλων ελεγκτών $k_{dq}(s)$. Ουσιαστικά η ρύθμιση γίνεται με τον έλεγχο της τιμής της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα V_{idq} από το διαμορφώμενο σήμα m_{dq} . Η διαίρεση και ο μετέπειτα πολλαπλασιασμός με τον όρο $V_{DC}/2$ γίνεται για την ανεξαρτικοποίηση του κέρδους βρόχου από το dc επίπεδο του συστήματος. Το διάγραμμα, επομένως, αναπαριστά τον έλεγχο ρεύματος του αντιστροφέα και, συνεπακόλουθα, της ενεργού και αέργου ισχύος του. Τέλος, οι τιμές για τα σήματα αναφοράς υπολογίζονται ανάλογα τις επιθυμητές τιμές της ισχύος, όπως θα αποδειχθεί στη συνέχεια.



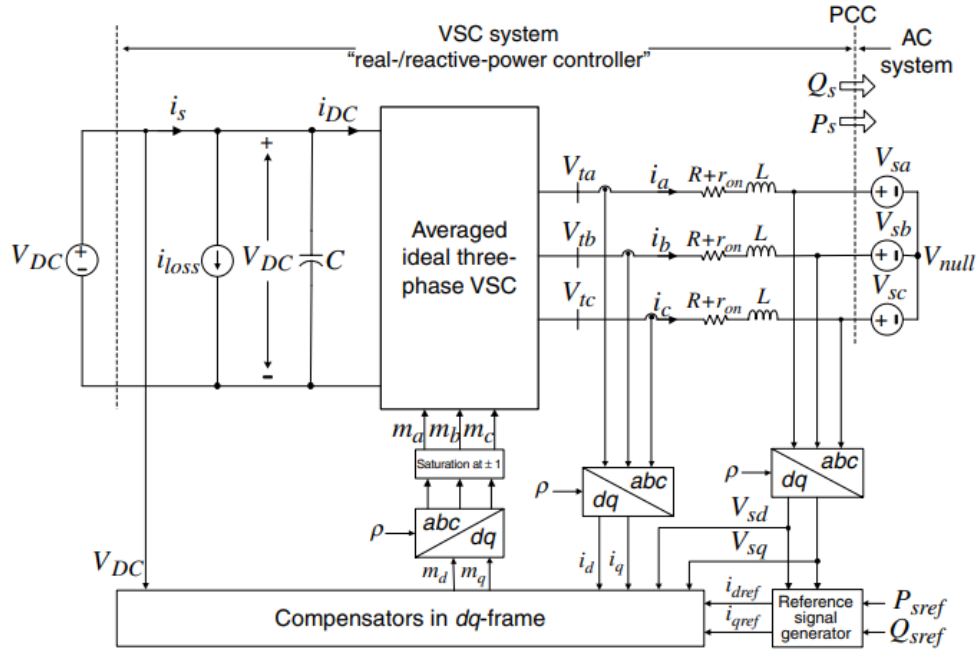
Σχήμα 3.3 : Γενικευμένο διάγραμμα ελέγχου στο πεδίο dq ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

3.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Για τον έλεγχο της ισχύος των τριφασικών αντιστροφών, έχουν αναπτυχθεί δύο μέθοδοι. Η πρώτη ονομάζεται *έλεγχος λειτουργίας τάσης* (voltage-mode control) και η δεύτερη είναι γνωστή ως *έλεγχος ρεύματος* (current-mode control). Η πρώτη μορφή ελέγχου έχει χρησιμοποιηθεί κυριώς σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπως είναι οι ελεγκτές FACTS, αλλά και στην βιομηχανία σε μικρότερη κλίμακα [7]. Στην περίπτωση του ελέγχου τάσης, η ενεργός και άεργος ισχύς ρυθμίζονται, αντίστοιχα, από την φάση και το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα συγκριτικά με την τάση του δικτύου. Αν οι τιμές αυτές είναι σχεδόν ίσες, υφίσταται απόξευξη της ενεργούς και αέργου ισχύος και αυτό διευκολύνει την χρήση δύο ανεξάρτητων ελεγκτών για την ρύθμισή τους. Αυτή η ιδιότητα καθιστά τον έλεγχο τάσης απλό και έχει ως συνέπεια την ύπαρξη λιγότερων βρόχων ελέγχου. Επειδή, όμως, δεν υπάρχει κάποιος βρόχος για το ρεύμα γραμμής, ο αντιστροφέας μένει απροστάτευτος έναντι των υπερεντάσεων και το ρεύμα μπορεί να υποστεί μεγάλες ταλαντώσεις εάν οι μεταβλητές του συστήματος αλλάξουν ραγδαία ή υπάρξουν σφάλματα στην ac πλευρά. Αυτό το πρόβλημα επιλύει η δεύτερη μέθοδος ελέγχου, αυτή του ρεύματος, όπου το ac ρεύμα ρυθμίζεται από ένα σύστημα ελέγχου, μέσω της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Έτσι, η ισχύς του συστήματος ελέγχεται μέσω της φάσης και του πλάτους του ρεύματος γραμμής συγκριτικά με την τάση του δικτύου και ο αντιστροφέας προστατεύεται από περιπτώσεις υπερφόρτωσης. Τέλος, ο έλεγχος ρεύματος ενισχύει την ανθεκτικότητα του αντιστροφέα έναντι στις διαφορές των παραμέτρων του με τις αντίστοιχες του ac συστήματος, προσφέρει ανώτερη δυναμική απόδοση και υψηλότερη ακρίβεια στον έλεγχο των μεταβλητών.

3.3.1 Έλεγχος ρεύματος (current control) αντιστροφέα πηγής τάσης συνδεδεμένο στο δίκτυο

Στο Σχήμα 3.4 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα ελεγχόμενο από το ρεύμα γραμμής και συνδεδεμένο με το υπόλοιπο δίκτυο. Παρατηρείται ότι ο έλεγχος γίνεται στο πεδίο dq , για τους λόγους που αναφέρθηκαν στις προηγούμενες ενότητες. Επομένως, οι ισχείς P_s και Q_s ρυθμίζονται από τις συνιστώσες του ρεύματος γραμμής, i_d και i_q , αντίστοιχα. Τα σήματα, αρχικά, μετασχηματίζονται από το τριφασικό στο dq -επίπεδο και στη συνέχεια τα επεξεργάζονται οι ελεγκτές ώστε να παραχθούν τα απαραίτητα σήματα ελέγχου, δηλαδή τα σήματα διαμόρφωσης. Αυτά, στη συνέχεια, υφίστανται αντίστροφο μετασχηματισμό Park στο τριφασικό επίπεδο και τροφοδοτούνται στον αντιστροφέα. Για την προστασία του συστήματος σε περιπτώσεις υπερεντάσεων, τα σήματα διαμόρφωσης περιορίζονται μεταξύ των τιμών ± 1 . Μεταξύ εξόδου του αντιστροφέα και του δικτύου παρεμβάλλεται ένα RL φίλτρο για τον περιορισμό των ανώτερων αρμονικών.



Σχήμα 3.4 : Τριφασικός αντιστροφέας σε σύνδεση με ac δίκτυο, ελεγχόμενος με βάση το ρεύμα [5].

Η τάση του ac δικτύου εκφράζεται σύμφωνα με το παρακάτω τριφασικό σήμα:

$$\begin{aligned} V_{sa}(t) &= V_s \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ V_{sb}(t) &= V_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc}(t) &= V_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Με V_s συμβολίζεται το πλάτος της τάσης, ω_0 η συχνότητα του δικτύου και με θ_0 η αρχική φάση. Σύμφωνα με την θεωρία που αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο φασιθέτης χώρου της τάσης του δικτύου ισούται με

$$\vec{V}_s(t) = V_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \quad (3.14)$$

Η δυναμική συμπεριφορά της ac πλευράς του αντιστροφέα, με μορφή φασιθετών χώρου, παρατίθεται στη συνέχεια:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s \quad (3.15)$$

και, με αντικατάσταση την σχέση (3.14), γράφεται ως εξής:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - V_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}. \quad (3.16)$$

Με τον μετασχηματισμό των υπολοίπων σημάτων της παραπάνω εξίσωσης στο πεδίο dq , δηλαδή $\vec{i} = i_{dq} e^{j\rho}$ και $\vec{V}_t = V_{tdq} e^{j\rho}$, η (3.16) μετατρέπεται στην παρακάτω σχέση:

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq} e^{j\rho}) = -(R + r_{on}) (i_{dq} e^{j\rho}) + (V_{td} e^{j\rho}) - V_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \Rightarrow$$

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq}) = -j \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_{dq} - (R + r_{on}) i_{dq} + V_{td} - V_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)} \quad (3.17)$$

Χωρίζοντας φανταστικό με πραγματικό μέρος, η εξίσωση (3.17) δίνει τα παρακάτω:

$$L \frac{di_d}{dt} = \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho), \quad (3.18)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = - \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_d - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - V_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho). \quad (3.19)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις δεν είναι οι κλασικές του χώρου κατάστασης. Για τον σκοπό αυτό, εισάγεται μια καινούρια μεταβλητή, η $\omega = \frac{d\rho}{dt}$, που οδηγεί στις εξής εξισώσεις:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t) i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho), \quad (3.20)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t) i_d - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - V_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho), \quad (3.21)$$

$$\omega(t) = \frac{d\rho}{dt}. \quad (3.22)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, μεταβλητές κατάστασης είναι οι i_d , i_q και ρ , ενώ τα σήματα V_{td} , V_{tq} και ω αποτελούν τις εισόδους του συστήματος ελέγχου του αντιστροφέα. Επιπλέον, οι εξισώσεις αυτές εκφράζουν ένα μη γραμμικό σύστημα, όπως είναι φανερό λόγω της ύπαρξης των όρων ωi_d , ωi_q , $\cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ και $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$.

Με μηδενικές αρχικές συνθήκες και $\omega(t) \equiv 0$, το σύστημα παίρνει την εξής μορφή:

$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_s \cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad (3.23)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on}) i_q + V_{tq} - V_s \sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (3.24)$$

και περιγράφει δύο αποζευγμένες εξισώσεις πρώτης τάξης που διεγείρονται από τις εισόδους $-V_s \cos(\omega_0 t + \theta_0)$ και $-V_s \sin(\omega_0 t + \theta_0)$, αντίστοιχα.

Αντίθετα, αν επιλεγούν $\omega = \omega_0$ και $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$, το σύστημα εξισώσεων (3.20)-(3.22) παίρνει την μορφή

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_s, \quad (3.25)$$

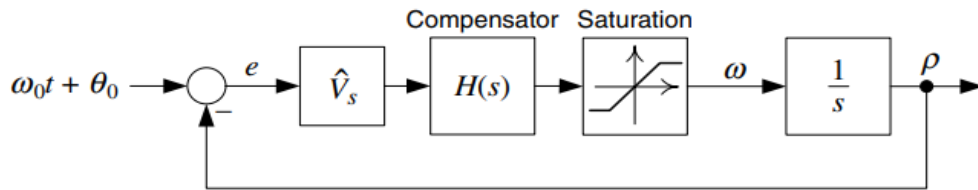
$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on}) i_q + V_{tq}, \quad (3.26)$$

και αποτελεί ένα γραμμικό σύστημα δεύτερης τάξης με σταθερή είσοδο V_s , που στην ουσία είναι το πλάτος της τάσης του δικτύου. Επομένως, αν οι μεταβλητές V_{td} και V_{tq} είναι dc σήματα, το ίδιο θα ισχύσει και για το ρεύμα της γραμμής, στη μόνιμη κατάσταση.

Για να διασφαλιστεί η κατάλληλη επιλογή ω και σφάλματος φάσης, δηλαδή $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$, έχει αναπτυχθεί ένας μηχανισμός γνωστός ως Phase-Locked Loop (PLL), ο οποίος θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

3.3.2 Phase-Locked Loop (PLL)

Για την μετατροπή του συστήματος των εξισώσεων του αντιστροφέα σε γραμμικό σύστημα, γίνεται χρήση του παρακάτω κυκλώματος ελέγχου:



Σχήμα 3.5 : Διάγραμμα Ελέγχου του PLL [5].

Με βάση το σχήμα, εκλαμβάνει κανείς ότι στόχος του PLL είναι η ρύθμιση του σφάλματος ρ ίσο με $\omega_0 t + \theta_0$.

Αρχικά, υπολογίζεται η τάση του δικτύου στο dq -επίπεδο ως εξής:

$$\begin{aligned} V_{sd} + jV_{sq} &= V_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} e^{-j\rho(t)} \Rightarrow \\ V_{sd} + jV_{sq} &= V_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \rho(t)] + jV_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \rho(t)] \Rightarrow \\ V_{sd} &= V_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \rho(t)], \quad V_{sq} = V_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \rho(t)]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Πλέον, οι εξισώσεις του συστήματος μπορούν να γραφούν ως

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t) i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_{sd}, \quad (3.28)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t) i_d - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - V_{sq}, \quad (3.29)$$

$$\omega(t) = \frac{d\rho}{dt}. \quad (3.30)$$

Η ρύθμιση του ρ επιτυγχάνεται, όπως φαίνεται από τις παραπάνω εξισώσεις, αν $V_{sq} = 0$. Για τον σκοπό αυτό κατασκευάζεται ένας μηχανισμός για την ρύθμιση της V_{sq} στο 0. Συγκεκριμένα, δημιουργείται ο παρακάτω βρόχος ανάδρασης:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t), \quad (3.31)$$

όπου $H(p)$ είναι μια γραμμική συνάρτηση μεταφοράς και $p = d(\bullet)/dt$ ένας διαφορικός τελεστής. Αντικαθιστώντας στην (3.31) την ισοδύναμη σχέση για το V_{sq} και εξισώνοντας με την (3.30), κανείς εξάγει ότι

$$\frac{d\rho}{dt} = H(p)V_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho). \quad (3.32)$$

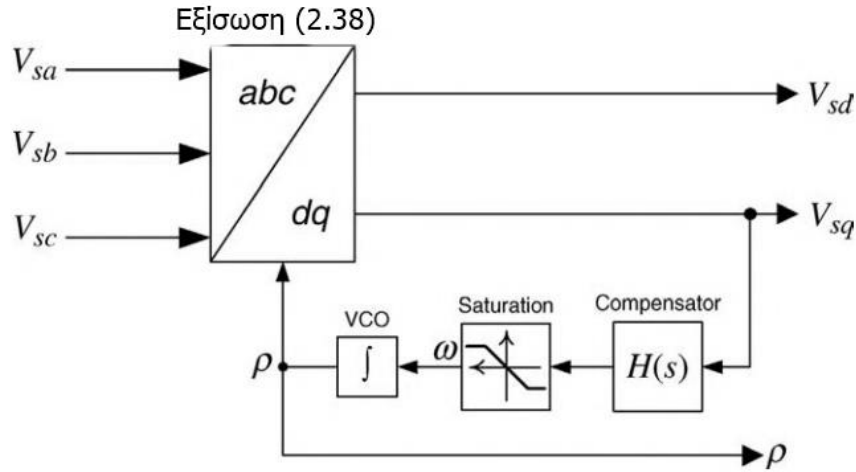
Η παραπάνω εξίσωση περιγράφει την δυναμική συμπεριφορά του PLL, ο οποίος, όπως έχει ήδη αναφερθεί, έχει ως σκοπό την ρύθμιση του σφάλματος ρ . Παρόλα αυτά, η μη γραμμικότητα μπορεί να οδηγήσει σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά υπό ορισμένες συνθήκες. Για παράδειγμα, αν οι αρχικές συνθήκες είναι οι $\rho(0) = 0$ και $\omega(0) = 0$, το δεύτερο μέρος της εξίσωσης (3.32) αποτελεί ημιτονοειδή συνάρτηση με κυκλική συχνότητα ω_0 . Αν λοιπόν, το $H(p)$ είναι βαθυπερατό σήμα, θα παρατηρηθούν ταλαντώσεις κοντά στο 0 και ο PLL υπόκειται σε οριακό κύκλο, με αποτέλεσμα να μην καθίσταται δυνατή η ρύθμιση του ρ . Αυτό επιλύεται με τον περιορισμό της συχνότητας στις τιμές $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$ και με αρχική συνθήκη $\omega(0) = \omega_0$. Οι τιμές ω_{\min} και ω_{\max} επιλέγονται να είναι κοντά στην τιμή της αρχικής συνθήκης, ώστε να επιτυγχάνεται στενό εύρος για τις διακυμάνσεις της συχνότητας.

Στην περίπτωση που ο PLL ρυθμίζει το ρ , ο όρος $\omega_0 t + \theta_0 - \rho$ θα είναι κοντά στην τιμή 0 και θα ισχύει $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \approx \omega_0 t + \theta_0 - \rho$. Επομένως, η εξίσωση (3.32), απλοποιείται ως εξής:

$$\frac{d\rho}{dt} = V_s H(p)(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (3.33)$$

Η παραπάνω εξίσωση εκφράζει ένα κλασσικό βρόχο ανάδρασης όπου $\omega_0 t + \theta_0$ είναι το σήμα αναφοράς, ρ η έξοδος και $V_s H(p)$ η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ελέγχου, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.5.

Το αποτέλεσμα της ρύθμισης του σφάλματος είναι ότι οι τιμές της τάσεως του δικτύου στο πεδίο dq να παίρνουν τις επιθυμητές τιμές, δηλαδή $V_{sd} = V_s$ και $V_{sq} = 0$. Παρακάτω φαίνεται ο μετασχηματισμός του τριφασικού σήματος V_{sabc} , μέσω του PLL, στο πεδίο dq



Σχήμα 3.6 : Σχηματικό διάγραμμα του PLL [5].

Με την ρύθμιση επομένως της συχνότητας ώστε να μεταβληθούν οι τιμές της τάσης στις επιθυμητές, καθίσταται δυνατός ο υπολογισμός της ισχύος του αντιστροφέα και, συνεπώς, η σχεδίαση του αλγορίθμου ελέγχου του ρεύματος στην έξοδο του.

3.3.3 Εξισώσεις υπολογισμού ενεργού και αέργου ισχύος του αντιστροφέα

Οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της ενεργού και αέργου ισχύος που παραδίδονται στο δίκτυο από τον αντιστροφέα, μετασηματισμένες στο dq -επίπεδο, είναι οι εξής:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)], \quad (3.34)$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} - [V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)], \quad (3.35)$$

όπου, οι τιμές της τάσης του δικτύου ρυθμίζονται από τον PLL στις γνωστές τιμές, με αποτέλεσμα οι εξισώσεις (3.34)-(3.35) να γράφονται ως

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{sd}(t)i_d(t), \quad (3.36)$$

$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{sd}(t)i_q(t). \quad (3.37)$$

Παρατηρείται ότι η ενεργός και άεργος ισχύς μπορούν να ελεγχθούν από τις τιμές i_d και i_q , αντίστοιχα. Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις μπορούν να υπολογιστούν οι επιθυμητές τιμές του ρεύματος αναφοράς, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_{sref}(t) \quad (3.38)$$

$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_{sref}(t) \quad (3.39)$$

Αν ,λοιπόν, το σύστημα ελέγχου μπορεί να ελέγξει ικανοποιητικά και να ακολουθήσει με

γρήγορο ρυθμό τα σήματα αναφοράς, δηλαδή αν $i_d \approx i_{dref}$ και $i_q \approx i_{qref}$, τότε επιτυγχάνεται η ρύθμιση της ισχύος ώστε $P_s \approx P_{sref}$ και $Q_s \approx Q_{sref}$. Ισχύει ότι $V_{sd} = V_s$, άρα αποτελεί dc μεταβλητή και, συνεπώς, το ίδιο θα ισχύει και για τα ρεύματα αναφοράς, με την προϋπόθεση ότι οι ισχείς αναφοράς είναι συνεχή σήματα. Αυτό καθιστά, όπως έχει ήδη τονιστεί, την σχεδίαση του ελέγχου του ρεύματος του αντιστροφέα ευκολότερη.

3.3.4 Αλγόριθμος του ελέγχου ρεύματος (current control)

Θεωρώντας συνθήκες μόνιμης κατάστασης και ότι $\omega(t) = \omega_0$, οι εξισώσεις του συστήματος μετατρέπονται ως εξής:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - V_{sd}, \quad (3.40)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - V_{sq}, \quad (3.41)$$

Οι εξισώσεις (3.40)-(3.41) περιγράφουν το μοντέλο του αντιστροφέα στο πεδίο dq . Μεταβλητές κατάστασης είναι τα ρεύματα i_d και i_q , ενώ τα σήματα εισόδου του συστήματος ελέγχου είναι οι τερματικές τάσεις V_{td} και V_{tq} . Ως διαταραχές εισόδου ορίζονται οι τάσεις του δικτύου V_{sq} και V_{sd} . Ο όρος $L\omega_0$ φανερώνει ότι η δυναμική συμπεριφορά των ρευμάτων αναφοράς είναι συζευκτική. Αυτό επιλύεται με τον υπολογισμό των σημάτων διαμόρφωσης m_d και m_q :

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}), \quad (3.42)$$

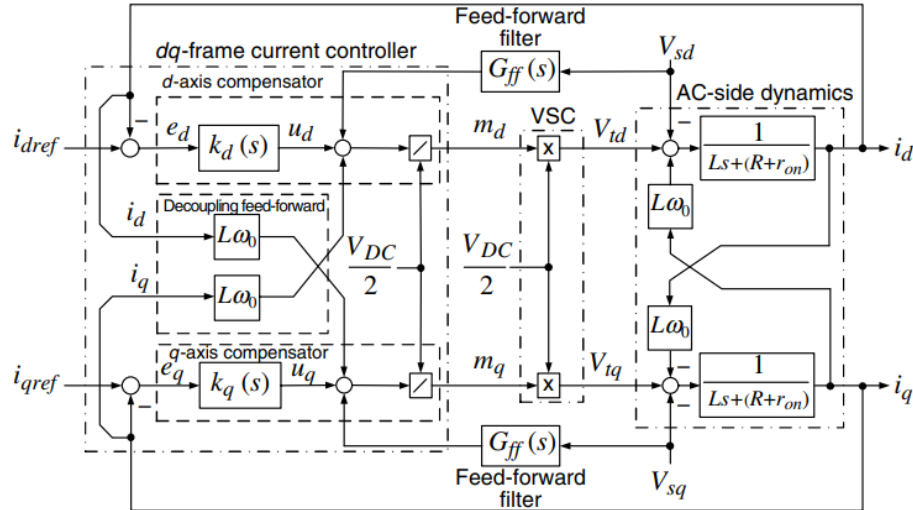
$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_0 i_d + V_{sq}), \quad (3.43)$$

τα οποία αν αντικατασταθούν στις εξισώσεις (3.10) και (3.11), μαζί με το μοντέλο των εξισώσεων (3.40) και (3.41), έχουν ως αποτέλεσμα να προκύψει το παρακάτω αποσυζευγμένο σύστημα:

$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on})i_d + u_d, \quad (3.44)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_q, \quad (3.45)$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, τα ρεύματα μπορούν να ελεγχθούν από τις νέες τιμές ελέγχου u_d και u_q , ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Το τελικό σύστημα ελέγχου, σε μορφή μπλοκς, με βάση τις εξισώσεις που περιγράφηκαν παραπάνω, παρατίθεται στη συνέχεια:



Σχήμα 3.7 : Διάγραμμα ελέγχου ρεύματος του αντιστροφέα πηγής τάσης [5].

Όπως είναι φανερό, τα u_d και u_q ελέγχονται από τους PI ελεγκτές, μέσω της ρύθμισης του σφάλματος $e_{dq} = i_{dqref} - i_{dq}$. Στη συνέχεια, έχουμε αφαίρεση του όρου $L\omega_0 i_{dq}$ για την επίτευξη της αποσύζευξης και, αφού γίνεται διαίρεση με $V_{DC}/2$, προκύπτει το σήμα διαμόρφωσης m_{dq} . Για την παραγωγή των σημάτων V_{idq} , τα σήματα διαμόρφωσης πολλαπλασιάζονται με τον όρο $V_{DC}/2$ και στη συνέχεια επιτυγχάνεται η ρύθμιση των ρευμάτων i_{dq} με βάση τις εξισώσεις (3.40) και (3.41) και κλείνει ο βρόχος. Οι τιμές των κερδών των PI ελεγκτών υπολογίζονται, ακριβώς με τον ίδιο τρόπο, όπως και στην περίπτωση του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, δηλαδή $k_p = L/\tau_i$ και $k_i = (R+r_{on})/\tau_i$, όπου τ_i η σταθερά χρόνου του συστήματος κλειστού βρόχου.

Με βάση, λοιπόν, το παραπάνω κύκλωμα ελέγχου, ρυθμίζονται οι τιμές των ρευμάτων ώστε να ακολουθούν με ελάχιστο σφάλμα τις επιθυμητές τιμές των σημάτων αναφοράς. Τα σήματα διαμόρφωσης μετατρέπονται με τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, στο τριφασικό επίπεδο και το παράγον σήμα δίνεται ως είσοδος στον αντιστροφέα, για να επιτευχθεί η διαμόρφωση, μέσω του PWM, της τάσης στην έξοδο του.

3.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ (VOLTAGE CONTROL) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΕ ΑΥΤΟΝΟΜΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

Στο Σχήμα 3.8 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός αντιστροφέα με ελεγχόμενη συχνότητα, δηλαδή ενός αντιστροφέα που λειτουργεί αυτόνομα και δεν συνδέεται με το υπόλοιπο δίκτυο. Σε αυτή την περίπτωση η τάση στην dc πλευρά V_{DC} υποστηρίζεται από μια αντίστοιχη πηγή τάσης, η οποία μπορεί να είναι μια οποιαδήποτε σταθερή πηγή ενέργειας, όπως μια συστοιχία μπαταριών ή ΑΠΕ. Σε κάποιες περιστάσεις, μπορεί να είναι μια ηλεκτρονική αναπαράσταση μιας πηγής ενέργειας όπως για παράδειγμα μιας ανεμογεννήτριας ή μιας κυψέλης καυσίμου.

Παρατηρώντας κανείς το παρακάτω κύκλωμα, διαπιστώνει ότι οι ακροδέκτες στην ac πλευρά συνδέονται, μέσω ενός RLC φίλτρου, με ένα τριφασικό φορτίο. Συνεπώς, ο σκοπός του συστήματος ελέγχου είναι η ρύθμιση του πλάτους και της συχνότητας της τάσης του

Οι παραπάνω εξισώσεις χώρου κατάστασης εκφράζουν την δυναμική συμπεριφορά της τάσης του φορτίου και σε διανυσματική μορφή, δίνονται με τον φασιθέτη χώρου

$$C_f \frac{d\vec{V}_s}{dt} = \vec{i} - \vec{i}_L. \quad (3.49)$$

Αν η παραπάνω σχέση εκφραστεί στο dq -επίπεδο, προκύπτει ότι

$$C_f \frac{d}{dt} \left[(V_{sd} + jV_{sq}) e^{j\rho} \right] = (i_d + ji_q) e^{j\rho} - (i_{Ld} + ji_{Lq}) e^{j\rho}. \quad (3.50)$$

και με χωρισμό σε πραγματικό και φανταστικό μέρος, εξάγονται οι παρακάτω εξισώσεις χώρου κατάστασης:

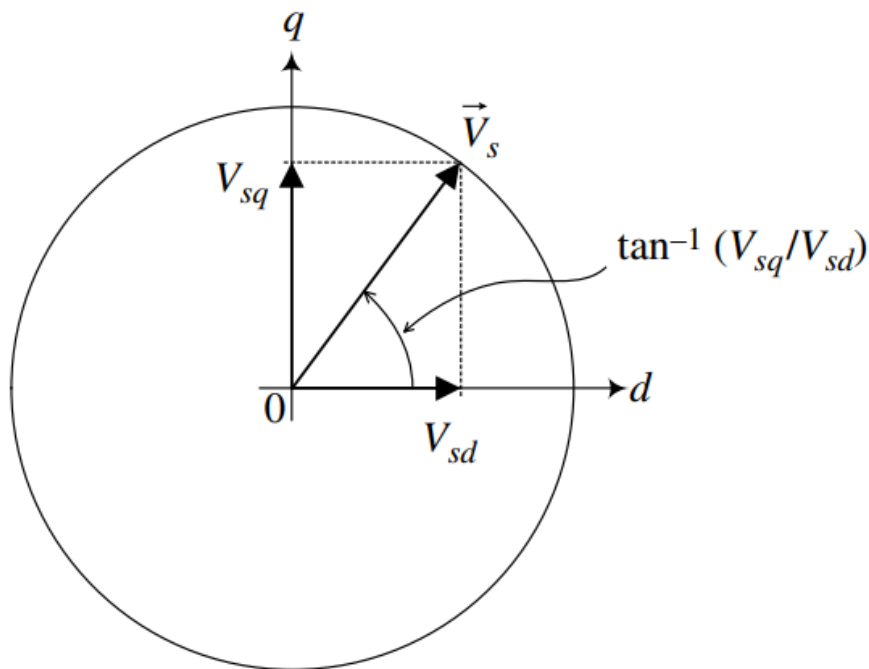
$$C_f \frac{dV_{sd}}{dt} = C_f (\omega V_{sq}) + i_d - i_{Ld}, \quad (3.51)$$

$$C_f \frac{dV_{sq}}{dt} = -C_f (\omega V_{sd}) + i_q - i_{Lq}. \quad (3.52)$$

όπου έχει γίνει η αντικατάσταση $d\rho/dt = \omega(t)$.

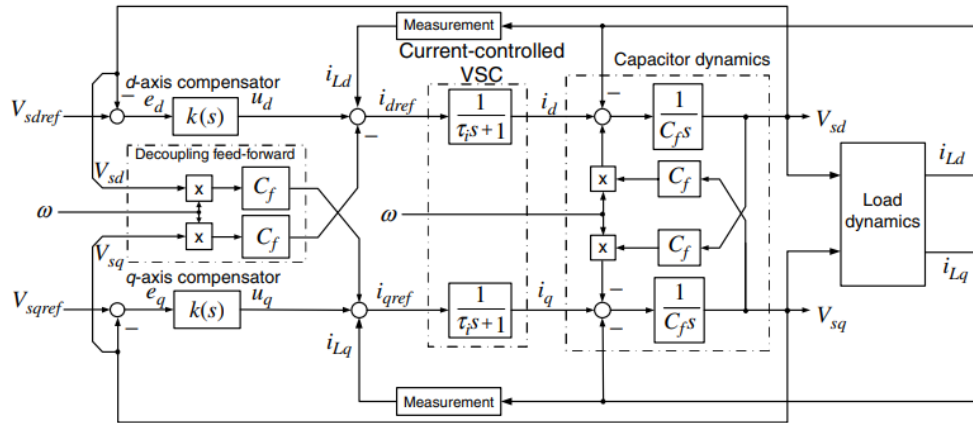
Με παρατήρηση των παραπάνω εξισώσεων, συμπεραίνει κανείς ότι ως έξοδοι του δυναμικού συστήματος θεωρούνται οι τάσεις V_{sd}, V_{sq} , ενώ οι συνιστώσες του ρεύματος φορτίου i_{Ldq} , αποτελούν τις διαταραχές του συστήματος. Είσοδοι στο σύστημα είναι το ρεύμα του αντιστροφέα i_{dq} και η συχνότητα. Όπως είναι ήδη γνωστό, το ρεύμα του αντιστροφέα ρυθμίζεται από τον βρόχο ελέγχου ρεύματος, συγκριτικά με τις αντίστοιχες τιμές αναφοράς i_{dqref} . Οι εξισώσεις (3.44) και (3.45) εκφράζουν το αντίστοιχο δυναμικό σύστημα.

Ο έλεγχος του πλάτους της τάσης έγκειται στην διαβεβαίωση ότι η αιχμή του διανύσματος της \vec{V}_s βρίσκεται πάνω σε ένα κύκλο, όπως παρατηρείται στο Σχήμα 3.9. Ανάλογα όμως τις τιμές των συνιστωσών στο dq -επίπεδο, το διάνυσμα μπορεί να εκλάβει διαφορετικές γωνίες ως προς τον άξονα d . Αυτό επιλύεται με την ρύθμιση $V_{sd} = V_s, V_{sq} = 0$, όπως και στην περίπτωση του αντιστροφέα που συνδέεται με το υπόλοιπο δίκτυο, όπου γινόταν με την χρήση του PLL.



Σχήμα 3.9 : Γεωμετρικός τόπος του φασιθέτη της τάσης του φορτίου για σταθερό πλάτος [5].

Στο Σχήμα 3.10 απεικονίζεται ένα σύστημα ελέγχου τάσης κλειστού βρόχου για τον αντιστροφέα του Σχήματος 3.8, που προσφέρει ευστάθεια και την απαιτούμενη δυναμική συμπεριφορά. Παρατηρείται η χρήση αντιστάθμισης για την σύζευξη που υπάρχει μεταξύ των V_{sd} και V_{sq} , μέσω ενός βρόχου με προς τα εμπρός τροφοδότηση, που είναι παρόμοια με την αποσύζευξη που υφίσταται για τα i_d και i_q στον έλεγχο του ρεύματος. Με αυτό τον τρόπο, διευκολύνεται ο έλεγχος της τάσεως V_{sdq} μέσω του ρεύματος αναφοράς i_{dqref} . Έπειτα, εφαρμόζεται ο έλεγχος ρεύματος για την ρύθμιση του i_{dq} . Επιπρόσθετα, η τάση V_{sdq} ρυθμίζεται μέσω των δυναμικών του πυκνωτή C_f του φίλτρου και μέσω αποσύζευξης. Τέλος, στο σύστημα προσμετράται και η επίδραση του ρεύματος φορτίου i_{Ldq} , τόσο στον υπολογισμό του ρεύματος αναφοράς, αλλά και στην ρύθμιση της τάσης. Με αυτό τον τρόπο το σύστημα αντισταθμίζεται, έτσι, ώστε να λειτουργεί υπό τις περισσότερες συνθήκες φορτίου.



Σχήμα 3.10 : Σχηματικό διάγραμμα ελέγχου τάσης για αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας [5].

Οι σχέσεις που εκφράζουν τον υπολογισμό του ρεύματος αναφοράς είναι οι παρακάτω:

$$i_{dref} = u_d - C_f (\omega V_{sq}) + i_{Ld}, \quad (3.53)$$

$$i_{qref} = u_q + C_f (\omega V_{sd}) + i_{Lq}. \quad (3.54)$$

όπου u_d και u_q είναι οι νέες εισόδου ελέγχου. Αν συμβολίσουμε με $G_i(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s}$ την συνάρτηση μεταφοράς που εκφράζει τον βρόχο του ελέγχου ρεύματος, τα ρεύματα i_{dq} προκύπτουν ως εξής:

$$I_d(s) = G_i(s)U_d(s) - C_f G_i(s)L \{ \omega V_{sq} \} + G_i(s)I_{Ld}(s), \quad (3.55)$$

$$I_q(s) = G_i(s)U_q(s) + C_f G_i(s)L \{ \omega V_{sd} \} + G_i(s)I_{Lq}(s), \quad (3.56)$$

όπου με $L \{ \cdot \}$ συμβολίζεται ο μετασχηματισμός Laplace.

3.4.1 Υπολογισμός τιμών του ΠΙ ελεγκτή

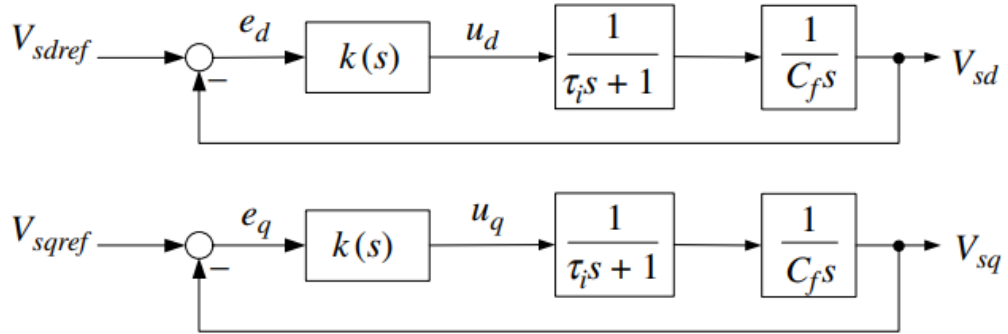
Η συνάρτηση μεταφοράς $G_i(s)$ έχει μοναδιαίο κέρδος dc, επομένως η $(1 - G_i(s)) = \frac{\tau_i s}{\tau_i s + 1}$ θα έχει μηδενικό και με μικρή σταθερά χρόνου τ_i , μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα για ένα μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Με βάση αυτό, οι εξισώσεις κατάστασης του συστήματος ελέγχου μπορούν να γραφούν ως

$$\frac{V_{sd}(s)}{U_d(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s}, \quad (3.57)$$

$$\frac{V_{sq}(s)}{U_q(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s}, \quad (3.58)$$

και αναπαριστούν δύο γραμμικά, αποζευγμένα συστήματα με εισόδους τις u_{dq} και εξόδους

την τάση του φορτίου V_{sdq} . Όμως, τα σήματα u_{dq} αποτελούν εξόδους δύο ανεξάρτητων ελεγκτών, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.11, οι οποίοι επεξεργάζονται τα σφάλματα της τάσεως του φορτίου $e_{dq} = V_{sdqref} - V_{sdq}$. Για διευκόλυνση της ανάλυσης, σχεδιάζονται οι απλουστευμένοι βρόχοι ανάδρασης για κάθε άξονα και παρατίθενται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.11 : Απλουστευμένο διάγραμμα ελέγχου τάσης [5].

Παρατηρείται ότι, πέρα από τον πόλο στο σημείο $s = -1/\tau_i$, η επίδραση του πυκνωτή έχει ως αποτέλεσμα και άλλον ένα πόλο στο $s = 0$. Για την ευκολότερη σχεδίαση τέτοιων συστημάτων, επιλέγεται PI ελεγκτής $k(s)$, ώστε να επιτυγχάνεται γρήγορη ρύθμιση και μηδενικό σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση. Η μορφή του είναι η εξής:

$$k(s) = k \frac{s+z}{s}. \quad (3.59)$$

Το κέρδος ανοιχτού βρόχου υπολογίζεται ως εξής:

$$l(s) = k \frac{s+z}{s} \frac{1}{\tau_i s + 1} \frac{1}{C_f s} = \frac{k}{\tau_i C_f} \left(\frac{s+z}{s + \tau_i^{-1}} \right) \frac{1}{s^2}. \quad (3.60)$$

Στις χαμηλές συχνότητες, ισχύει ότι $\angle l(j\omega) \approx -180^\circ$ λόγω του διπλού πόλου στο 0. Επίσης, στην περίπτωση που $z < \tau_i^{-1}$, η γωνία του κέρδους αυξάνεται μέχρι μια μέγιστη τιμή, έστω δ_{\max} , για μια συγκεκριμένη συχνότητα ω_{\max} και στη συνέχεια, πέφτει η τιμή της και πλησιάζει ασυμπτωματικά τις -180° . Οι σχέσεις που δίνουν τις παραπάνω μέγιστες τιμές είναι οι παρακάτω:

$$\delta_{\max} = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \tau_i z}{1 + \tau_i z} \right), \quad (3.61)$$

$$\omega_{\max} = \sqrt{z \tau_i^{-1}}. \quad (3.62)$$

Για συχνότητα $\omega_{\max} = \omega_c$, όπου ω_c η συχνότητα διασταύρωσης, η μέγιστη γωνία γίνεται το καινούριο περιθώριο φάσης και για το κέρδος θα πρέπει να ισχύει ότι $|l(j\omega_c)| = |l(j\omega_{\max})| = 1$. Η σχέση αυτή ικανοποιείται για

$$k = C_f \omega_c. \quad (3.63)$$

Αν ο ελεγκτής πάρει την συμβατική μορφή με αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος, τότε αυτά θα ισούνται με

$$k_p = k * z, \quad (3.64)$$

$$k_i = k. \quad (3.65)$$

Η παραπάνω μέθοδος για την σχεδίαση του ελεγκτή αναφέρεται και ως βέλτιστη συμμετρική μέθοδος (symmetrical optimum) και είναι αρκετά ικανοποιητική για συστήματα με διπλό πόλο στο 0 και ένα πραγματικό. Σύμφωνα με την μέθοδο, το επακόλουθο σύστημα είναι τρίτης τάξης και έχει πάντα ένα πόλο στη θέση $s = -\omega_c$ και δύο μιγαδικούς που βρίσκονται πάνω σε κύκλο με ακτίνα ω_c .

Πλέον, έχουν αναλυθεί πλήρως οι δύο βασικές μέθοδοι για τον έλεγχο των αντιστροφέων, που είναι απαραίτητες για την μελέτη της ευστάθειας σε ΣΗΕ όπου δεσπόζει η παρουσία τους. Στα επόμενα κεφάλαια θα εξεταστεί ένα δίκτυο που αποτελείται από δύο αντιστροφείς σε παράλληλη σύνδεση, όπου η γνώση της θεωρίας των αλγορίθμων ελέγχου τάσης και ρεύματος κρίνεται απαραίτητη για την κατασκευή του.

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΩΝ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η ύπαρξη αποκεντρωμένων μονάδων και μικροδικτύων που τελούν επικουρικές υπηρεσίες για το κεντρικό δίκτυο αλλά μπορούν να λειτουργήσουν και αυτόνομα έχει οδηγήσει στην αυξανόμενη χρήση μετατροπέων (converters). Η εισαγωγή, όμως των ηλεκτρονικών αυτών ισχύος, πολλές φορές επιφέρει διάφορα προβλήματα στην ευστάθεια και την ποιότητα ισχύος των δικτύων.

