



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

**Έλεγχος AC/DC/AC Μετατροπέα για Λειτουργία Ενισχυτή σε
Προσομοίωση Πραγματικού Χρόνου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Ε. Ρήγας

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2011



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

**Έλεγχος AC/DC/AC Μετατροπέα για Λειτουργία Ενισχυτή σε
Προσομοίωση Πραγματικού Χρόνου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Ε. Ρήγας

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 18^η Ιουλίου 2011

.....
Ν.Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Σ. Παπαθανασίου
Επικ.Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Πάυλος Γεωργιάκης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2011

.....
Αλέξανδρος Ε. Ρήγας

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός

και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright© Αλέξανδρος Ε. Ρήγας 2011

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 μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

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

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζεται η δομή ενός πειράματος προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο με το εργαστηριακό μικροδίκτυο διεσπαρμένης παραγωγής σε ρόλο δοκιμίου. Η προσομοίωση αυτή ονομάζεται PHIL (Power Hardware In Loop) ή συσκευή ισχύος σε βρόχο στα ελληνικά. Αρχικά περιγράφονται συνοπτικά τα στοιχεία του πειράματος, όπως είναι το εργαστηριακό μικροδίκτυο, ο εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS) που θα προσομοιώσει το ηλεκτρικό δίκτυο στο οποίο θα συνδέσουμε το δοκίμιο και τον «ενδιάμεσο» (Interface) που θα επιτελέσει τη σύνδεση των δύο προηγούμενων στοιχείων. Παρουσιάζονται οι τρεις διαφορετικές μέθοδοι υλοποίησης του Interface που γενικά μπορεί να χαρακτηριστεί ως ενισχυτής ισχύος. Έπειτα παρουσιάζεται εκτενέστερα η χρήση του AC/DC/AC μετατροπέα ως Interface για PHIL εφαρμογές και αναλύεται η λειτουργία της τοπολογίας του μονοφασικού AC/DC/AC μετατροπέα 3 κλάδων. Αφού αναλυθεί η διάταξη αυτή σημειώνονται τα πλεονεκτήματα της τοπολογίας σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία με τους 4 κλάδους. Εξαιτίας της ιδιαίτερης τοπολογίας του μετατροπέα 3 κλάδων παρουσιάζεται λεπτομερώς το σχήμα ελέγχου του, που σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του Simulink/Matlab, καθώς και τεχνικές βελτίωσης των επιδόσεων του. Για την βελτίωση αυτή επιλέγεται μια μέθοδος συγχρονισμού με χρήση PLL με γενικευμένο ολοκληρωτή δεύτερης τάξης και παρουσιάζονται τα αποτελέσματά του. Έπειτα αναλύεται ο ενισχυτής της εταιρείας Triphase που θα χρησιμοποιηθεί στο πείραμα PHIL που θα πραγματοποιηθεί στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ). Ο ενισχυτής αυτός στηρίζεται στον μονοφασικό μετατροπέα 3 κλάδων που αναλύθηκε νωρίτερα. Επίσης περιγράφεται λεπτομερώς το κύκλωμα ισχύος του και τα περιφερειακά συστήματα που χρησιμοποιεί για την επικοινωνία με τον χρήστη και την εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου του σε πραγματικό χρόνο. Ο αλγόριθμος ελέγχου που είναι σχεδιασμένος μέσω του Simulink, παρουσιάζεται λεπτομερώς στη συνέχεια και επισημαίνονται τα ιδιαίτερα στοιχεία του καθώς και οι απαιτούμενες τροποποιήσεις που έπρεπε να γίνουν για να είναι εφικτή η σύνδεση του με το RTDS. Τέλος πραγματοποιούνται πειραματικές μετρήσεις για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του για διαφορετικά είδη φορτίων και παρατίθενται οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

Λέξεις κλειδιά: μικροδίκτυα, PHIL, RTDS, προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο, ενισχυτής ισχύος, Power Interface, μονοφασικός AC/DC/AC μετατροπέας 3 κλάδων, PLL, γενικευμένος ολοκληρωτής δεύτερης τάξης, dc-link, PWM γεννήτρια, FPGA, Target PC, PI ελεγκτής

Abstract

This Diploma Thesis presents the structure of a real-time simulation project where a laboratory microgrid is tested. This kind of simulation is called PHIL (Power Hardware In Loop). Initially the key parts of this simulation such as the microgrid, the RTDS (Real Time Digital Simulator which simulates the electrical network that will be connected with the Hardware Under Test (HUT)) and the Interface which will make feasible the connection between the two previous parts, are mentioned. Three different methods of the implementation of the Interface which acts as a power amplifier are described. Furthermore the use of the AC/DC/AC converter in PHIL applications is described extensively and the operation of the single phase three leg AC/DC/AC converter is discussed. After analyzing this converter topology, the advantages compared to the conventional converter topology with four legs are mentioned. Because of the particular topology of the three leg converter, its control algorithm (which was designed in Simulink/Matlab) as well as specific techniques that can improve its performance are presented. In order to achieve this improvement, a synchronization method implemented by a PLL scheme with a second order generalized integrator is chosen and the results were shown. Afterwards the power amplifier of the Triphase company which will be used as an amplifier in the PHIL simulation of the NTUA power systems laboratory, is analyzed. This amplifier is based on the single phase three leg converter mentioned before. The power circuit and the peripheral devices which are used for the interaction with the user and the real time execution of the control algorithm are also described. The control algorithm which is designed using Simulink is shown. Also its specific elements and the necessary amendments should be made in order to allow the connection with the RTDS, are described. Finally experimental measurements were made in order to verify the proper functioning of the amplifier for different types of loads and the corresponding graphs are shown.

Key Words: microgrids, PHIL, RTDS, real-time simulation, power amplifier, Power interface, single phase three leg AC/DC/AC converter, PLL, second order generalized integrator, dc-link, PWM generator, FPGA, Target PC, PI controller

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον υποψήφιο διδάκτορα Παναγιώτη Κοτσαμπόπουλο για τις υποδείξεις και την καθοδήγηση του καθώς και για την άψογη συνεργασία που είχαμε όλο το διάστημα εκπόνησης της εργασίας. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου, καθηγητή Ε.Μ.Π για την υποστήριξη της πρωτοβουλίας της διπλωματικής και για την δυνατότητα που μου παρείχε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον αντικείμενο.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Κωνσταντίνο Παύλου μέλος ΕΕΔΙΠ του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, για την πολύ σημαντική συνεισφορά του στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας.

Επίσης ευχαριστώ και τον συνάδελφο Βασίλειο Κλεφτάκη που πρόκειται με την διπλωματική του εργασία να συνεχίσει την έρευνα πάνω στο αντικείμενο που πραγματεύεται το παρόν κείμενο, αλλά και για την άψογη συνεργασία και το κλίμα αλληλεγγύης που καλλιεργήθηκε μεταξύ μας.