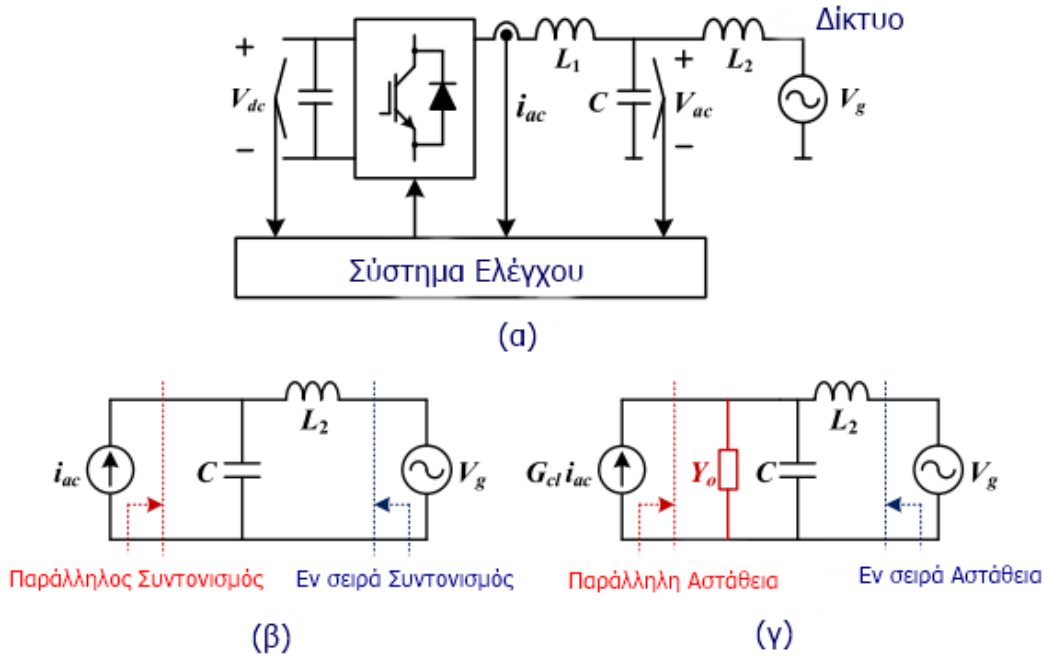
Οι μετατροπείς συνήθως είναι εξοπλισμένοι με συστήματα ελέγχου για την ρύθμιση του ρεύματος, της συχνότητας καθώς και της ισχύος με το υπόλοιπο δίκτυο. Οι δυναμικές συμπεριφορές που εμφανίζονται στα διάφορα φάσματα συχνοτήτων οδηγούν σε συζεύξεις με τα αντίστοιχα ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα όπως παροδικές αποκρίσεις (transient responses) στα δίκτυα ή δυναμικά φαινόμενα ηλεκτρικών μηχανών, με αποτέλεσμα ταλαντώσεις σε μια μεγάλη συχνοτική κλίμακα. Αυτές οι ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες μπορούν να προκαλέσουν διαταραχές στην διανομή του ηλεκτρικού ρεύματος.

Για αυτό είναι μείζονος σημασίας η αναζήτηση και παρατήρηση των αφύσικων αυτών φαινομένων καθώς και η μοντελοποίηση της ευστάθειας των μετατροπέων για την αντιμετώπισή τους.

Στη συνέχεια θα παρατεθούν αναλυτικά τα προβλήματα που δημιουργούνται λόγω αστάθειας αρμονικών και τους παράγοντες που συμβάλλουν στην εμφάνισή τους, ενώ θα παρουσιαστούν τα διάφορα μοντέλα και οι μέθοδοι ανάλυσης για τη ευστάθεια των εν λόγω συστημάτων [8].

4.2 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΕ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΑ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

Στο σχήμα 4.1 παρουσιάζεται ένα απλουστευμένο διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης (Voltage Source Converter-VSC) που είναι συνδεδεμένος με το δίκτυο, καθώς και τα ισοδύναμα κυκλώματα.

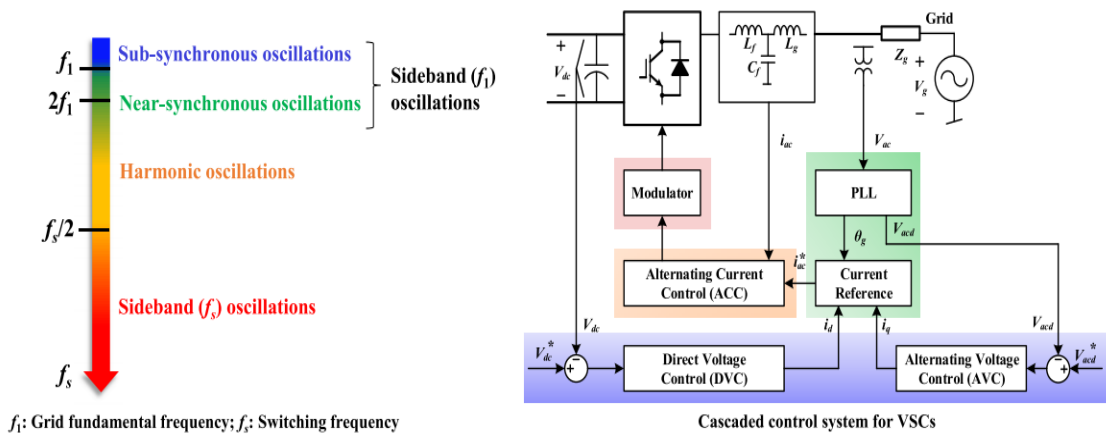


Σχήμα 4.1 : Απλουστευμένο διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης, συνδεδεμένο στο κεντρικό δίκτυο και το ισοδύναμο κύκλωμά του. (α) Ο μετατροπέας VSC. (β) Το ιδανικό ισοδύναμο κύκλωμα με μια πηγή ρεύματος. (γ) Το ισοδύναμο κύκλωμα με την αγωγιμότητα εξόδου του συστήματος ελέγχου. [8]

Το ισοδύναμο κύκλωμα 4.1(β) περιλαμβάνει μια πηγή ρεύματος στην θέση του μετατροπέα, όπου το φαινόμενο του συντονισμού (resonance) του LC φίλτρου μπορεί να προκληθεί είτε από την πηγή είτε από την τάση του δικτύου. Παράλληλα, όμως, με την πηγή ρεύματος προστίθεται και μια αγωγιμότητα που οφείλεται στον σύστημα ελέγχου του κυκλώματος. Ανάλογα την μορφή του ελέγχου, η τιμή της μπορεί να περιλαμβάνει θετικό, μηδενικό ή και αρνητικό πραγματικό μέρος σε διαφορετικά φάσματα συχνοτήτων. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε αποσβεσθείσες ή εκθετικά αυξανόμενες ταλαντώσεις στις συχνότητες συντονισμού. Με αυτό τον τρόπο αυτή η αρμονική αστάθεια του συστήματος διαφέρει από τον συντονισμό που προκαλείται λόγω του αντιστροφέα ή της σύνδεσης με το δίκτυο, καθώς είναι εξαρτημένη και επηρεάζεται από τον τύπο του ελέγχου που εφαρμόζεται στον μετατροπέα.

Οι διάφοροι βρόγχοι ελέγχου που εφαρμόζονται στο σύστημα και οι μορφές της αρμονικής αστάθειας που αντιστοιχούν στον καθένα παρατίθενται στο σχήμα 4.2. Η αντιστοίχιση αυτή γίνεται με διαφορετικά χρώματα, ξεκινώντας με μπλε για την θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου f_1 και καταλήγοντας στη συχνότητα αποκοπής f_s που αναλογεί στο κόκκινο χρώμα.

Οι βρόχοι ελέγχου περιλαμβάνουν τον έλεγχο της DC τάσης (Direct Voltage Control-DVC), της AC τάσης (Alternating Voltage Control-AVC), τον PLL (Phase Locked Loop) για τον συγχρονισμό του αντιστροφέα με το υπόλοιπο δίκτυο και τον έλεγχο ρεύματος (Alternating Current Control-ACC). Τα εύρη ζώνης τους ποικίλουν με αποτέλεσμα την εμφάνιση διαταραχών σε μια μεγάλη κλίμακα συχνοτήτων που κυμαίνεται από δεκάδες Hz σε αρκετά kHz.



Σχήμα 4.2 : Αντιστοίχιση των διαφόρων μορφών ευστάθειας αρμονικών και των βρόχων ελέγχου του μετατροπέα. [8]

Υπάρχουν δύο πλευρικές ζώνες (sidebands). Η πρώτη οφείλεται στη θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου. Η δεύτερη εμφανίζεται λόγω της διακοπτικής συχνότητας του PWM (Pulse Width Modulation) ελέγχου του αντιστροφέα ή της συχνότητας που είναι αποτέλεσμα του ψηφιακού ελέγχου δειγματοληψίας (Digital Signal Processing) [9]. Τα φαινόμενα εξαναγκασμένων ταλαντώσεων που εμφανίζονται, σε αυτή την περίπτωση, είναι τα εξής:

- 1) **Ταλαντώσεις της θεμελιώδους συχνότητας f_1** , λόγω των ασυμμετριών που εμφανίζονται στον PLL και των εξωτερικών βρόχων στο επίπεδο dq . Η χρήση του PLL εισάγει μια αρνητική απόσβεση που επηρεάζει τον q -άξονα όταν έχουμε λειτουργία αντιστροφέα (inverter), ενώ ο DVC προσθέτει μια αντίστοιχη απόσβεση στον άξονα του d σε λειτουργία ανορθωτή (rectifier). Οι ταλαντώσεις αυτές στην συχνότητα f_{dq} έχουν ως αποτέλεσμα φαινόμενα συντονισμού στην πλευρική ζώνη $f_{1\pm f_{dq}}$. Σε λιγότερο ισχυρά συστήματα, όπως αυτά με χαμηλότερο SCR (Short Circuit Ratio), αυτές οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις είναι συχνότερες. Στην περίπτωση που $f_{dq} < 2f_1$, η ταλάντωση δεν είναι συγχρονισμένη στη συχνότητα $f_1 - f_{dq}$. Αν η συχνότητα αυτή είναι μικρότερη του μηδενός, βρίσκεται στην αρνητική κλίμακα, ενώ σε αντίθετη περίπτωση, στη θετική. Τέλος, η ταλάντωση στη συχνότητα $f_1 + f_{dq}$ είναι σχεδόν συγχρονισμένη κοντά στην τιμή $2f_1$.
- 2) **Ταλαντώσεις γύρω από την συχνότητα αποκοπής f_s** , που οφείλονται στη σύζευξη των συχνοτήτων της PWM και της ψηφιακής δειγματοληψίας. Σε συστήματα παράλληλων αντιστροφέων με ασύγχρονους φορείς έχει παρατηρηθεί ότι μια διαταραχή των ημιτονοειδών σημάτων επιφέρει ταλαντώσεις σε μια χαμηλότερη συχνοτική κλίμακα [9]. Ακόμη, ένα παρόμοιο φαινόμενο έχει εμφανιστεί σε dc συστήματα, όπου η επικοινωνία των dc-dc μετατροπέων με διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες οδηγεί σε παρεμβολές στα σήματα [10]. Τέλος, μια άλλη περίπτωση αρμονικής αστάθειας είναι η αρνητική απόσβεση που

εισάγει ο βρόχος ACC πάνω από το όριο της κρίσιμης συχνότητας $fs/2$ (Nyquist frequency) και οφείλεται στις συχνοτικές συζεύξεις της ψηφιακής δειγματοληψίας.

Πέρα από τις διαταραχές που εισάγονται από τις πλευρικές ζώνες, αστάθεια μπορεί να παρατηρηθεί εξαιτίας των εσωτερικών βρόχων του ελέγχου ρεύματος. Συγκεκριμένα, η χρονική καθυστέρηση που προστίθεται μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια του συστήματος σε χαμηλότερες τιμές από την κρίσιμη συχνότητα. Αυτά τα φαινόμενα διαφέρουν από τα αντίστοιχα γύρω από την θεμελιώδη και διακοπτική συχνότητα, καθώς δεν παρεμβάλλονται δυναμικές συμπεριφορές των ημιτονοειδών σημάτων.

Συμπερασματικά, παρατηρείται ότι η ευστάθεια αρμονικών αποτελεί ένα παρακλάδι της ευστάθειας μικρού σήματος, περιλαμβάνει ταυτόχρονα, όμως, και παραμορφώσεις σε συχνότητες υπό της θεμελιώδους αλλά και σε υψηλότερες, λόγω των ευρυζωνικών εσωτερικών βρόχων ή των πλευρικών ζώνων που εμφανίζονται στην θεμελιώδη και την διακοπτική συχνότητα.

4.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ (VOLTAGE SOURCE CONVERTER)

Για να καταστεί εφικτή η καλύτερη μελέτη της ευστάθειας αρμονικών για μικροδίκτυα και μονάδες ΔΠ όπου υπερισχύει η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος, θα πρέπει να γίνει η κατάλληλη μοντελοποίηση τέτοιων κυκλωμάτων.

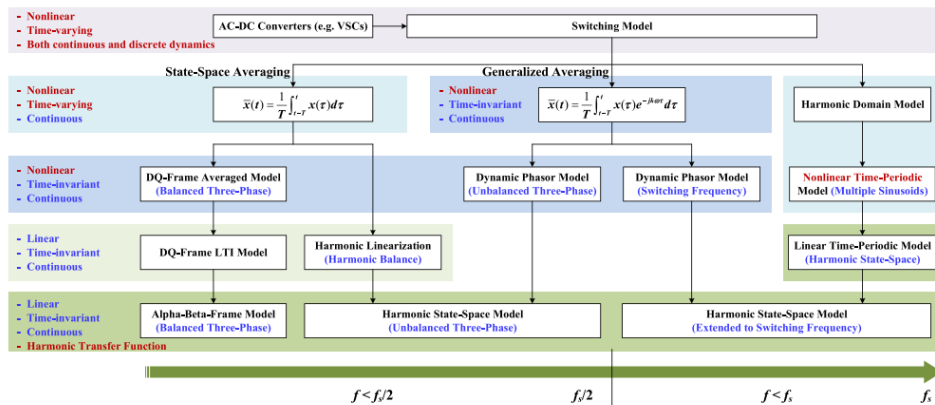
Οι μετατροπείς ισχύος αποτελούν συστήματα μη-γραμμικά και μεταβαλλόμενα ως προ τον χρόνο. Αυτή η μη-γραμμικότητα οφείλεται στο μεταβλητό duty cycle του συστήματος ελέγχου, ενώ η διαμόρφωση της συχνότητας και η περιοδικότητα των σημάτων εξόδου, οδηγεί σε αυτή την χρονική μεταβολή. Υπάρχουν όμως και εξαιρέσεις. Μετατροπείς με προκαθορισμένη συνάρτηση για τα διακοπτικά στοιχεία είναι γραμμικά συστήματα, αλλά συνεχίζει να υφίσταται η μεταβολή ως προ τον χρόνο. Με τον μετασχηματισμό των τριφασικών, χρονικά μεταβαλλόμενων σημάτων στο επίπεδο dq και την παραμέληση της επίδρασης της διαμόρφωσης, μπορεί να επιτευχθεί μια σταθερότητα ως προς τον χρόνο, αλλά το σύστημα θα παραμένει μη γραμμικό.

Λόγω όμως της ταυτόχρονης ύπαρξης διακοπτικών στοιχείων (ημιαγωγών) στους μετατροπείς, αλλά και παθητικών ηλεκτρονικών στοιχείων, η φύση τους είναι υβριδική. Έτσι, η μοντελοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς των μετατροπέων, γίνεται είτε με διακριτά είτε με συνεχή δεδομένα.

Η εικόνα 4.3 παρουσιάζει τις βασικές μεθόδους μοντελοποίησης των ac-dc μετατροπέων. Αρχικά, ο μετατροπέας αναπαρίσταται με ένα μοντέλο ιδανικών διακοπτικών στοιχείων, που περιλαμβάνει συνήθως IGBTs, MOSFETs, θυρίστορ, GTOs ή κάποιον άλλον ελεγχόμενο ημιαγωγό, ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου. Στη συνέχεια, υιοθετούνται τρεις διαφορετικές μέθοδοι για τα συνεχούς χρόνου μοντέλα των μετατροπέων:

- Η μέθοδος βασισμένη στο μοντέλο χώρου κατάστασης και τον μεταβαλλόμενο μέσο όρο (state-space averaging)
- Η μέθοδος του γενικευμένου μέσου όρου (generalized averaging)

- Η μέθοδος του αρμονικού μοντέλου χώρου κατάστασης (Harmonic State-Space)



Σχήμα 4.3 : Τα διάφορα μοντέλα γραμμικοποίησης των ac-dc μετατροπέων και η διαδικασία μοντελοποίησης, f_s : συχότητα αποκοπής, LTI: γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα. [8]

4.3.1 Ο Μέσος Όρος Χώρου Κατάστασης (State-Space Averaging)

Η συγκεκριμένη μέθοδος πρωτοχρησιμοποιήθηκε για dc-dc μετατροπείς, όπου οι ανεπιθύμητοι κυματισμοί των μη-ιδανικών dc σημάτων φιλτράρονται εφαρμόζοντας τον παρακάτω παράγοντα στις μεταβλητές κατάστασης του μετατροπέα [11].

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

όπου $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$, ω_s η διακοπτική συχνότητα. Τα μοντέλα αυτά είναι μη γραμμικά αλλά παραμένουν σταθερά με την πάροδο το χρόνου λόγω της dc φύσεως των κυκλωμάτων. Έτσι με την χρήση του μετασχηματισμού Fourier μπορεί να αποκτηθεί το ΓΧΑ (Γραμμικό Χρονικά Αμετάβλητο) μοντέλο του συστήματος.

Σε αντίθετη κατάσταση βρίσκονται οι ac-dc μετατροπείς, όπου η ac φύση των κυκλωμάτων έχει ως αποτέλεσμα την χρονική περιοδικότητα των σημάτων. Σε αυτή την περίπτωση, η χρήση του παράγοντα (4.1) είναι μερικώς επαρκούσα για συχνότητες κάτω από την κρίσιμη.

Έχουν διατυπωθεί τρεις μέθοδοι για την μοντελοποίηση των μετατροπέων:

- 1) Μετασχηματισμός στο dq επίπεδο για συμμετρικά τριφασικά συστήματα: Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Park, μπορεί να γίνει μετατροπή των σημάτων στο dc σημείο λειτουργίας του συστήματος. Με αυτό τον τρόπο αποκτάται ένα μη γραμμικό αλλά χρονικά αμετάβλητο μοντέλο, που δύναται να γραμμικοποιηθεί με την εφαρμογή του κινούμενου μέσου όρου (4.1). Ο μετασχηματισμός αυτός, όμως, έχει και άλλα πλεονεκτήματα, όπως η δυνατότητα για μελέτη των ανεπιθύμητων ταλαντώσεων γύρω από την θεμελιώδη συχνότητα με την χρήση διανυσμάτων χώρου κατάστασης.
- 2) Μέθοδος γραμμικοποίησης σε επίπεδο αρμονικών: Άλλος ένας τρόπος απόκτησης του ΓΧΑ μοντέλου των μετατροπέων πηγής τάσης είναι μέσω της γραμμικοποίησης του

συστήματος αλλά για τις αρμονικές συνιστώσες. Η μέθοδος αυτή βασίζεται στη *αρμονική ισορροπία*. Όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 4.3, το μοντέλο χώρου κατάστασης, που είναι μη γραμμικό και χρονικά μεταβαλλόμενο, γραμμικοποιείται με την επικάλυψη δύο ημιτονοειδών διαταραχών, μια στη θετική και μια στην αρνητική ακολουθία. Ύστερα, γίνεται εφαρμογή της ανάλυσης Fourier στην έξοδο και εξάγονται τα στοιχεία γύρω από την συχνότητα που παρατηρήθηκε η διαταραχή για την απόκτηση του ΓΧΑ μοντέλου.

Σε αντίθεση με το μοντέλο του dq επιπέδου, το μοντέλο της αρμονικής γραμμικοποίησης βρίσκεται στο ακολουθιακό πεδίο και για αυτό τον λόγο δεν απαιτείται ο μετασχηματισμός σε μη γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα. Παρ'όλα αυτά, οι συζεύξεις μεταξύ των στοιχείων στην αρνητική και θετική ακολουθία παραβλέπονται, με αποτέλεσμα ανακριβή πρόβλεψη για την ευστάθεια του συστήματος. Επιπροσθέτως, σε τριφασικά συμμετρικά συστήματα, η συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας μπορεί και να μη οφείλεται στα φαινόμενα σύζευξης των μετατροπέων, αλλά σε άλλους παράγοντες.

- 3) Μετασχηματισμός στο $\alpha\beta$ επίπεδο για συμμετρικά τριφασικά συστήματα: Στο ΓΧΑ μοντέλο στο dq επίπεδο χρησιμοποιείται μια μήτρα 2×2 διαστάσεων για την μελέτη των συχνοτικών συζεύξεων. Παρόλα αυτά, η μέθοδος αυτή δεν αποκαλύπτει τις συνιστώσες και την συμπεριφορά τους για ένα συγκεκριμένο διάνυσμα εισόδου. Αυτό επιλύεται με τον μετασχηματισμό στο $\alpha\beta$ επίπεδο (φασικό πεδίο). Το μοντέλο μπορεί να παρθεί από το υπάρχον στο dq επίπεδο με την χρήση μιγαδικών διανυσμάτων και συναρτήσεων μεταφοράς [12]. Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατή η σύγκριση της συμπεριφοράς των δύο μοντέλων όσον αφορά τις συζεύξεις σε διαφορετικές συχνότητες.

Θεωρούμε το γενικευμένο dq μοντέλο για ένα συμμετρικό τριφασικό μετατροπέα πηγής τάσης, που δίνεται από την εξής εξίσωση πινάκων:

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{dq}(s) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{dd}(s) & g_{dq}(s) \\ g_{qd}(s) & g_{qq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

όπου $\begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T$ και $\begin{bmatrix} y_d & y_q \end{bmatrix}^T$ απεικονίζουν τα διανύσματα εισόδου και εξόδου αντίστοιχα.

Με την χρήση των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς, το μοντέλο μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{dq} \\ \mathbf{y}_{dq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_+(s) & \mathbf{G}_-(s) \\ \mathbf{G}_-^*(s) & \mathbf{G}_+^*(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{dq} \\ \mathbf{u}_{dq}^* \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

όπου $\mathbf{u}_{dq} = u_d + ju_q$ και $\mathbf{y}_{dq} = y_d + jy_q$ αποτελούν τις μιγαδικές μορφές των διανυσμάτων εισόδου και εξόδου αντίστοιχα, \mathbf{u}_{dq}^* και \mathbf{y}_{dq}^* οι συζυγείς τους μιγαδικοί. Οι συναρτήσεις μεταφοράς μπορούν να υπολογιστούν ως εξής:

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_+(s) &= \frac{g_{dd}(s) + g_{qq}(s)}{2} + j \frac{g_{qd}(s) - g_{dq}(s)}{2} \\ \mathbf{G}_-(s) &= \frac{g_{dd}(s) - g_{qq}(s)}{2} + j \frac{g_{qd}(s) + g_{dq}(s)}{2}\end{aligned}\quad (4.4)$$

Οι $\mathbf{G}_+^*(s)$ και $\mathbf{G}_-^*(s)$ αναφέρονται στους συζυγείς μιγαδικούς των παραπάνω συναρτήσεων μεταφοράς. Λόγω της συμμετρικής φύσης του μοντέλου στο dq πεδίο, ισχύουν ότι:

$$g_d(s) = g_{dd}(s) = g_{qq}(s), \quad g_q(s) = -g_{qd}(s) = g_{dq}(s) \quad (4.5)$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, το σύστημα (4.3) μπορεί να αντικατασταθεί από το ισοδύναμο:

$$\mathbf{y}_{dq} = \mathbf{G}(s)\mathbf{u}_{dq}, \quad \mathbf{G}(s) = g_d(s) + jg_q(s) \quad (4.6)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς $\mathbf{G}(s)$ διευκολύνει την ανάλυση του συστήματος καθώς γίνεται μετατροπή από σύστημα πολλών εισόδων-πολλών εξόδων (MIMO) σε σύστημα μιας εισόδου-μιας εξόδου (SISO) και αποκαλύπτει και την συχνοτική συμπεριφορά του

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta} = \mathbf{G}(s - j\omega_1)\mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad (4.7)$$

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι δεν έχουμε καμία ένδειξη για συζεύξεις σε διάφορες συχνότητες μέσω του dq μοντέλου.

Αντικαθιστώντας της (4.7) στην σύνθετη εξίσωση του συστήματος, που δίνεται από την (4.3), αντλείται το ισοδύναμο σύστημα στο πεδίο $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\alpha\beta} \\ e^{j2\omega_1 t} \mathbf{y}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_+(s - j\omega_1) & \mathbf{G}_-(s - j\omega_1) \\ \mathbf{G}_-^*(s - j\omega_1) & \mathbf{G}_+^*(s - j\omega_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ e^{j2\omega_1 t} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Πλέον είναι εφικτή η ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος στην ευρεία ζώνη συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, μελετώντας το ισοδύναμο σύστημα (4.8), είναι προφανές ότι παράγεται η συνιστώσα σύζευξης στη συχνότητα $2\omega_1 - \omega$. Αυτό συνήθως προκαλείται από την εμφάνιση διαταραχών είτε στην dc είτε στην ac πλευρά του μετατροπέα, αλλά και από ταλαντώσεις του PLL ή των εξωτερικών βρόχων του συστήματος ελέγχου.

Αυτή η μέθοδος προτιμάται από το μοντέλο στο πεδίο των φάσεων που αναλύθηκε προηγουμένως, καθώς καταλήγει σε ΓΧΑ σύστημα ενώ, ταυτόχρονα, μπορεί να αναδείξει τις συζεύξεις που εμφανίζονται στις διάφορες συχνότητες, κάτι που συνήθως μπορεί να επιτευχθεί μόνο σε ένα γραμμικό, χρονικά περιοδικό σύστημα (ΓΧΠ). Συγκεκριμένα, αν ισχύει $\omega < 2\omega_1$, το συμβατικό μοντέλο στο φασικό πεδίο δεν μπορεί να προβλέψει την αρμονική συνιστώσα που προκαλεί φαινόμενα σύζευξης. Επιπλέον, η αρνητικής ακολουθίας συνιστώσα εμφανίζεται μόνο αν $\omega > 2\omega_1$. Αυτές οι

λεπτομέρειες δεν μπορούν να παρατηρηθούν από το μοντέλο που μελετήθηκε προηγουμένως, καθιστώντας την ανάλυση στο $\alpha\beta$ πεδίο προτιμότερη.

4.3.2 Μοντέλο Πολλαπλών Συχνοτήτων (Multiple-Frequency Model)

Μέχρι στιγμής, τα μοντέλα που έχουν παρουσιαστεί χρησιμοποιούνται κυρίως για τριφασικά συμμετρικά συστήματα. Ομως, αν υπάρχουν ασυμμετρίες, είναι αναγκαίο να μελετηθούν περισσότερες συχνότητες που μπορεί να οδηγήσουν σε φαινόμενα σύζευξης, τόσο στις θετικής όσο και στις αρνητικής ακολουθίας συνιστώσες του ac συστήματος. Για αυτό τον σκοπό, υιοθετείται το μοντέλο των πολλαπλών συχνοτήτων.

Δυο γενικευμένες μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί μέχρι και σήμερα. Η μια είναι η μέθοδος του γενικευμένου μέσου όρου (generalized averaging), γνωστή και ως δυναμικός φασιθέτης, και η άλλη το αρμονικό μοντέλο χώρου κατάστασης (Harmonic State Space). Και οι δύο μέθοδοι βασίζονται στο μετασχηματισμό Fourier και η διαφορά τους έγκειται στην μορφή μετατροπής των διακριτών διακοπτικών φαινομένων σε ένα συνεχές μοντέλο.

- 1) Γενικευμένος Μέσος Όρος και Δυναμικός Φασιθέτης: Προηγουμένως, η συγκεκριμένη μέθοδος χρησιμοποιήθηκε για το μοντέλο αρμονικής ευστάθειας των dc-dc μετατροπέων. Σε αυτή την περίπτωση, ορίζεται ένας διαφορετικός συντελεστής, ένας χρονικά περιοδικός Fourier, όπως δίνεται παρακάτω:

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega_s T} d\tau \quad (4.9)$$

Για $k=0$ λαμβάνεται ο συντελεστής που αναπαριστά την dc συνιστώσα, που είναι φανερό ότι ισοδυναμεί με τον κινούμενο μέσο όρο (4.1). Για $k=1$, ο συντελεστής υποδηλώνει την ac συνιστώσα της διακοπτικής συχνότητας f_s και εκφράζεται με ένα σύνθετο διάνυσμα στο dq πεδίο, περιστρεφόμενο γύρω από την f_s . Με αυτό τον τρόπο, ο μετατροπέας μοντελοποιείται με ένα μη γραμμικό αλλά χρονικά αμετάβλητο σύστημα, λόγω της χρήσης ενός dq μιγαδικού διανύσματος. Η δυναμική συμπεριφορά στις πολλαπλές συχνότητες δίνεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (4.10)$$

$$\langle xy \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (4.11)$$

Η συγκεκριμένη μέθοδος έχει επεκταθεί ώστε να μοντελοποιεί μονοφασικά και μη συμμετρικά τριφασικά συστήματα, όπου γίνεται εξαγωγή των συντελεστών θετικής και αρνητικής ακολουθίας, που ονομάζονται και δυναμικοί φασιθέτες [13]. Με χρήση της εξίσωσης (4.11), υπολογίζονται οι συζεύξεις μεταξύ των δύο φασιθετών. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το συγκεκριμένο μοντέλο είναι χρονικά αμετάβλητο στα διάφορα dq επίπεδα αναφοράς, σε αντίθεση με το αντίστοιχο μοντέλο με εξισώσεις χώρου κατάστασης. Ταυτόχρονα, βέβαια, διαφέρει από το μοντέλο που αναπτύχθηκε στο πεδίο των φάσεων, καθώς δεν παραβλέπονται οι συζεύξεις στις διάφορες συχνότητες.

Για να επιτευχθεί η γραμμικοποίηση, οι διαταραχές μικρού σήματος εφαρμόζονται στα σημεία ισορροπίας των φασιθετών και στη συνέχεια, με την

χρήση του μετασχηματισμού στο ab πεδίο μέσω των εξισώσεων (4.2)-(4.8), γίνεται η μοντελοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος.

Πέρα από τον υπολογισμό των συνιστωσών θετικής και αρνητικής ακολουθίας, το συγκεκριμένο μοντέλο ικανοποιεί και την μελέτη αρμονικών φαινομένων σε υψηλότερες τάξεις στους ac-dc μετατροπείς [14]. Η επέκταση αυτή, όμως, δεν συνοπολογίζει την επίδραση των αλγορίθμων ελέγχου των μετατροπέων. Μόνο ένα ΓΧΠ σύστημα με προκαθορισμένο διαμορφωτή μπορεί να μοντελοποιηθεί σε αυτή την περίπτωση.

- 2) Το μοντέλο αρμονικών με εξισώσεις χώρου κατάστασης (Harmonic State-Space Method): Η συγκεκριμένη μέθοδος είχε σχεδιαστεί αρχικά για την ανάλυση της δυναμικής των πτερυγίων των ελικόπτερων [15], και στη συνέχεια εφαρμόστηκε στα τρένα για την ευστάθεια αρμονικών των κινητήριων συστημάτων, που περιελάμβαναν αντιστροφείς [16]. Η βασική ιδέα σε αυτό το μοντέλο είναι η κατασκευή ενός συστήματος ανάλογου ενός ΓΧΑ βασισμένο σε εξισώσεις χώρου κατάστασης, για ΓΧΠ συστήματα. Αυτό επιτυγχάνεται με την εισαγωγή μιας εκθετικής αναπαράστασης για τα διαμορφωμένα σήματα, όπως παρατίθεται στη συνέχεια:

$$x(t) = \sum_k x_k(t) e^{jk\omega_s t} = \sum_k X_k(s) e^{st} e^{jk\omega_s t} \quad (4.12)$$

$$\dot{x}(t) = \sum_k (s + jk\omega_s) X_k(s) e^{(s+jk\omega_s)t} \quad (4.13)$$

Όπου ο όρος ' e^{st} ', $s = \sigma + j\omega$ χρησιμοποιείται για την διαμόρφωση των συντελεστών Fourier που είναι αναγκαίοι για την εξαγωγή των αρμονικών συνιστωσών. Με αυτό τον τρόπο, η ανάλυση είναι παρόμοια με τον γενικευμένο μέσο όρο (4.9), όπου έγινε επέκταση των μεταβλητών του συστήματος με την χρήση σειρών Fourier, αλλά διαφέρει στο ότι είναι πιο άμεση στον υπολογισμό των συνιστωσών. Η διαφοροποίηση έγκειται, επίσης, και στη διαδικασία που ακολουθείται για την κατασκευή του μοντέλου. Συγκεκριμένα, το διακοπτικό μοντέλο των μετατροπέων, αρχικά, ανακατασκευάζεται στο πεδίο των αρμονικών με τις εξισώσεις χώρου κατάστασης. Ύστερα, το μη γραμμικό, περιοδικό μοντέλο που προκύπτει γραμμικοποιείται απευθείας γύρω από το σημείο λειτουργίας των περιοδικών τροχιών ως εξής:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t) \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t) \Delta u(t) \\ \Delta y(t) &= \mathbf{C}(t) \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t) \Delta u(t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Οι $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$, $\mathbf{C}(t)$, $\mathbf{D}(t)$ είναι οι περιοδικές μήτρες του συστήματος, $\Delta \mathbf{x}(t)$ είναι το διάνυσμα χώρου κατάστασης και $\Delta u(t)$, $\Delta y(t)$ οι μεταβλητές εισόδου και εξόδου, αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας στην (4.14) τις εξισώσεις (4.12), (4.13) καθώς και τις μήτρες με τις Fourier σειρές τους

$$\mathbf{A}(t) = \sum_n \mathbf{A}_k e^{jk\omega_s t} \quad (4.15)$$

το HSS μοντέλο προκύπτει ως εξής:

$$\begin{aligned}
 (s + jk\omega_s)\mathbf{X}_k(s) &= \sum_n \mathbf{A}_{k-n}\mathbf{X}_n(s) + \sum_n \mathbf{B}_{k-n}U(s) \\
 \mathbf{Y}_k(s) &= \sum_n \mathbf{C}_{k-n}\mathbf{X}_n(s) + \sum_n \mathbf{D}_{k-n}U_n(s)
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

Η αρμονική συνάρτηση μεταφοράς (Harmonic Transfer Function-HTF) του παραπάνω συστήματος πολλών εισόδων-εξόδων μπορεί να παραχθεί με τον παρακάτω τρόπο:

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{H}(s)\mathbf{U}(s) \Rightarrow$$

$$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} \ddots & & \vdots & & \ddots \\ & H_0(s - j\omega_s) & H_{-1}(s) & H_{-2}(s + j\omega_s) & \\ \cdots & H_1(s - j\omega_s) & H_0(s) & H_{-1}(s + j\omega_s) & \cdots \\ & H_2(s - j\omega_s) & H_1(s) & H_0(s + j\omega_s) & \\ \ddots & & \vdots & & \ddots \end{bmatrix}
 \tag{4.17}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}(s) &= [\cdots Y_{-1}(s) Y_0(s) Y_1(s) \cdots]^T \\
 \mathbf{U}(s) &= [\cdots U_{-1}(s) U_0(s) U_1(s) \cdots]^T
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

Είναι φανερό λοιπόν ότι η συνάρτηση μεταφοράς (4.17) παρέχει ένα ενοποιημένο μοντέλο πολλαπλών συχνοτήτων για τους ac-dc μετατροπείς. Το σημείο στο οποίο γίνεται η γραμμικοποίηση, βέβαια, διαφέρει σε σχέση με το μοντέλο των δυναμικών φασιθέτων και γίνεται γύρω από της περιοδικές τροχίες του συστήματος.

4.3.3 Σύγκριση των διάφορων μοντέλων αρμονικής ευστάθειας

Ο Πίνακας I παρουσιάζει συνοπτικά τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των διαφόρων μεθόδων μοντελοποίησης που αναλύθηκαν προηγουμένως για την αρμονική ευστάθεια των μετατροπέων πηγή τάσης [8].

ΠΙΝΑΚΑΣ I
ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ

Χαρακτηριστικά	Μοντέλο στο πεδίο dq	Μέθοδος αρμονικής γραμμικοποίησης	Μοντέλο στο πεδίο $\alpha\beta$	Μοντέλο δυναμικού φασιθέτη	Αρμονικό Μοντέλο χώρου κατάστασης
Συχνοτικές Συζεύξεις	+	-	+	+	+
Ευστάθεια πλευρικής ζώνης f_l	+	-	+	+	+
Βρόχος ελέγχου ρεύματος	+	+	+	+	+
Ευστάθεια πλευρικής ζώνης f_s	-	-	-	+	+
Μη συμμετρικά τριφασικά/μονοφασικά συστήματα	-	+	-	+	+

Συγκεκριμένα, όλα τα μοντέλα θεωρούνται ικανά για την ανάλυση των θεμάτων αρμονικής ευστάθειας που εισάγουν οι βρόχοι του ελέγχου ρεύματος. Όσον αφορά την αστάθεια γύρω από τις συχνότητες f_s και f_1 , τα δύο τελευταία μοντέλα πολλαπλών συχνοτήτων που αναλύθηκαν επαρκούν. Για την πλευρική ζώνη f_1 , το ΓΧΑ μοντέλο στο dq πεδίο είναι ικανό να εντοπίσει τις ανεπιθύμητες ταλαντώσεις που εμφανίζονται. Επιπρόσθετα, οι συζεύξεις στις διάφορες συχνότητες μοντελοποιούνται από όλες τις μεθόδους πλην της αρμονικής γραμμικοποίησης, παρόλο που λαμβάνει υπόψη την συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας. Τέλος, για ασύμμετρα τριφασικά συστήματα όπου έχουμε θετική και αρνητική συνιστώσα που μπορούν να προκαλέσουν προβλήματα στην ευστάθεια, αλλά και για μονοφασικούς μετατροπείς, τα μοντέλα πολλαπλών συχνοτήτων και η αρμονική γραμμικοποίηση έχουν την δυνατότητα να συλλάβουν τις διαταραχές που εμφανίζονται στις διάφορες συχνότητες πέρα από την θεμελιώδη, καθώς είναι αναλύσεις που γίνονται στο πεδίο συχνοτήτων ή φάσεων.

Συμπερασματικά, είναι κατανοητό ότι τα μοντέλα πολλαπλών συχνοτήτων είναι τα πλέον κατάλληλα για την ανάλυση της αρμονικής ευστάθειας καθώς εντοπίζουν όλες τις διαταραχές και ανεπιθύμητες ταλαντώσεις που μπορεί να εμφανιστούν σε ένα μετατροπέα πηγής τάσης, στα διάφορα φάσματα συχνοτήτων, από την θεμελιώδη ($\approx 50\text{Hz}$) έως την διακοπτική (δεκάδες kHz) συχνότητα.

4.4 ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Δύο μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί έως τώρα για την ανάλυση ευστάθειας ΣΗΕ. Αυτές αποτελούν η ανάλυση ιδιοτιμών (eigenvalue analysis) που γίνεται στο πεδίο του χρόνου με εξισώσεις χώρου κατάστασης και η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων (impedance-based analysis) που βασίζεται στις συναρτήσεις μεταφοράς στο πεδίο συχνοτήτων. Στη συνέχεια θα γίνει περιγραφή των μεθόδων και σύγκρισή τους, ώστε να αναδειχθεί ποια είναι κατάλληλη και για ποιες περιπτώσεις.

4.4.1 Ανάλυση Ιδιοτιμών και Ιδιοδιανυσμάτων (Eigenvalue Analysis)

Η συγκεκριμένη μέθοδος είναι δημοφιλής σε συμβατικά συστήματα, όπου είναι αναγκαία η μελέτη της ευστάθειας τους. Η βασική ιδέα είναι η χρήση των εξισώσεων χώρου κατάστασης για την αναπαράσταση του συστήματος και την εξαγωγή των ιδιοτιμών και ιδιοδιανυσμάτων. Συγκεκριμένα, έπειτα από την γραμμικοποίηση του συστήματος, οι εξισώσεις έχουν ως εξής:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} \\ \Delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (4.19)$$

όπου \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} είναι οι μήτρες του ΓΧΑ συστήματος. Οι ιδιοτιμές, επομένως, του πίνακα \mathbf{A} μπορούν να παρθούν από την χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) = 0 \quad (4.20)$$

Οι ιδιοτιμές αναδεικνύουν την δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Ταυτόχρονα τα ιδιοδιανύσματα έχουν επιπτώσεις στη λειτουργία του. Τα δεξιά αποκαλύπτουν την διασπορά των ταλαντώσεων μέσω των μεταβλητών κατάστασης, ενώ τα αριστερά ιδιοδιανύσματα περιγράφουν την επίδραση των αρχικών συνθηκών στις δυναμικές ταλαντώσεις. Ο συνδυασμός των ιδιοδιανυσμάτων οδηγεί στον λεγόμενο παράγοντα συμβολής (participation factor) [17], που απεικονίζει την συνεισφορά των μεταβλητών κατάστασης στη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Επομένως, η συγκεκριμένη ανάλυση όχι μόνο συλλέγει την σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου του συστήματος, αλλά παρέχει και μια γενική εικόνα για την επίδραση των μεταβλητών κατάστασης και τις ταλαντώσεις που υφίστανται.

Όπως είναι ήδη γνωστό, τα πλέον συμβατικά ΣΗΕ κατακλύζονται από σύγχρονες γεννήτριες, όπου η ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια. Δυστυχώς, η ανάλυση ιδιοτιμών δεν αρκεί για την μελέτη τέτοιων φαινομένων και, συνήθως, τα παραβλέπει. Μόνο φαινόμενα συντονισμού σε χαμηλές συχνότητες, μικρότερης της θεμελιώδους, δύναται να εντοπιστούν. Αυτό επιλύεται με την χρήση της κλειστής μορφής της ανάλυσης ιδιοτιμών για δίκτυα μεγάλης κλίμακας, όπου η δυναμική συμπεριφορά του δικτύου και οι αποζευγμένες χρονικές σταθερές των γεννητριών διευκολύνουν την κατάσταση. Όπως, όμως, έχει ήδη τονιστεί, η αρμονική ευστάθεια περιλαμβάνει φαινόμενα και ταλαντώσεις σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων (Σχήμα 4.2). Οι συζεύξεις με αντίστοιχα φαινόμενα που εμφανίζονται στο δίκτυο διανομής συντελούν σε μια μήτρα υψηλής τάξης, δημιουργώντας έτσι δυσκολίες στην ανάλυση της ευστάθειας. Επιπλέον, για την ανάδειξη των συζεύξεων σε διάφορες συχνότητες σε μη συμμετρικά τριφασικά συστήματα απαιτείται το HSS μοντέλο, που περιπλέκει ακόμα περισσότερο τη διαδικασία, αυξάνοντας την τάξη του συστήματος.

Για την επίλυση αυτών των επιπλοκών σε συστήματα με μετατροπείς πηγής τάσης, έχει αναπτυχθεί η μέθοδος των στοιχείων σύνδεσης (Component Connection Method-CCM). Αυτή η μέθοδος παρουσιάζει μια, αποδοτική σε υπολογισμούς, διαδικασία για την εξαγωγή του ΓΧΑ μοντέλου, όπως έχει δωθεί στην (4.19). Στο Σχήμα 4.4 παρατίθενται οι δύο διαδικασίες που αναπτύχθηκαν για την ευκολότερη σύγκρισή τους. Στη CCM, το σύστημα διαιρείται στις πολλαπλές συνιστώσες του, όπως για παράδειγμα είναι οι μετατροπείς, οι γεννήτριες και το ηλεκτρικό δίκτυο. Υπάρχει διασύνδεση των στοιχείων αυτών μέσω γραμμικών αλγεβρικών σχέσεων που ορίζονται από τα σημεία σύνδεσης τους. Έπειτα, υφίσταται γραμμικοποίηση των συνιστωσών σε τοπικό επίπεδο και δημιουργείται ένα σύνθετο ΓΧΑ μοντέλο, που δίνεται από την σχέση

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{F}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{H}\Delta\mathbf{a} \\ \Delta\mathbf{b} &= \mathbf{J}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{K}\Delta\mathbf{a} \end{aligned} \quad (4.21)$$

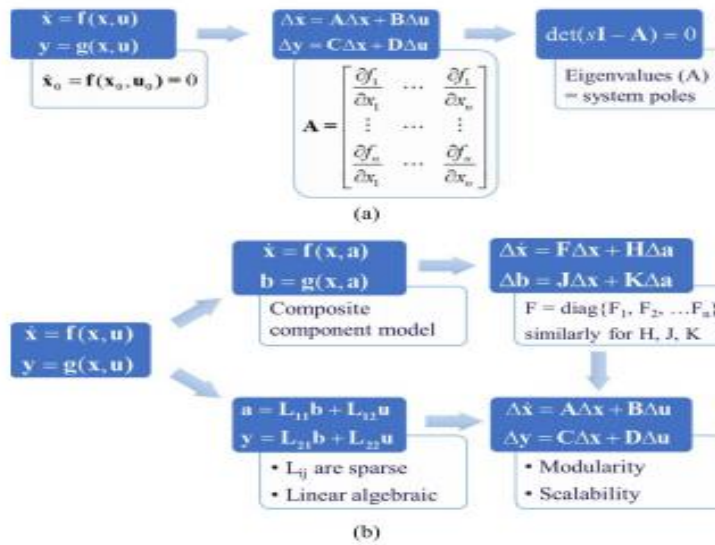
Η μήτρα \mathbf{F} αποτελεί τον διαγώνιο πίνακα των μητρών κατάστασης των συνιστωσών, δηλαδή $\mathbf{F} = \text{diag}\{\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_n\}$ και στο ίδιο μοτίβο ακολουθούν και οι άλλες τρεις.

Αφού δοθηκε η εξίσωση του μοντέλου, μπορεί να οριστεί η σχέση μεταξύ των επιμέρους συνιστωσών ως εξής:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \mathbf{L}_{11}\mathbf{b} + \mathbf{L}_{12}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{L}_{21}\mathbf{b} + \mathbf{L}_{22}\mathbf{u} \end{aligned} \quad (4.22)$$

όπου \mathbf{u} και \mathbf{y} αποτελούν την είσοδο και έξοδο αντίστοιχα του συστήματος. Οι μήτρες \mathbf{L}_{ij} είναι γραμμικές και εξαρτώνται από τον τρόπο που ορίζονται οι είσοδοι και έξοδοι των συνιστωσών. Αν συνδυαστούν οι σχέσεις (4.21) και (4.22), το αποτέλεσμα είναι αυτό που παρουσιάστηκε στην (4.19). Με την διαδικασία αυτή, ένα μεγάλο σε κλίμακα ΣΗΕ μπορεί να διαχωριστεί σε επιμέρους μικρότερα συστήματα και να μελετηθεί ξεχωριστά η ευστάθεια αυτών των δομικών στοιχείων. Με αυτό τον τρόπο, η CCM μέθοδος προσδίδει μια δυνατότητα αποκλιμάκωσης σε τέτοια πολύπλοκα και μεγάλα συστήματα. Τέλος, οι διασυνδέσεις των συνιστωσών του συστήματος προκαλούν δραστική μείωση στη διαδικασία υπολογισμού του μοντέλου.

Είναι σημαντικό, σε αυτό το σημείο, να τονιστεί ότι οι συνιστώσες του συστήματος μπορούν να απεικονιστούν και με συναρτήσεις μεταφοράς, όπως συμβαίνει και με την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων. Το συγκεκριμένο CCM μοντέλο στο πεδίο συχνοτήτων δύναται να αποκτηθεί μέσω σκαναρίσματος συχνοτήτων (frequency scanning), που μπορεί να αναλυθεί είτε σε κλειστή μορφή βασισμένη στους πόλους του συστήματος είτε με την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων που θα περιγραφεί στη συνέχεια [18].



Σχήμα 4.4 : Σύγκριση των δύο μεθόδων της ανάλυσης ιδιοτιμών:(α) γενικευμένο μοντέλο χώρου κατάστασης και (β) μοντέλο βασισμένο στα σημεία σύνδεσης(CCM). [8]

4.4.2 Ανάλυση Σύνθετων Αντιστάσεων (Impedance-Based Analysis)

Η συγκεκριμένη μέθοδος πρωτοχρησιμοποιήθηκε για την ανάλυση των φίλτρων εισόδου των dc-dc μετατροπέων [19]. Σε αυτή την περίπτωση, υπήρξε εισαγωγή ενός ελάχιστου βρόχου ανάδρασης, που περιελάμβανε την αντίσταση εισόδου του μετατροπέα καθώς και την αντίστοιχη εξόδου του LC φίλτρου. Το κέρδος βρόχου υπολογιζόταν με βάση τον λόγο των αντιστάσεων (impedance ratio). Για τον χαρακτηρισμό της επίδρασης του συντονισμού του φίλτρου, εφαρμοζόταν το κριτήριο Nyquist. Η συγκεκριμένη μέθοδος επεκτάθηκε αργότερα και στην ανάλυση ευστάθειας των dc συστημάτων των διαστημόπλοιων [20], όπου ο βρόχος ανάδρασης αποτελείται από το σύνολο των εμπεδήσεων των μετατροπέων και ο λόγος των σύνθετων αντιστάσεων τους περιγράφει τις αλληλεπιδράσεις τους. Στη συνέχεια, η ανάλυση εμπεδήσεων εφαρμόστηκε και σε ac συστήματα, όπου έγινε χρήση του γενικευμένου κριτηρίου Nyquist για την αξιολόγηση των συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος πολλαπλών εισόδων-εξόδων.

Η βασική ιδέα της μεθόδου περιγράφεται στο Σχήμα 4.5, όπου ένα ΣΗΕ που περιλαμβάνει ac-dc μετατροπείς με έλεγχο τάσης και ρεύματος αντίστοιχα αναπαρίσταται από το ισοδύναμο κύκλωμα βασισμένο στις σύνθετες αντιστάσεις. Ο μετατροπέας ελέγχου ρεύματος μοντελοποιείται με το ισοδύναμο κύκλωμα Norton, ενώ ο ελεγχόμενος από τάση με το αντίστοιχο Thevenin. Η συγκεκριμένη προσέγγιση θυμίζει αρκετά της μεθόδου των σημείων σύνδεσης (CCM), όπου έχουμε μοντελοποίηση με βάση τις συνιστώσες του συστήματος και, επομένως, έχει και τα αντίστοιχα πλεονεκτήματα που έχουν ήδη αναφερθεί. Η διαφορά τους έγκειται στον τρόπο που γίνεται η πρόβλεψη της αστάθειας του συστήματος. Συγκεκριμένα, σε αντίθεση με την προηγούμενη μέθοδο που έγινε ανάλυση των ιδιοτιμών του συστήματος, εδώ η ευστάθεια αναλύεται τοπικά σε κάθε σημείο σύνδεσης των μετατροπέων, οι οποίοι αντιμετωπίζονται το υπόλοιπο σύστημα σαν μια σύνθετη αντίσταση.

Στο Σχήμα 4.5(β) απεικονίζεται ένα γενικευμένο ισοδύναμο κύκλωμα που δείχνει την αλληλεπίδραση μεταξύ των μετατροπέων, όπου οι βρόχοι ανάδρασης για τον έλεγχο ρεύματος και τάσης δίνονται από τα συστήματα ελέγχου του Σχήματος 4.5(γ) και (δ), αντίστοιχα. Το κέρδος ανάδρασης είναι ίδιο και στις δύο περιπτώσεις και ισούται με τον λόγο των εμπεδήσεων $Y_c(s)Z_s(s)$. Με χρήση του νόμου τάσεων και ρευμάτων του Κίρχοφ, οι παρακάτω σχέσεις για την ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος μπορούν να παρθούν:

- $$i_c(s) - V_o(s)Y_c(s) = i_o(s) \Rightarrow i_c(s) - (i_o(s)Z_s(s) + V_s(s))Y_c(s) = i_o(s)$$

$$\Rightarrow i_c(s) - i_o(s)Z_s(s)Y_c(s) - V_s(s)Y_c(s) = i_o(s) \Rightarrow$$

$$i_o(s) = \frac{1}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} i_c(s) - \frac{Y_c(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} V_s(s) \quad (4.23)$$
- $$i_c(s) - V_o(s)Y_c(s) = i_o(s) \Rightarrow$$

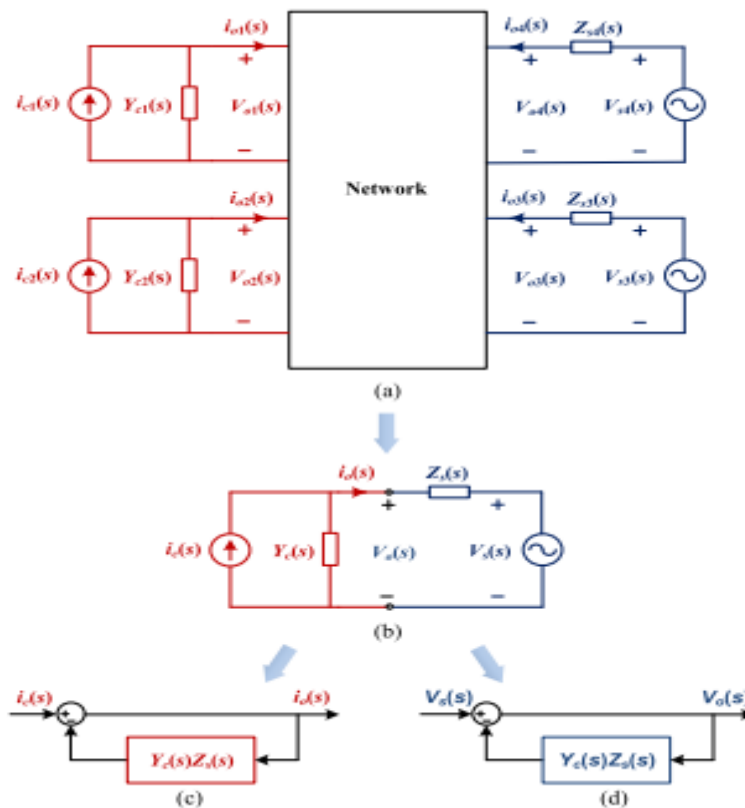
$$i_c(s) - V_o(s)Y_c(s) = \frac{1}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} i_c(s) - \frac{Y_c(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} V_s(s) \Rightarrow$$

$$V_o(s)Y_c(s) = i_c(s) - \left(\frac{1}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} i_c(s) - \frac{Y_c(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} V_s(s) \right) \Rightarrow$$

$$V_o(s)Y_c(s) = i_c(s) \left(\frac{Z_s(s)Y_c(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} \right) + V_s(s) \frac{Y_c(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} \Rightarrow$$

$$V_o(s) = i_c(s) \frac{Z_s(s)}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} + V_s(s) \frac{1}{1 + Z_s(s)Y_c(s)} \quad (4.24)$$

Με αυτό τον τρόπο μπορεί να γίνει εκτίμηση της επίδρασης των σύνθετων αντιστάσεων, που περιλαμβάνουν τα αντίστοιχα LC φίλτρα και τις αντιστάσεις του γραμμών, στην ευστάθεια του συστήματος και, επομένως, να δοθεί λύση στο εκάστοτε πρόβλημα.



Σχήμα 4.5 : Η βασική ιδέα της ανάλυσης εμπεδήσεων για την ευστάθεια συστημάτων:(α) Μοντέλο εμπεδήσεων ενός ηλεκτρικού δικτύου με μετατροπείς, (β) γενικευμένο ισοδύναμο κύκλωμα για κάθε μετατροπέα, (γ) βρόχος ανάδρασης του ελέγχου ρεύματος και (δ) βρόχος ανάδρασης του ελέγχου τάσης. [8]

4.4.3 Σύγκριση των Μεθόδων Ανάλυσης Αρμονικής Ευστάθειας

Στον Πίνακα II γίνεται μια σύγκριση των διαφόρων μεθόδων που περιγράφηκαν μέχρι στιγμής, για την ανάλυση της ευστάθειας αρμονικών σε συστήματα με υψηλή διείσδυση ηλεκτρονικών ισχύος [8]. Το μεγάλο πλεονέκτημα της μεθόδου ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων είναι η μοντελοποίηση μύρου κουτιού (black-box modelling), όπου οι εμπεδήσεις των μετατροπέων και του υπολοίπου δικτύου υπολογίζονται με την τεχνική του σκαναρίσματος συχνοτήτων, τεχνική που χρησιμοποιήθηκε παλαιότερα για την μελέτη των υποσύγχρονων ταλαντώσεων στα συμβατικά ΣΗΕ. Ο λόγος είναι ότι διευκολύνεται, με αυτό τον τρόπο, η ανάλυση των αλληλεπιδράσεων των μετατροπέων που παρέχονται από διαφορετικούς προμηθευτές. Επιπροσθέτως, σε αντίθεση με το μοντέλο CCM, παρέχει και καλύτερη εικόνα των επιδράσεων των ελεγκτών και, έτσι, η ανάλυση του συστήματος είναι σχεδιαστικής φύσης (design-oriented).

Με την χρήση της μήτρας αγωγιμοτήτων των κόμβων του συστήματος, η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων διευκολύνει τους υπολογισμούς, σε σχέση με το βασικό μοντέλο χώρου κατάστασης, και είναι πιο επιδεκτική στις διάφορες κλιμακώσεις που εμφανίζονται στα ΣΗΕ. Επειδή, όμως, η ανάλυση γίνεται στο πεδίο συχνοτήτων, οι επιδράσεις των μεταβλητών κατάστασης στην ευστάθεια του συστήματος δεν μπορούν να εντοπιστούν και, συνεπώς, οι ταλαντώσεις που υφίστανται για διαφορετικά επίπεδα απόσβεσης δεν δύναται να παρατηρηθούν από το μοντέλο σύνθετων αντιστάσεων. Από την άλλη, η δυναμική αλληλεπίδραση εισόδου-εξόδου των μετατροπέων, όπως είναι, για παράδειγμα, η αλληλεπίδραση ενός μετατροπέα με το υπόλοιπο σύστημα, προβλέπεται και από τις τρεις μεθόδους ανάλυσης της ευστάθειας.

Επιπρόσθετα, οι αλληλεπιδράσεις των υπολοίπων υποσυστημάτων μπορεί να επιφέρουν την παρουσία πόλων ή/και μηδενικών στο δεξιό μιγαδικό ημιπίπεδο στην ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση, έτσι όπως την αντιλαμβάνεται ο αντιστροφέας. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να δυσχεράνει την μελέτη της ευστάθειας και να οδηγήσει σε ανακριβή πρόβλεψη της.

Σε αντίθετη περίπτωση, το μοντέλο CCM διατηρεί την δυνατότητα για αποκλιμάκωση κάτι που παρατηρείται και στην ανάλυση εμπεδήσεων, ταυτόχρονα, όμως, λύνει το ζήτημα της αναγνώρισης των ταλαντώσεων και των συχνοτήτων στις οποίες υφίστανται, καθώς και της επίδρασης των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος στην ευστάθεια του. Επειδή, βέβαια, η ανάλυση γίνεται στο πεδίο του χρόνου με εξισώσεις χώρου κατάστασης, απαιτείται γνώση όλων των παραμέτρων και μορφών ελέγχου του συστήματος, με αποτέλεσμα να μην μπορεί να μελετηθεί η αλληλεπίδραση των πολλαπλών μετατροπέων που παρέχονται από διαφορετικούς προμηθευτές με διαφορετικές παραμέτρους. Επιπλέον, ενώ διευκολύνει την ανάλυση σε σχέση με το βασικό μοντέλο χώρου κατάστασης, συνεχίζει να απαιτεί υψηλότερους υπολογιστικούς πόρους από την ανάλυση στο πεδίο συχνοτήτων.

ΠΙΝΑΚΑΣ II
ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ

Χαρακτηριστικά	Βασική ανάλυση του χώρου κατάστασης	Μέθοδος σύνδεσης των στοιχείων(CCM)	Ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων
Ταυτοποίηση των δυναμικών λειτουργιών	+	+	-
Επίδραση των μεταβλητών κατάστασης	+	+	-
Δυναμική εισόδου-εξόδου	+	+	+
Σχεδιαστική ανάλυση	Επαρκής	Επαρκής	Υψηλή
Μοντελοποίηση «μαύρου κουτιού»	-	-	+
Αρθρωτότητα	-	+	+
Δυνατότητα Κλιμάκωσης	Χαμηλή	Υψηλή	Υψηλή

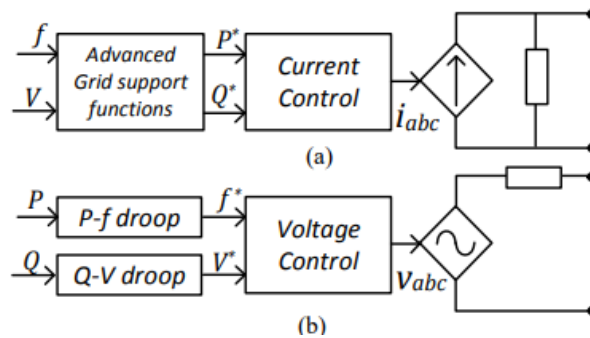
Για τον σκοπό αυτής της διπλωματικής εργασίας, θα επιλεγθεί η ανάλυση των σύνθετων αντιστάσεων για την μελέτη της ευστάθειας του συστήματος προς εξέταση. Επειδή δεν αποτελεί σκοπός η ανάδειξη των ταλαντώσεων στις διάφορες συχνότητες, αλλά η επίδραση των εκάστοτε στοιχείων του συστήματος στην συνολική του ευστάθεια, προτιμάται αυτή η μέθοδος έναντι των αντίστοιχων στο πεδίο του χρόνου.

**ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΠΟΤΕΛΟΥΜΕΝΟ ΑΠΟ ΔΥΟ
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ**

4.5 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα κεφάλαια, αναλύθηκαν τα μοντέλα ελέγχου των αντιστροφών πηγής τάσης και οι μέθοδοι μελέτης της ευστάθειας σε συστήματα όπου η παρουσία τους είναι κυρίαρχη. Όπως έχει ήδη τονιστεί, τα συγκεκριμένα κυκλώματα χρησιμοποιούνται ευρέως σε μικροδίκτυα και συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής, όπου απαιτείται συνήθως μετατροπή dc τάσης από αντίστοιχη πηγή ενέργειας, όπως είναι οι ΑΠΕ, σε ac για την παροχή σε απομακρυσμένη περιοχή ή την σύνδεση με το υπόλοιπο δίκτυο.

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα μελετηθεί ένα τέτοιο σύστημα. Συγκεκριμένα, το σύστημα θα περιλαμβάνει δύο παράλληλους αντιστροφείς. Ο ένας θα υλοποιεί έλεγχο τάσης και θα ρυθμίζει την συχνότητα και το πλάτος της τάσης του συστήματος (grid-forming inverter) [22]. Ο δεύτερος αντιστροφείας είναι ελεγχόμενος από ρεύμα και ρυθμίζει την ενεργό και άεργο ισχύ του (grid-following inverter) [23]. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζονται τα απλοποιημένα κυκλώματα με τις βασικές μεθόδους ελέγχου των δύο αυτών τύπων αντιστροφών:

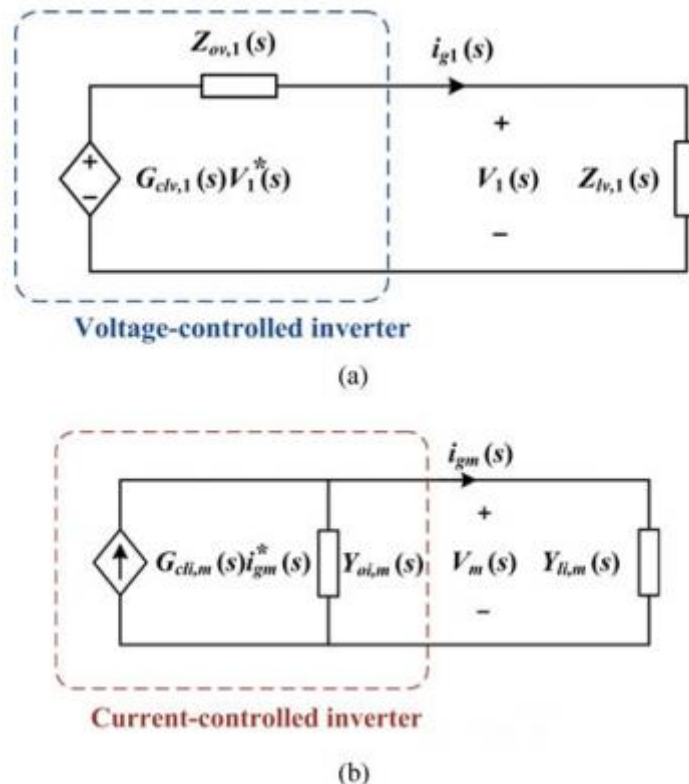


Σχήμα 5.1 : Απλοποιημένο διάγραμμα που περιλαμβάνει τις βασικές μεθόδους ελέγχου για: α) αντιστροφείς που ακολουθούν το υπόλοιπο δίκτυο (grid-following inverters) και β) αντιστροφείς που ελέγχουν την τάση και συχνότητα του δικτύου (grid-forming inverters) [23].

Σκοπός είναι η ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος αυτού. Έχουν δοθεί, μέχρι στιγμής, δύο βασικές μέθοδοι για τέτοιες εφαρμογές, η ανάλυση ιδιοτιμών στο πεδίο του χρόνου με εξισώσεις χώρου κατάστασης, καθώς και η μέθοδος των σύνθετων αντιστάσεων, που λαμβάνει μέρος στο πεδίο συχνοτήτων. Για τον σκοπό αυτής της εργασίας, θα μελετηθεί η δεύτερη μέθοδος .

4.6 ΙΣΟΔΥΝΑΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Το Σχήμα 5.2 απεικονίζει τα ισοδύναμα κυκλώματα για τους αντιστροφείς με έλεγχο ρεύματος και τάσης, αντίστοιχα, για την υλοποίηση της ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων. Τα κυκλώματα αυτά κατασκευάστηκαν με την χρήση των θεωρημάτων Thevenin και Norton, αντίστοιχα. Η μέθοδος αυτή μοντελοποιεί την δυναμική συμπεριφορά των αντιστροφέων, σύμφωνα με την αντίσταση ή αγωγιμότητα στην έξοδο τους. Με αυτό τον τρόπο, καθίσταται ευκολότερη η μελέτη της επίδρασης του κάθε αντιστροφέα στην ευστάθεια του συνολικού συστήματος.



Σχήμα 5.2 : Ισοδύναμα κυκλώματα με βάση την μέθοδο των σύνθετων αντιστάσεων για αντιστροφέα α) με έλεγχο τάσης και β) με έλεγχο ρεύματος [24].

Με βάση το παραπάνω σχήμα, ο λόγος αντιστάσεων ή αγωγιμοτήτων, ανάλογα τον αντιστροφέα, είναι αυτός που καθορίζει την επίδραση του στην ευστάθεια του συστήματος. Συγκεκριμένα, με την χρήση των νόμων του Kirchoff, μπορεί κανείς να αποκτήσει τις συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου ως εξής:

$$\begin{aligned}
 G_{clv,1}(s)V_1^*(s) - (Z_{ov,1}(s) + Z_{lv,1}(s))i_{g1}(s) &= 0 \quad \Rightarrow \\
 G_{clv,1}(s)V_1^*(s) - Z_{ov,1}(s)i_{g1}(s) - V_1(s) &= 0 \Rightarrow \\
 \frac{V_1(s)}{V_1^*(s)} &= G_{clv,1}(s) - \frac{Z_{ov,1}(s)}{V_1^*(s)}i_{g1}(s) \Rightarrow \\
 \frac{V_1(s)}{V_1^*(s)} &= G_{clv,1}(s) - \frac{Z_{ov,1}(s)}{V_1^*(s)} \left(\frac{G_{clv,1}(s)V_1^*(s)}{Z_{ov,1}(s) + Z_{lv,1}(s)} \right) \Rightarrow \\
 \frac{V_1(s)}{V_1^*(s)} &= G_{clv,1}(s) - G_{clv,1}(s) \frac{Z_{ov,1}(s)}{Z_{ov,1}(s) + Z_{lv,1}(s)} \Rightarrow \\
 \frac{V_1(s)}{V_1^*(s)} &= G_{clv,1}(s) \frac{Z_{lv,1}(s)}{Z_{ov,1}(s) + Z_{lv,1}(s)} = G_{clv,1}(s) \frac{1}{1 + \frac{Z_{ov,1}(s)}{Z_{lv,1}(s)}}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

και

$$\begin{aligned}
 G_{cli,2}(s)i_{g2}^*(s) &= i_{g2}(s) + V_2(s)Y_{oi,2}(s) \quad \Rightarrow \\
 G_{cli,2}(s)i_{g2}^*(s) &= i_{g2}(s) + \frac{i_{g2}(s)}{Y_{li,2}(s)}Y_{oi,2}(s) \Rightarrow \\
 G_{cli,2}(s)i_{g2}^*(s) &= i_{g2}(s) \left(\frac{Y_{li,2}(s) + Y_{oi,2}(s)}{Y_{li,2}(s)} \right) \Rightarrow \\
 \frac{i_{g2}(s)}{i_{g2}^*(s)} &= G_{cli,2}(s) \frac{Y_{li,2}(s)}{Y_{li,2}(s) + Y_{oi,2}(s)} = G_{cli,2}(s) \frac{1}{1 + \frac{Y_{oi,2}(s)}{Y_{li,2}(s)}}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Οι δείκτες 1 και 2 αναφέρονται στον έλεγχο τάσης και ρεύματος, αντίστοιχα. Είναι φανερό ότι με ευσταθείς συναρτήσεις μεταφοράς $G_{clv,1}$ και $G_{cli,2}$, η ευστάθεια του συστήματος θα είναι εξαρτημένη μόνο από τους παρακάτω λόγους αντιστάσεων, που αποτελούν ελάχιστονες βρόχους ανάδρασης [25]:

$$T_u(s) = \frac{Z_{ov,1}(s)}{Z_{lv,1}(s)}, \quad T_c(s) = \frac{Y_{oi,2}(s)}{Y_{li,2}(s)}. \tag{5.3}$$

Αξίζει, εδώ, να σημειωθεί ότι οι παραπάνω συναρτήσεις μεταφοράς δεν είναι μιας εισόδου-εξόδου, λόγω της φύσης του ελέγχου dq , αλλά 2×2 μήτρες [26]. Για την απλοποίηση του συστήματος των αντιστροφών, θα χρησιμοποιηθεί μια μέθοδος που έχει αναπτυχθεί για την μετατροπή συστημάτων με πολλαπλές εισόδους-εξόδους σε σύστημα με μία, μόνο, είσοδο και έξοδο. Στην επόμενη ενότητα θα δοθεί η βασική θεωρία για την μετατροπή τέτοιων συστημάτων.

4.7 ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΜΙΓΑΛΙΚΩΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ (COMPLEX TRANSFER FUNCTION)

Για την απλοποίηση της ανάλυσης ευστάθειας τριφασικών συστημάτων με βάση τις σύνθετες αντιστάσεις, έχει αναπτυχθεί μια νέα διαδικασία μοντελοποίησης, όπου οι συναρτήσεις μεταφοράς που προκύπτουν αντικαθίστανται με τις αντίστοιχες μιγαδικές στο dq -επίπεδο. Με αυτό τον τρόπο το αρχικό σύστημα με πολλαπλές εισόδους και εξόδους μετατρέπεται σε ένα αντίστοιχο με μόνο μια είσοδο και έξοδο, όπου οι σύνθετες αντιστάσεις προκύπτουν χωρίς τον υπολογισμό μητρών, που είναι πολύπλοκος και χρονοβόρος. Επομένως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί το παραδοσιακό κριτήριο Nyquist για την θεωρητική μελέτη της ευστάθειας του συνολικού συστήματος [27].

Η μέθοδος των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς ή αλλιώς Complex Transfer Functions (CTFs) έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως τα τελευταία χρόνια καθώς καθιστά την θεωρητική ανάλυση τριφασικών συστημάτων απλούστερη και κομψότερη [12]. Για ευκολότερη κατανόησή της, θεωρείται το παρακάτω 2×2 γραμμικό σύστημα ελέγχου:

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & -G_2(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

όπου με $x_1(s)$ και $x_2(s)$ συμβολίζονται τα σήματα εισόδου του συστήματος, ενώ αντίστοιχα $y_1(s), y_2(s)$ είναι οι εξόδοι. Η $G(s)$ αποτελεί την συνάρτηση μεταφοράς και στην περίπτωση που $G_{11}(s) = G_{22}(s) = G_1(s)$ και $G_{12}(s) = G_{21}(s) = G_2(s)$, το σύστημα γίνεται συμμετρικό και γράφεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1(s) & -G_2(s) \\ G_2(s) & G_1(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Αν χρησιμοποιηθεί η μιγαδική αναπαράσταση για τα σήματα εισόδου και εξόδου, δηλαδή:

$$\vec{x}(s) = x_1(s) + jx_2(s) \quad (5.6)$$

$$\vec{y}(s) = y_1(s) + jy_2(s) \quad (5.7)$$

το σύστημα (5.5) μπορεί να εκφραστεί στην εξής μορφή:

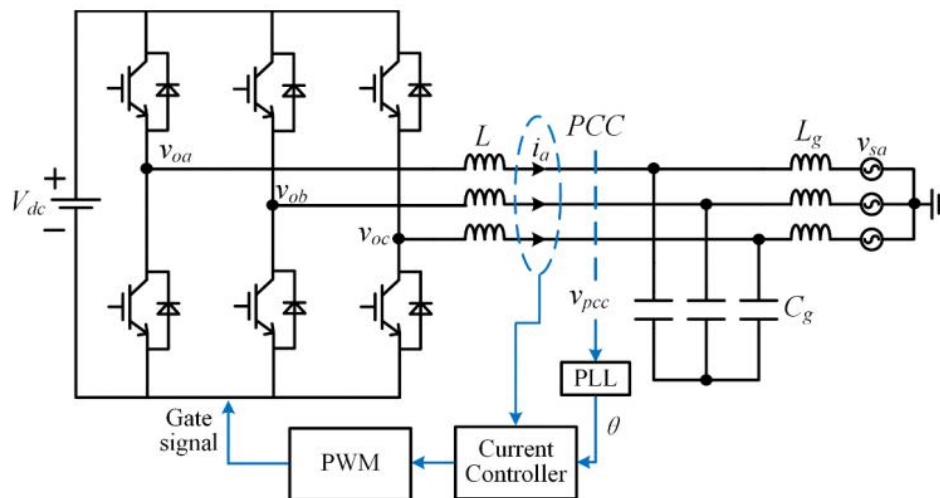
$$\vec{y}(s) = [G_1(s) + jG_2(s)]\vec{x}(s) \square \vec{G}(s)\vec{x}(s). \quad (5.8)$$

Στην παραπάνω εξίσωση, η λεγόμενη μιγαδική συνάρτηση μεταφοράς είναι η $\vec{G}(s)$, που διαφέρει σχετικά με τις πραγματικές, καθώς περιλαμβάνει την φανταστική συνιστώσα, η οποία μπορεί να προκαλέσει διαφορετικές αποκρίσεις για το σύστημα, τόσο για θετικές όσο και για αρνητικές συχνότητες. Έτσι, προκύπτει εν τέλει, ένα απλουστευμένο σύστημα μιας εισόδου-εξόδου(SISO), όπου μπορεί να εφαρμοστεί η κλασική θεωρία ελέγχου για την σχεδίαση των ελεγκτών και την μελέτη της ευστάθειας.

Στα επόμενα δύο κεφάλαια θα δοθεί η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων με την χρήση των CTFs τόσο για τον αντιστροφέα ελέγχου τάσης όσο και για τον αντίστοιχο με έλεγχο ρεύματος, πριν γίνει χρήση του κριτηρίου Nyquist για την μελέτη της ευστάθειας του μικροδικτύου που αποτελείται από τους δύο αυτούς αντιστροφείς σε παράλληλη σύνδεση.

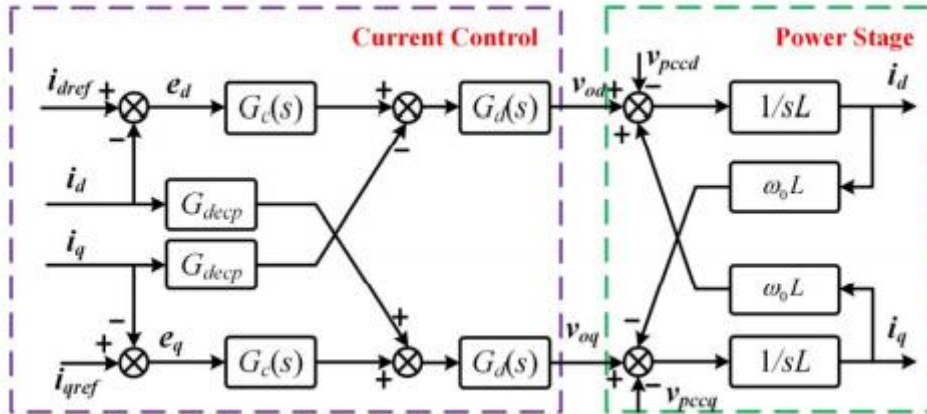
4.8 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στο Σχήμα 5.3 παρατίθεται το κυκλωματικό διάγραμμα ενός αντιστροφέα πηγής τάσης που συνδέεται με το υπόλοιπο δίκτυο και στον οποίο υφίσταται έλεγχος ρεύματος. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο συγκεκριμένος αντιστροφέας αποκαλείται και grid-following inverter, αφού συνήθως επιτελεί ρύθμιση ισχύος και δεν συμβάλλει στην ρύθμιση της τάσης και συχνότητας, τα οποία παρέχει το υπόλοιπο δίκτυο ή, στην περίπτωση αυτής της διπλωματικής, ο αντιστροφέας με έλεγχο τάσης. Με βάση το σχήμα, κανείς συμπεράνει ότι με v_0 συμβολίζεται η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Το φίλτρο αποτελείται από ένα πηνίο L και το υπόλοιπο δίκτυο προσομοιώνεται με μια εμπέδηση τύπου LC . Με V_{pcc} συμβολίζεται η τάση στο σημείο σύζευξης του αντιστροφέα με το υπόλοιπο δίκτυο. Για τον συγχρονισμό με το δίκτυο και την επίτευξη μοναδιαίου συντελεστή ισχύος, γίνεται χρήση του PLL, όπου ρυθμίζεται το σφάλμα την φάσης θ . Τέλος, η τάση του δικτύου αναπαρίσταται από την v_{sabc} .



Σχήμα 5.3 : Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα πηγής τάσης με έλεγχο ρεύματος. [27]

Για την σχεδίαση του συστήματος ελέγχου, έχει γίνει χρήση του μετασχηματισμού Park, άρα ο έλεγχος γίνεται στο dq -επίπεδο, όπως έχει δειχθεί στο Κεφάλαιο 3. Το διάγραμμα μπλοκ του ελέγχου παρατίθεται στη συνέχεια:



Σχήμα 5.4 : Διάγραμμα μπλοκ του ελέγχου ρεύματος στο πεδίο dq . [27]

Στο παραπάνω σχήμα, με $G_c(s)$ συμβολίζεται ο PI ελεγκτής που ρυθμίζει το σφάλμα $e_{dq} = i_{dqref} - i_{dq}$ και έχει την γνωστή μορφή $G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$. Η συνάρτηση μεταφοράς $G_{dec}(s)$ αναπαριστά τον όρο αποσύζευξης, που στην περίπτωση του ελέγχου ρεύματος είναι, όπως έχει ήδη τονιστεί, ο $\omega_o L$, με ω_o να αποτελεί την θεμελιώδη γωνιακή συχνότητα του δικτύου. Η χρονική καθυστέρηση που οφείλεται στον ψηφιακό έλεγχο και περιλαμβάνει την επίδραση τόσο της διαμόρφωσης PWM όσο και της δειγματοληψίας, αναπαρίσταται από την συνάρτηση μεταφοράς $G_d(s) = e^{-1.5T_s s}$, όπου T_s αποτελεί η περίοδος δειγματοληψίας.

Το διάγραμμα του Σχήματος 5.4 μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι συμμετρικό, αν αμεληθεί η επίδραση του συστήματος ελέγχου PLL και οι παράμετροι του ελέγχου και του σταδίου εξόδου είναι ίδιες και στους δύο άξονες του περιστρεφόμενου πεδίου dq . Σε αυτή την περίπτωση, είναι δυνατή η χρήση των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς για την επιθυμητή ανάλυση. Πριν χρησιμοποιηθεί η μέθοδος αυτή, θα γίνει χρήση της συμβατικής συνάρτησης μεταφοράς, για καλύτερη σύγκριση των δύο μεθόδων.

Αρχικά θα εκφραστούν οι διάφορες συναρτήσεις μεταφοράς σε μορφή 2x2 μητρών ως εξής:

$$\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} k_p + \frac{k_i}{s} & 0 \\ 0 & k_p + \frac{k_i}{s} \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

$$\mathbf{G}_{dec}(s) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o L \\ \omega_o L & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.10)$$

$$\mathbf{G}_d(s) = \begin{bmatrix} e^{-1.5T_s s} & 0 \\ 0 & e^{-1.5T_s s} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

και υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς που αναπαριστά το στάδιο ισχύος του συστήματος ελέγχου με τον παρακάτω τρόπο:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \mathbf{G}_p(s) \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s/L}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{\omega_0/L}{s^2 + \omega_0^2} \\ -\frac{\omega_0/L}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{s/L}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

Εφόσον έχουν οριστεί όλες οι συναρτήσεις μεταφοράς, είναι δυνατός ο υπολογισμός του κέρδους ανοιχτού βρόχου του συστήματος, που ισούται με:

$$\mathbf{T}(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_d * \mathbf{G}_p * \mathbf{G}_{dec})^{-1} \mathbf{G}_d * \mathbf{G}_p * \mathbf{G}_c. \quad (5.13)$$

Με \mathbf{I} συμβολίζεται ο μοναδιαίος πίνακας 2x2 διαστάσεων. Πλέον, έχουν οριστεί όλα τα δεδομένα για τον υπολογισμό της αγωγιμότητας εξόδου του αντιστροφέα. Επομένως, θα ισχύει ότι:

$$\mathbf{Y}_{oc}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{T}(s)]^{-1} \mathbf{Y}_0(s) \quad (5.14)$$

όπου $\mathbf{Y}_0(s)$ αποτελεί την αγωγιμότητα ανοιχτού βρόχου στην έξοδο του αντιστροφέα και ισούται με την αγωγιμότητα του φίλτρου εξόδου, δηλαδή $\mathbf{Y}_0(s) = \mathbf{G}_p(s)$.