Τέλος επειδή με την αποφοίτηση μου από το Ε.Μ.Π νιώθω ότι κλείνει ένας κύκλος δεν μπορώ να μην ευχαριστήσω τους ανθρώπους που με στήριξαν σε κάθε στιγμή της ζωής μου προσφέροντας μου όλα τα εφόδια για την πραγματοποίηση των στόχων μου.Γι'αυτό θέλω να ευχαριστήσω τους γονείς μου Ευάγγελο και Μαρίνα και τον αδερφό μου Παναγιώτη και να τους αφιερώσω την εργασία αυτή.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	13
1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας	13
1.1.1 Προωθώντας τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας	14
1.2 Διεσπαρμένη Παραγωγή και Μικροδίκτυα	16
1.3 Εργαστηριακό Μικροδίκτυο	18
2. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ	20
2.1 Προσομοίωση Συσκευής σε Βρόχο (Hardware in Loop –HIL)	20
2.1.1 Control HIL	21
2.1.2 Relay Testing	22
2.1.3 Power HIL	23
2.2 Ιστορική αναδρομή στις προσομοιώσεις ηλεκτρικής ισχύος	24
2.3 Ο εξομοιωτής πραγματικού χρόνου RTDS	26
2.4 Power Interface	28
2.4.1 Γραμμικοί Ενισχυτές	29
2.4.2 Συστήματα Γεννήτριας-Κινητήρα	30
2.4.3 AC/DC/AC Μετατροπείς ως Interface	31
3. Ο AC/DC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ	32
3.1 Συμβατικός Μονοφασικός AC/DC/AC Μετατροπέας	32
3.1.1 Μονοφασικός ανορθωτής με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM rectifiers)	33
3.1.2 Μονοφασικός αντιστροφέας με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM inverters)	34
3.2 Μονοφασικός AC/DC/AC Μετατροπέας 3 κλάδων	35
3.2.1 Έλεγχος του Συντελεστή Ισχύος	39
3.2.2 Ρύθμιση της τάσης εξόδου	41
3.2.3 Ο πυκνωτής του φίλτρου εξόδου	41
3.3 Απώλειες Ισχύος στον μονοφασικό AC/DC/AC Μετατροπέα 3 κλάδων	43
3.3.1 Απώλειες Αγωγής	43
3.3.2 Διακοπτικές Απώλειες	45
3.3.3 Απώλειες Πυρήνα	45

3.4 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του AC/DC/AC Μετατροπέα 3 κλάδων	46
4. ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ AC/DC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ 3 ΚΛΑΔΩΝ	47
4.1 Τεχνικές παλμοδότησης με διακοπτική συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας του δικτύου	47
4.2 Φασικές και πολικές τάσεις του μετατροπέα 3 κλάδων	49
4.3 PWM παλμοδότηση του μετατροπέα 3 κλάδων	51
4.4 Τεχνική ελέγχου με βρόχο υστέρησης για τον μονοφασικό μετατροπέα τριών κλάδων	59
4.5 Χαρακτηριστικά του μετατροπέα 3 κλάδων με PWM έλεγχο	60
4.6 Συγχρονισμός τάσεων εισόδου και εξόδου για βελτίωση των επιπέδων τάσης του μετατροπέα 3 κλάδων	60
4.7 Βρόχος κλειδωμένης φάσης-PLL για μονοφασικές εφαρμογές	61
4.7.1 Λειτουργικό διάγραμμα του PLL	62
4.7.2 Παραγωγή Ορθογώνιας Τάσης	63
4.7.3 Μετασχηματισμός αβ-dq	66
4.7.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης του PLL με γενικευμένο ολοκληρωτή δεύτερης τάξης (SOGI) στο Simulink	66
4.8 Έλεγχος Ρεύματος και Τάσης	69
4.9 Τελικό σχήμα ελέγχου του μετατροπέα 3 κλάδων	70
5. Ο AC/DC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΗΣ TRIPHASE ΩΣ INTERFACE ΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ PHIL	82
5.1 Περιγραφή του ενισχυτή ισχύος της Triphase	82
5.2 Αρχιτεκτονική του συστήματος ελέγχου	85
5.3 Ανάλυση κυκλώματος ισχύος του ενισχυτή της Triphase	87
5.4 Αλγόριθμος ελέγχου του μετατροπέα της Triphase	90
5.4.1 Γεννήτρια της τάσης αναφοράς	92
5.4.2 Έλεγχος της τάσης στο dc-link	99
5.4.3 Έλεγχος του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα	99
5.4.4 Έλεγχος της τάσης εξόδου	101
5.4.5 PWM γεννήτρια	101
5.5 Προσομοίωση του αλγορίθμου ελέγχου στο Simulink	105

5.6 Βαθμονόμηση των μετρητικών οργάνων (measurement calibration)	108
5.7 Πειραματικά αποτελέσματα	111
5.8 Προσομοίωση PHIL του εργαστηρίου ΣΗΕ	122
6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ-ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ ΣΥΝΕΧΙΣΗΣ	124
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	126