Είναι σαφές ότι η παραπάνω μέθοδος είναι αρκετά πολύπλοκη, γιατί καθιστά αναγκαίο τον υπολογισμό πολλαπλών πινάκων και χρήση της πράξης των πολλαπλασιασμών τους, με συνέπεια να δυσκολεύει σημαντικά η ανάλυση ευστάθειας του αντιστροφέα. Για την απλοποίηση των υπολογισμών, θα εφαρμοστεί η μέθοδος των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς, με το απλοποιημένο διάγραμμα μπλοκ να παρατίθεται στο Σχήμα 5.5. Αρχικά, εκφράζονται όλες οι μεταβλητές στο πεδίο dq μέσω των CTFs και δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\vec{i}_{dq} = i_d + j i_q, \quad (5.15)$$

$$\vec{v}_{pccdq} = v_{pccd} + j v_{pccq}. \quad (5.16)$$

Ταυτόχρονα, εκλαμβάνονται οι μιγαδικές μορφές των συναρτήσεων μεταφοράς (5.9), (5.10) και (5.11) ως εξής:

$$\vec{G}_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (5.17)$$

$$\vec{G}_{dec}(s) = j \omega_o L, \quad (5.18)$$

$$\vec{G}_d(s) = e^{-1.5T_s s}. \quad (5.19)$$

Όσον αφορά το στάδιο της ισχύος, γίνεται χρήση αρχικά του μετασχηματισμού Clarke για τον υπολογισμό της συνάρτησης μεταφοράς στο $\alpha\beta$ -επίπεδο, όπου εκφράζεται ως

$$G_p^{\alpha\beta}(s) = \frac{1}{sL} \quad (5.20)$$

Αν γίνει χρήση του μετασχηματισμού από το πεδίο $\alpha\beta$ στο αντίστοιχο dq , μπορεί κανείς να εξάγει το CTF μοντέλο για το συγκεκριμένο στάδιο. Το αποτέλεσμα είναι το παρακάτω:

$$\bar{G}_p(s) = \frac{1}{(s + j\omega_0)L} = \frac{s/L}{s^2 + \omega_0^2} + j \frac{-\omega_0/L}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (5.21)$$

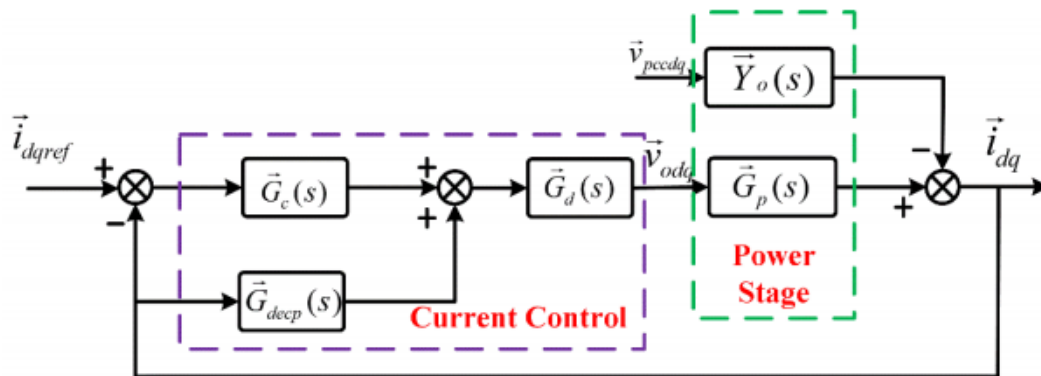
Με σύγκριση της παραπάνω σχέσης με την (5.12), παρατηρείται ότι αποτελεί την μιγαδική μορφή της, άρα η παραπάνω ανάλυση για την εξαγωγή της CTF καθίσταται έγκυρη. Επομένως, είναι δυνατή πλέον η ανάλυση του συστήματος για τον υπολογισμό της αγωγιμότητας εξόδου, αφού έχει απλοποιηθεί σε ένα ισοδύναμο με μια είσοδο και έξοδο. Με βάση το Σχήμα 5.5, που παρατίθεται στη συνέχεια, μπορεί κανείς να υπολογίσει το κέρδος ανοιχτού βρόχου ως εξής:

$$\begin{aligned} (\bar{i}_{dqref} \bar{G}_c(s) + \bar{i}_{dq} \bar{G}_{decp}(s)) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s) - \bar{v}_{pccdq} \bar{Y}_o(s) &= \bar{i}_{dq} \Rightarrow \\ \bar{i}_{dqref} \bar{G}_c(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s) - \bar{v}_{pccdq} \bar{Y}_o(s) &= \bar{i}_{dq} (1 - \bar{G}_{decp}(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)) \\ \bar{i}_{dq} &= \bar{i}_{dqref} \frac{\bar{G}_c(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)}{1 - \bar{G}_{decp}(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)} - \bar{v}_{pccdq} \frac{\bar{Y}_o(s)}{1 - \bar{G}_{decp}(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)} \Rightarrow \\ \bar{T}(s) &= \frac{\bar{G}_c(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)}{1 - \bar{G}_{decp}(s) \bar{G}_d(s) \bar{G}_p(s)}. \end{aligned} \quad (5.22)$$

Με πράξεις στο σύστημα κλειστού βρόχου, η αγωγιμότητα στην έξοδο του αντιστροφέα υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} (\bar{i}_{dqref} - \bar{i}_{dq}) \bar{T}(s) - \bar{v}_{pccdq} \bar{Y}_o(s) &= \bar{i}_{dq} \Rightarrow \\ \bar{i}_{dqref} \bar{T}(s) - \bar{v}_{pccdq} \bar{Y}_o(s) &= \bar{i}_{dq} (1 + \bar{T}(s)) \Rightarrow \\ \bar{i}_{dq} &= \bar{i}_{dqref} \frac{\bar{T}(s)}{1 + \bar{T}(s)} - \bar{v}_{pccdq} \frac{\bar{Y}_o(s)}{1 + \bar{T}(s)} \Rightarrow \\ \bar{Y}_{oc}(s) &= \frac{\bar{Y}_o(s)}{1 + \bar{T}(s)}. \end{aligned} \quad (5.23)$$

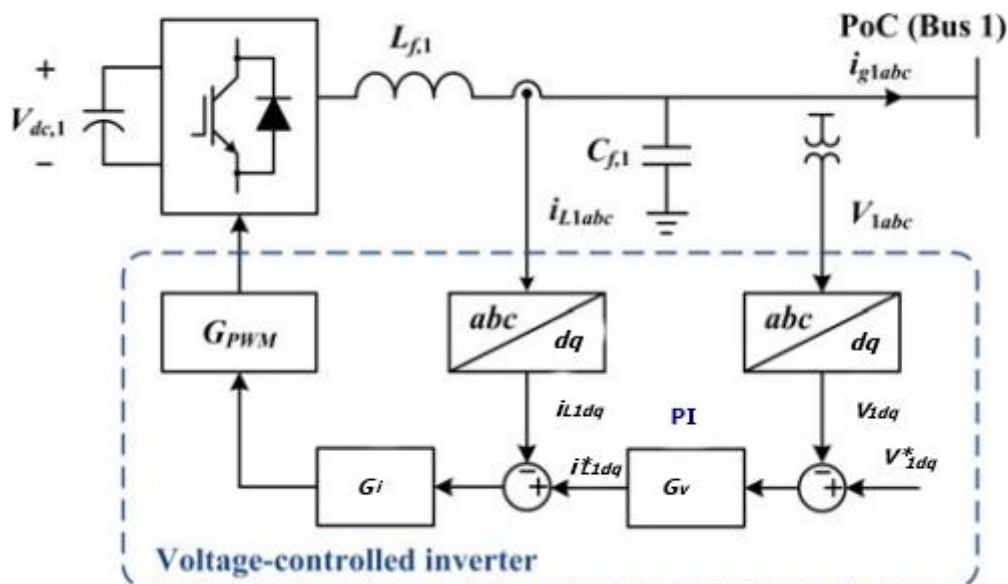
Με αυτό τον τρόπο, μπορεί κανείς να υπολογίσει ισοδύναμες αγωγιμότητες ή αντιστάσεις χωρίς να υπάρξει ανάγκη για διάφορες και, ενίοτε, πολύπλοκες πράξεις πινάκων. Επίσης, καθίσταται ευκολότερη, με την μέθοδο αυτή, η εφαρμογή της κλασικής θεωρίας ελέγχου και, συνεπώς, η ανάλυση της ευστάθειας του συνολικού δικτύου.



Σχήμα 5.5 : Διάγραμμα μπλοκ με CTFs του ελέγχου ρεύματος στο πεδίο dq. [27]

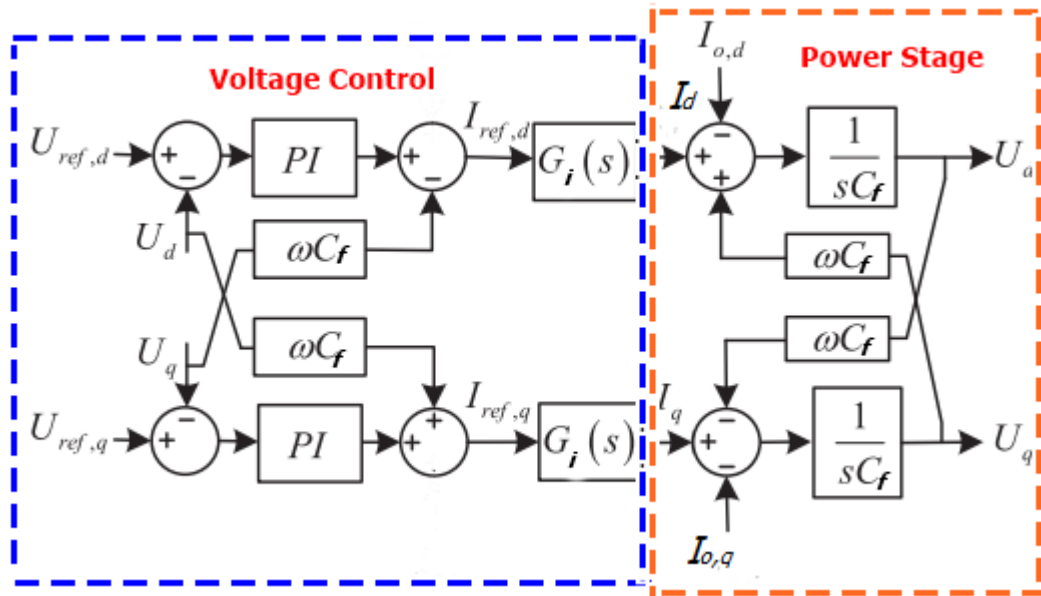
4.9 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΑΣΗΣ

Με την ίδια διαδικασία που επιλέχθηκε για την εξαγωγή της συνολικής αγωγιμότητας στον grid-following inverter, θα υπολογιστεί η σύνθετη αντίσταση στην έξοδο του αντιστροφέα του παρακάτω σχήματος, όπου εφαρμόζεται έλεγχος τάσης.



Σχήμα 5.6 : Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα πηγής τάσης με έλεγχο τάσης. [24]

Όπως είναι φανερό από το σχήμα, γίνεται μετατροπή των τριφασικών σημάτων V_{1abc} και i_{L1abc} στα αντίστοιχα στο πεδίο dq και στη συνέχεια γίνεται εφαρμογή του ελέγχου τάσης, όπως έχει ήδη δοθεί στο Κεφάλαιο 3. Το Σχήμα 5.7 απεικονίζει το διάγραμμα σε μπλοκ του συστήματος ελέγχου του αντιστροφέα, που τμήμα του αποτελεί και ο έλεγχος ρεύματος, ο οποίος αναπαρίσταται από την συνάρτηση μεταφοράς $G_i(s)$.



Σχήμα 5.7 : Διάγραμμα μπλοκ του ελέγχου τάσης στο πεδίο dq. [28]

Αρχικά, θα γίνει η ανάλυση με βάση τις συναρτήσεις μεταφοράς σε μορφή πινάκων. Συγκεκριμένα, οι συναρτήσεις μεταφοράς που εκφράζουν τον PI ελεγκτή, τον όρο αποσύζευξης και τον έλεγχο ρεύματος δίνονται παρακάτω:

$$\mathbf{G}_{PI}(s) = \begin{bmatrix} k_p + \frac{k_i}{s} & 0 \\ 0 & k_p + \frac{k_i}{s} \end{bmatrix}, \quad (5.24)$$

$$\mathbf{G}_{decp}(s) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0 C_f \\ \omega_0 C_f & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.25)$$

$$\mathbf{G}_i(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 + \tau_i s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 + \tau_i s} \end{bmatrix}. \quad (5.26)$$

Οι τιμές των κερδών του PI ελεγκτή υπολογίζονται σύμφωνα με την διαδικασία που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3, δηλαδή ισούνται με $k_p = k = C_f \omega_c$ και $k_i = k * z$. Επιπλέον,

ο έλεγχος ρεύματος αναπαρίσταται από την ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{1 + \tau_i s}$, όπου

τ_i είναι μια σταθερά χρόνου με τιμές που κυμαίνονται από 0,5-5ms, συνήθως. Στην έξοδο του ανιστροφέα, η επίδραση του πυκνωτή δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \mathbf{G}_L(s) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s/C_f}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{\omega_0/C_f}{s^2 + \omega_0^2} \\ -\frac{\omega_0/C_f}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{s/C_f}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (5.27)$$

Παρατηρείται ότι η συνάρτηση μεταφοράς $\mathbf{G}_L(s)$ περιλαμβάνει και τον όρο αποσύζευξης $\omega_0 C_f$. Πλέον, κανείς μπορεί να υπολογίσει το κέρδος ανοιχτού βρόχου, με παρόμοιο τρόπο με τον έλεγχο ρεύματος, ως εξής:

$$\mathbf{T}_v(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_{PI} * \mathbf{G}_{decp} * \mathbf{G}_i)^{-1} * \mathbf{G}_i * \mathbf{G}_L * \mathbf{G}_{PI}, \quad (5.28)$$

όπου με \mathbf{I} αναπαρίσταται ο μοναδιαίος πίνακας 2×2 διαστάσεων. Επομένως, η σύνθετη αντίσταση στην έξοδο του αντιστροφέα, με την χρήση της γνωστής θεωρίας ελέγχου, υπολογίζεται ως

$$\mathbf{Z}_{oc}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{T}_v(s)]^{-1} * \mathbf{Z}_o(s). \quad (5.29)$$

Η σύνθετη αντίσταση ανοιχτού βρόχου ισούται με την συνάρτηση μεταφοράς στο τελευταίο στάδιο, δηλαδή $\mathbf{Z}_o(s) = \mathbf{G}_L(s)$.

Η άλλη μέθοδος για την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων, που την απλοποιεί, κάνει χρήση των CTFs, με το απλουστευμένο διάγραμμα μπλοκ, σε αυτή την περίπτωση, να παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.8. Σε αυτή την περίπτωση, η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα δίνεται στο πεδίο dq με την παρακάτω σχέση

$$\vec{V}_{dq} = V_d + jV_q \quad (5.30)$$

ενώ η επίδραση του ρεύματος γραμμής ισούται με

$$\vec{i}_{odq} = i_{od} + ji_{oq}. \quad (5.31)$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς, αντίστοιχα, εκφράζονται με τις παρακάτω μιγαδικές μορφές τους:

$$\vec{G}_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (5.32)$$

$$\vec{G}_{decp}(s) = j\omega_0 C_f, \quad (5.33)$$

$$\vec{G}_i(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s}, \quad (5.34)$$

$$\vec{G}_L(s) = \frac{s/C_f}{s^2 + \omega_0^2} + j \frac{-\omega_0/C_f}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (5.35)$$

Η τελευταία σχέση μπορεί να προκύψει και με μετασχηματισμό της αντίστοιχης συνάρτησης μεταφοράς του πυκνωτή του επιπέδου ab , όπου οι συζευγμένοι όροι παραλείπονται, στο πεδίο dq με αντικατάσταση $s = s + j\omega_0$.

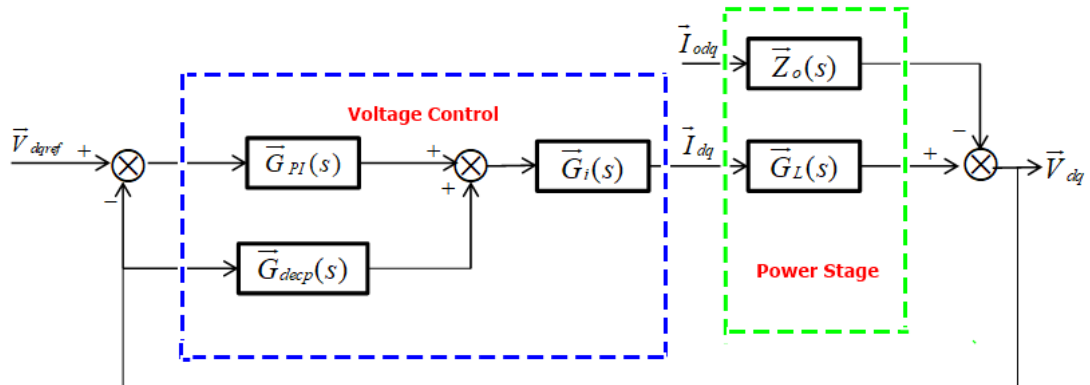
Χρησιμοποιώντας τα υπάρχοντα δεδομένα και κάνοντας χρήση της κλασικής θεωρίας ελέγχου, το κέρδος ανοιχτού βρόχου υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 (\bar{V}_{dqref} \bar{G}_{PI}(s) + \bar{V}_{dq} \bar{G}_{decpl}(s)) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s) - \bar{i}_{odq} \bar{Z}_o(s) &= \bar{V}_{dq} \Rightarrow \\
 \bar{V}_{dqref} \bar{G}_{PI}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s) - \bar{i}_{odq} \bar{Z}_o(s) &= \bar{V}_{dq} (1 - \bar{G}_{decpl}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)) \\
 \bar{V}_{dq} &= \bar{V}_{dqref} \frac{\bar{G}_{PI}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)}{1 - \bar{G}_{decpl}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)} - \bar{i}_{odq} \frac{\bar{Z}_o(s)}{1 - \bar{G}_{decpl}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)} \Rightarrow \\
 \bar{T}_v(s) &= \frac{\bar{G}_{PI}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)}{1 - \bar{G}_{decpl}(s) \bar{G}_i(s) \bar{G}_L(s)}. \quad (5.36)
 \end{aligned}$$

Πλέον είναι κανείς σε θέση να υπολογίσει την αντίσταση στην έξοδο του αντιστροφέα για το σύστημα κλειστού βρόχου. Παρομοίως με την ανάλυση του grid-following inverter, υπολογίζεται ότι:

$$\bar{Z}_{oc}(s) = \frac{\bar{Z}_o(s)}{1 + \bar{T}_v(s)} \quad (5.37)$$

Προφανώς, λόγω της φύσεως του ελέγχου τάσης, όπου γίνεται ρύθμιση της τάσης στην έξοδο αφού γίνει έλεγχος του ρεύματος, η ανάλυση υπολογίζει αντίσταση αντί για αγωγιμότητα. Επομένως, καθίσταται πλέον δυνατή η μελέτη της ευστάθειας του συνολικού συστήματος με τους δύο παράλληλους αντιστροφείς. Συγκεκριμένα, όπως θα αποδειχθεί στη συνέχεια, θα γίνει χρήση του κριτηρίου Nyquist για την πρόβλεψη της ευστάθειας και των μεταβλητών που επιδρούν περισσότερο σε αυτή.



Σχήμα 5.8 : Διάγραμμα μπλοκ με CTF's του ελέγχου τάσης στο πεδίο dq. [29]

4.10 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΔΥΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ

Το μικροδίκτυο προς μελέτη περιλαμβάνει δύο αντιστροφείς, με τον έναν να είναι ο grid-forming και να ρυθμίζει το πλάτος και τη συχνότητα της τάσης του συνολικού δικτύου. Ο δεύτερος ακολουθεί τον πρώτο και επιτελεί ρύθμιση ισχύος (grid-following inverter). Ο PLL χρησιμοποιείται για την ρύθμιση του σφάλματος της συχνότητας στον grid-following, ώστε αυτή να κυμαίνεται κοντά στο επιθυμητό μέγεθος των 50Hz, που ρυθμίζει ο grid-forming μέσω ενός ταλαντωτή.

Οι δύο αντιστροφείς είναι πανομοιότυποι, δηλαδή για την διαμόρφωση των σημάτων τους επιλέγεται ίδια διακοπτική συχνότητα και τα διακοπτικά στοιχεία είναι ίδια με ίδια εσωτερική αντίσταση. Επιπλέον, η τάση στην DC πλευρά διαμορφώνεται από πανομοιότυπες πηγές τάσης. Για τα φίλτρα, έχει επιλεγεί ένα απλό L για την περίπτωση του grid-following, καθώς αυτός εκτελεί έλεγχο του ρεύματος και δεν απαιτείται χρήση πυκνωτικού στοιχείου. Στην αντίθετη περίπτωση όπου γίνεται χρήση ελέγχου τάσης, το φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα είναι LC για την εξομάλυνση του σήματος και την αντιμετώπιση των ανώτερων αρμονικών.

Όσον αφορά την σχεδίαση των δύο συστημάτων ελέγχου, αυτή ακολουθεί την θεωρία που αναλύθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια σχετικά με τον έλεγχο ρεύματος και τάσης, αντίστοιχα. Συγκεκριμένα για τους PI ελεγκτές του ελέγχου ρεύματος, θα χρησιμοποιηθούν οι ίδιες συναρτήσεις μεταφοράς και τα ίδια κέρδη τόσο στον grid-following όσο και στον grid-forming inverter, αφού, ως γνωστόν, ο έλεγχος τάσης περιλαμβάνει και αυτός εσωτερικό βρόχο ελέγχου ρεύματος.

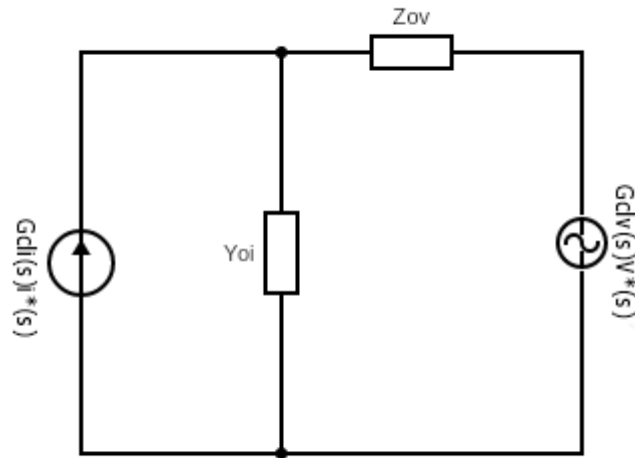
Στη συνέχεια θα δοθεί το μαθηματικό μοντέλο για την μελέτη της ευστάθειας του συνολικού κυκλώματος, το οποίο θα αποτελεί συνδυασμό της μεμονομένης ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων για τους δύο αντιστροφείς.

4.10.1 Μοντέλο Σύνθετων Αντιστάσεων για το σύστημα

Για την μελέτη της ευστάθειας του συνολικού συστήματος, θα γίνει συνδυασμός των αντίστοιχων μοντέλων σύνθετων αντιστάσεων για αντιστροφέα ελέγχου ρεύματος και τάσης, αντίστοιχα. Στο Σχήμα 5.9 παρατίθεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μικροδικτύου, όπου ο αντιστροφέας διαμόρφωσης της τάσης αντικαθίσταται με μια πηγή τάσης σε σειρά με την αντίσταση στην έξοδο του Z_{ov} , δηλαδή με το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin. Αντίθετα, ο αντιστροφέας που ακολουθεί το δίκτυο αναπαρίσταται με μια πηγή ρεύματος σε παράλληλη σύνδεση με την αγωγιμότητα στην έξοδο του Y_{oi} , που συνιστά το ισοδύναμο του κύκλωμα Norton. Με G_{clv} και G_{cli} εκφράζονται οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου για τον έλεγχο τάσης και ρεύματος, αντίστοιχα. Σύμφωνα με την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων που έχει προηγηθεί, ξεχωριστά για τους δύο αυτούς τύπους αντιστροφέων, οι συναρτήσεις αυτές μεταφοράς μπορούν να υπολογιστούν ως εξής:

$$G_{clv}(s) = \frac{T_v(s)}{1 + T_v(s)}, \quad (5.38)$$

$$G_{cli}(s) = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}. \quad (5.39)$$



Σχήμα 5.9 : Ισοδύναμο κύκλωμα σύνθετων αντιστάσεων του συνολικού δικτύου

Τα παραπάνω μεγέθη μπορούν να εκφραστούν είτε με μιγαδικές συναρτήσεις μεταφοράς είτε με πίνακες 2×2 διαστάσεων, καθώς η ανάλυση των σημάτων γίνεται στο πεδίο dq , όπου το σύστημα ελέγχου είναι πολλαπλών εισόδων-εξόδων. Όπως, όμως, έχει ήδη αποδειχθεί στο παρόν Κεφάλαιο, η πρώτη μέθοδος είναι προτιμότερη αφού απλουστεύει το σύστημα σε μία μόνο είσοδο και έξοδο. Σε κάθε περίπτωση, θα διαπιστωθεί ότι και οι δύο μέθοδοι δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα ως προς την ευστάθεια του δικτύου. Αρχικά, η αντίσταση εξόδου του ελέγχου τάσης και η αγωγιμότητα εξόδου του ελέγχου ρεύματος του τριφασικού δικτύου μπορούν να εκφραστούν ως εξής στο επίπεδο- dq :

$$\mathbf{Y}_{oi}(s) = \begin{bmatrix} Y_d(s) & -Y_q(s) \\ Y_q(s) & Y_d(s) \end{bmatrix}, \quad (5.40)$$

$$\mathbf{Z}_{ov}(s) = \begin{bmatrix} Z_d(s) & -Z_q(s) \\ Z_q(s) & Z_d(s) \end{bmatrix}. \quad (5.41)$$

Όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.2, η ευστάθεια σε ένα αντιστροφή μελετάται με βάση τον λόγο της αντίστασης ή αγωγιμότητας του προς την αντίσταση του υπολοίπου συστήματος. Στην προκειμένη περίπτωση όπου έχουμε τους δύο αντιστροφείς παράλληλα, ο λόγος που θα χρησιμοποιηθεί για την πρόβλεψη της ευστάθειας του συστήματος είναι ο

$$\mathbf{L}(s) = \mathbf{Y}_{oi}(s) \cdot \mathbf{Z}_{ov}(s) = \begin{bmatrix} Z_d Y_q - Z_q Y_q & -(Z_q Y_d + Z_d Y_q) \\ Z_q Y_d + Z_d Y_q & Z_d Y_d - Z_q Y_q \end{bmatrix}. \quad (5.42)$$

Συγκεκριμένα, με βάση το γενικευμένο κριτήριο Nyquist, η ευστάθεια του συστήματος έγκειται στο αν το διάγραμμα Nyquist των ιδιοτιμών $\lambda(s)$ του $\mathbf{L}(s)$ δεν περικλύει το

κρίσιμο σημείο $(-1 + j0)$, εφ'όσον τα δύο υποσυστήματα είναι ευσταθή [29]. Σύμφωνα με την σχέση (5.42), οι ιδιοτιμές υπολογίζονται ως εξής:

$$\lambda_1(s) = (Z_d Y_d - Z_q Y_q) + j \cdot (Z_q Y_d + Z_d Y_q), \quad (5.43)$$

$$\lambda_2(s) = (Z_d Y_q - Z_q Y_d) - j \cdot (Z_q Y_d + Z_d Y_q). \quad (5.44)$$

Είναι φανερό ότι τα διαγράμματα Nyquist των παραπάνω ιδιοτιμών είναι καθρεπτικά ως προς τον πραγματικό άξονα, άρα η μια αρκεί για να γίνει η μελέτη της ευστάθειας.

Εναλλακτικά, μπορεί να γίνει χρήση των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς, με αποτέλεσμα τον υπολογισμό του παρακάτω κέρδους βρόχου:

$$\bar{L}(s) = \bar{Y}_{oi}(s) \bar{Z}_{ov}(s) = (Z_d Y_d - Z_q Y_q) + j \cdot (Z_q Y_d + Z_d Y_q). \quad (5.45)$$

Με βάση την παραπάνω σχέση και την (5.43), είναι προφανές ότι $\bar{L}(s) = \lambda_1(s)$, επομένως το παραδοσιακό κριτήριο Nyquist με χρήση των CTFs ισούται με το γενικευμένο κριτήριο για τους πίνακες του συστήματος. Άρα, η ιδιότητα των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς που απλοποιεί το σύστημα ελέγχου στο πεδίο dq , καθιστά αυτή την μέθοδο προτιμότερη για την μελέτη της ευστάθειας του συστήματος.

Στην επόμενη υποενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που δίνει η παραπάνω θεωρητική ανάλυση με την χρήση κατάλληλων δεδομένων.

4.10.2 Αποτελέσματα της ανάλυσης ευστάθειας στο περιβάλλον Matlab

Για την εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist και μελέτης της ευστάθειας, γίνεται χρήση του προγράμματος Matlab, από όπου εξάγονται τα διαγράμματα Nyquist.

Τα δεδομένα που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στον πίνακα στη συνέχεια:

ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Στοιχείο		Σύμβολο	Τιμή
Αντιστροφέας με έλεγχο τάσης	Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
	Πυκνωτής του φίλτρου εξόδου	C_f	50μF
	Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
	Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
Αντιστροφέας με έλεγχο ρεύματος	Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
	Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
	Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
	Ενεργός Ισχύς	P	5000W
	Άεργος Ισχύς	Q	0

Τα παραπάνω στοιχεία αντιστοιχούν στα ηλεκτρικά και χρονικά μεγέθη του μικροδικτύου. Τα αρχικά κέρδη των αλγορίθμων ελέγχου, τάσης και ρεύματος, αντίστοιχα, παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα:

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

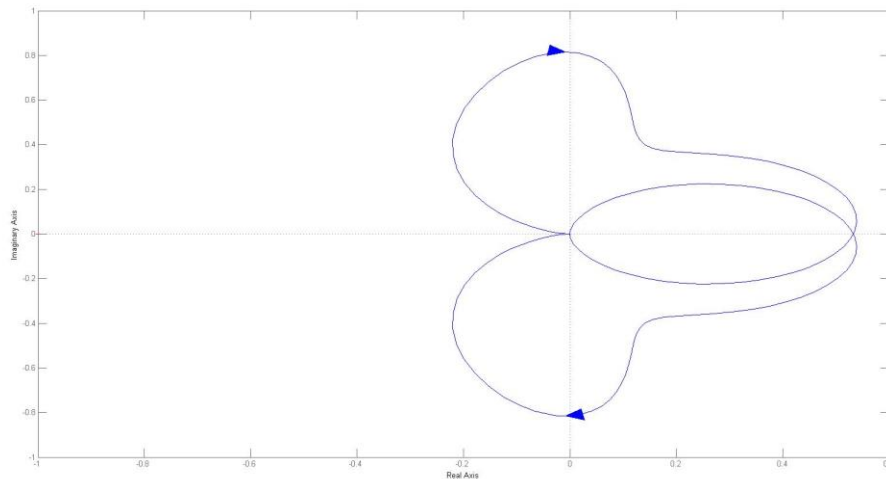
Παράμετροι Ελέγχου			Τιμή
Αντιστροφέας με έλεγχο ρεύματος	Αναλογικό κέρδος	K_{PI}	20
	Ολοκληρωτικό κέρδος	K_{II}	4
	Κέρδος όρους αποσύζευξης	G_I	3,14
Αντιστροφέας με έλεγχο τάσης	Χρονική σταθερά ελέγχου ρεύματος	τ_i	0,0005
	Αναλογικό κέρδος του ελεγκτή τάσης	K_{PV}	0,004
	Ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή τάσης	K_{IV}	0,222
	Κέρδος όρου αποσύζευξης τάσης	G_V	0,0157

Λόγω της σχεδίασης του ελέγχου τάσης με βάση το θεωρητικό μοντέλο, ο βρόχος του ελέγχου ρεύματος, που είναι ενσωματωμένος, εκφράζεται μέσω της συνάρτησης μεταφοράς

$$G_i(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} .$$

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που δίνει η εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist για την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων για τις διάφορες τιμές των κερδών των δύο συστημάτων ελέγχου. Στόχος είναι να διαπιστωθεί κατά πόσο η σχεδίαση των αλγορίθμων ελέγχου επηρεάζει την ευστάθεια του συστήματος και ποιος αντιστροφείας έχει την μεγαλύτερη επίδραση σε αυτή.

Η ευσταθής κατάσταση αντιστοιχεί στις αρχικές τιμές των κερδών, όπως παρατέθηκαν στον Πίνακα των παραμέτρων. Με την εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist, το διάγραμμα που πάρθηκε είναι το παρακάτω:

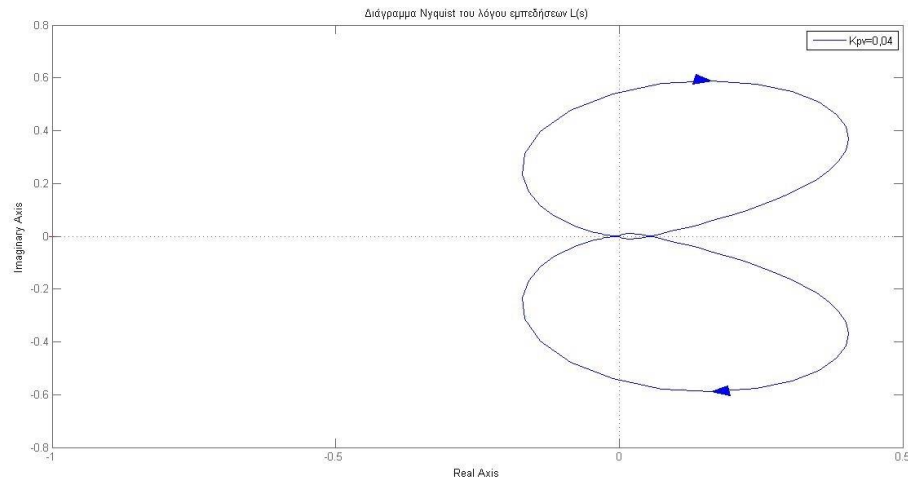


Σχήμα 5.10 : Διάγραμμα Nyquist για τις αρχικές τιμές των κερδών των PI ελεγκτών

▪ **Μεταβολή του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης με σταθερά τα υπόλοιπα**

Αρχικά θα μεταβληθεί το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή τάσης που συμβολίζεται με K_{PV} , με τα υπόλοιπα κέρδη να παραμένουν σταθερά στις αρχικές τιμές τους. Συγκεκριμένα, τα αποτελέσματα, σε αυτή την περίπτωση, έπειτα από την εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist, συνοψίζονται παρακάτω:

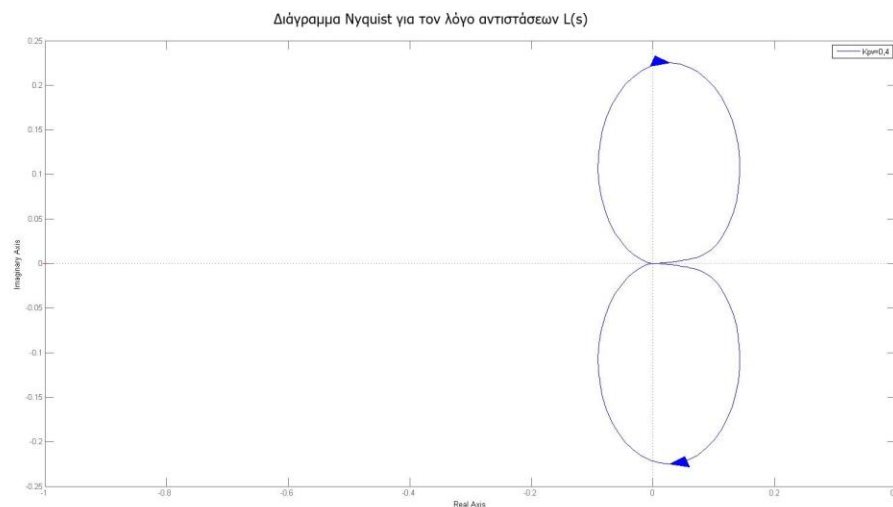
✓ Για $K_{PV} = 0,04$



Σχήμα 5.11 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση δεκαπλασιασμού $K_{pv} = 0,04$

Σε αυτή την περίπτωση, παρατηρείται ότι με τον δεκαπλασιασμό του κέρδους, δεν επιφέρεται κάποια αλλαγή στην λειτουργία του. Το διάγραμμα Nyquist δεν συμπεριλαμβάνει το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$.

✓ Για $K_{pv} = 0,4$

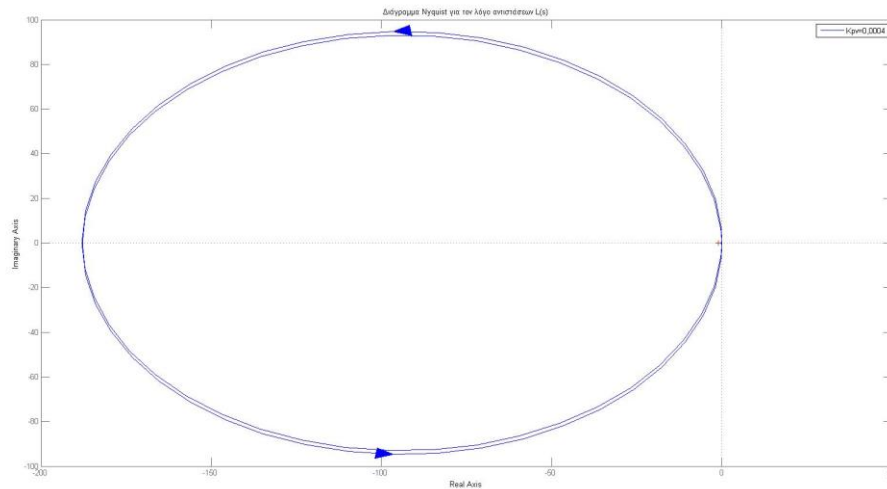


Σχήμα 5.12 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_{pv} = 0,4$

Γίνεται περαιτέρω αύξηση του κέρδους και δεν παρατηρείται κάποια μεταβολή στην ευστάθεια του συστήματος.

Στη συνέχεια, μελετάται η περίπτωση μείωσης του κέρδους από την αρχική τιμή του 0,004 και τα αποτελέσματα είναι τα παρακάτω:

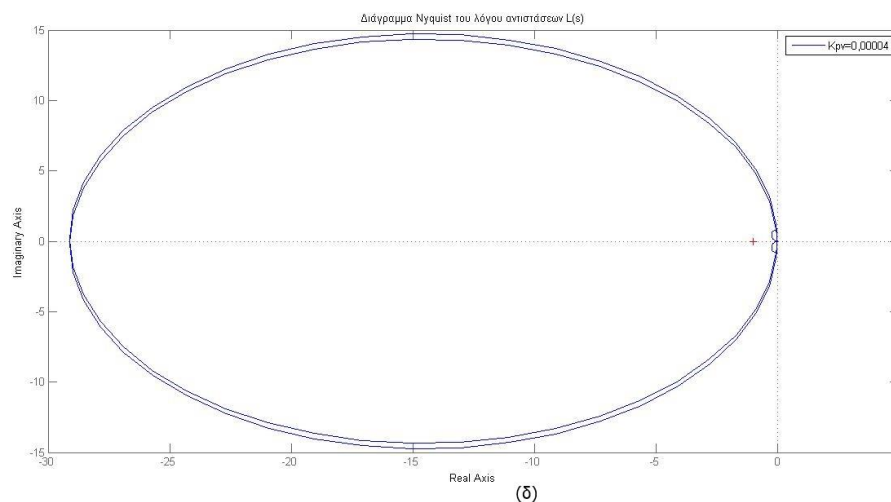
✓ Για $K_{pv} = 0,0004$



Σχήμα 5.13 : Διαγράμματα Nyquist στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού $K_{PV} = 0,0004$

Αφού η αύξηση του κέρδους δεν επέφερε αστάθεια στο σύστημα, μελετάται η περίπτωση μείωσης και, συγκεκριμένα, υποδεκαπλασιασμού του κέρδους. Εδώ, το διάγραμμα περιβάλλει το κρίσιμο σημείο, άρα, σύμφωνα με το κριτήριο Nyquist, το δίκτυο οδηγείται σε ασταθή λειτουργία.

✓ Για $K_{PV} = 0,00004$



Σχήμα 5.14 : Διάγραμμα Nyquist για την περίπτωση $K_{PV} = 0,00004$

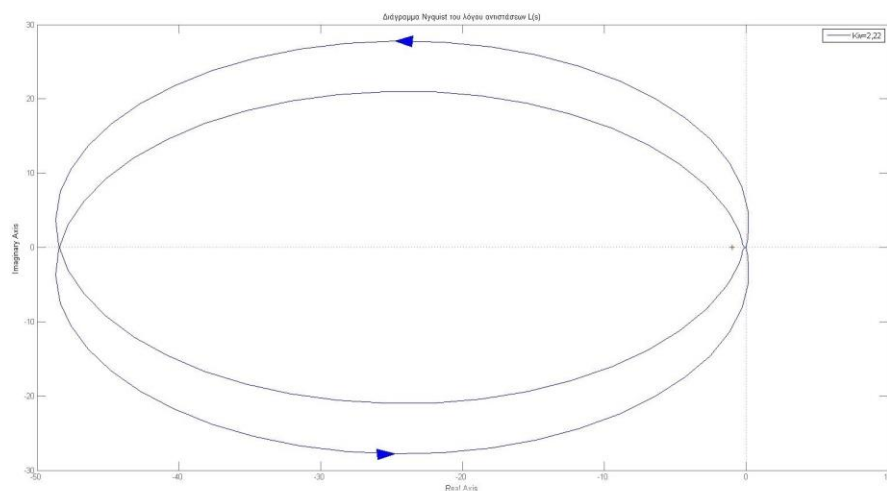
Με την περαιτέρω μείωση του κέρδους, το σύστημα παραμένει σε ασταθή λειτουργία, όπως είναι φανερό από το παραπάνω διάγραμμα.

Συμπερασματικά, παρατηρείται ότι το δίκτυο μπορεί να οδηγηθεί σε αστάθεια, αν το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή τάσης μειωθεί και, συγκεκριμένα, υποδεκαπλασιαστεί και η ίδια κατάσταση επικρατεί με περαιτέρω μείωση. Επομένως, θα πρέπει το κέρδος να είναι επαρκώς γρήγορο, αλλιώς πολύ μικρές τιμές οδηγούν το σύστημα σε αστάθεια.

- **Μεταβολή του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης με σταθερά όλα τα υπόλοιπα**

Σε αυτή την περίπτωση θα μελετηθεί η επίδραση της μεταβολής του ολοκληρωτικού κέρδους του PI ελεγκτή τάσης K_{IV} στην ευστάθεια του συνολικού δικτύου. Αρχικά, αυξάνουμε την τιμή του και τα αποτελέσματα είναι τα εξής:

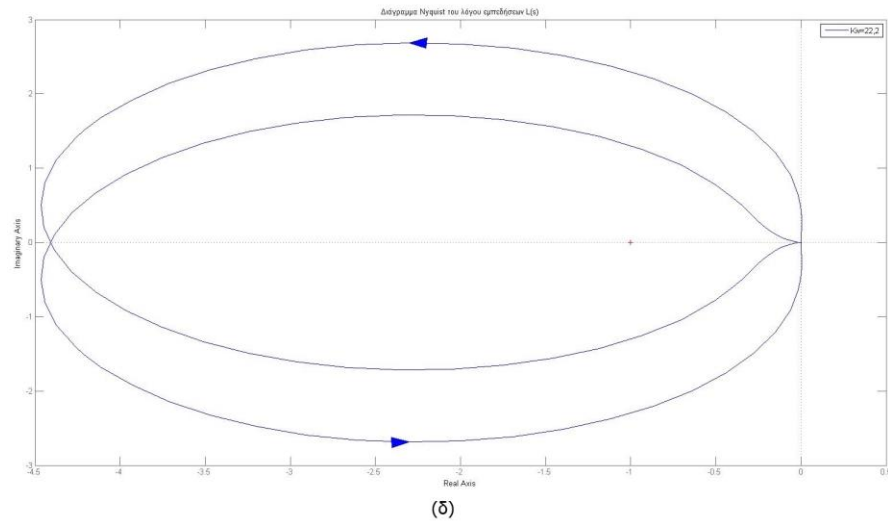
- ✓ Για $K_{IV} = 2,22$



Σχήμα 5.15 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του κέρδους $K_{IV} = 2,22$

Όταν δεκαπλασιάζεται το κέρδος, παρατηρείται ότι το σύστημα οδηγείται σε αστάθεια. Αυτό διαπιστώνεται από το γεγονός ότι το διάγραμμα Nyquist περικυκλώνει το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$, άρα σύμφωνα με το αντίστοιχο κριτήριο, το σύστημα δεν είναι πλέον ευσταθές.

- ✓ Για $K_{IV} = 22,2$

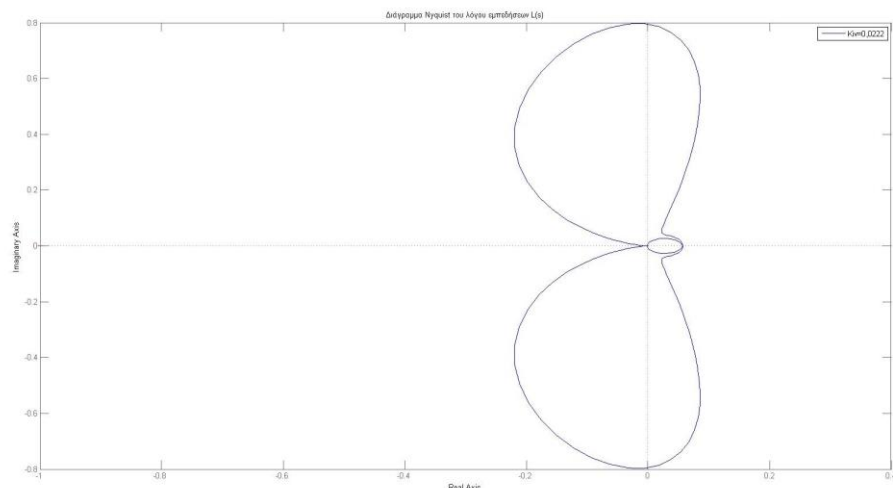


Σχήμα 5.16 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_{IV} = 22,2$

Σε αυτή την περίπτωση, δεκαπλασιάζεται και άλλο το κέρδος και δεν παρατηρείται κάποια βελτίωση. Το σύστημα παραμένει ασταθές.

Στη συνέχεια, θα μειωθεί το ολοκληρωτικό κέρδος από την αρχική του τιμή, για να διαπιστωθεί αν υπάρχει, και σε αυτή την περίπτωση, επίδραση στην ευσταθή λειτουργία του συστήματος.

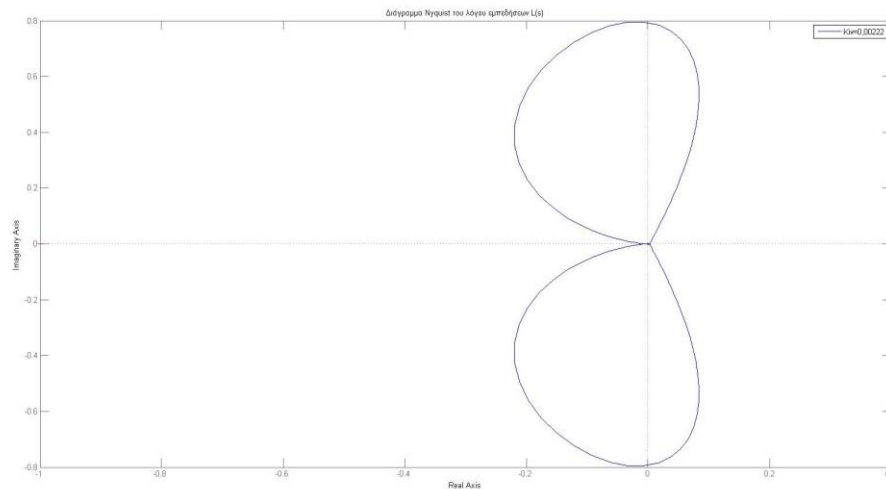
✓ Για $K_{IV} = 0,0222$



Σχήμα 5.17 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του κέρδους $K_{IV} = 0,0222$

Στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του κέρδους, το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια, όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα.

✓ Για $K_{IV} = 0,00222$



Σχήμα 5.18 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_{IV} = 0,00222$

Παρατηρείται ότι το σύστημα παραμένει ευσταθές και με περαιτέρω μείωση του ολοκληρωτικού κέρδους. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, το κέρδος είναι 100 φορές μικρότερο.

Με βάση, λοιπόν, τα παραπάνω σχήματα, κανείς συμπεραίνει ότι η αύξηση του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης επιδρά αρνητικά στην ευστάθεια του συνολικού συστήματος.

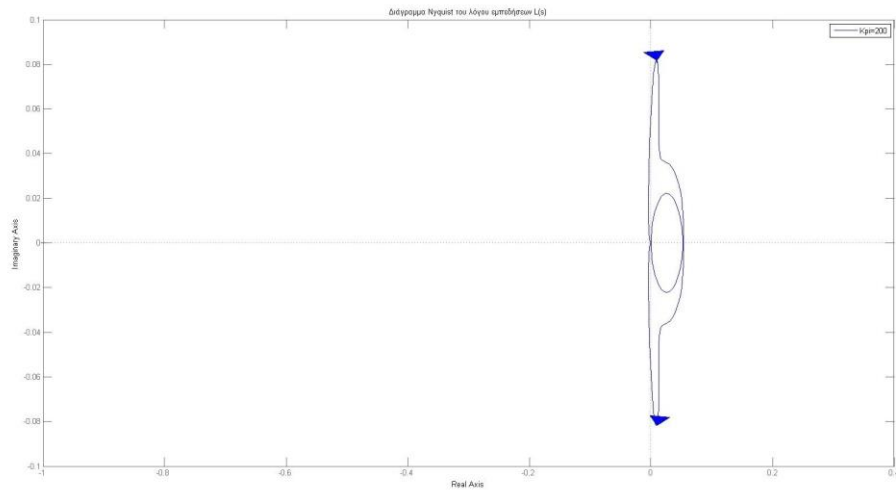
Ο έλεγχος τάσης, επομένως, του grid-forming αντιστροφέα επιδρά αρνητικά στην ευστάθεια του συστήματος και μεταβολές και στα δύο κέρδη του PI ελεγκτή μπορούν να οδηγήσουν σε ασταθή λειτουργία

▪ **Μεταβολή του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος, με σταθερά τα υπόλοιπα**

Μετά την μελέτη της επίδρασης του PI ελεγκτή του ελέγχου τάσης στην ευστάθεια του συστήματος των δύο παράλληλων αντιστροφέων, θα διαπιστωθεί αν αντίστοιχη έχει και ο έλεγχος ρεύματος του grid-following αντιστροφέα.

Αρχικά, μεταβάλλεται το αναλογικό κέρδος K_{PI} του ελεγκτή ρεύματος και, έπειτα από εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist, τα αποτελέσματα είναι τα εξής:

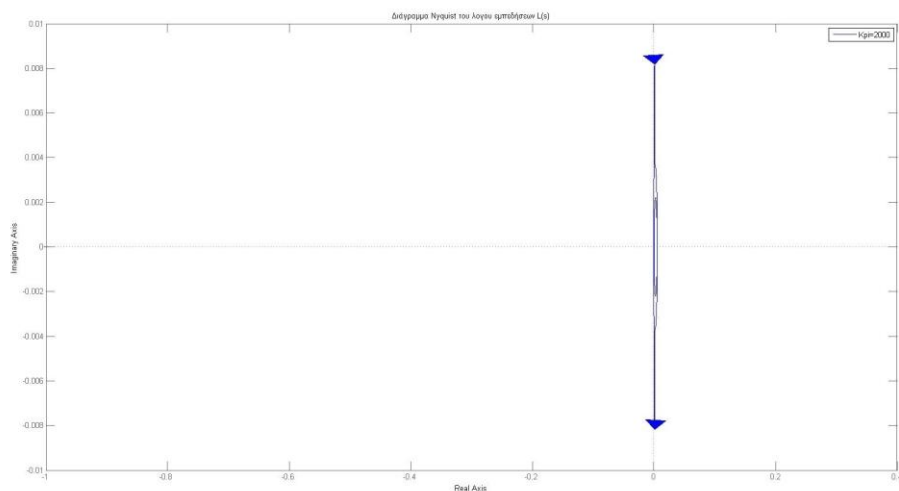
✓ Για $K_{PI} = 200$



Σχήμα 5.19 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση δεκαπλασιασμού $K_{PI} = 200$

Στην περίπτωση αυτή, δεκαπλασιάζεται το κέρδος. Το διάγραμμα Nyquist δεν περικλύει το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$, άρα το σύστημα δεν οδηγείται σε αστάθεια.

✓ Για $K_{PI} = 2000$

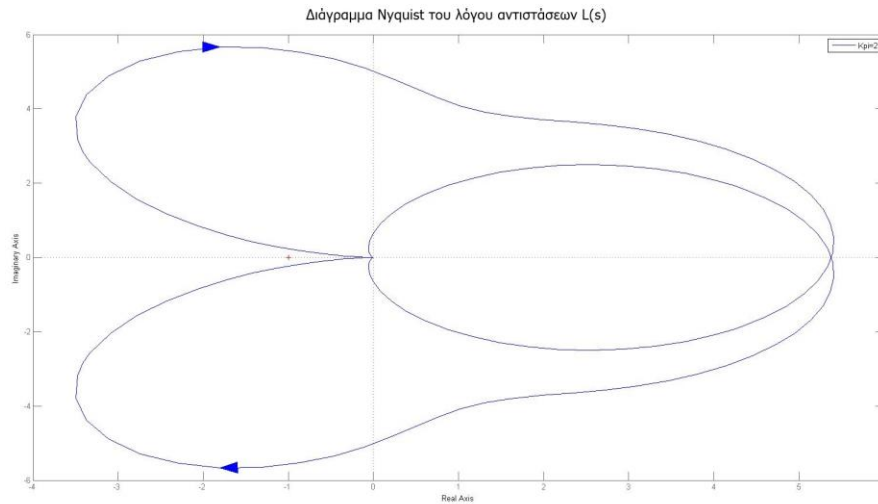


Σχήμα 5.20 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_{PI} = 2000$

Σε αυτή την περίπτωση το κέρδος γίνεται 100 φορές μεγαλύτερο και παραμένει σε ευστάθεια το σύστημα.

Στη συνέχεια, θα επιβληθεί μείωση στο κέρδος K_{PI} , για να αναδειχθεί αν έχει επίδραση στην ευσταθή λειτουργία του συστήματος.

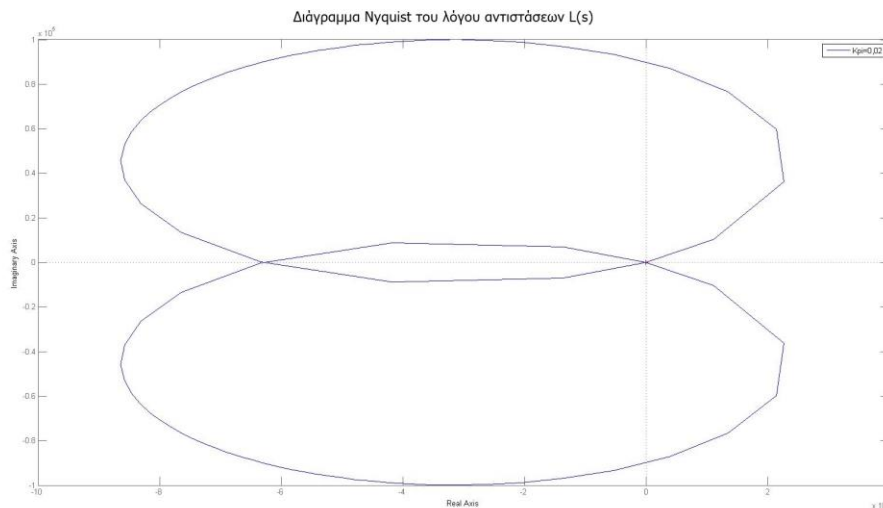
✓ Για $K_{PI} = 2$



Σχήμα 5.21 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση υπόδεκαπλασιασμού του κέρδους
 $K_{PI} = 2$

Αρχικά, υποδεκαπλασιάζεται το κέρδος. Σε αυτή την περίπτωση, παρατηρείται ότι το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$ δεν συμπεριλαμβάνεται στο διάγραμμα, επομένως το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια.

✓ Για $K_{PI} = 0,02$



Σχήμα 5.22 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_{PI} = 0,2$

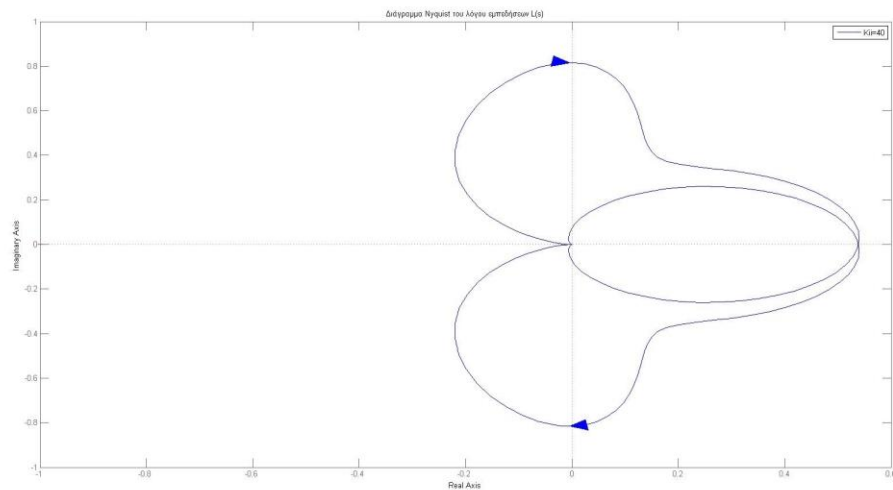
Μειώνεται πολύ περισσότερο το κέρδος, στην τιμή 0,02 από την αρχική. Από το διάγραμμα Nyquist, κανείς εξάγει ότι το σύστημα έχει οδηγηθεί σε αστάθεια, σε αυτή την περίπτωση.

Με βάση, λοιπόν, τα παραπάνω αποτελέσματα, η μείωση του αναλογικού κέρδους του ΡΙ ελεγκτή τάσης μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια, αλλά σε πολύ μικρές τιμές, ενώ η αύξηση δεν επιφέρει ανάλογα αποτελέσματα.

- **Μεταβολή του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος, με σταθερά όλα τα υπόλοιπα**

Τώρα θα μελετηθεί η επίπτωση της μεταβολής του ολοκληρωτικού κέρδους K_{II} του ελεγκτή ρεύματος στην ευστάθεια του συνολικού συστήματος. Αρχικά, το κέρδος αυξάνεται από την αρχική του τιμή 4 και τα αποτελέσματα παρατίθενται στο παρακάτω σχήμα:

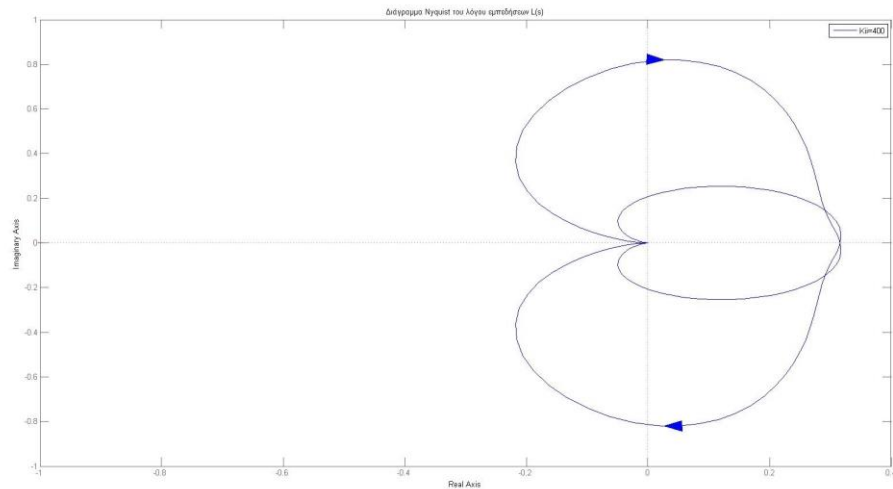
✓ Για $K_{II} = 40$



Σχήμα 5.23 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του κέρδους $K_{II} = 40$

Το κέρδος υφίσταται δεκαπλασιασμό, σε αυτή την περίπτωση. Παρατηρώντας το παραπάνω σχήμα, κανείς διαπιστώνει ότι το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια, αφού το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$ δεν περικλύεται από το διάγραμμα Nyquist.

✓ Για $K_{II} = 400$

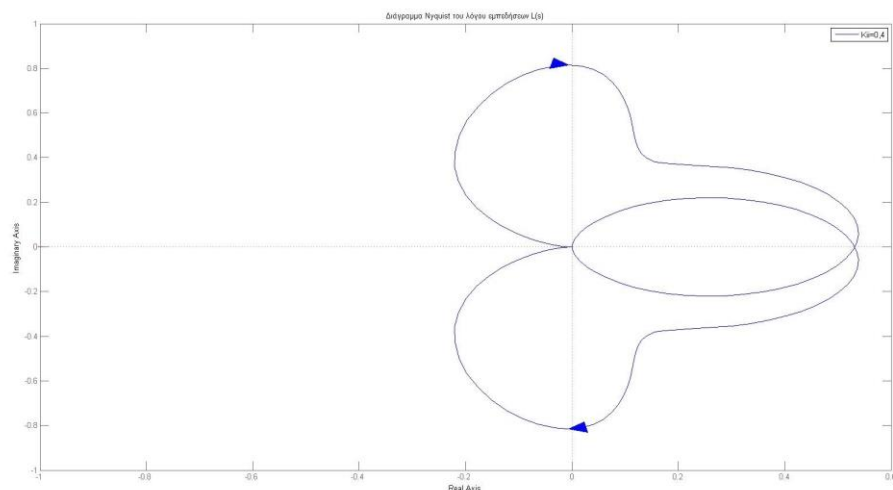


Σχήμα 5.24 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_H = 400$

Το κέρδος μειώνεται περισσότερο, στην τιμή των 400. Αλλαγή δεν παρατηρείται, σύμφωνα με το παραπάνω διάγραμμα, επομένως το σύστημα είναι ευσταθές και σε αυτή την περίπτωση.

Στη συνέχεια, το ολοκληρωτικό κέρδος K_H υπόκειται σε μείωση, για να διαπιστωθεί αν επηρεάζεται η ευστάθεια σε αυτές τις περιπτώσεις.

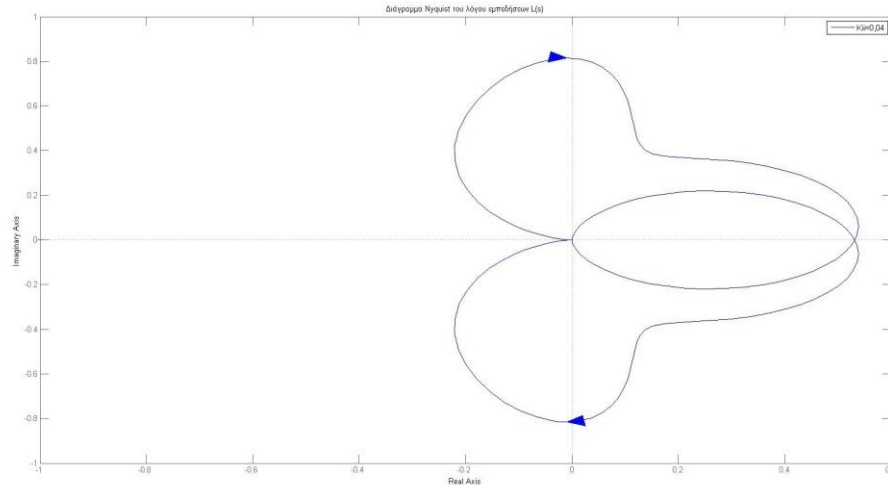
✓ Για $K_H = 0,4$



Σχήμα 5.25 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του κέρδους $K_H = 0,4$

Αρχικά, υποδεκαπλασιάζεται το κέρδος και αποκτάται το διάγραμμα Nyquist, όπως παρατίθεται παραπάνω. Με βάση το κριτήριο Nyquist, κανείς διαπιστώνει ότι το σύστημα δεν οδηγείται σε αστάθεια ούτε σε αυτή την περίπτωση.

✓ Για $K_H = 0,04$



Σχήμα 5.26 : Διάγραμμα Nyquist στην περίπτωση που $K_H = 0,04$

Τέλος, εξετάζεται η περίπτωση όπου το κέρδος K_H γίνεται 100 φορές μικρότερο. Και εδώ, δεν παρατηρείται κάποια επίδραση στη λειτουργία του συστήματος, καθώς αυτό παραμένει ευσταθές.

Σύμφωνα με τα παραπάνω σχήματα, το κέρδος K_H δεν επιδρά σημαντικά στην ευστάθεια του συστήματος, είτε μειώνεται είτε αυξάνεται.

Η ανάλυση των σύνθετων αντιστάσεων, επομένως, για το σύστημα των δύο παράλληλων αντιστροφών, αναδεικνύει ότι ο grid-forming αντιστροφέας είναι αυτός που επιδρά περισσότερο στην ευστάθεια του συστήματος. Συγκεκριμένα, τα κέρδη του παίζουν καθοριστικό ρόλο και αυτό είναι λογικό, καθώς αυτός αναλαμβάνει την ρύθμιση του μέτρου της τάσεως και της συχνότητας του δικτύου. Συνεπώς είναι απαραίτητη η επαρκώς γρήγορη ρύθμιση ώστε να μπορέσει ο grid-following αντιστροφέας να την ακολουθήσει. Αντιθέτως, ο grid-following αντιστροφέας δεν επιδρά σε μεγάλο βαθμό στην ευστάθεια του συστήματος. Μόνο σε πολύ μικρές τιμές του αναλογικού κέρδους του ελέγχου ρεύματος του, οδηγείται το σύστημα σε αστάθεια. Αυτό είναι λογικό καθώς ο grid-following αντιστροφέας ρυθμίζει μόνο την ισχύ του, επομένως η ελάχιστη επίδραση οφείλεται στην αλληλεπίδραση των δύο αντιστροφών. Άρα, θα πρέπει να δίνεται έμφαση κυρίως στην κατάλληλη σχεδίαση του PI ελεγκτή του ελέγχου τάσης σε σύστημα όπου έχουμε αλληλεπίδραση αντιστροφών.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα γίνει σύγκριση των παραπάνω αποτελεσμάτων με τα αντίστοιχα των προσομοιώσεων που διεξήχθησαν στο Simulink, για να επιβεβαιωθεί η ορθότητα της μεθόδου των σύνθετων αντιστάσεων.

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB/SIMULINK

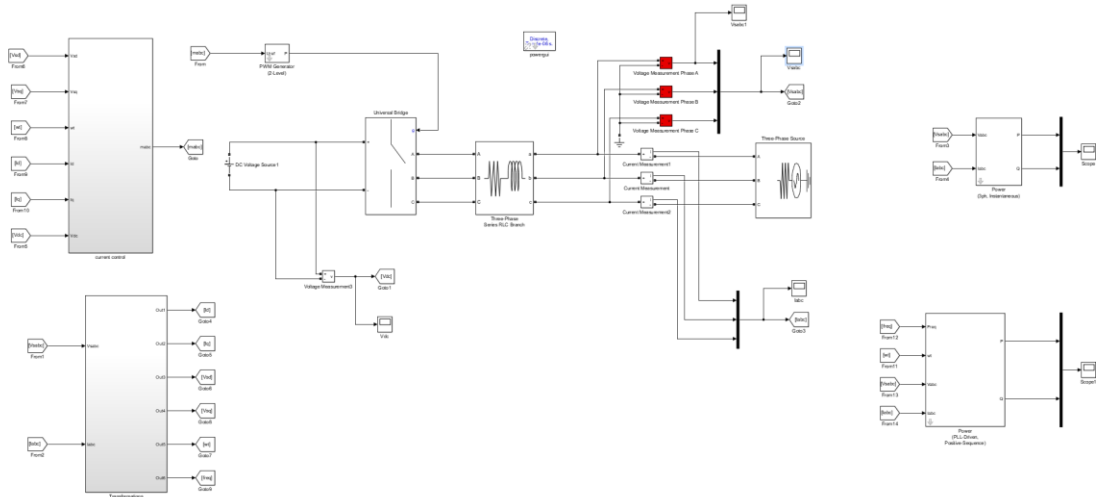
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει προσομοίωση των αντιστροφών με αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος και τάσης στο περιβάλλον Simulink για να μελετηθεί η λειτουργία τους.

Στη συνέχεια θα γίνει η σχεδίαση του μικροδικτύου, στο ίδιο περιβάλλον, με τους δύο παράλληλους αντιστροφείς, όπου η προσομοίωση θα φανερώσει αν υπάρχει αντιστοιχία με τα αποτελέσματα της μαθηματικής μοντελοποίησης, ώστε να επαληθευτεί η εγκυρότητα της μεθόδου των σύνθετων αντιστάσεων.

5.2 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΟ SIMULINK (GRID-FOLLOWING INVERTER)

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε στο Simulink για την μελέτη του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος παρατίθεται στο Σχήμα 6.1. Αυτό αποτελείται από έναν τριφασικό αντιστροφή πηγής τάσης που κατασκευάζεται με ιδανικούς διακόπτες (Universal Bridge) και τροφοδοτείται από σταθερές μπαταρίες, που αναπαρίστανται από μια DC πηγή τάσης. Στην έξοδο του αντιστροφέα είναι τοποθετημένο ένα RL φίλτρο για την εξομάλυνση των ανώτερων αρμονικών της τάσης, που οφείλονται στη συχνότητα αποκοπής των διακοπτικών στοιχείων. Μέσω του φίλτρου αυτού, συνδέεται ο αντιστροφέας με μια τριφασική πηγή εναλλασσόμενης τάσης (Three Phase Source) που προσομοιώνει τον άπειρο ζυγό χαμηλής τάσης, δηλαδή το υπόλοιπο δίκτυο. Το συγκεκριμένο σύστημα αποτελεί στην ουσία έναν grid-following inverter, αφού ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από τον άπειρο ζυγό και, έτσι, ακολουθεί το δίκτυο, κάνοντας ρύθμιση ισχύος.



Σχήμα 6.1 : Τριφασικός αντιστροφέας με έλεγχο ρεύματος και σύνδεση σε άπειρο ζυγό, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink

Για το σύστημα χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω δεδομένα :

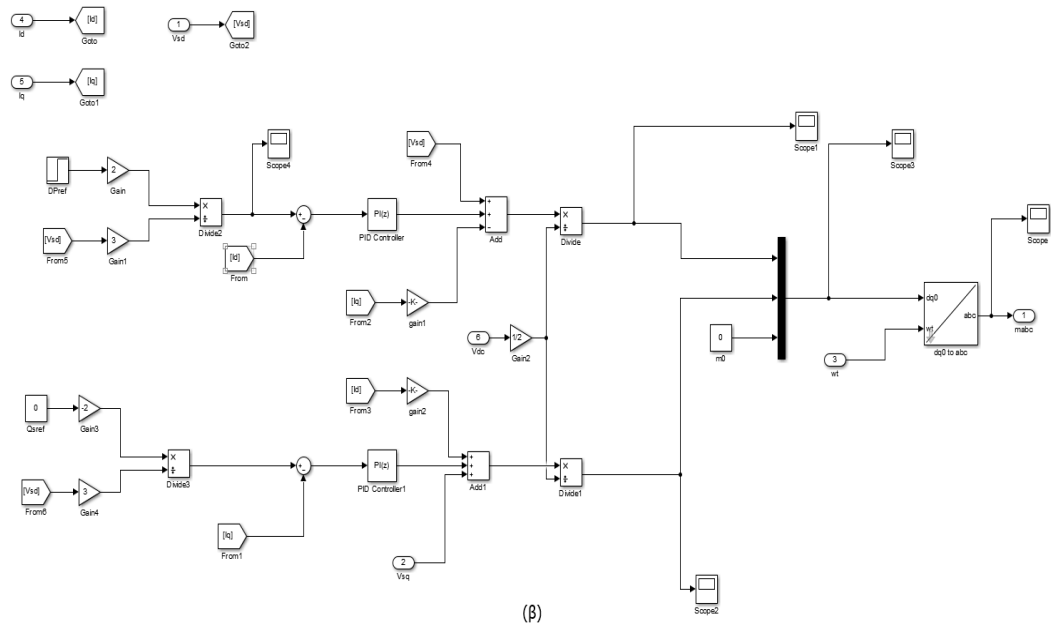
ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Στοιχείο	Σύμβολο	Τιμή
Τάση μπαταρίας	V_{dc}	800V
Τάση άπειρου ζυγού(πολική)	V_s	400V
Εσωτερική αντίσταση της τριφασικής πηγής	r_s	0,001Ω
Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
Αντίσταση του φίλτρου εξόδου	R	0,001Ω
Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
Αντίσταση αγωγής των διακοπών	r_{on}	0,0001Ω

Ο έλεγχος ρεύματος κατασκευάζει το σήμα διαμόρφωσης m , που είναι τριφασικό, ημιτονοειδές και το πλάτος του κυμαίνεται μεταξύ $[-1,1]$. Η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων ισούται με 120° . Το σήμα διαμόρφωσης που δίνεται στον αντιστροφέα, το επεξεργάζεται η γεννήτρια PWM. Αυτή δημιουργεί του παλμούς που αποτελούν είσοδοι των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

5.2.1 Το σύστημα ελέγχου ρεύματος (current control) του αντιστροφέα

Στο κύκλωμα του Σχήματος 6.1, περιλαμβάνονται δύο υποσυστήματα. Το ένα αποτελεί το διάγραμμα μπλοκ του ελέγχου ρεύματος και το άλλο περιέχει τους μετασχηματισμούς των τριφασικών σημάτων στο αντίστοιχο πεδίο dq , που είναι απαραίτητοι για την κατάλληλη σχεδίαση του ελέγχου του αντιστροφέα. Το διάγραμμα μπλοκ του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος παρατίθεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 6.2 : Το διάγραμμα μπλοκ του ελέγχου ρεύματος

Ο αλγόριθμος του ελέγχου ρεύματος υλοποιήθηκε με βάση την θεωρία που αναπτύχθηκε στα Κεφάλαια 2 και 3. Συγκεκριμένα, σύμφωνα με τις επιθυμητές τιμές της ισχύος, υπολογίζεται το ρεύμα αναφοράς στο πεδίο dq και στη συνέχεια εξάγεται το σφάλμα του ρεύματος $e_{dq} = i_{dqref} - i_{dq}$. Αυτό με την σειρά του δίνεται ως είσοδος στους PI ελεγκτές, που επιτελούν την ρύθμιση του, ώστε, έπειτα, να παραχθεί το σήμα του ελέγχου u_{dq} .

Οι PI ελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν είναι της μορφής $P + I \cdot T_s \frac{1}{z-1}$, δηλαδή διακριτής μορφής. Για τα κέρδη, ισχύει ότι $\frac{I}{P} = \frac{R + r_{on}}{L}$, $\frac{L}{P} = \tau_i$ όπως έχει διατυπωθεί στο 3^ο Κεφάλαιο. Αν θεωρηθεί ότι η σταθερά χρόνου είναι $\tau_i = 0,5ms$ και με βάση τα δεδομένα του κυκλώματος, τα κέρδη που επιλέγονται είναι τα $P = 20, I = 4$.

Μετά την παραγωγή του σήματος u_{dq} , σε αυτό προστίθεται η είσοδος V_{sdq} και αφαιρούνται οι όροι αποσύζευξης $i_{dq}K$ όπου $K = \omega_0 L = 2\pi 50L = \pi \approx 3,14$. Το παράγον

σήμα διαιρείται με τον όρο $\frac{V_{dc}}{2}$, όπου $V_{dc} = 800V$, με αποτέλεσμα το σήμα διαμόρφωσης m_{dq} . Αυτό τροφοδοτείται, αφού πρωτίστως μετασχηματιστεί στο τριφασικό επίπεδο (m_{abc}), στο μπλοκ της διαμόρφωσης PWM για την δημιουργία των απαραίτητων παλμών.

Προφανώς, για την εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου είναι αναγκαία η μετατροπή των αρχικών σημάτων V_{sabc} και i_{abc} στο πεδίο dq καθώς και η ρύθμιση του σφάλματος συχνότητας. Έγινε χρήση του αντίστοιχου μπλοκ του Simulink για μετατροπή από abc σε dq , που παράγει τα δύο σήματα στο dq και ένα μηδενικό, καθώς και του PLL, που έχει ως εξόδους την συχνότητα του συστήματος, που πρέπει να κυμαίνεται στα 50Hz και την πριονωτή συνάρτηση $\omega(t)$, με συνέπεια να επιτευχθεί η σταθερότητα των συνιστώσων της τάσης στις τιμές $V_{sd} = V = 326,59863237V, V_{sq} = 0$.

5.2.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο Simulink

Για την προσομοίωση του παραπάνω συστήματος, επιλέχθηκε ο κατάλληλος solver, συγκεκριμένα ο FixedStepDiscrete, καθώς αυτή γίνεται σε διακριτό χρόνο. Το βήμα που χρησιμοποιήθηκε, που αποτελεί και τον χρόνο δειγματοληψίας του συστήματος, ισούται με $t_{samp} = 1\mu s$, όπως έχει ήδη οριστεί στον Πίνακα 1. Ο χρόνος εκτέλεσης της προσομοίωσης είναι $t = 1s$, αρκετά μικρός ώστε τα αποτελέσματα να είναι πιο εμφανή και ευκολότερης ανάλυσης.

Για να μελετηθεί η ορθή λειτουργία του ελέγχου ρεύματος, έγινε επιλογή διαφορετικών τιμών της επιθυμητής ισχύος. Επίσης, επειδή η απόκριση του συστήματος είναι σημαντική στην περίπτωση απότομων αλλαγών, καθώς αυτό είναι πολύ πιθανό να συμβεί σε πραγματικές συνθήκες, έγινε χρήση βηματικής συνάρτησης. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα διάφορα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

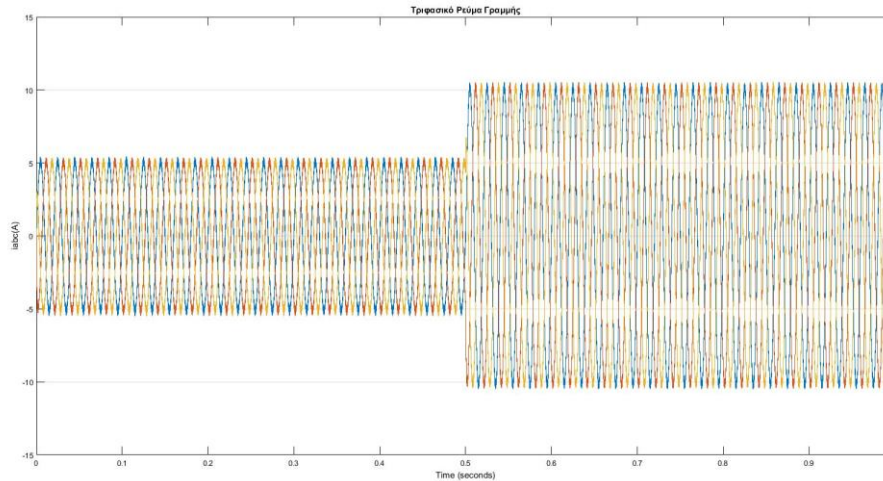
- Αύξηση ενεργού ισχύος από $P_{ref} = 2500W$ σε $P_{ref} = 5000W$

Σε αυτή την περίπτωση η ισχύς αναφοράς του αντιστροφέα, που παρέχεται από την πηγή συνεχούς τάσης, είναι αρχικά στην τιμή των 2500W και την χρονική στιγμή $t = 0,5s$, επέρχεται απότομη αλλαγή και αυτή διπλασιάζεται στα 5000W.

Σύμφωνα με τους τύπους (3.38), (3.39) που δίνουν τις τιμές των ρευμάτων αναφοράς στο πεδίο dq , προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} - P_{ref} = 2500W &\Rightarrow i_{dref} = 5,1A \\ - P_{ref} = 5000W &\Rightarrow i_{dref} = 10,2A \end{aligned} \quad (6.1)$$

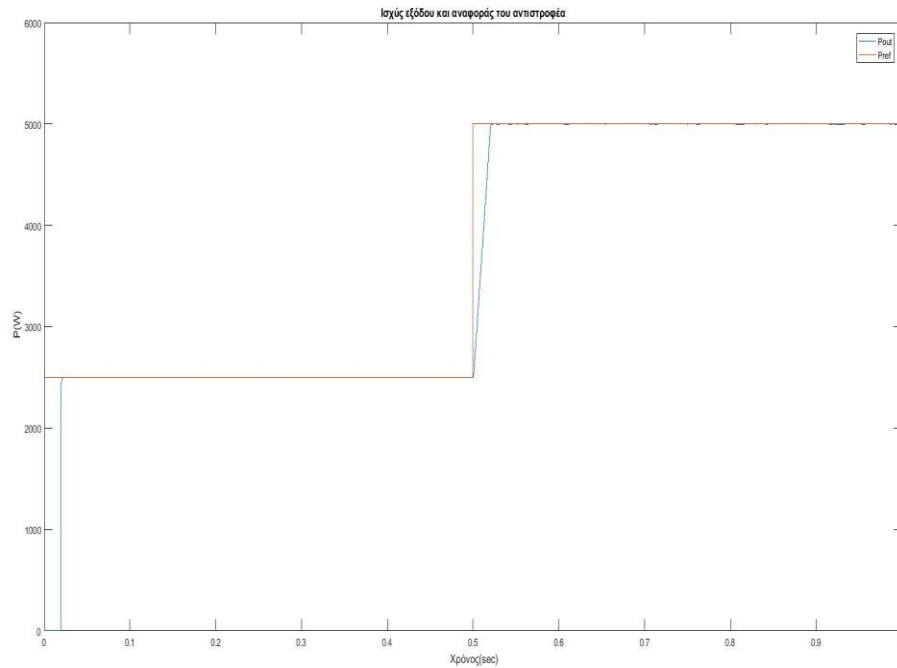
Το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα παρατίθεται στο παρακάτω γράφημα.



Σχήμα 6.3 : Τριφασικό ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα

Παρατηρείται ότι το ρεύμα, αρχικά, μέχρι τη χρονική στιγμή της αλλαγής στην ισχύ στα 0,5sec, έχει την επιθυμητή ημιτονοειδή μορφή με πλάτος 5,099A, ενώ μετά η αύξηση έχει ως αποτέλεσμα μεγιστοποίηση της ονομαστικής τιμής στα 10,53A. Η χρονική απόκριση του ελέγχου μπορεί να υπολογιστεί ότι είναι περίπου 0,01sec. Επομένως συμπεραίνει κανείς ότι έχει γίνει κατάλληλη σχεδίαση του ελέγχου ρεύματος, αφού αυτός επενεργεί αρκετά γρήγορα και ρυθμίζει το ρεύμα εξόδου πολύ κοντά στις επιθυμητές τιμές αναφοράς των σχέσεων (6.1), επιφέροντας υψηλή ταχύτητα και ακρίβεια. Παρ'όλα αυτά, μπορεί να διακριθεί μια μετατόπιση προς τα κάτω της ταλάντωσης, σε σχέση με τον οριζόντιο άξονα. Αυτό μπορεί να οφείλεται είτε στη ψηφιακή διαμόρφωση του σήματος είτε στο φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα.

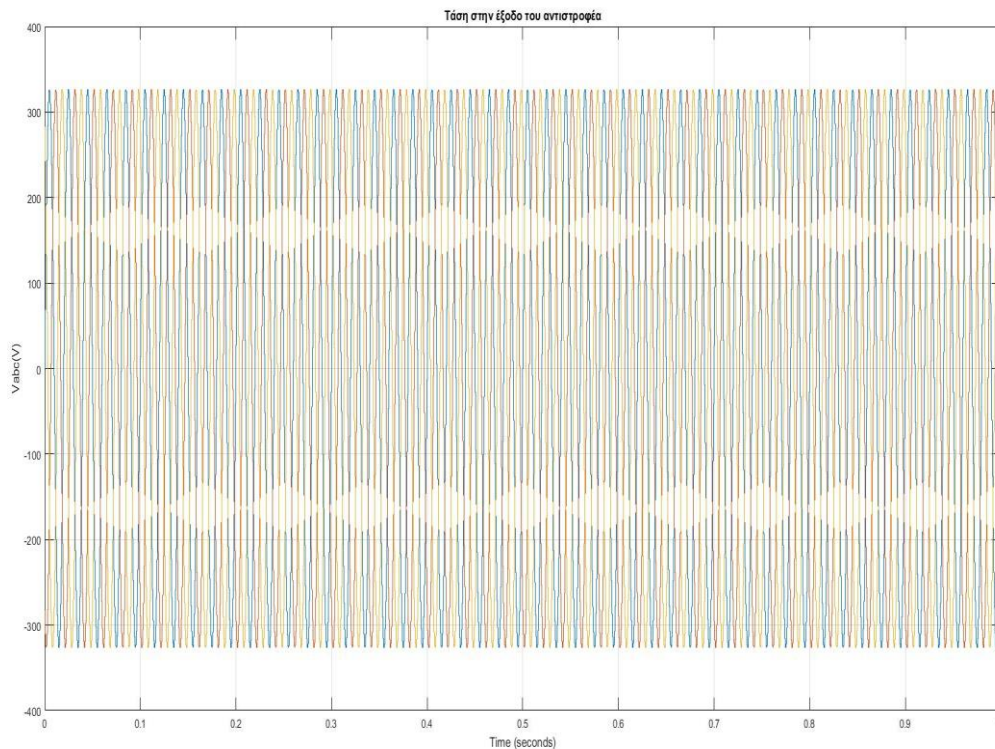
Στο Σχήμα 6.4 παρουσιάζεται το συγκριτικό διάγραμμα της ισχύος αναφοράς (P_{ref}) και της αντίστοιχης που αποδίδεται στην έξοδο του αντιστροφέα (P_{out}).



Σχήμα 6.4 : Συγκριτικό γράφημα της ισχύος αναφοράς και της ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα

Όπως είναι φανερό από το παραπάνω σχήμα, η ρύθμιση της ισχύος είναι αρκετά ακριβής, αφού υπάρχει μόνο μια σχεδόν μηδενική απόκλιση στις τιμές. Επιπλέον, η χρονική απόκλιση την στιγμή της βηματικής αλλαγής είναι της τάξεως των 0,01sec, όπως διαπιστώθηκε και από το διάγραμμα του ρεύματος εξόδου.