1.ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) είναι μορφές εκμεταλλεύσιμης ενέργειας που προέρχονται από διάφορες φυσικές διαδικασίες, όπως ο άνεμος, η γεωθερμία, η κυκλοφορία του νερού κ.α. Οι ΑΠΕ παρουσιάζουν δύο βασικά χαρακτηριστικά. Πρωτίστως για την εκμετάλλευσή τους δεν απαιτείται καμιά ενεργητική παρέμβαση όπως εξόρυξη, άντληση, καύση αλλά απλώς η εμετάλλευση της ήδη υπάρχουσας στη φύση ροής ενέργειας. Και δεύτερο πρόκειται για «καθαρές» μορφές ενέργειας, πολύ φιλικές προς το περιβάλλον, που δεν αποδεσμεύουν υδρογονάνθρακες και άλλα αέρια του θερμοκηπίου σε αντίθεση με τις παραδοσιακές μορφές ενέργειας.

Η δεκαετία που διανύουμε έχει χαρακτηριστεί ως η δεκαετία των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, καθώς οι περισσότερες αναπτυγμένες χώρες έχουν υπογράψει τη Συνθήκη του Κιότο, η οποία τους υποχρεώνει ως το τέλος του 2020 το 20% της εγχώριας παραγωγής ενέργειας να προέρχεται από ανανεώσιμες πηγές. Επομένως όλες οι χώρες που έχουν υπογράψει τη συνθήκη (η Ελλάδα ανήκει σ'αυτές), οφείλουν να τηρήσουν τα υπογραφόμενα, όχι μόνο εξαιτίας των υπέρογκων προστίμων που μπορεί να επιβληθούν, αλλά κυρίως γιατί η ανθρωπογενής κλιματική αλλαγή που συντελείται στον πλανήτη δεν αφήνει περιθώρια αδιαφορίας και καθυστερήσεων. Η στροφή αυτή προς τις ΑΠΕ άλλωστε υπαγορεύεται κι από τους πεπερασμένους ορυκτούς πόρους του πλανήτη Γη οι οποίοι σταδιακά μειώνονται, οδηγώντας σε πολιτικές, οικονομικές και κοινωνικές κρίσεις. Έτσι παρατηρείται ότι αιολικά πάρκα, φωτοβολατικά πάρκα και φωτοβολατικές οικιακές εγκαταστάσεις, μονάδες βιομάζας, γεωθερμίας, μονάδες εκμετάλλευσης των υδάτινων πόρων κ.α αποκτούν όλο και μεγαλύτερη σημασία στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας.

Σήμερα τα ποσοστά διείσδυσης των ΑΠΕ στα ενεργειακά συστήματα κυμαίνονται στο 19% παγκοσμίως με συνεχώς αυξητικές τάσεις. Εξάιρεση αποτελούν ορισμένες χώρες με ιδιαίτερα αυξημένη διείσδυση των ΑΠΕ όπως η Ισλανδία και η Δανία καθώς και χώρες με ιδιαίτερα μειωμένη διείσδυση. Σύμφωνα με πρόσφατη μελέτη χαρακτηρίζεται ρεαλιστικό το σενάριο αύξησης αυτού του ποσοστού στο 33% παγκοσμίως μέχρι το 2035 [1]. Το πιο σημαντικό μερίδιο σ'αυτή την αύξηση θα κατέχουν, η αιολική ενέργεια και η ενέργεια των υδάτων και λιγότερο η ηλιακή, η οποία παρουσιάζει μεν σημαντική αύξηση αλλά οι αντικειμενικές δυσκολίες, της δίνουν μόνο ένα πολύ μικρό μερίδιο στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας παγκοσμίως. Σύμφωνα με την ίδια μελέτη καθοριστικό ρόλο