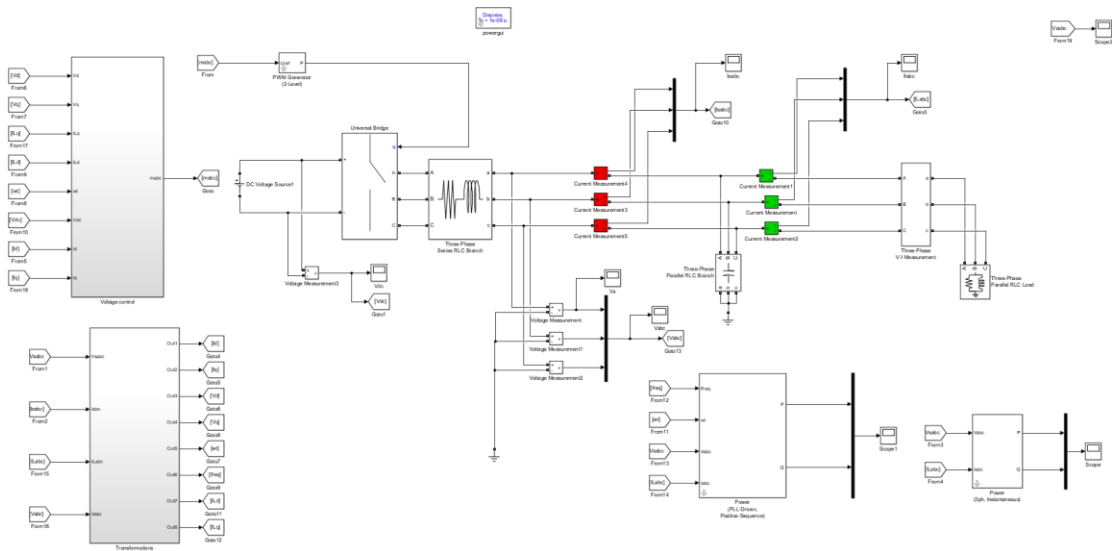
Η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα απεικονίζεται στο Σχήμα 6.5 και, όπως είναι λογικό, είναι ίση με την τάση του άπειρου ζυγού, αφού αυτός τροφοδοτεί τον αντιστροφέα.



Σχήμα 6.5 : Τριφασική τάση στην έξοδο του αντιστροφέα

5.3 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ SIMULINK (GRID-FORMING INVERTER)

Για την σχεδίαση του αλγορίθμου ελέγχου τάσης στο Simulink, κατασκευάστηκε το κύκλωμα του Σχήματος 6.6. Σε αυτό, περιλαμβάνεται ένας τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, με ιδανικά διακοπτικά στοιχεία, ο οποίος τροφοδοτεί ένα τριφασικό φορτίο RL, με αποτέλεσμα να αποτελεί την κύρια πηγή τάσης του μικροδικτύου. Για την ρύθμιση του πλάτους της και της συχνότητας, γίνεται χρήση ελέγχου τάσης. Με αυτό τον τρόπο ο παρακάτω αντιστροφέας ονομάζεται και grid-forming inverter, όπως έχει ήδη τονιστεί στο προηγούμενο Κεφάλαιο. Τέλος, στην έξοδο του, πέρα από RL στοιχεία, συνδέεται παράλληλα και ένας πυκνωτής, για την δημιουργία του επιθυμητού βαθυπερατού φίλτρου, ώστε να κόβονται οι ανώτερες αρμονικές που οφείλονται στα διακοπτικά στοιχεία.



Σχήμα 6.6 : Αντιστροφέας σε αυτόνομη λειτουργία και έλεγχο τάσης όπως σχεδιάστηκε στο Simulink

Οι χαρακτηριστικές τιμές των μεγεθών του παραπάνω συστήματος παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα:

ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Στοιχείο	Σύμβολο	Τιμή
Τάση μπαταρίας	V_{dc}	800V
Εσωτερική αντίσταση της τριφασικής πηγής	r_s	0,001Ω
Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
Αντίσταση του φίλτρου εξόδου	R	0,001Ω
Πυκνωτής του φίλτρου εξόδου	C_f	50μF
Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
Αντίσταση αγωγής των διακοπών	r_{on}	0,0001Ω
Ενεργός ισχύς τριφασικού φορτίου	P	500W
Άεργος Ισχύς τριφασικού φορτίου	Q	100Var

Όπως και στην περίπτωση του αντιστροφέα με έλεγχο ρεύματος, το σήμα διαμόρφωσης κατασκευάζεται μέσω του συστήματος ελέγχου τάσης και έπειτα τροφοδοτείται στην γεννήτρια PWM για την παραγωγή των απαραίτητων παλμών-εισόδων των διακοπτικών στοιχείων.

Στη συνέχεια, θα αναλυθεί εκτενέστερα το σύστημα ελέγχου, που περιλαμβάνει τον αλγόριθμο ελέγχου τάσης.

5.3.1 Το σύστημα ελέγχου τάσης του αντιστροφέα

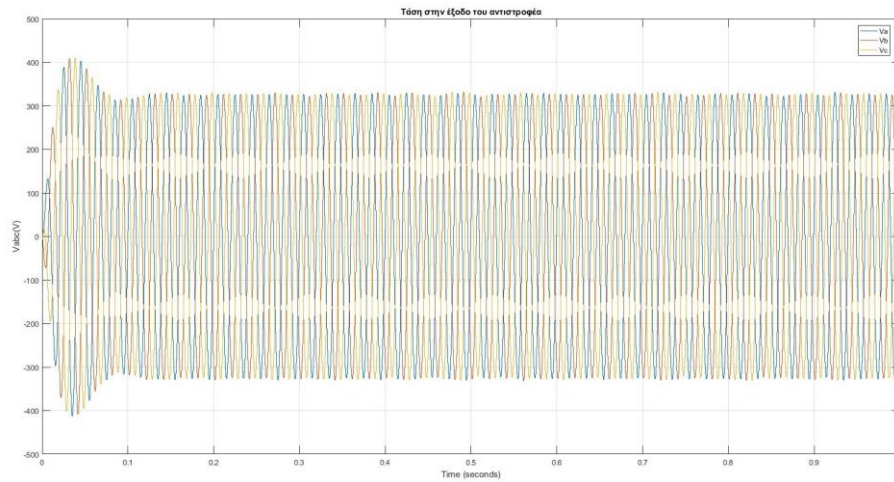
Ο έλεγχος τάσης υλοποιήθηκε με βάση την θεωρία του Κεφαλαίου 3 και το διάγραμμα μπλοκ του παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.

5.3.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο Simulink

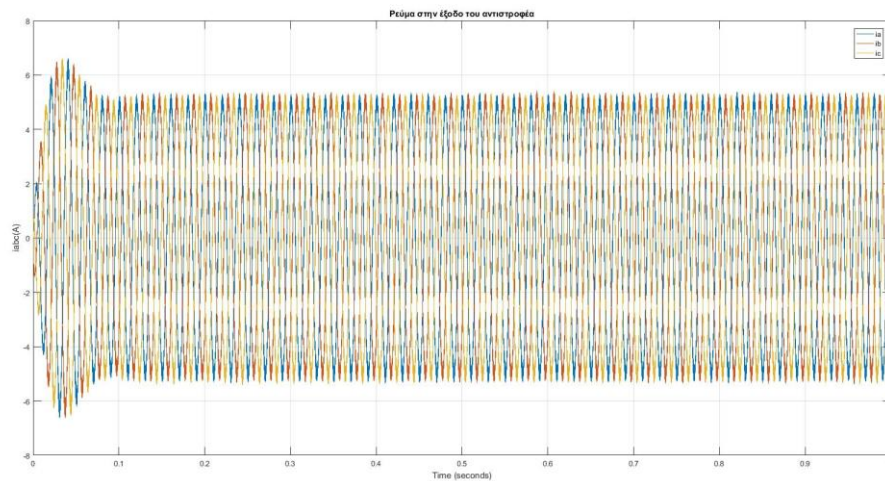
Ομοίως με την προσομοίωση του ελέγχου ρεύματος, έτσι και εδώ αυτή πραγματοποιείται σε διακριτό χρόνο, με χρόνο δειγματοληψίας $t_{samp} = 1\mu s$. Χρησιμοποιήθηκε ο FixedStepDiscrete Solver για τον σκοπό αυτό και η προσομοίωση διήρκησε για 1sec. Αρχικά, οι τιμές αναφοράς είναι οι εξής:

- $V_{dref} = V = 326,59863237 V$
- $V_{qref} = 0V$

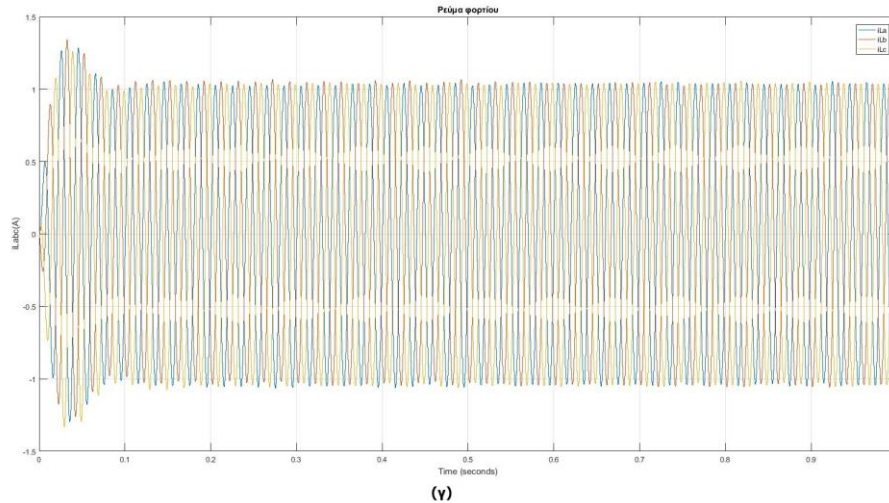
Τα αποτελέσματα στην έξοδο του αντιστροφέα, στο τριφασικό επίπεδο, είναι τα παρακάτω:



(α)



(β)



Σχήμα 6.8 : Διαγράμματα για (α) την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα, (β) το ρεύμα εξόδου και (γ) το ρεύμα φορτίου

Παρατηρείται ότι, η τάση, αφού χρειαστεί περίπου 0,1sec μέχρι να μεταβεί στη μόνιμη κατάσταση, μετά σταθεροποιείται σχεδόν γύρω από τα 400V πολική τάσης, όπως ήταν επιθυμητό. Βέβαια διακρίνεται μια αναντιστοιχία στις μέγιστες τιμές ανά φάση. Αυτή η ατέλεια μπορεί να οφείλεται είτε στο φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα, είτε στην ψηφιακή διαμόρφωση. Σε κάθε περίπτωση, ο έλεγχος της τάσης επιφέρει ικανοποιητική ρύθμιση του πλάτους και της συχνότητας της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.

Το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, δηλαδή πριν την εξομάλυνση του από τον πυκνωτή, σταθεροποιείται γύρω στα 0,1sec σε ταλαντώσεις με πλάτος που κυμαίνεται γύρω από την τιμή των 5A περίπου. Με βάση το Σχήμα 6.8, κανείς παρατηρεί ότι υπάρχει παραμόρφωση στις κυματομορφές που οφείλεται στις ανώτερες αρμονικές. Με την εφαρμογή του πυκνωτή που λειτουργεί ως βαθυπερατό φίλτρο, αυτές οι διαταραχές σχεδόν εξαλείφονται, όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα για το ρεύμα του τριφασικού φορτίου. Η πτώση στην τιμή, σε αυτή την περίπτωση, είναι συνεπαγωγή της αέργου ισχύος που παράγει ο πυκνωτής, της οποίας μεγάλο τμήμα καταναλώνει ο αντιστροφέας,

Πρωτού δοθούν τα αποτελέσματα στο πεδίο dq , θα προηγηθεί μαθηματικός υπολογισμός για να διαπιστωθεί η ορθότητα τους. Συγκεκριμένα, για την ενεργό και άεργο ισχύ στο πεδίο dq ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$P = \frac{3}{2} V_d i_d, Q = -\frac{3}{2} V_d i_q. \quad (6.1)$$

Για το φορτίο ισχύει ότι $P_L = 500W$ και $Q_L = 100Var$ και αντικαθιστώντας στις (6.1), υπολογίζονται οι συνιστώσες του ρεύματος φορτίο στο πεδίο dq : $i_{Ld} = 1,02062973A$ και $i_{Lq} = -0,20412415A$.

Ο πυκνωτής παράγει άεργο ισχύ

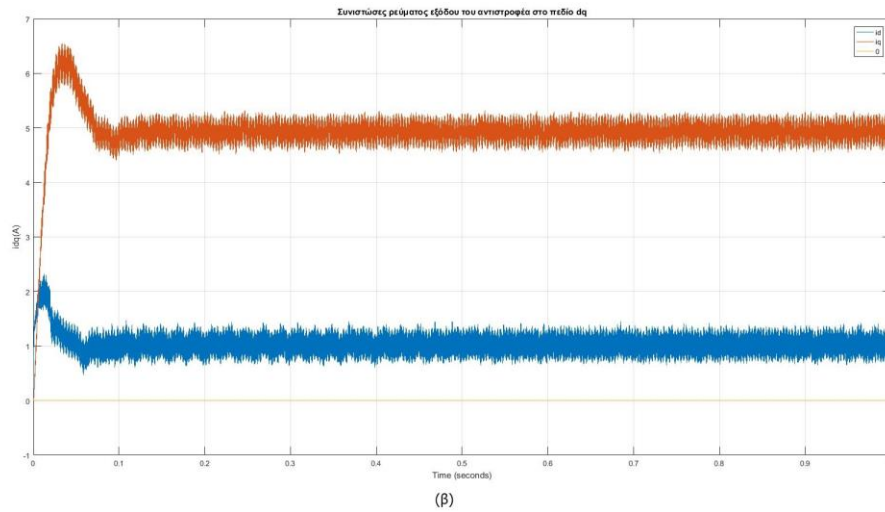
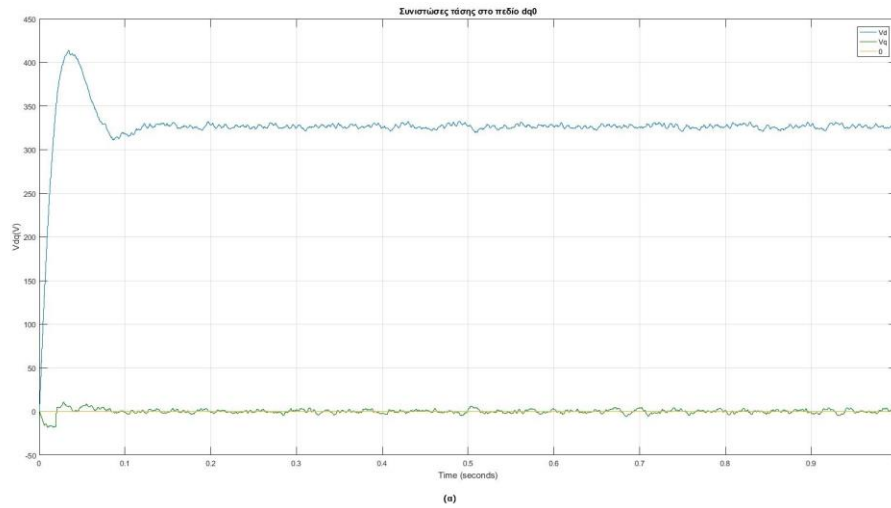
$$Q_c = \frac{V^2}{Z_c} = \frac{400^2}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{400^2}{2\pi * 50 * 50 * 10^{-6}} = 2513,28Var = 2,51328kVar, \text{ με αποτέλεσμα ο}$$

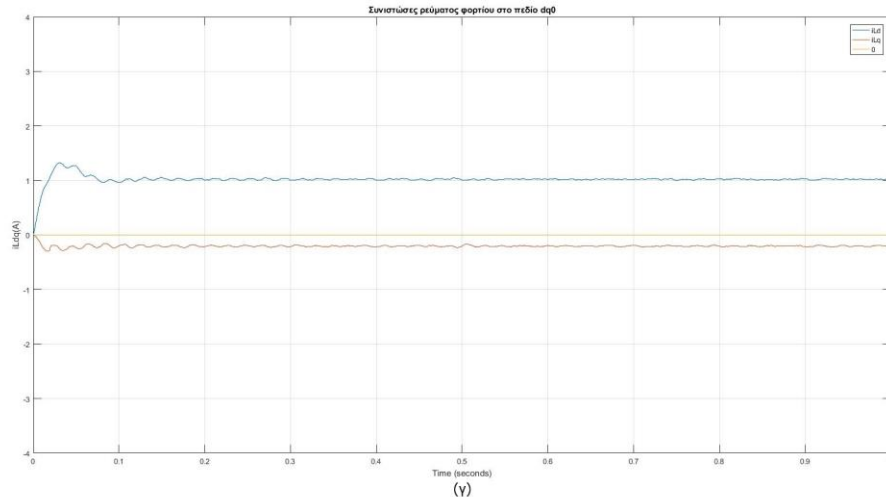
αντιστροφέας να καταναλώνει $Q_{inv} = Q_C - Q_L = 2,41328kVar$. Επομένως, για τις συνιστώσες του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα στο πεδίο dq , προκύπτουν οι παρακάτω τιμές, αντικαθιστώντας στις σχέσεις (6.1):

$$i_d = \frac{2P}{3V_d} = \frac{2 * 500}{3 * 326,59863237} = 1,02062973A$$

$$i_q = -\frac{2Q_{inv}}{3V_d} = \frac{2 * 2413,28}{3 * 326,59863237} = 4,926087173A$$

Τα διαγράμματα των παραπάνω συνιστωσών- dq παραδίδονται στο παρακάτω σχήμα:





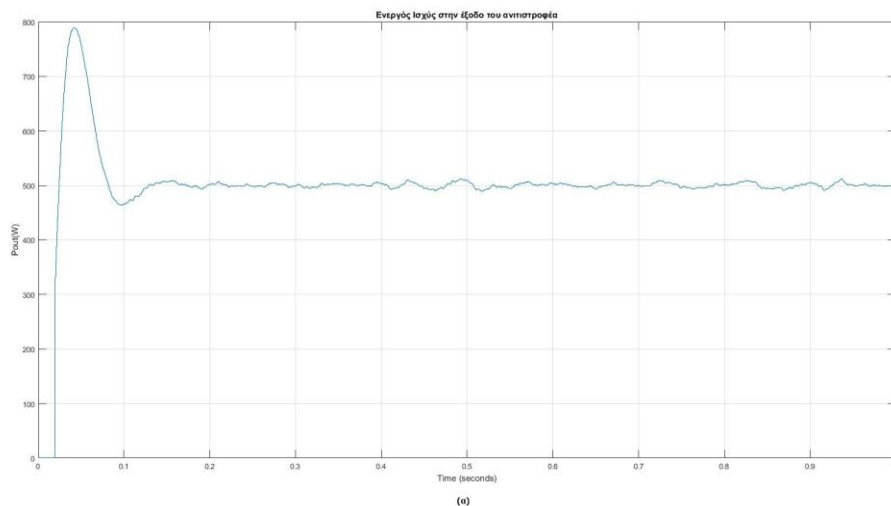
Σχήμα 6.9 : Διαγράμματα συνιστωσών στο πεδίο dq : (α) της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, (β) του ρεύματος εξόδου και (γ) του ρεύματος φορτίου

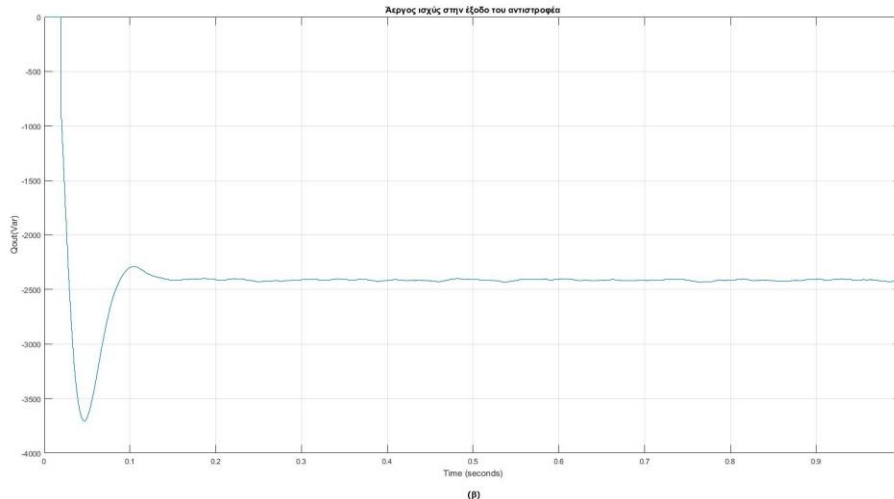
Από το παραπάνω σχήμα είναι διακριτό ότι οι τιμές για τις συνιστώσες που υπολογίστηκαν προηγουμένως, επαληθεύονται. Συγκεκριμένα, η τάση ακολουθεί ικανοποιητικά τις τιμές αναφοράς. Παρατηρείται ένα χρονικό διάστημα περίπου 0,1sec μέχρι ο έλεγχος τάσης να ενεργήσει, φαινόμενο που διαπιστώθηκε και από το αντίστοιχο διάγραμμα της τριφασικής τάσης.

Όσον αφορά το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα, οι τιμές αντιστοιχούν σε αυτές που υπολογίστηκαν με βάση τις σχέσεις (6.1). Υπάρχει βέβαια έντονη παραμόρφωση στη μόνιμη κατάσταση, που οφείλεται στις ανώτερες αρμονικές που εισάγουν τα διακοπτικά στοιχεία.

Οι παραπάνω διαταραχές στο σήμα εξαλείφονται, σχεδόν, με την επίδραση του πυκνωτή του φίλτρου εξόδου, όπως είναι φανερό από τις συνιστώσες του ρεύματος φορτίου στο dq . Και εδώ τα αποτελέσματα είναι τα αναμενόμενα, όπως δηλαδή υπολογίστηκαν και μαθηματικά με βάση τις εξισώσεις (6.1).

Για την ενεργό και άεργο ισχύ στην έξοδο του αντιστροφέα, η προσομοίωση δίνει τα εξής:





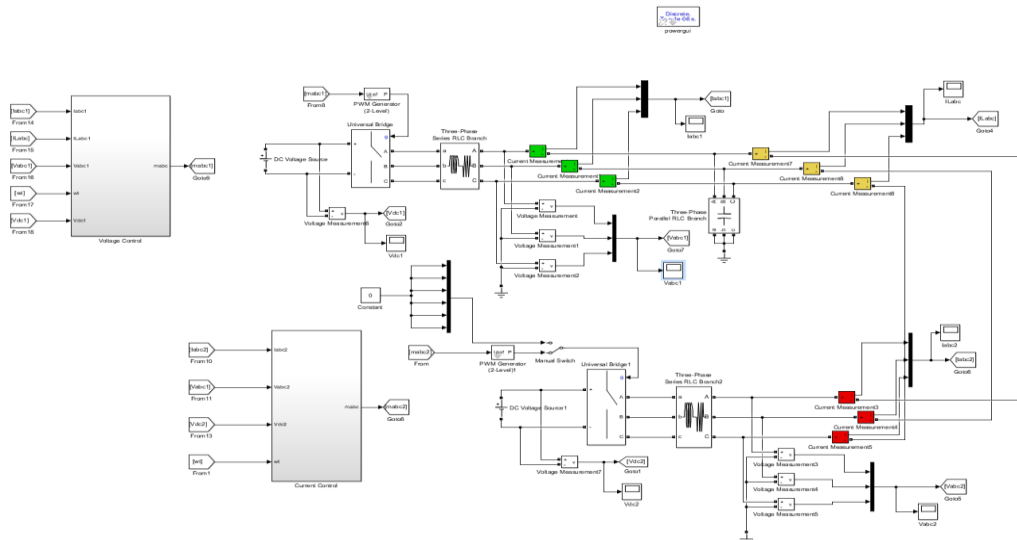
Σχήμα 6.10 : Διαγράμματα (α) της ενεργού και (β) της αέργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα

Είναι εμφανές ότι τα γραφήματα ταιριάζουν με τον μαθηματικό υπολογισμό που προηγήθηκε, δηλαδή η ενεργός ισχύς είναι θετική και κυμαίνεται γύρω από τα 500W. Ομοίως, η αέργος ισχύς είναι αρνητική λόγω της επίδρασης του πυκνωτή του φίλτρου εξόδου και σταθεροποιείται κοντά στην τιμή -2,41 kVar.

5.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ ΔΥΟ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΣΤΟ SIMULINK

Με βάση τις υλοποιήσεις που προηγήθηκαν για τον έλεγχο ρεύματος και τάσης, αντίστοιχα, είναι πλέον δυνατή η σχεδίαση του μικροδικτύου που αποτελείται από δύο αντιστροφείς σε παράλληλη σύνδεση. Όπως έχει ήδη τονιστεί, ο ένας αντιστροφέας ρυθμίζει την τάση και συχνότητα του δικτύου και λειτουργεί ως μια πηγή AC που τροφοδοτεί τον άλλον αντιστροφέα, που εκτελεί ρύθμιση ισχύος. Για αυτό τον λόγο ο πρώτος αποκαλείται grid-forming (GFI) και χρησιμοποιεί έλεγχο τάσης, ενώ ο δεύτερος ακολουθεί τον πρώτο και αποκαλείται grid-following (GFW).

Το κύκλωμα του μικροδικτύου, όπως κατασκευάστηκε στο Simulink, δίνεται στο Σχήμα 6.11. Η παράλληλη σύνδεση των δύο αντιστροφέων είναι ευδιάκριτη, οι οποίοι τροφοδοτούνται από ισοδύναμες DC πηγές τάσης και είναι πανομοιότυποι ως προς τον τύπο των διακοπτικών στοιχείων και την συχνότητα αποκοπής. Ο GFI έχει ένα RLC βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του για την εξομάλυνση των ανώτερων αρμονικών, ενώ, αντίστοιχα, ο GFW ένα RL φίλτρο στην έξοδο του, όπως συνηθίζεται στους αντιστροφείς με έλεγχο ρεύματος. Για τον συγχρονισμό των δύο αντιστροφέων και την ρύθμιση της συχνότητας, γίνεται χρήση του PLL. Τέλος, τα συστήματα ελέγχου προσομοιώνονται με δύο μπλοκ υποσυστημάτων, με είσοδο τα τριφασικά σήματα του ρεύματος, της τάσης καθώς και την πριονωτή συνάρτηση $\omega(t)$ και έξοδο το διαμορφωμένο σήμα που τροφοδοτείται στις γεννήτριες PWM.



Σχήμα 6.11 : Το κύκλωμα των δύο παράλληλων αντιστροφών, σχεδιασμένο στο περιβάλλον Simulink

Στον παρακάτω πίνακα δίνονται τα δεδομένα του συστήματος:

ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Στοιχείο		Σύμβολο	Τιμή
Αντιστροφέας με έλεγχο τάσης	Τάση μπαταρίας	V_{dc}	800V
	Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
	Αντίσταση του φίλτρου εξόδου	R	0,001Ω
	Πυκνωτής του φίλτρου εξόδου	C_f	50μF
	Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
	Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
	Αντίσταση αγωγής των διακοπτών	r_{on}	0,0001Ω
Αντιστροφέας με έλεγχο ρεύματος	Τάση μπαταρίας	V_{dc}	800V
	Πηνίο του φίλτρου εξόδου	L	0,01H
	Αντίσταση του φίλτρου εξόδου	R	0,001Ω
	Συχνότητα αποκοπής	f_s	16kHz
	Συχνότητα δειγματοληψίας	f_{samp}	1MHz
	Αντίσταση αγωγής των διακοπτών	r_{on}	0,0001Ω
	Ενεργός Ισχύς	P	5000W
Άεργος Ισχύς	Q	0	

Τα υποσυστήματα ελέγχου των δύο αντιστροφέων είναι τα ίδια με αυτά που παρουσιάστηκαν στις δύο προηγούμενες υποενότητες. Η λογική που ακολουθήθηκε είναι ίδια με την θεωρία του Κεφαλαίου 3, σχετικά με τον έλεγχο ρεύματος και τάσης. Τα αρχικά κέρδη που χρησιμοποιήθηκαν υπολογίστηκαν με τον ίδιο τρόπο που έγινε ο υπολογισμός στις μεμονομένες περιπτώσεις των αντιστροφέων στις δύο προηγούμενες ενότητες και οι τιμές τους παρουσιάζονται στη συνέχεια.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

Παράμετροι Ελέγχου			Τιμή
Αντιστροφέας με έλεγχο ρεύματος	Αναλογικό κέρδος	K_{PI}	20
	Ολοκληρωτικό κέρδος	K_{II}	4
	Κέρδος όρους αποσύζευξης	G_I	3,14
Αντιστροφέας με έλεγχο τάσης	Αναλογικό κέρδος του ελεγκτή ρεύματος	K_{PI}	20
	Ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή ρεύματος	K_{II}	4
	Αναλογικό κέρδος του ελεγκτή τάσης	K_{PV}	0,004
	Ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή τάσης	K_{IV}	0,222
	Κέρδος όρου αποσύζευξης τάσης	G_V	0,0157
	Κέρδος όρους αποσύζευξης ρεύματος	G_I	3,14

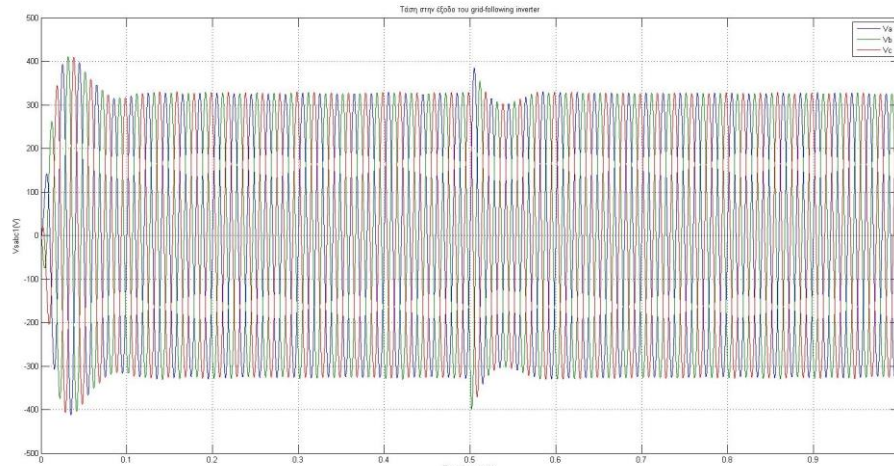
Μέσα στα υποσυστήματα ελέγχου, συμπεριλαμβάνονται, πέρα από τον αλγόριθμο για την ρύθμιση του ρεύματος ή της τάσης, και οι απαραίτητοι μετασχηματισμοί των τριφασικών μεγεθών στα αντίστοιχα στο πεδίο dq . Οι τιμές αναφοράς του ρεύματος υπολογίζονται σύμφωνα με τις σχέσεις (3.38)-(3.39) και στην συνέχεια πραγματοποιείται ρύθμιση του ρεύματος κοντά σε αυτές τις τιμές. Αντίστοιχα, στον έλεγχο τάσης, σκοπός είναι να ρυθμιστεί η τάση του grid-forming inverter στις κλασικές τιμές $V_{dref} = V = 326.59863237 \text{ V}, V_{qref} = 0$. Δηλαδή, στην έξοδο του η τάση θα είναι τριφασική με 400Vp-p και, έτσι αυτός θα αποτελεί μια πηγή τάσης για τον αντιστροφέα που ακολουθεί.

5.4.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης στο Simulink και σύγκριση με τα αντίστοιχα της θεωρητικής ανάλυσης

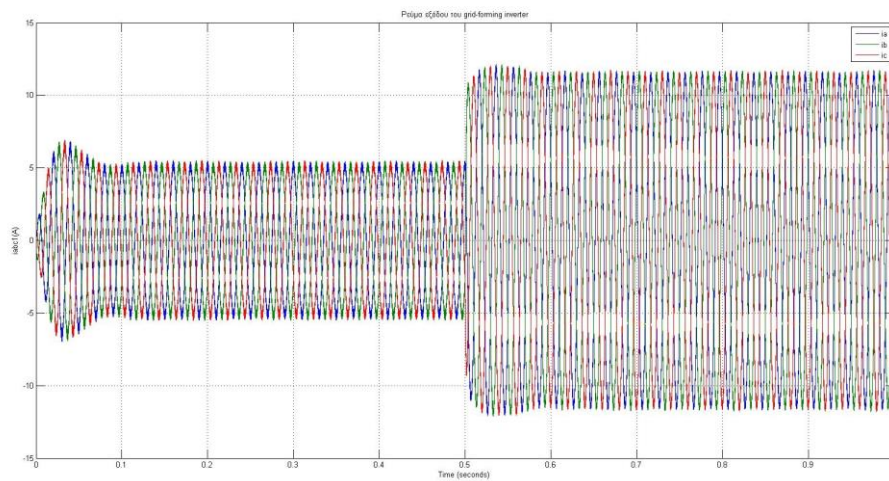
Σκοπός των προσομοιώσεων που διεξήχθησαν είναι η ανάδειξη των παραγόντων που επιδρούν, θετικά ή αρνητικά, στην ευστάθεια του συνδυαστικού μικροδικτύου. Συγκεκριμένα, γίνανε διάφορες δοκιμές με αλλαγές στις τιμές των κερδών των ελεγκτών για να διαπιστωθεί ποιος αντιστροφέας έχει την ισχυρότερη επιρροή στο σύστημα και το οδηγεί

σε ασταθή λειτουργία. Η σύγκριση με τα αντίστοιχα θεωρητικά αποτελέσματα θα επαληθεύσει την αποτελεσματικότητα της μεθόδου των σύνθετων αντιστάσεων που αναλύθηκε στο προηγούμενο Κεφάλαιο.

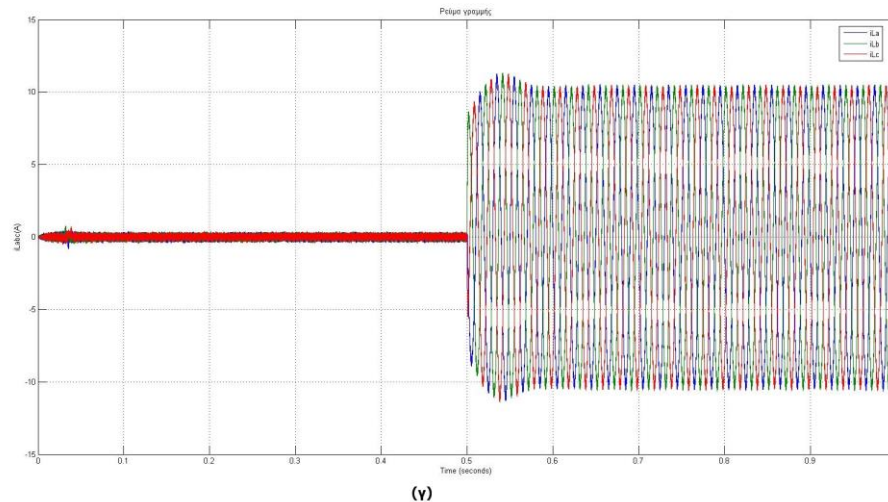
Αρχικά, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα στην ευσταθή περίπτωση, όπου τα κέρδη των ελεγκτών είναι στις αρχικές τιμές, όπως καταγράφηκαν στον παραπάνω πίνακα. Εδώ να τονιστεί ότι ο grid-following αντιστροφέας ρυθμίζει την ισχύ του στα 5000W έπειτα από 0,5sec. Επίσης ως ρεύμα γραμμής αναφέρεται το ρεύμα στην έξοδο του grid-following.



(α)



(β)



Σχήμα 6.12 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση των αρχικών τιμών των κερδών

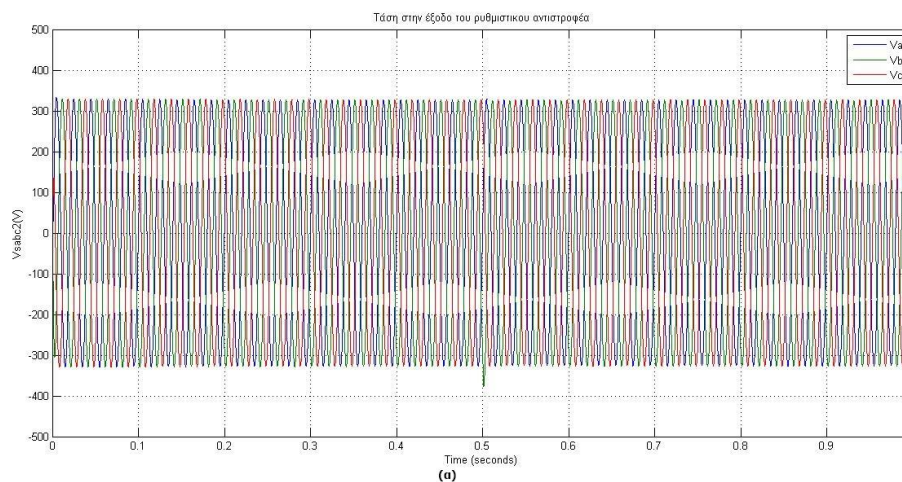
5.4.1.1 Μεταβολή του αναλογικού κέρδους ελεγκτή τάσης με σταθερά όλα τα υπόλοιπα

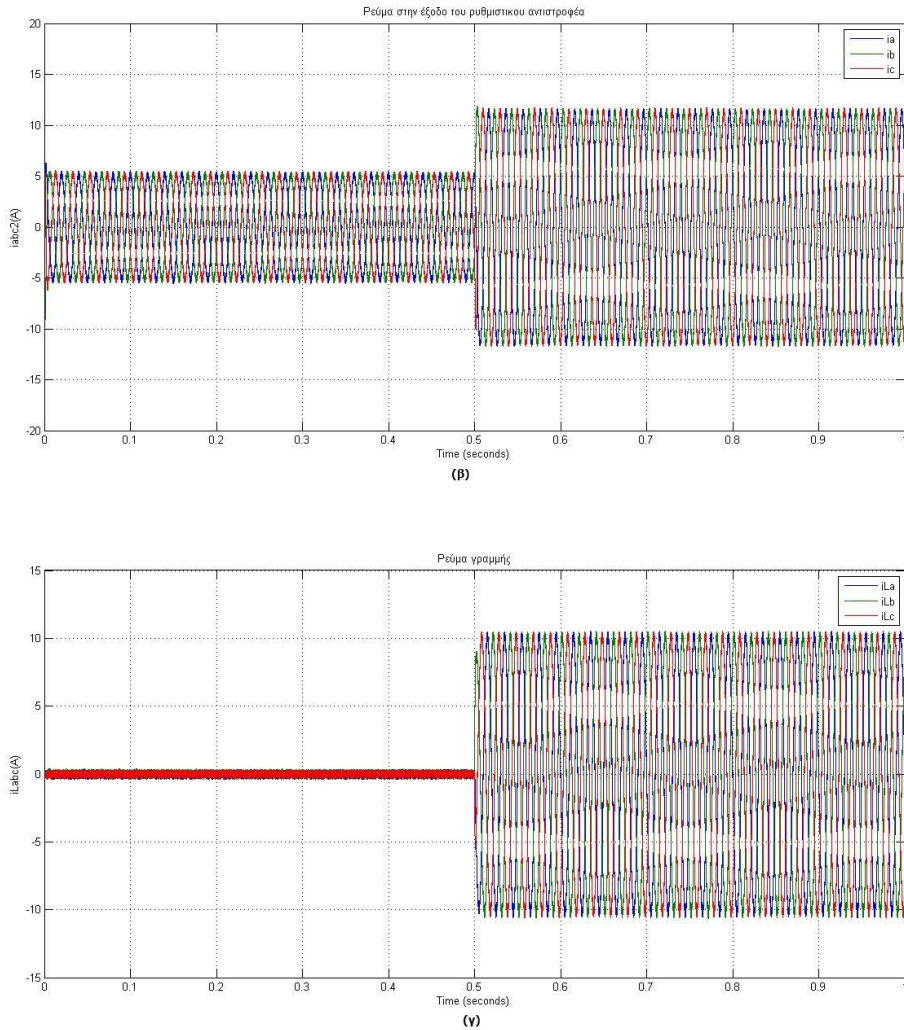
Στις πρώτες δοκιμές, θα μεταβληθεί σταδιακά το αναλογικό κέρδος K_{PV} του ελεγκτή τάσης για να διαπιστωθεί αν έχει ρόλο στην αστάθεια του συστήματος. Τα υπόλοιπα κέρδη των ελεγκτών κρατούνται σταθερά, τόσο στον έλεγχο τάσης όσο και στον αντίστοιχο ρεύματος.

Στη συνέχεια παρατίθενται τα τριφασικά σήματα στις εκάστοτε περιπτώσεις, .