στην αύξηση της διείσδυσης των ΑΠΕ θα παίξει τόσο η αναμενόμενη αύξηση της τιμής του πετρελαίου και των ορυκτών καυσίμων αλλά και η στάση που θα ακολουθήσουν οι κυβερνήσεις των χωρών του κόσμου ως προς το συγκεκριμένο ζήτημα. Έτσι απαιτούνται σημαντικές πρωτοβουλίες και πολύπλευρη στήριξη της προσπάθειας αυτής για να επιτευχθούν τα επιθυμητά αποτελέσματα. Είναι φανερό άλλωστε ότι χώρες με μεγάλα αποθέματα πρωταρχικών πηγών ενέργειας (πετρέλαιο, λιγνίτη κ.α) έχουν συνήθως την τάση να χρησιμοποιούν αυτό το πλεονέκτημα ως μέσο για πολιτικό και οικονομικό έλεγχο των υπολοίπων χωρών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτού του γεγονότος αποτελεί η κατάσταση που έχει εδραιωθεί στη Μ.Ανατολή περιοχή με τεράστια αποθέματα πετρελαϊκών κοιτασμάτων.

Σημαντικό ρόλο όμως προς την ανάπτυξη των ΑΠΕ και στην επίτευξη διακρατικών συμφωνιών με στόχο την αύξηση της διείσδυσης τους, δεν έπαιξε μόνο η τεράστια οικολογική συνεισφορά αλλά και άλλα πλεονεκτήματα τους. Οι ΑΠΕ αποτελούν επίσης ευέλικτες εφαρμογές που μπορούν να παράγουν ενέργεια ανάλογη με τις ανάγκες του επι τόπου πληθυσμού, καταργώντας παράλληλα την ανάγκη για τεράστιες μονάδες ενεργειακής παραγωγής καθώς και για μεταφορά της ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις. Ταυτόχρονα υποβοηθούν την αποκέντρωση και την ανάπτυξη της τοπικής οικονομίας σε κάθε περιοχή που εγκαθίστανται μονάδες ΑΠΕ. Ένα ακόμα πλεονέκτημα είναι ο απλός τρόπος κατασκευής και συντήρησης τους εξάλλου το μικρό κόστος πρώτων υλών και συντήρησης, σε σχέση με τις συμβατικές μορφές ενέργειας, συνεπάγεται μικρό κόστος λειτουργίας.

Παράλληλα όμως με την προσπάθεια αξιοποίησης των ΑΠΕ καταβάλλεται μια αντίστοιχη προσπάθεια βελτίωσης, των συμβατικών μεθόδων παραγωγής ενέργειας με στόχο, αυτές να γίνουν φιλικότερες προς το περιβάλλον και σημαντικά αποδοτικότερες. Προς αυτή την κατεύθυνση κινούνται τα συστήματα συμπαραγωγής θερμότητας και ηλεκτρισμού, οι γεννήτριες φυσικού αερίου, οι μικροστρόβιλοι και οι κυψέλες καυσίμου. Εξίσου σημαντική βέβαια με την παραγωγή είναι και η κατανάλωση της ηλεκτρικής ενέργειας. Σ' αυτόν τον τομέα αναζητούνται συνεχώς νέες τεχνολογίες που μπορούν να συμβάλλουν στην εξοικονόμηση της ενέργειας και στην δημιουργία αποδοτικότερων ηλεκτρικών συσκευών.

1.1.1 Προωθώντας τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

Με βάση τα προαναφερθέντα, κύρια πλεονεκτήματα των συμβατικών μεθόδων παραγωγής είναι η τιμή του παραγόμενου ηλεκτρισμού, η ελεγχιμότητα και η ευελιξία της εξόδου τους. Από την άλλη πλευρά, οι Α.Π.Ε. προέρχονται από πρωτογενείς πηγές ενέργειας, όπως η ηλιακή ακτινοβολία, ο άνεμος ή η βιομάζα, και συνοδεύονται από μικρότερες περιβαλλοντικές επιβαρύνσεις. Παγκοσμίως, πολλές κυβερνήσεις έχουν την τάση να αξιολογούν καλύτερα τα οφέλη των Α.Π.Ε.,

υποστηρίζοντας την αύξηση του μεριδίου των τελευταίων στην κάλυψη της ζήτησης με διάφορους τρόπους, οι οποίοι αποσκοπούν κυρίως στη μείωση του κόστους και την επίτευξη αυξημένης ελεγχιμότητας.