- Για $K_{PV} = 0,04$

Σε αυτή την περίπτωση του δεκαπλασιασμού του κέρδους, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι τα παρακάτω:

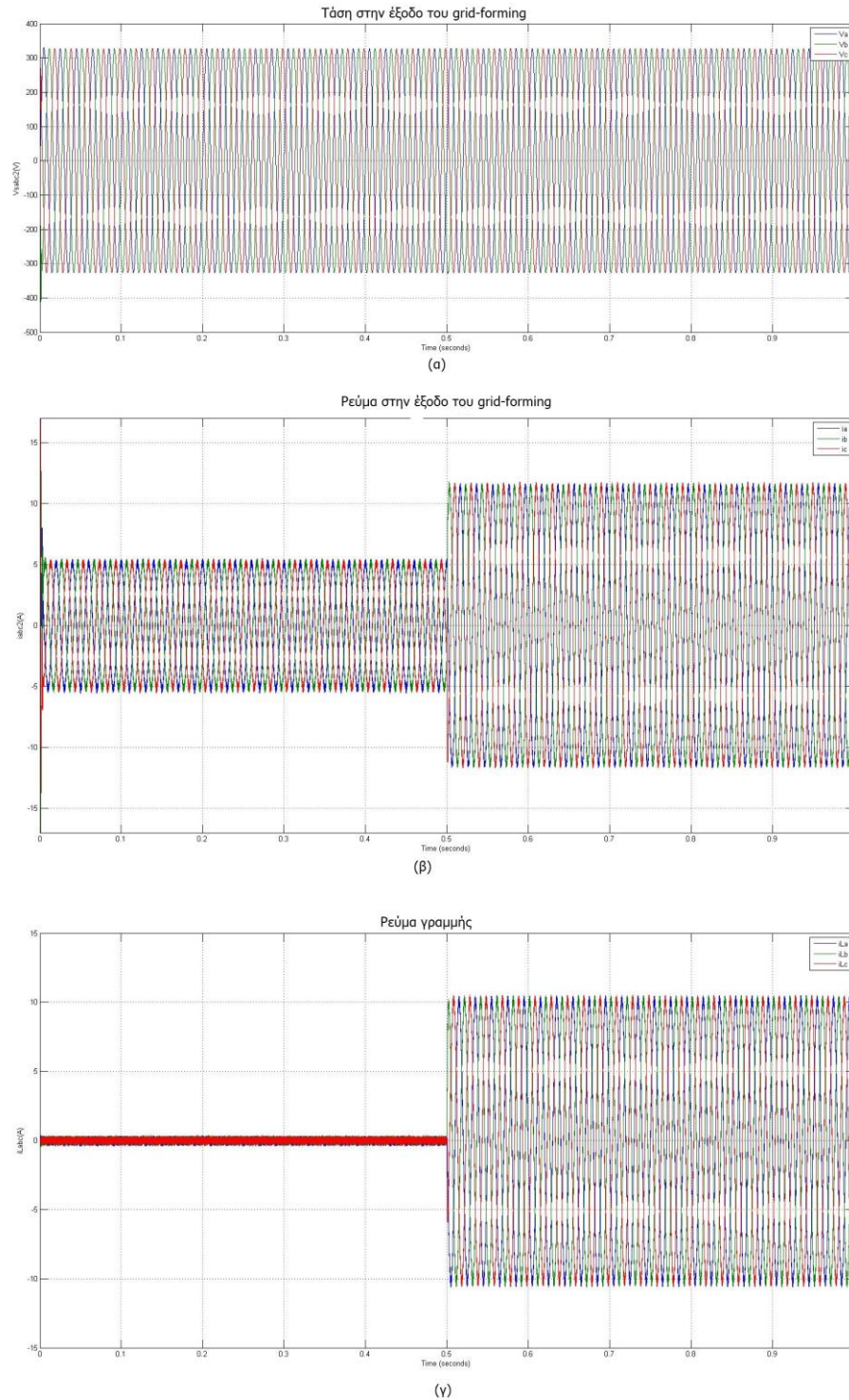




Σχήμα 6.13 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{pV} = 0,04$

Με βάση τα παραπάνω σχήματα, δεν παρατηρείται κάποια παραμόρφωση στα σήματα, επομένως το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια. Αυτό το αποτέλεσμα συνάδει με το αντίστοιχο του προηγούμενου κεφαλαίου, όπου εφαρμόστηκε κριτήριο Nyquist στον λόγο αντιστάσεων των δύο αντιστροφέων.

- Για $K_{pV} = 0,4$



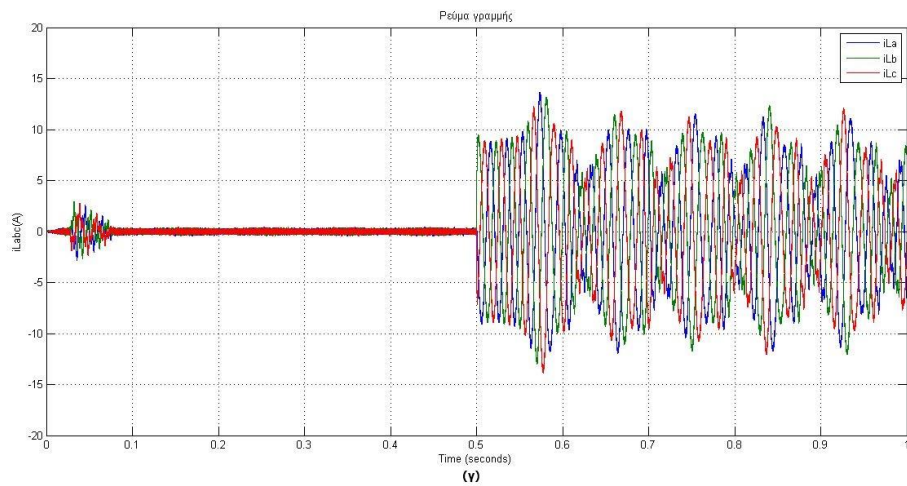
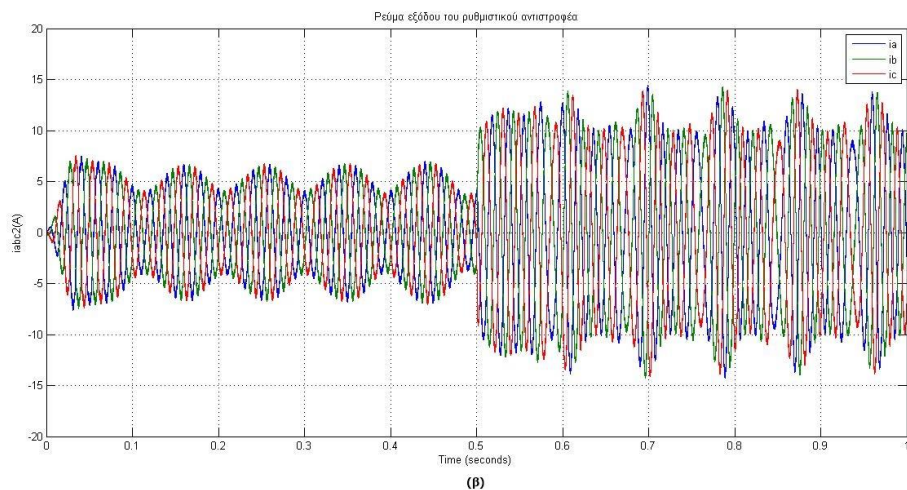
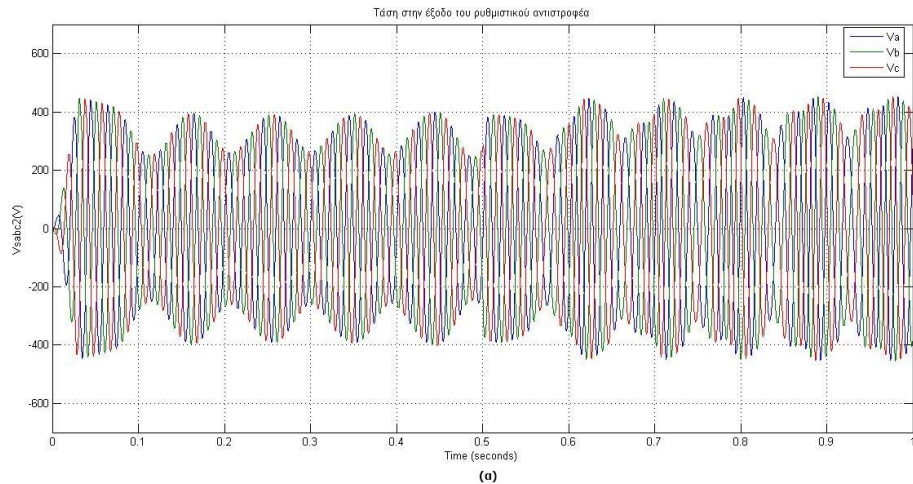
Σχήμα 6.14 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση αύξησης του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{PV} = 0,4$

Το κέρδος αυξάνεται περισσότερο, στην τιμή 0,4. Παρατηρώντας την απόκριση του συστήματος, είναι φανερό ότι αυτό παραμένει σε ευστάθεια και το ίδιο συμβαίνει και για μεγαλύτερες τιμές.

Επομένως, η αύξηση του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης δεν έχει κάποια επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος, όπως αποδείχθηκε και από την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων. Στη συνέχεια, το κέρδος υπόκειται σε σταδιακή μείωση.

▪ Για $K_{pV} = 0,0004$

Σε αυτή την περίπτωση, όπου το κέρδος υποδεκαπλασιάζεται, η προσομοίωση δίνει τα εξής αποτελέσματα:

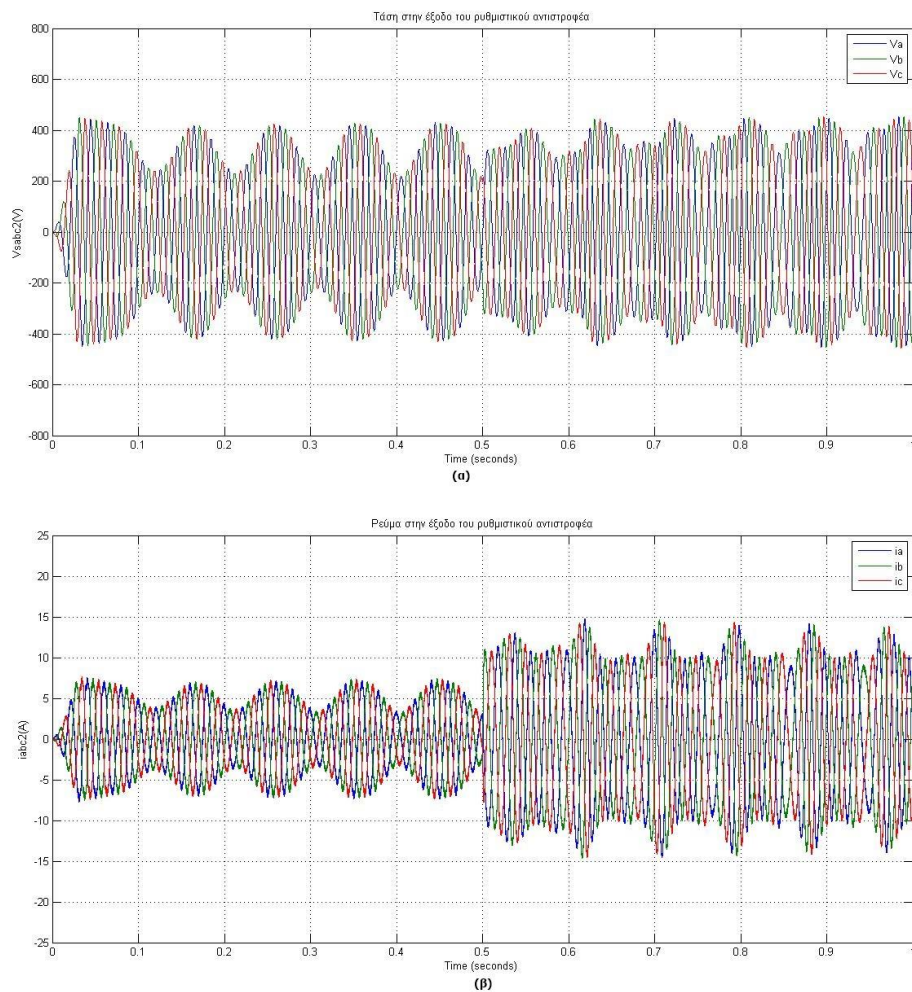


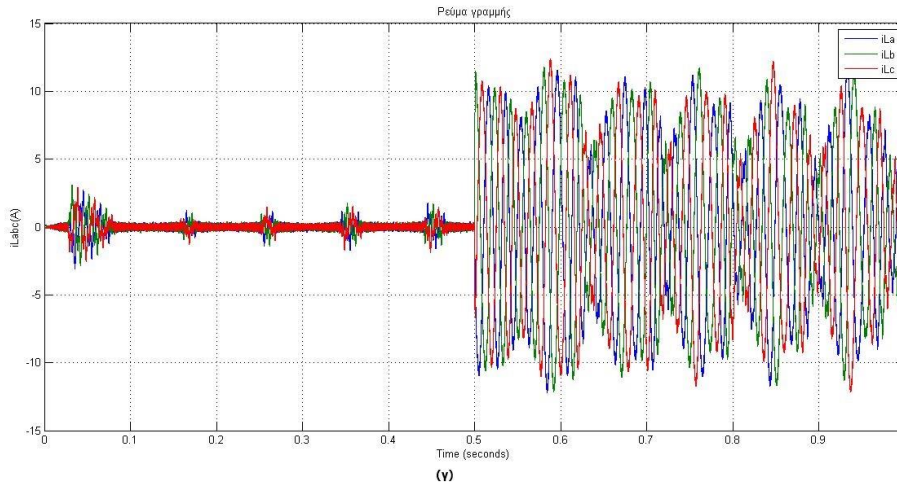
Σχήμα 6.15 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{pV} = 0,0004$

Μελετώντας την απόκριση του συστήματος, κανείς αντιλαμβάνεται ότι το σύστημα οδηγείται σε ασταθή λειτουργία και τα σήματα είναι παραμορφωμένα, με ανεπιθύμητες ταλαντώσεις. Το αποτέλεσμα αυτό συνάδει με το αντίστοιχο της ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων, όπου το διάγραμμα Nyquist περικλύε το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$.

▪ Για $K_{pV} = 0,00004$

Υποδεκαπλασιάζεται και άλλο το κέρδος και τα αποτελέσματα είναι τα εξής:





Σχήμα 6.16 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση μείωσης του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{PV} = 0,00004$

Με την περαιτέρω μείωση του κέρδους, το σύστημα οδηγείται, πάλι, σε αστάθεια και, μάλιστα, με πιο έντονες παραμορφώσεις και το ίδιο συμβαίνει και για μικρότερες τιμές. Και σε αυτή την περίπτωση, υπάρχει αντιστοιχία της προσομοίωσης με το αποτέλεσμα της ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων.

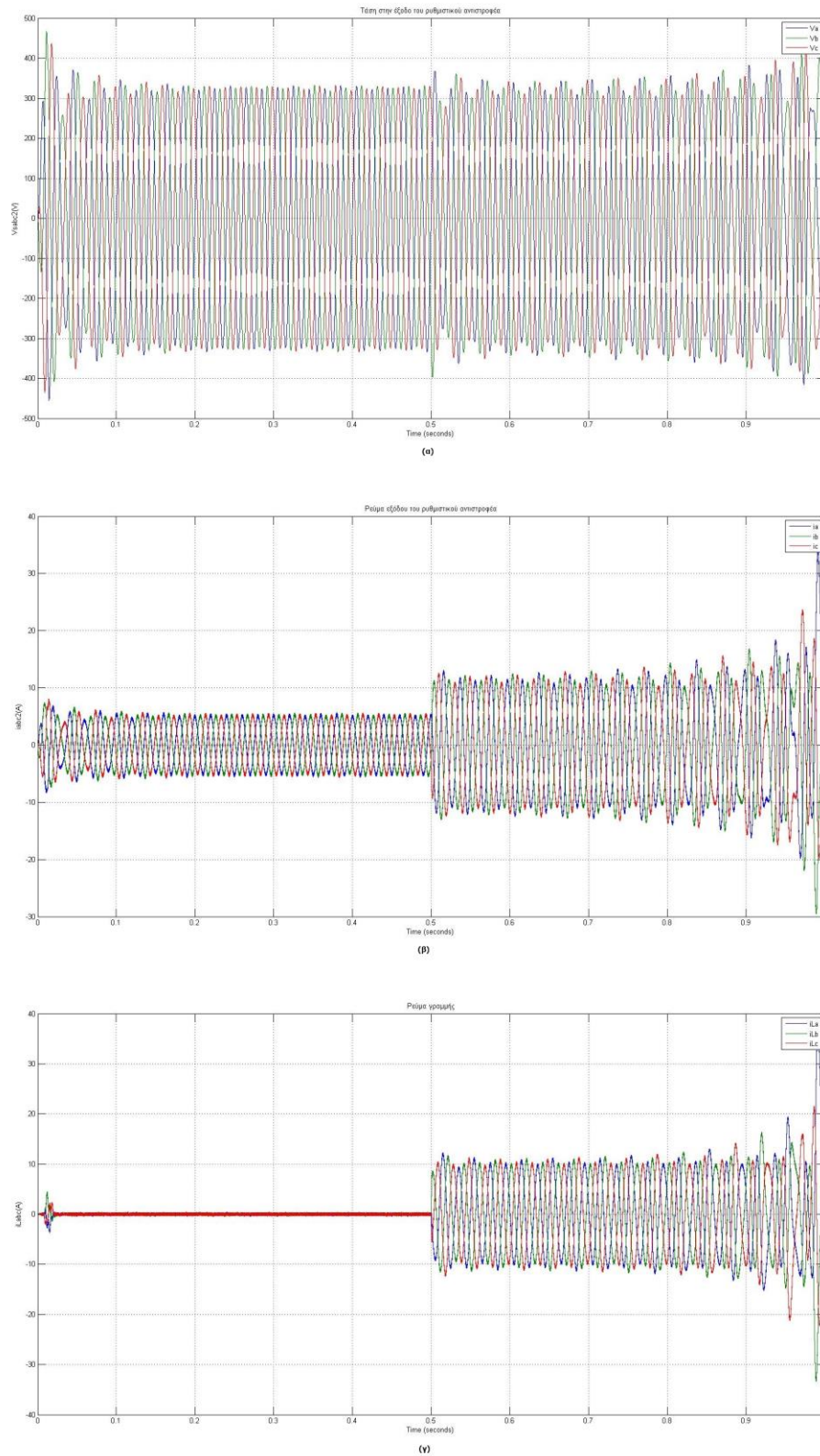
Με βάση, λοιπόν, όλα τις παραπάνω περιπτώσεις, κανείς εξάγει το συμπέρασμα ότι η μείωση του κέρδους και, δη, ο υποδεκαπλασιασμός του οδηγεί το σύστημα σε αστάθεια, όπως παρατηρήθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η ευσταθή περίπτωση αντιστοιχεί σε κέρδος $K_{PV} = 0,004$, άρα επιθυμείται γρήγορη ρύθμιση του αλλά όχι για πολύ μικρές τιμές, αλλιώς οδηγείται σε αστάθεια το σύστημα.

5.4.1.2 Μεταβολή του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης με σταθερά τα υπόλοιπα

Αφού μελετήθηκε πόσο επιδρά το κέρδος K_{PV} στην ευστάθεια αρμονικών του συστήματος, θα αποδειχθεί αν αντίστοιχη επιρροή έχει και το ολοκληρωτικό κέρδος K_{IV} του ελεγκτή τάσης. Η αρχική τιμή του είναι 0,222 και, αρχικά, θα υποβληθεί σε αύξηση.

- **Για $K_{IV} = 2,22$**

Σε αυτή την περίπτωση, όπου υφίσταται υποδεκαπλασιασμός του κέρδους, η προσομοίωση στο Simulink δίνει τα παρακάτω αποτελέσματα:

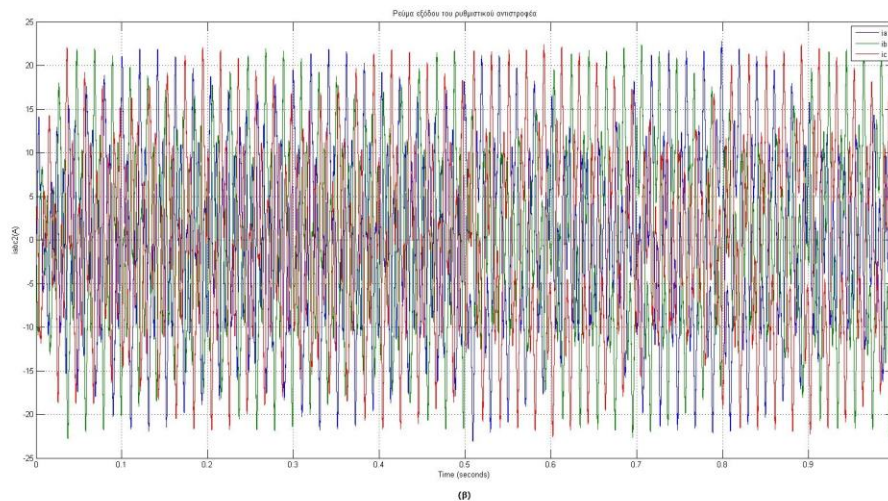
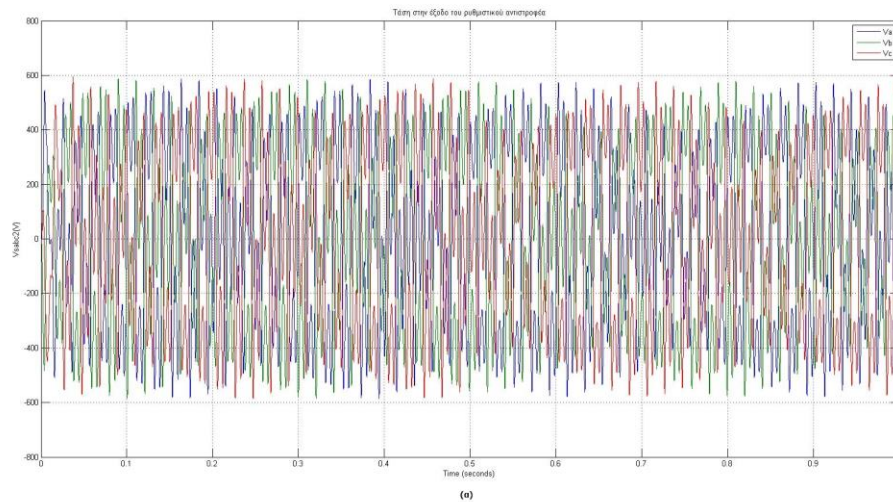


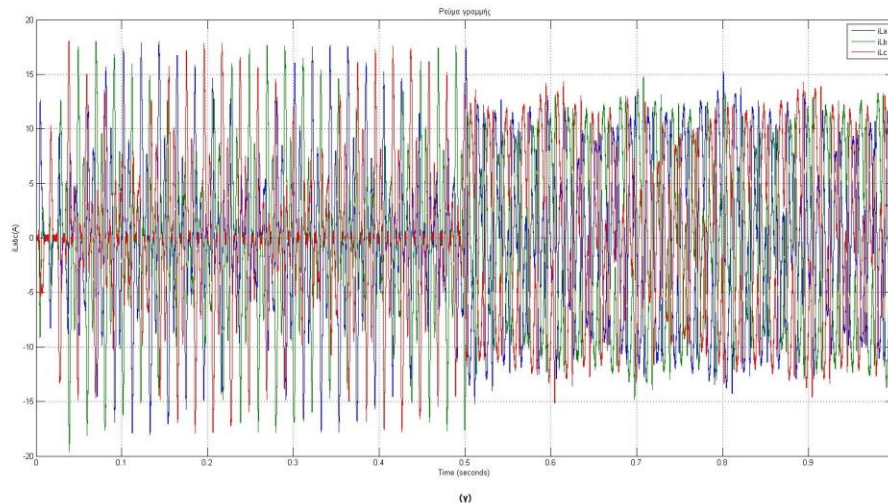
Σχήμα 6.17 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{IV} = 2,22$

Αρχικά, το κέρδος δεκαπλασιάζεται στην τιμή 2,22 και αποκτώνται τα παραπάνω σχήματα για τα σήματα στην έξοδο των αντιστροφών. Κανείς παρατηρεί, λοιπόν, ότι το σύστημα έχει οδηγηθεί σε αστάθεια και με την πάροδο του χρόνου, το φαινόμενο γίνεται πιο έντονο. Επίσης, τα αποτελέσματα αυτά συνάδουν με το αντίστοιχο της ανάλυσης σύνθετων αντιστάσεων, όπως αποδείχθηκε στο προηγούμενο Κεφάλαιο.

▪ Για $K_{IV} = 22,2$

Το κέρδος δεκαπλασιάζεται περαιτέρω, στην τιμή 22,2. Σε αυτή την περίπτωση, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι τα παρακάτω:





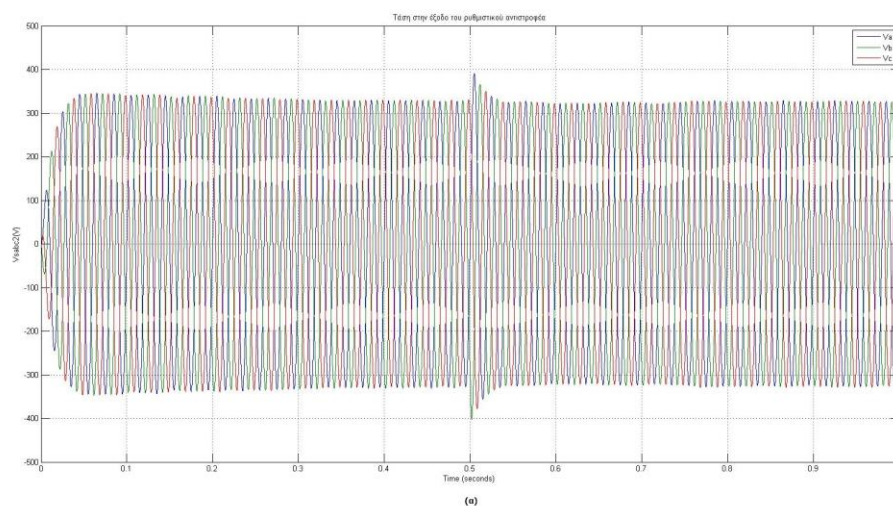
Σχήμα 6.18 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση αύξησης του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{IV} = 22, 2$

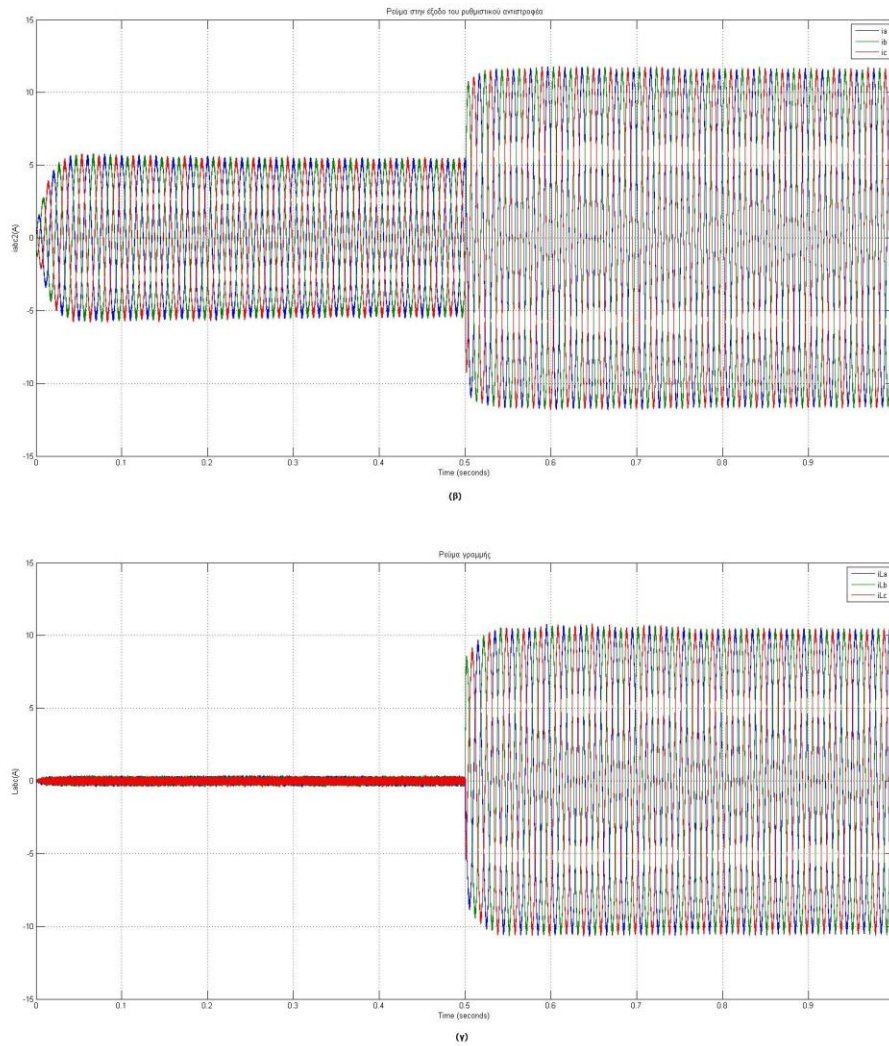
Διαπιστώνεται, με βάση την απόκριση του συστήματος, ότι το σύστημα οδηγείται σε πλήρη αστάθεια με πολύ έντονα φαινόμενα παραμόρφωσης των σημάτων. Αυτό συμβαδίζει με το αποτέλεσμα και του προηγούμενου κεφαλαίου, όπου η χρήση του κριτηρίου Nyquist ανέδειξε αστάθεια του συστήματος.

Έπειτα, μειώνεται το κέρδος για να διαπιστωθεί αν υπάρχει επίδραση και σε αυτή την περίπτωση

- Για $K_{IV} = 0,0222$

Το σύστημα των παράλληλων αντιστροφέων λειτουργεί ως εξής, σε αυτό το σενάριο υποδεκαπλασιασμού του κέρδους:



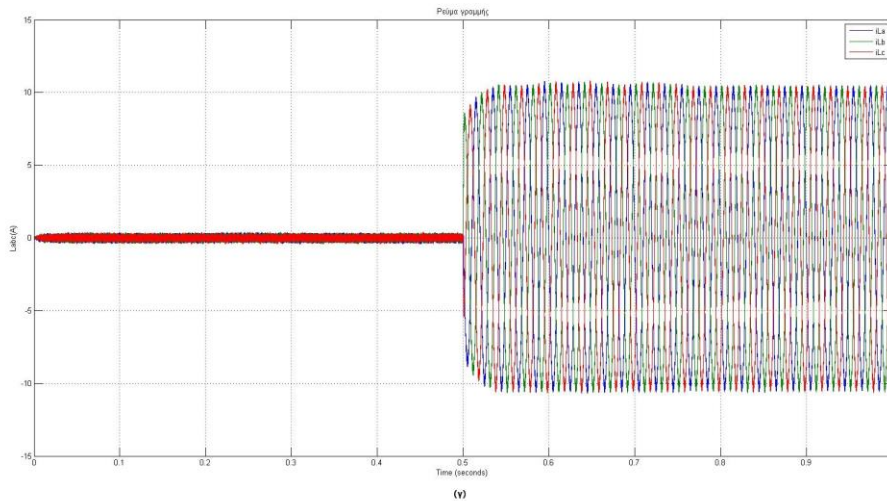
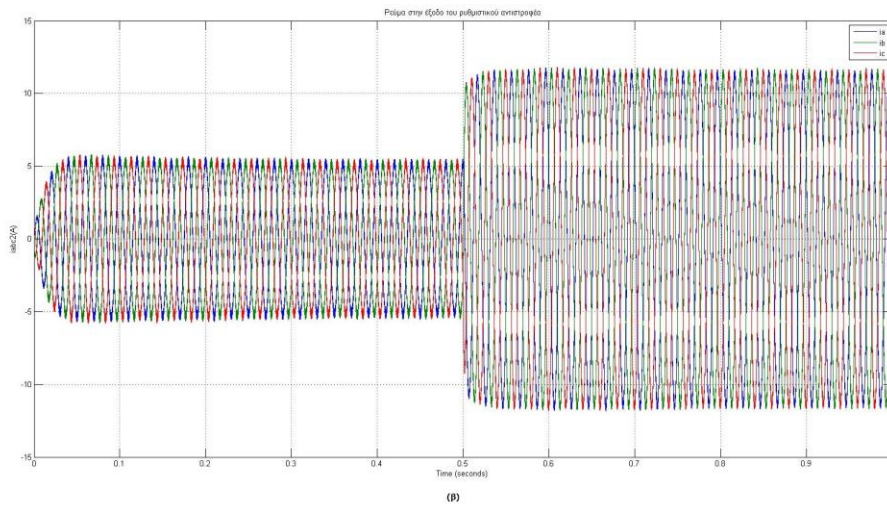
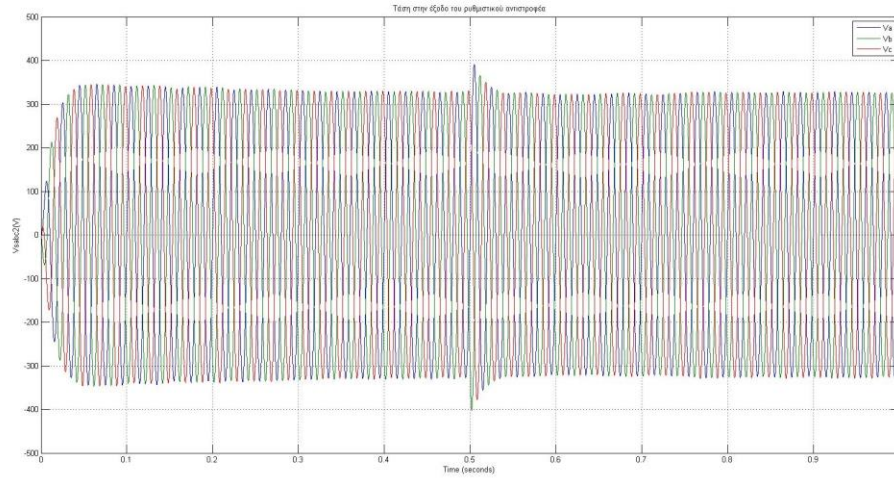


Σχήμα 6.19 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{IV} = 0,0222$

Με βάση τα παραπάνω γραφήματα, κανείς διακρίνει ότι το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια και μάλιστα παρατηρείται ότι οι έλεγχοι επενεργούν πιο γρήγορα, αφού έχουν μειωθεί οι ταλαντώσεις στις μεταβατικές καταστάσεις. Και σε αυτή την περίπτωση, υπάρχει αντιστοιχία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με του μοντέλου των σύνθετων αντιστάσεων.

- Για $K_{IV} = 0,00222$

Τα αποτελέσματα για την τάση και τα ρεύματα του μικροδικτύου εμφανίζονται στη συνέχεια:



Σχήμα 6.20 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση μείωσης του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης στην τιμή $K_{IV} = 0,00222$

Και σε αυτή την περίπτωση το σύστημα παραμένει σε ευστάθεια, όπως είναι φανερό από τα σχήματα. Το αποτέλεσμα αυτό συνάδει με το αντίστοιχο του προηγούμενου κεφαλαίου.

Επομένως, η αύξηση του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή τάσης οδηγεί το σύστημα σε αστάθεια, όπως είχε διαπιστωθεί και από την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων του προηγούμενου κεφαλαίου.

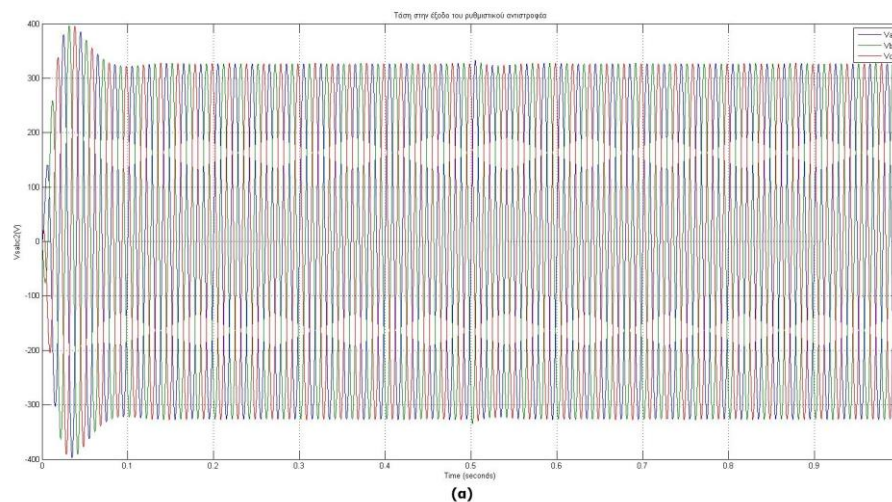
Για να διαπιστωθεί αν και ο ελεγκτής ρεύματος επηρεάζει την ευστάθεια του συστήματος, θα μεταβληθούν τα αντίστοιχα κέρδη, θα μελετηθούν τα αποτελέσματα που βγάζουν οι προσομοιώσεις και θα συγκριθούν με τα αντίστοιχα της θεωρητικής ανάλυσης.

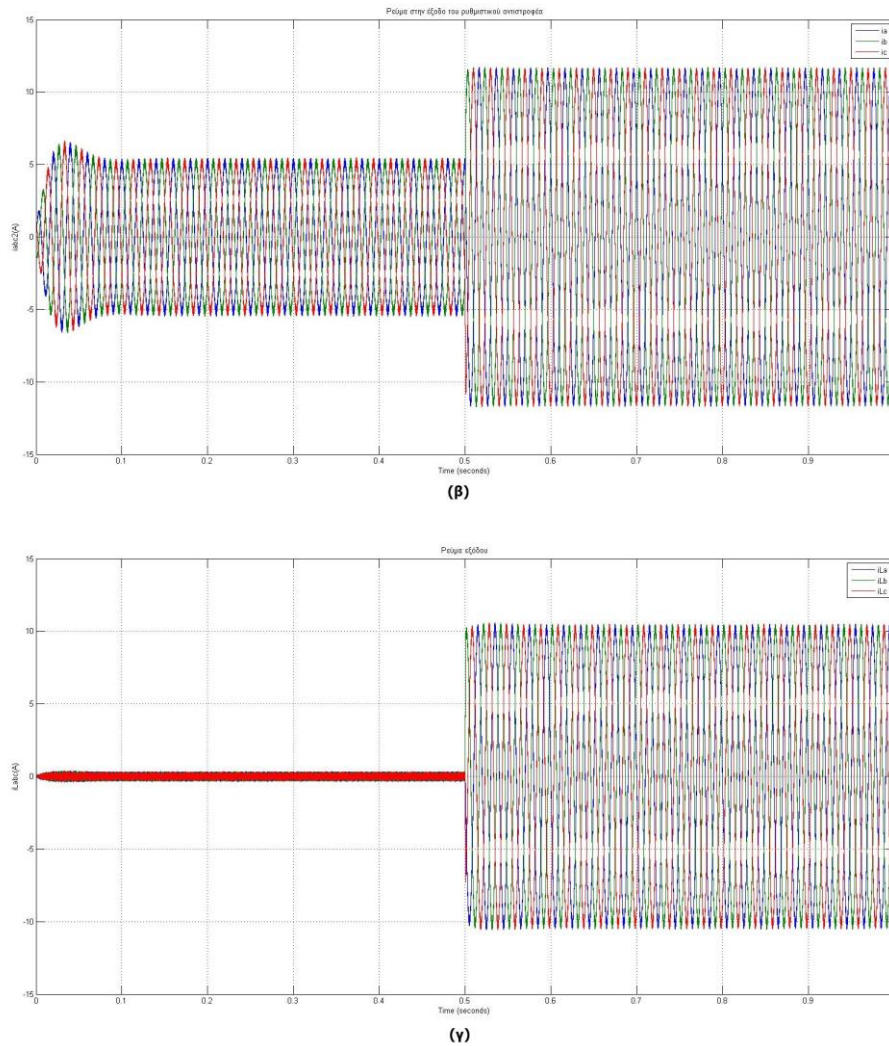
5.4.1.3 Μεταβολή του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος και σταθερά τα υπόλοιπα

Στη συνέχεια θα δοθούν τέσσερα παραδείγματα όπου το αναλογικό κέρδος K_{PI} του ελεγκτή ρεύματος αυξομειώνεται, ώστε να παρατηρηθεί αν επιδρά στην ευστάθεια του μικροδικτύου. Συγκεκριμένα, δοκιμές πραγματοποιήθηκαν για τις τιμές $K_{PI} = 0, 2$ ή 2 ή 200 ή 2000 , συγκριτικά με την αρχική τιμή των 20 .

- **Για $K_{PI} = 200$**

Στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του κέρδους, εξάγονται οι παρακάτω γραφικές για τα σήματα:



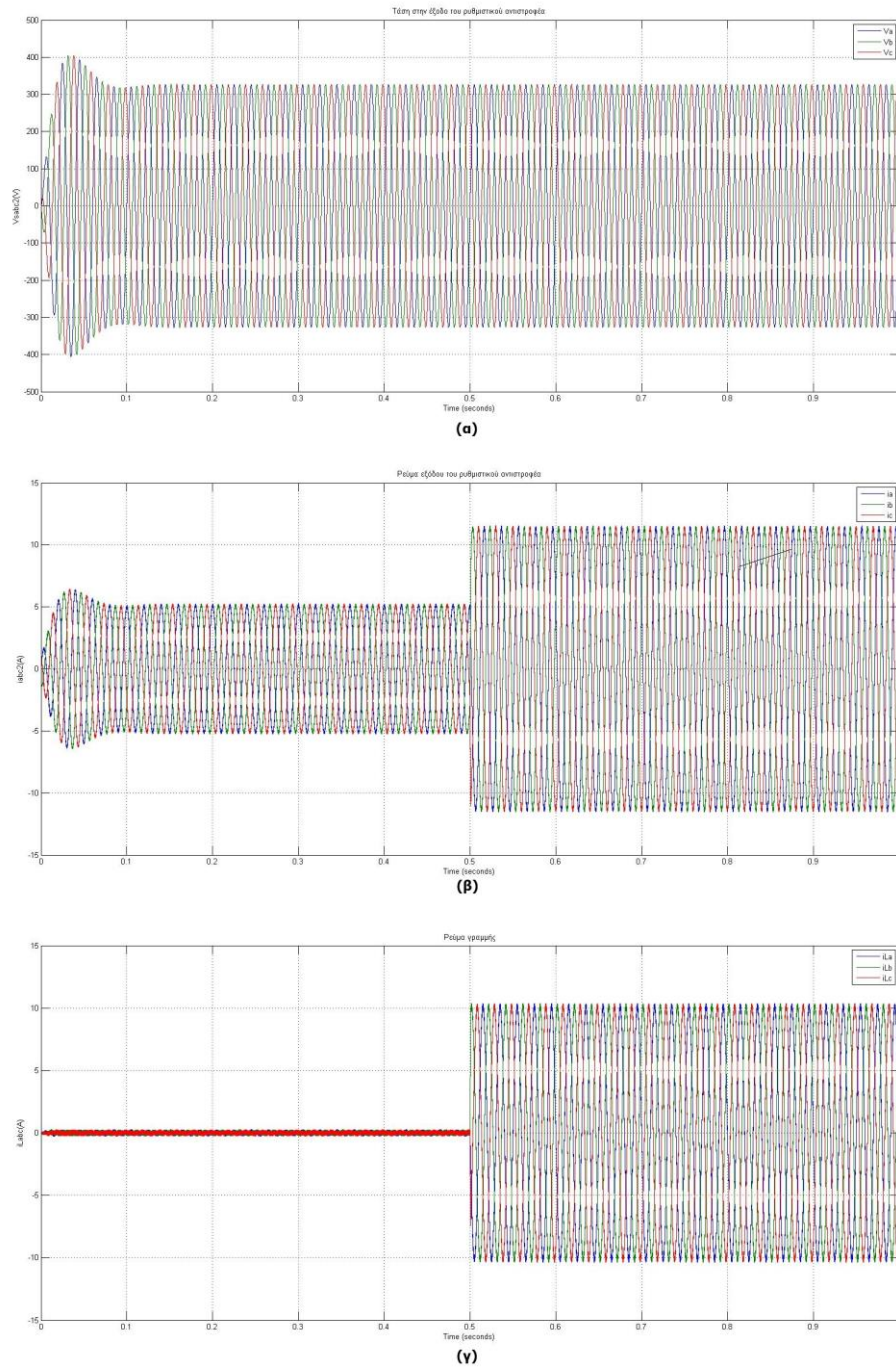


Σχήμα 6.21 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση αύξησης του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{PI} = 200$

Όπως είναι φανερό από τα παραπάνω σχήματα, το σύστημα είναι ευσταθές. Το ίδιο αποτέλεσμα είχε εξαχθεί και από την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων για την ίδια τιμή του κέρδους.

- **Για $K_{PI} = 2000$**

Δεκαπλασιάζεται και άλλο το κέρδος στην τιμή των 2000. Σε αυτή την περίπτωση, τα αποτελέσματα είναι τα παρακάτω



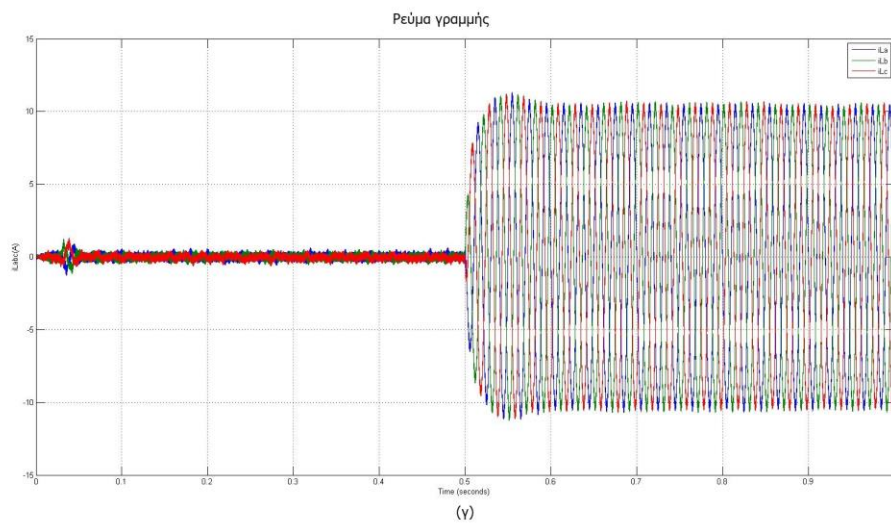
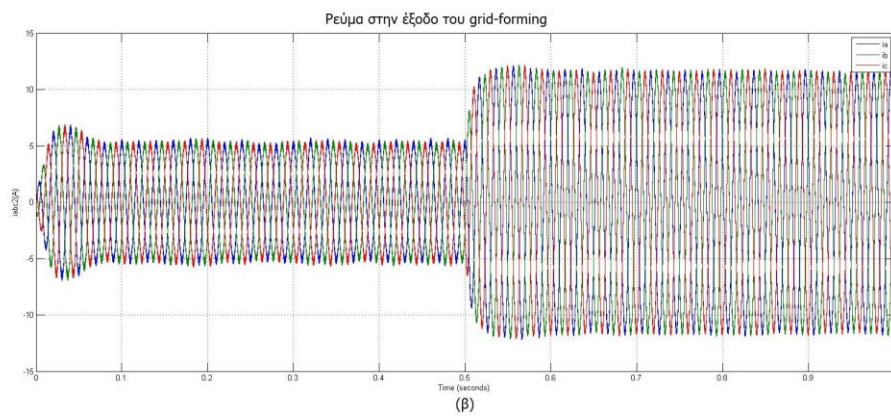
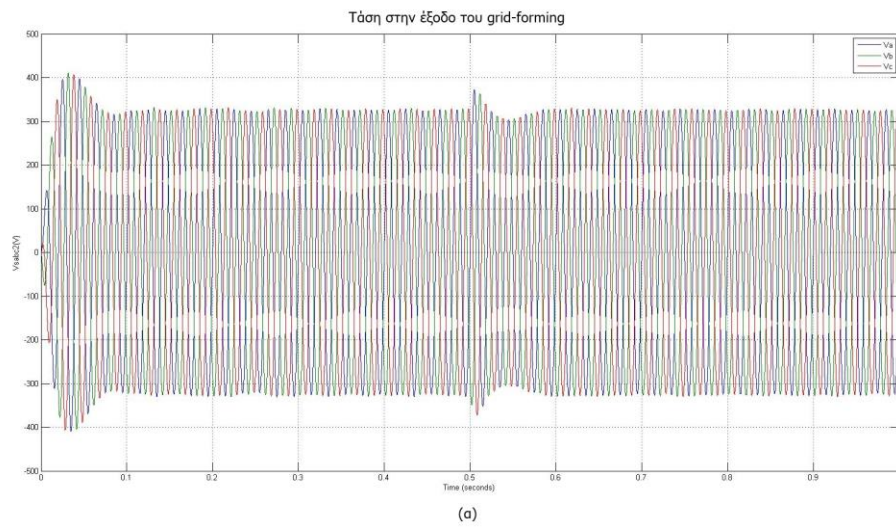
Σχήμα 6.22 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση αύξησης του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{PI} = 2000$

Ούτε σε αυτή την περίπτωση παρατηρείται κάποια επίδραση στην ευστάθεια με την αύξηση του κέρδους, όπως διαπιστώθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Στη συνέχεια, μειώνεται το κέρδος, ώστε να διαπιστωθεί αν υπάρχει επίδραση στην ευστάθεια του συνολικού συστήματος

- Για $K_{PI} = 2$

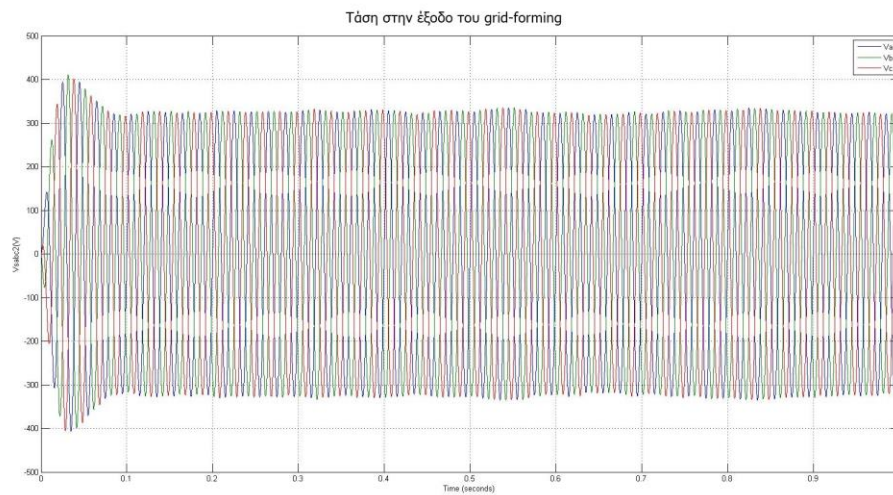
Σε αυτή την περίπτωση, το κέρδος υποδεκαπλασιάζεται, με αποτέλεσμα την παρακάτω λειτουργία του συστήματος:



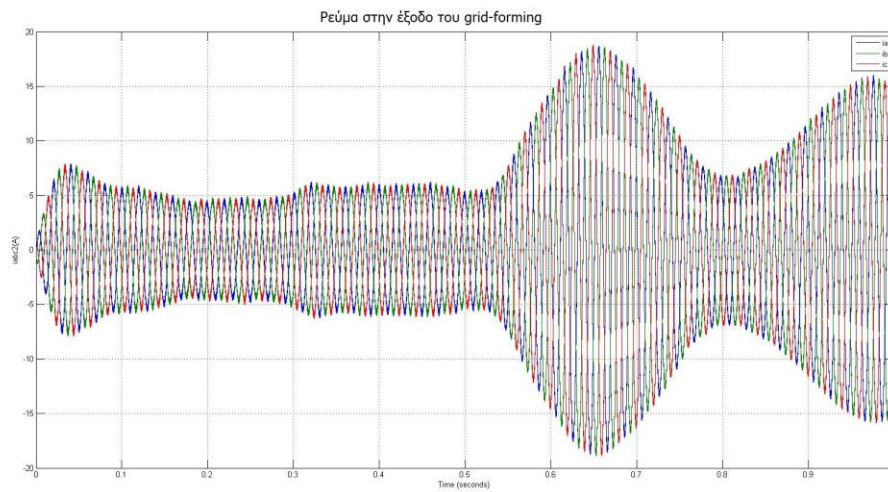
Σχήμα 6.23 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{PI} = 2$

Εδώ, διακρίνεται ότι το σύστημα έχει παραμείνει σε ευστάθεια. Και σε αυτή την περίπτωση, τα αποτελέσματα συμπίπτουν με αυτά του προηγούμενου κεφαλαίου.

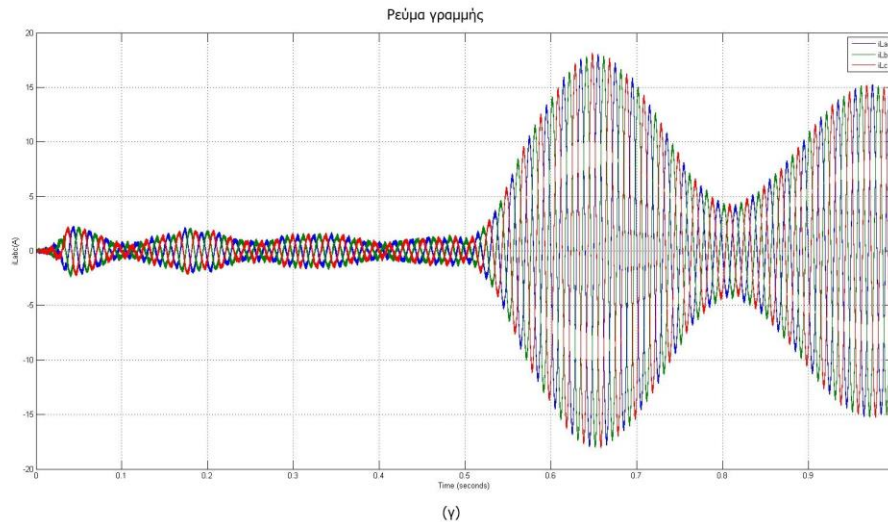
- Για $K_{PI} = 0,02$



(α)



(β)



Σχήμα 6.24: Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση μείωσης του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{PI} = 0,02$

Όπως είναι φανερό από την απόκριση του συστήματος σε αυτή την περίπτωση, το σύστημα οδηγείται σε αστάθεια, με ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στα ρεύματα στις εξόδους των δύο αντιστροφέων. Δεν παρατηρείται κάτι αντίστοιχο στην τάση του δικτύου, πέρα από μικρές αυξομειώσεις στο πλάτος της.

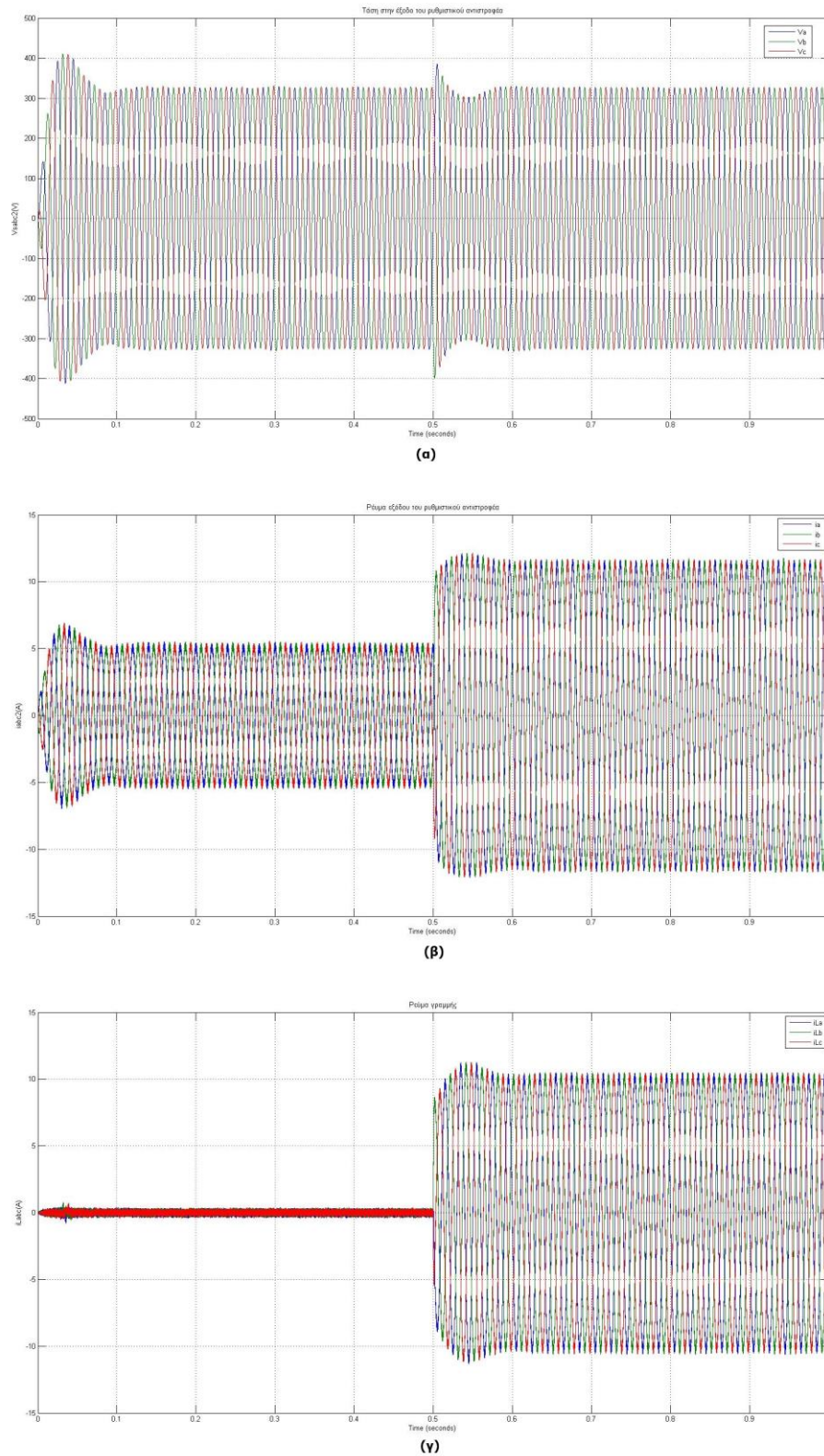
Επομένως, δεν παρατηρείται κάποια μεγάλη επίδραση του αναλογικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος. Πρέπει να μειωθεί σε πολύ μικρές τιμές- στη συγκεκριμένη περίπτωση να γίνει 1000 φορές μικρότερο- ώστε να εμφανιστούν ανεπιθύμητα φαινόμενα στα ρεύματα του συστήματος.

5.4.1.4 Μεταβολή του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος, με σταθερά τα υπόλοιπα

Αφού μελετήθηκε η επίδραση του κέρδους K_{PI} στην ευστάθεια του συστήματος, θα αποδειχθεί αν υφίσταται αντίστοιχη εξαιτίας του ολοκληρωτικού κέρδους K_{II} του ελεγκτή ρεύματος. Αρχικά, παρατίθενται τα αποτελέσματα στην περίπτωση που αυξάνεται το κέρδος.

- **Για $K_{II} = 40$**

Στην περίπτωση αυτή, όπου το κέρδος έχει δεκαπλασιαστεί, το σύστημα έχει την παρακάτω λειτουργία, για προσομοίωση διάρκειας ενός λεπτού:

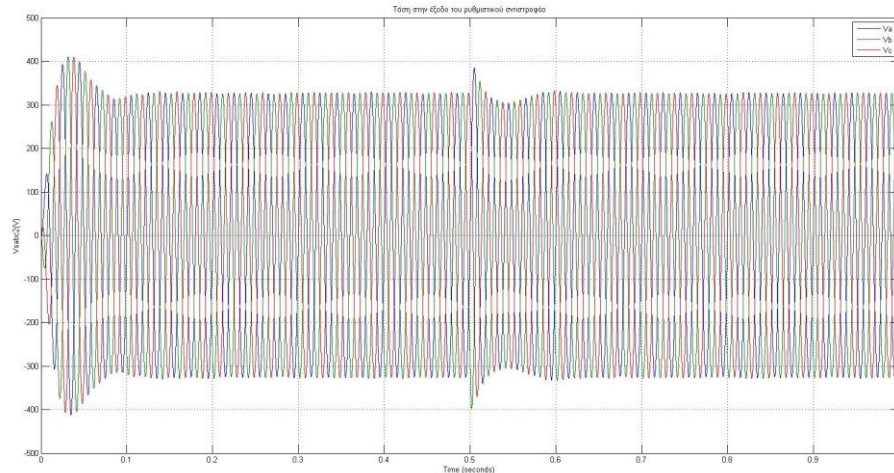


Σχήμα 6.25 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση δεκαπλασιασμού του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{II} = 40$

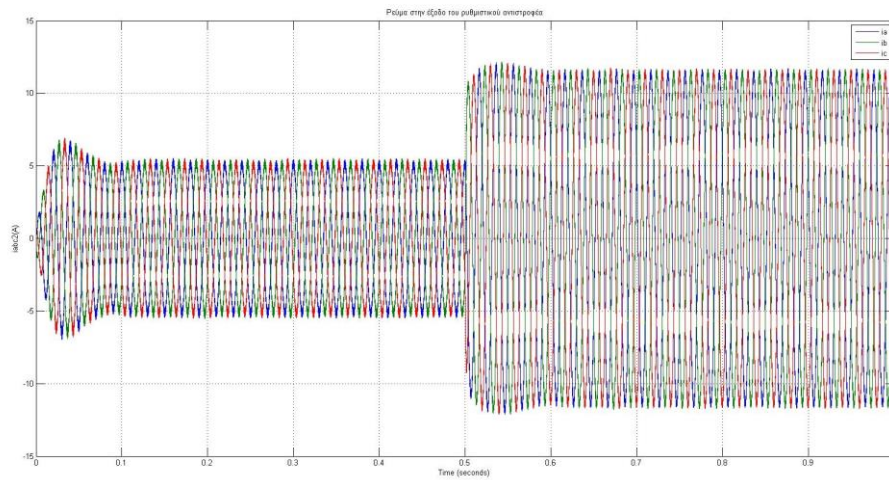
Παρατηρώντας την απόκριση του συστήματος, κανείς διακρίνει ότι το σύστημα παραμένει σε ευσταθή κατάσταση. Αυτό συνάδει και με το αποτέλεσμα του προηγούμενου κεφαλαίου.

- Για $K_{II} = 400$

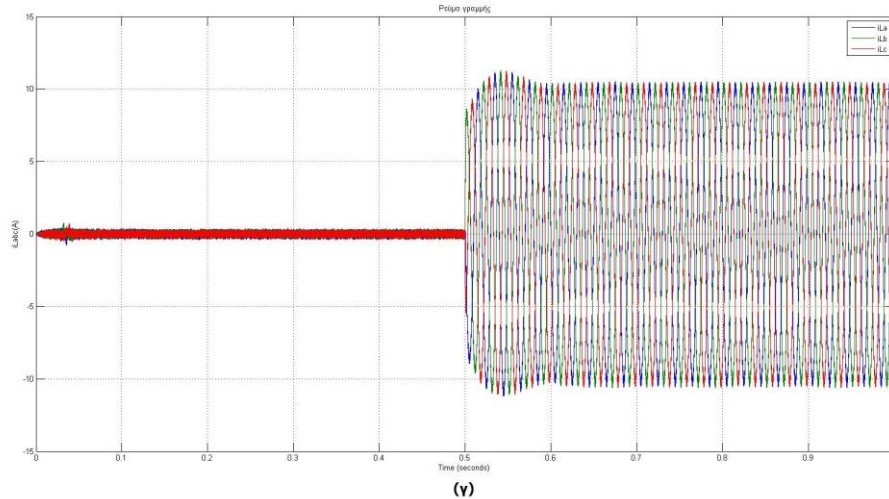
Τα αποτελέσματα που δίνει η προσομοίωση, στην περίπτωση που το κέρδος γίνει 100 φορές μεγαλύτερο, τόσο για την τάση, όσο και για τα ρεύματα του συστήματος, είναι τα παρακάτω:



(α)



(β)



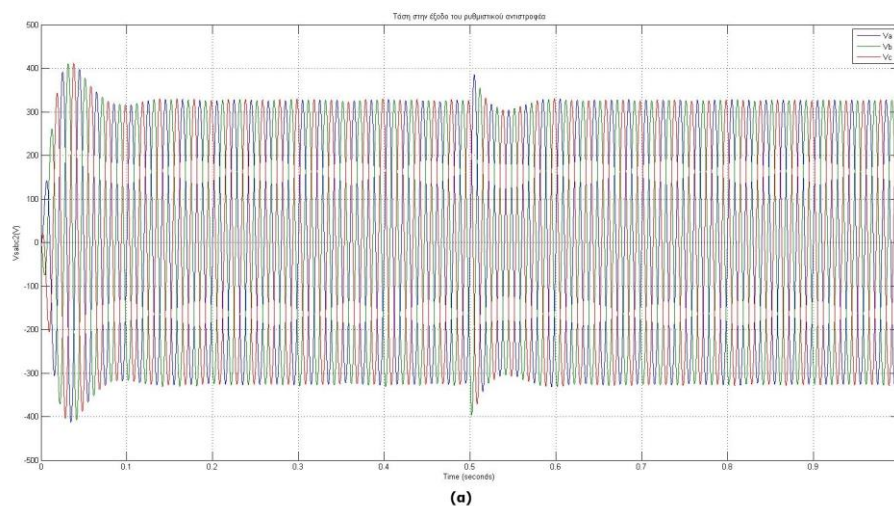
Σχήμα 6.26 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση αύξησης του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{II} = 400$

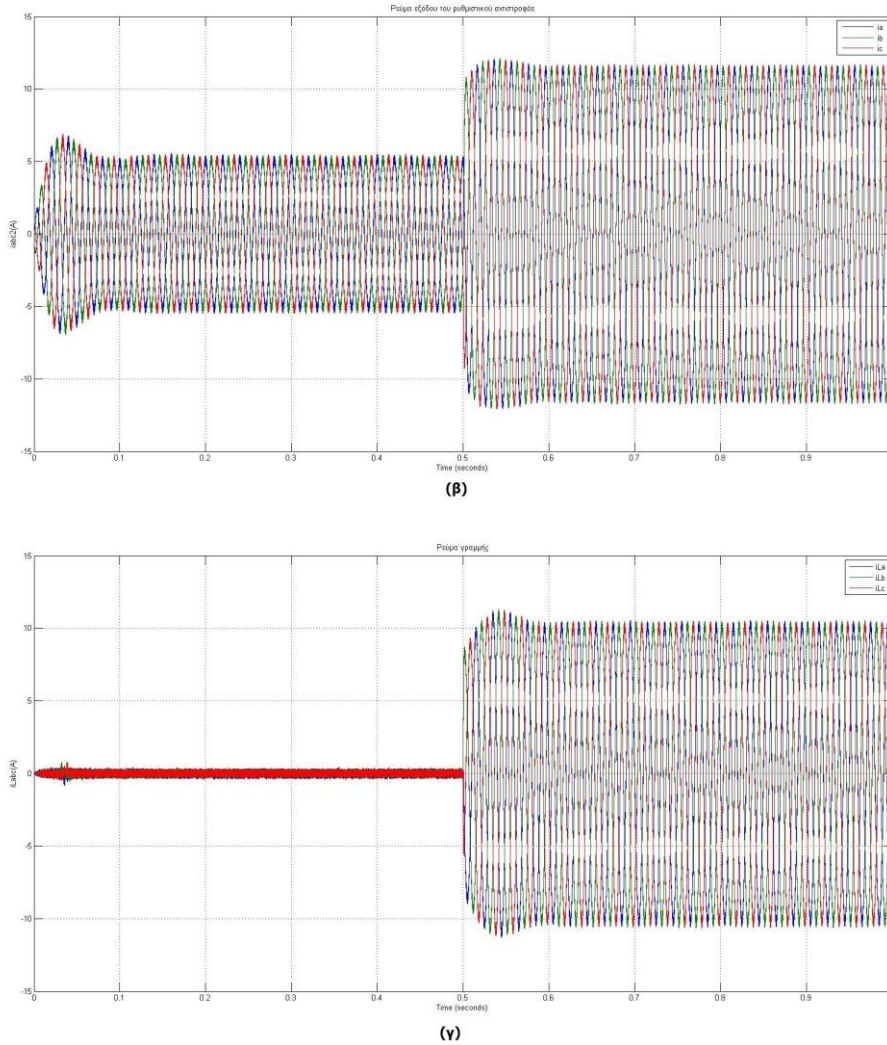
Και εδώ δεν παρατηρείται κάποια επίδραση στην ευστάθεια, όπως διαπιστώθηκε και με την ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων του συστήματος.

Έπειτα, το ολοκληρωτικό κέρδος K_{II} μειώνεται και μελετάται η επίδραση της μεταβολής αυτής στην ευστάθεια του συστήματος.

- **Για $K_{II} = 0,4$**

Τώρα το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή ρεύματος μειώνεται από την αρχική τιμή 4 και υποδεκαπλασιάζεται. Τότε, το σύστημα, μετά το πέρας του ενός δευτερολέπτου, εμφανίζει τις εξής κυματομορφές για την τάση και τα ρεύματα των αντιστροφών:

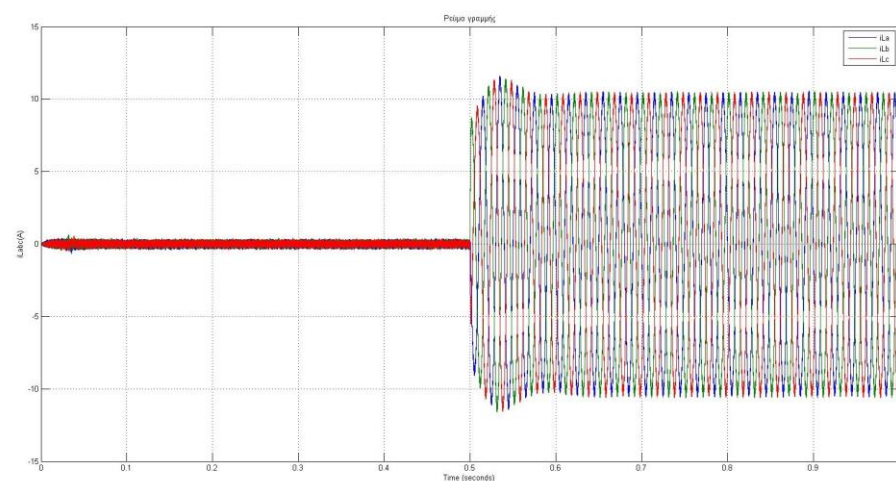
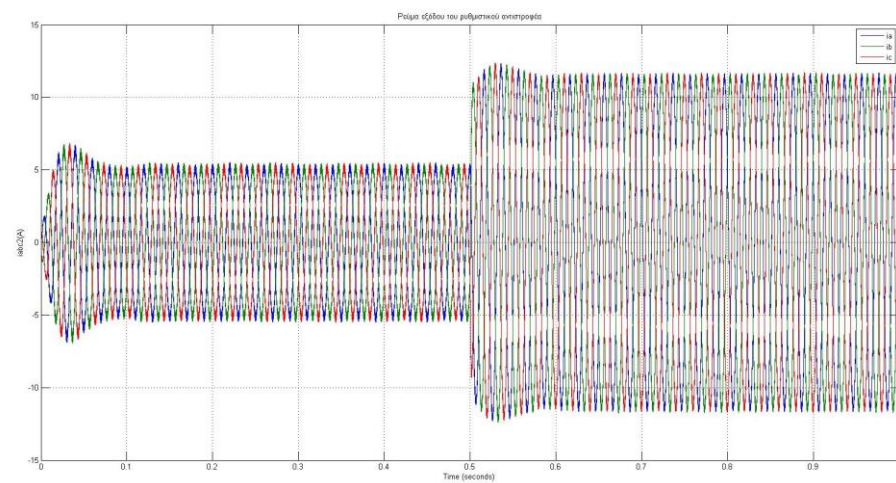
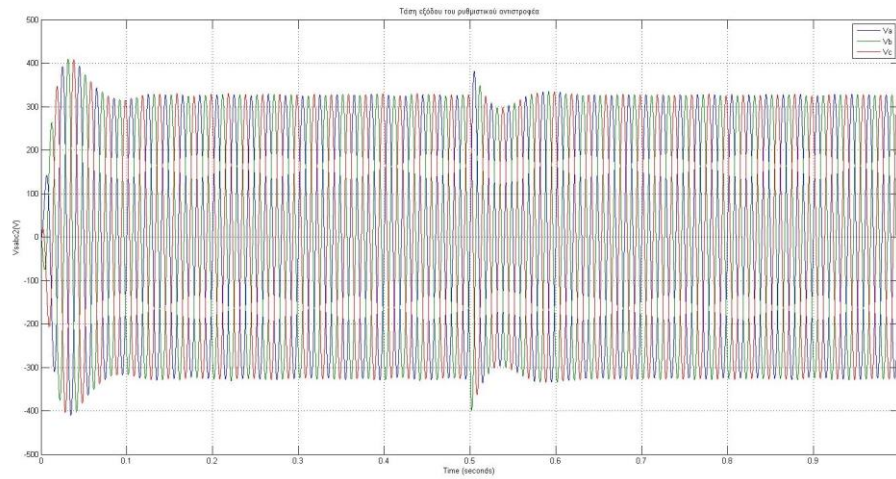




Σχήμα 6.27 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση υποδεκαπλασιασμού του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{II} = 0,4$

Παρατηρείται ότι το σύστημα διατηρείται σε ευστάθεια. Για την ίδια τιμή του κέρδους, η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων εξήγαγε το ίδιο αποτέλεσμα, άρα η προσομοίωση και σε αυτή την περίπτωση συνάδει με το μαθηματικό μοντέλο.

- Για $K_{II} = 0,04$



Σχήμα 6.28 : Διαγράμματα για (α) την τάση του δικτύου, (β) το ρεύμα στην έξοδο του grid-forming αντιστροφέα και (γ) το ρεύμα γραμμής, στην περίπτωση μείωσης του ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή ρεύματος στην τιμή $K_{II} = 0,04$

Ούτε σε αυτή την περίπτωση μεταβάλλεται η ευστάθεια του συστήματος. Παραμένει ευσταθές, όπως αποδείχτηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο με την εφαρμογή του κριτηρίου Nyquist.

Διακρίνεται, λοιπόν, ότι τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις διάφορες μεταβολές των κερδών των ελεγκτών του grid-forming και grid-following αντιστροφέα συνάδουν με τα αντίστοιχα του μοντέλου σύνθετων αντιστάσεων, επαληθεύοντας, με αυτό τον τρόπο, την ορθότητα της μεθόδου. Διαπιστώνεται, λοιπόν, ότι ο έλεγχος τάσης είναι αυτός που επιδρά περισσότερο στην ευστάθεια του συστήματος, ενώ ο έλεγχος της ισχύος επηρεάζει τα ρεύματα μόνο στην περίπτωση πολύ μικρών τιμών για το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή ρεύματος. Άρα κρίνεται απαραίτητη η επαρκώς γρήγορη ρύθμιση του ελέγχου τάσης ώστε να μπορεί να ακολουθήσει ο grid-following αντιστροφέας και να λειτουργεί το σύστημα σε ευσταθή κατάσταση.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΜΕΛΕΤΕΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία καταπιάνεται με το ζήτημα της ευσταθούς λειτουργίας μικροδικτύων όπου δεσπόζουν τα ηλεκτρονικά ισχύος. Συγκεκριμένα, έγινε μελέτη σε σύστημα με δύο αντιστροφείς πηγή τάσης, οι οποίοι αλληλεπιδρούσαν σε παράλληλη σύνδεση. Στόχος ήταν η ανάδειξη της επίδρασης τους στην ευστάθεια του συνολικού δικτύου και, συγκεκριμένα, ποιο παράγοντες είχαν ανάμειξη και σε ποιο βαθμό. Η μελέτη έγινε τόσο σε θεωρητικό επίπεδο, με την χρήση μαθηματικών μοντέλων και, ειδικότερα, της μεθόδου των σύνθετων αντιστάσεων, όσο και σε περιβάλλον προσομοίωσης, όπου στην περίπτωση αυτή ήταν το Matlab/Simulink.

Διαπιστώθηκε, ύστερα από λεπτομερή παρουσίαση των διάφορων μεθόδων ανάλυσης της ευστάθειας ΣΗΕ, ότι το μοντέλο σύνθετων αντιστάσεων αναπαριστά επαρκώς και δίνει σαφή αποτελέσματα για την ευστάθεια συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας όπου δεσπόζουν ηλεκτρονικά ισχύος. Αυτό υφίσταται λόγω της ικανότητας αυτής της μεθόδου να αναδεικνύει ποιο στοιχείο του δικτύου έχει την μεγαλύτερη επίδραση, μέσω του λόγου αντιστάσεων. Μέσω της χρήσης των μιγαδικών συναρτήσεων μεταφοράς για την απλοποίηση συστημάτων πολλαπλών εισόδων-εξόδων, η ανάλυση σύνθετων αντιστάσεων διευκολύνει σημαντικά την ανάλυση ευστάθειας και εξάγει αντιπροσωπευτικά αποτελέσματα.

Για την επαλήθευση του μοντέλου των σύνθετων αντιστάσεων, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο Simulink σε μικροδίκτυο με δύο παράλληλους αντιστροφείς. Τα αποτελέσματα αντιστοιχούσαν επιτυχώς με τα αντίστοιχα της θεωρητικής ανάλυσης, επομένως αποδείχθηκε ότι το μαθηματικό μοντέλο προσφέρει ικανοποιητική ανάλυση για τέτοια συστήματα.

Επιπλέον, διαπιστώθηκε ότι σε δίκτυα όπου υπάρχει παράλληλη σύνδεση αντιστροφέων, η αλληλεπίδραση των συστημάτων ελέγχου τους μπορεί να επιδράσει αρνητικά στην ευστάθεια αρμονικών του συνολικού συστήματος. Συγκεκριμένα, στο μικροδίκτυο με τους δύο παράλληλους αντιστροφείς όπου ο ένας ρυθμίζει την τάση του δικτύου και ο δεύτερος την ισχύ στην έξοδο του, η σχεδίαση των PI ελεγκτών αποτελεί μείζονος σημασίας. Αποδείχθηκε ότι ο έλεγχος τάσης είναι αυτός που επιδρά περισσότερο στην ευστάθεια του συστήματος, εφόσον αυτός ρυθμίζει το μέτρο της τάσης και τη συχνότητα του δικτύου, παρά ο έλεγχος ισχύος, ο οποίος μόνο για πολύ μικρές τιμές του αναλογικού κέρδους οδηγεί στην εμφάνιση παραμορφώσεων στα ρεύματα εξόδου. Επομένως, καθίσταται απαραίτητη η κατάλληλη σχεδίαση και γρήγορη ρύθμιση του ελέγχου τάσης .

Μια πρώτη επέκταση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα μπορούσε να αποτελεί η προσθήκη και άλλων αντιστροφέων στο υπάρχον μικροδίκτυο και η μελέτη ευστάθειας του προκύπτοντος συστήματος. Ο κάθε αντιστροφέας θα επιτελούσε κάποιο συγκεκριμένο ρόλο στο συνολικό δίκτυο. Μια σύνθετη περίπτωση θα ήταν η προσθήκη n αντιστροφέων με έλεγχο ρεύματος, που θα ρύθμιζαν την ισχύ τους, και θα συνδεόντουσαν παράλληλα με κάποιον άλλον αντιστροφέα που θα ρύθμιζε την τάση του δικτύου ή με το κεντρικό δίκτυο. Επιπρόσθετα, μια άλλη επέκταση θα μπορούσε να ήταν ο παραλληλισμός αντιστροφέων με γεννήτριες diesel για την μελέτη της αλληλεπίδρασης και λειτουργίας τέτοιων συστημάτων.

Επίσης, πέρα από την μελέτη, θα μπορούσαν να δοθούν και λύσεις για το φιλτράρισμα των αρμονικών φαινομένων και συντονισμού που εμφανίζονται σε τέτοιες περιπτώσεις.

Επιπλέον, μια μελλοντική πιθανή επέκταση της παρούσας διπλωματικής θα αφορούσε την προσθήκη φορτίου ή/και γραμμών διανομής για την δημιουργία ενός πολυπλοκότερου ΣΗΕ, με βάση το οποίο θα ήταν δυνατή η ανάλυση της επίδρασης των στοιχείων αυτών στην ευστάθεια του συστήματος. Σε αυτή την περίπτωση θα μπορούσε να δημιουργηθεί ισοδύναμο κύκλωμα για κάθε αντιστροφέα και να υπολογιστεί η μήτρα αγωγιμοτήτων ώστε να αποκτηθούν οι λόγοι αντιστάσεων μεταξύ εκάστοτε αντιστροφέα και υπόλοιπου δικτύου. Έτσι, η ανάδειξη των αντιστροφέων που επιδρούν περισσότερο στην ευστάθεια του δικτύου γίνεται εφικτή.

Τέλος, θα μπορούσε να γίνει χρήση εργαστηριακού εξοπλισμού για την εφαρμογή πειράματος, ώστε να επαληθευτεί και με αυτό τον τρόπο το μαθηματικό μοντέλο των σύνθετων αντιστάσεων.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] M.Roser “The world’s energy problem,”10 December 2020. [Online]. Available: <https://ourworldindata.org/worlds-energy-problem#licence> .
- [2] Οδηγία 2009/28/EK του Ευρωπαϊκού Κοινοβουλίου και του Συμβουλίου, της 23ης Απριλίου 2009 , σχετικά με την προώθηση της χρήσης ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές και την τροποποίηση και τη συνακόλουθη κατάργηση των οδηγιών 2001/77/EK και 2003/30/EK (Κείμενο που παρουσιάζει ενδιαφέρον για τον ΕΟΧ). [Online]. Available: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EL/ALL/?uri=CELEX%3A32009L0028> .
- [3] "Using Distributed Energy Resources" (PDF). NREL. 2002. p. 1.. [Online]. Available: <https://www.nrel.gov/docs/fy02osti/31570.pdf> .
- [4] H. Kuang, S. Li and Z. Wu, "Discussion on advantages and disadvantages of distributed generation connected to the grid," *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering*, 2011, pp. 170-173.
- [5] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, IEEE, WILEY publication, Canada, 2010.
- [6] Σ. Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. 2017.
- [7] L. Angquist and L. Lindberg, “Inner Phase Angle Control of Voltage Source Converter in High Power Applications,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 91*, pp. 293–298, June 1991.
- [8] X. Wang and F. Blaabjerg, "Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 2858-2870, May 2019.
- [9] D. Yang, X. Wang, and F. Blaabjerg, “Sideband harmonic instability of paralleled inverters with asynchronous carriers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4571–4577, Jun. 2018.
- [10] X. Yue, F. Zhuo, S. Yang, Y. Pei, and H. Yi, “A matrix-based multifrequency output impedance model for beat frequency oscillation analysis in distributed power systems,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 80–92, Mar. 2016.
- [11] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, “Low-frequency characterization of switched DC–DC converters,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-9, no. 3, pp. 376–385, May 1973.
- [12] L. Harnefors, “Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2239–2248, Aug. 2007

- [13] P. Stefanov and A. M. Stankovic, "Modeling of UPFC operation under unbalanced conditions with dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 17, no. 2, pp. 395–403, May 2002.
- [14] J. J. Rico, M. Madrigal, and E. Acha, "Dynamic harmonic evolution using the extended harmonic domain," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 18, no. 2, pp. 587–594, Apr. 2003.
- [15] N. M. Wereley, "Analysis and control of linear periodically time varying systems," Ph.D. dissertation, Dept. Aeronaut. Astronaut., Massachusetts Inst. Technol., Cambridge, MA, USA, 1991.
- [16] E. Mollerstedt and B. Bernhardsson, "Out of control because of harmonics—An analysis of the harmonic response of an inverter locomotive," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 20, no. 4, pp. 70–81, Aug. 2000.
- [17] G. C. Verghese, I. J. Perez-Arriaga, and F. C. Schweppe, "Selective modal analysis with applications to electric power systems, Part II: The dynamic stability problem," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-101, no. 9, pp. 3126–3134, Sep. 1982.
- [18] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang, and C. L. Bak, "Harmonic stability and resonance analysis in large PMSG-based wind power plants," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 9, no. 1, pp. 12–23, Jan. 2018.
- [19] R. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," in *Proc. IEEE IAS*, 1976, pp. 366–382.
- [20] B. H. Cho and F. C. Y. Lee, "Modeling and analysis of spacecraft power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 44–54, Jan. 1988.
- [21] J. M. Carrasco *et al.*, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, June 2006.
- [22] P. Unruh, M. Nuschke, P. Strauß, and F. Welck, "Overview on Grid-Forming Inverter Control Methods," *Energies*, vol. 13, no. 10, p. 2589, May 2020.
- [23] D. Pattabiraman, R. H. Lasseter, and T. M. Jahns, "Comparison of Grid Following and Grid Forming Control for a High Inverter Penetration Power System," *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2018, pp. 1-5.
- [24] X. Wang, F. Blaabjerg and W. Wu, "Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6421-6432, Dec. 2014.
- [25] J. Sun, "Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3075–3078, Nov. 2011.
- [26] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, and Z. Shen, "Analysis of d-q small-signal impedance of grid-tied inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, pp. 675–687, Jan. 2016.
- [27] T. Liu, Z. Liu, J. Liu, Y. Tu and Z. Liu, "Impedance Modeling and Stability Analysis of the Cascaded Three-phase Symmetric Systems Using Complex Transfer Functions," *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)*, 2018, pp. 3176-3181.
- [28] Guo, W., Mu, L. Control principles of micro-source inverters used in

microgrid. *Prot Control Mod Power Syst* **1**, 5 (2016).

- [29] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli and Z. Shen, "Inverse Nyquist Stability Criterion for Grid-Tied Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1548-1556, Feb. 2017