Το μειονέκτημα του κόστους περιορίζεται τις περισσότερες φορές με κάποια μορφή κρατικής επιχορήγησης, όπως για παράδειγμα η πίεση που ασκείται στις ηλεκτρικές εταιρείες να αγοράζουν από Α.Π.Ε. σε μία εγγυημένη τιμή που δε βασίζεται στην πραγματική τιμή της ενέργειας, αλλά η οποία υπολογίζεται έτσι ώστε η παραγωγική διαδικασία του σταθμού ανανεώσιμης πηγής ενέργειας να είναι κερδοφόρα. Διακανονισμοί σαν αυτόν θα οδηγήσουν σε μία γενική αύξηση της τιμής του ηλεκτρισμού, σαν αποτέλεσμα του οποίου όλοι οι καταναλωτές πληρώνουν το πρόσθετο κόστος του ηλεκτρισμού που παράγεται από Α.Π.Ε., εκτός εάν οι ηλεκτρικές εταιρείες είναι σε θέση να πουλήσουν αυτήν την ενέργεια σαν πράσινη ενέργεια σε μια έξτρα τιμή.

Άλλο παράδειγμα είναι οι επιχορηγήσεις που δίνονται στους παραγωγούς, οι οποίες διαμοιράζουν την επιβάρυνση που σχετίζεται με τις Α.Π.Ε. σε όλους τους φορολογούμενους. Μια ακόμη προσέγγιση του προβλήματος αυτού είναι μέσω της αυξημένης φορολογίας των συμβατικών μεθόδων παραγωγής ηλεκτρισμού, αυξάνοντας έτσι το κόστος παραγωγής τους, και άρα κάνοντας πιο εύκολο το πεδίο ανταγωνισμού για τις Α.Π.Ε.

Το μειονέκτημα της μη ελεγχιμότητας αντιμετωπίζεται με την εξαίρεση αυτών των σταθμών παραγωγής από τη διαδικασία ελέγχου της ισορροπίας του συστήματος. Όλοι οι παραγωγοί που θέλουν να συνδεθούν στο δίκτυο πρέπει να πληρούν τα λεγόμενα «κριτήρια σύνδεσης» της εταιρείας που ελέγχει το δίκτυο. Αυτά περιλαμβάνουν απαιτήσεις σχετικά με την αλληλεπίδραση μεταξύ γεννήτριας και δικτύου. Για να εξασφαλίζεται η ισορροπία μεταξύ παραγωγής και ζήτησης, η οποία είναι απαραίτητη για την ισορροπία του συστήματος, μεταξύ άλλων στα παραπάνω κριτήρια περιλαμβάνεται και η δυνατότητα ελέγχου των γεννητριών. Παρ' όλα αυτά, κάποιες φορές οι Α.Π.Ε. εξαιρούνται από αυτόν τον περιορισμό που έχει να κάνει με τον έλεγχο της παραγόμενης ενέργειας.

Με αυτόν τον τρόπο, το μειονέκτημα της μη ελεγχιμότητας ακυρώνεται, τουλάχιστον από την πλευρά του παραγωγού, ο οποίος δεν είναι υποχρεωμένος να λάβει πρόσθετα μέτρα για τον έλεγχο της παραγωγής προκειμένου να συνδεθεί στο δίκτυο, π.χ. μέσω συστήματος αποθήκευσης ή εφεδρικής γεννήτριας. Στην πραγματικότητα, το πρόβλημα μεταφέρεται στους διαχειριστές των ελεγχόμενων μονάδων, καθώς η τεχνική προαπαιτία για ισορροπία μεταξύ ζήτησης και παραγωγής δεν επηρεάζεται από την αλλαγή των απαιτήσεων σύνδεσης.

1.2 Διεσπαρμένη Παραγωγή και Μικροδίκτυα

Μέχρι και σήμερα, ένα τυπικό ηλεκτρικό δίκτυο, βασίζεται στην συγκεντρωμένη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, από λίγους και μεγάλης ισχύος σταθμούς, την μεταφορά της σε αστικά κέντρα με γραμμές υψηλής τάσης και στη συνέχεια τη διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας με γραμμές μέσης και χαμηλής τάσης. Μέχρι τώρα βασικότερος παράγοντας καθορισμού της περιοχής εγκατάστασης ενός μεγάλου εργοστασίου παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, ήταν αφενός η εύκολη μεταφορά της πρώτης ύλης που θα χρησιμοποιεί και κατά δεύτερο η εύκολη απόρριψη της παραγόμενης θερμότητας. Η πρακτική αυτή θεωρείται όχι μόνο σπάταλη, αλλά και επιζήμια για το περιβάλλον. Αυτό διότι έτσι κι αλλιώς η απόδοση των θερμικών εργοστασίων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας είναι μικρή (το πολύ 30% έως 35% σε μονάδες συνδυασμένου κύκλου), καθώς το μεγαλύτερο μέρος της πρωτογενούς ενέργειας (1/2 έως και 3/4 αυτής) χάνεται υπό μορφή θερμότητας (ζεστό νερό ή υδρατμός). Οι μονάδες συμπαραγωγής ηλεκτρισμού και θερμότητας, έχουν το πλεονέκτημα να διοχετεύουν την εκλυόμενη θερμότητα για βιομηχανική χρήση ή οικιακή θέρμανση, αξιοποιώντας έτσι πλήρως την καύσιμη ύλη. Η πρακτική αυτή θεωρείται πολύ φιλικότερη για το περιβάλλον, αφενός γιατί η παραγόμενη θερμότητα δεν πηγαίνει χαμένη, αλλά χρησιμοποιείται για θέρμανση (θέρμανση η οποία υπό άλλες συνθήκες θα απαιτούσε κατανάλωση καυσίμων για να παραχθεί και αφετέρου διότι αποφεύγεται η έκλυση θερμού νερού σε ποτάμια ή θάλασσες επηρεάζοντας έτσι αρνητικά τα οικοσυστήματα). Αντίθετα όμως με τον ηλεκτρισμό, η θερμότητα δεν μπορεί να μεταφερθεί σε μεγάλες αποστάσεις, πράγμα που καθιστά την συμπαραγωγή ηλεκτρισμού και θερμότητας δυνατή μόνο κοντά στο σημείο παραγωγής.

Λύση στα ζητήματα αυτά μπορεί να δώσει η διεσπαρμένη παραγωγή. Η διεσπαρμένη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από μονάδες συμπαραγωγής θα μπορούσε να τροφοδοτήσει με ηλεκτρισμό και ζεστό νερό για θέρμανση μεγαλύτερο κομμάτι του πληθυσμού απ'ότι η συγκεντρωμένη παραγωγή. Επίσης η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας κοντά στο σημείο κατανάλωσης μειώνει σημαντικά τις απώλειες μεταφοράς και οδηγεί στην αποσυμφόρηση των γραμμών μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας.

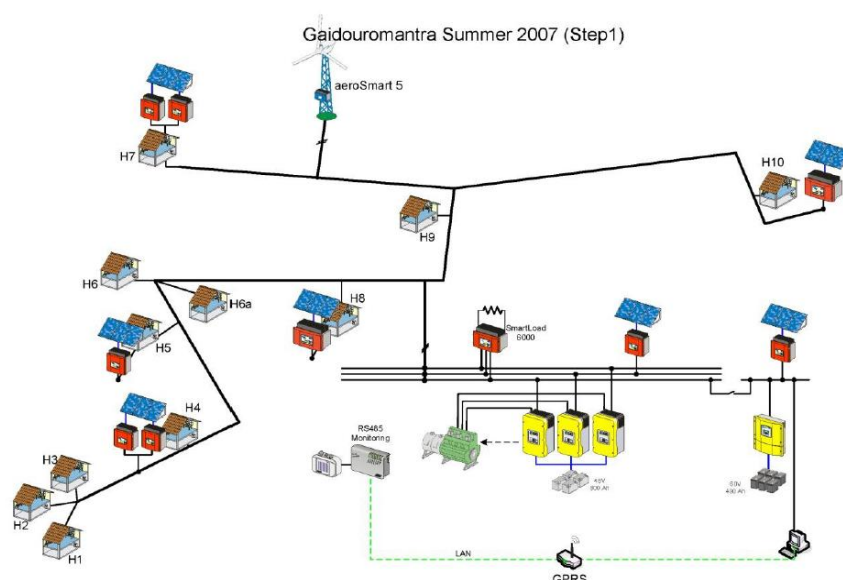
Σημαντικό ρόλο στην ανάπτυξη της διεσπαρμένης παραγωγής παίζει η απελευθέρωση της αγοράς ηλεκτρικής ενέργειας, η διαρκής απαίτηση των καταναλωτών για αξιόπιστη ενέργεια και η τεχνολογική ανάπτυξη των μεθόδων διεσπαρμένης παραγωγής.

Παρόλο που η Διεσπαρμένη Παραγωγή έχει τα προαναφερθέντα πλεονεκτήματα, όταν πρόκειται να ελεγχθεί μεγάλος αριθμός μονάδων ΔΠ τότε εμφανίζονται διάφορα προβλήματα για τα οποία πιστεύεται, ότι λύση μπορούν να δώσουν τα μικροδίκτυα.

Ένα τυπικό μικροδίκτυο αποτελείται από διάφορες μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, συνολικής ισχύος μέχρι λίγα MW. Το μικροδίκτυο σχεδιάζεται ανεξάρτητα από το κεντρικό δίκτυο αλλά υπάρχει η δυνατότητα σύνδεσης των δύο, με σκοπό την ανταλλαγή ενέργειας. Τυπικές πηγές ενέργειας ενός μικροδικτύου είναι οι γεννήτριες ντίζελ, οι ανεμογεννήτριες, τα φωτοβολταϊκά, οι γεωθερμικοί σταθμοί, ταμικρά υδροηλεκτρικά κ.α. Το μέγεθος ενός μικροδικτύου ποικίλει και μπορεί να περιορίζεται σε μια κατοικία που διαθέτει φωτοβολταϊκά και γεννήτριες ντίζελ, μέχρι σε ένα νοσοκομείο που χρησιμοποιεί κυψέλες καυσίμου ή ακόμα και μια ολόκληρη πόλη. Τέλος να σημειωθεί ότι τα μικροδίκτυα διαθέτουν καταναμημένες μονάδες αποθήκευσης ενέργειας επειδή συχνά η παραγωγή ορισμένων ΔΠ είναι αβέβαιη.

Η αξιόπιστη λειτουργία ενός μικροδικτύου, συνεπάγεται εκτός από την κάλυψη ενεργού και αέργου ισχύος, και τη συνεχή ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας του. Παράλληλα θα πρέπει να διαθέτει όλες τις διατάξεις για προστασία από βραχυκύκλωμα, σφάλματα ή διαρροές. Κατά τη διάρκεια της παραλληλισμένης με το κεντρικό δίκτυο λειτουργίας, πρέπει η ποιότητα της τάσης, καθώς και το μέγεθος της ενέργειας που ανταλλάσσεται, να ανταποκρίνεται στις προδιαγραφές του δικτύου και στις απαιτήσεις του καταναλωτή.

Από τα παραπάνω είναι φανερό ότι η σχεδίαση και λειτουργία των μικροδικτύων απαιτεί νέες ικανότητες και τεχνολογίες στους τομείς των ΣΗΕ, στα ηλεκτρονικά ισχύος, στα αναλογικά και ψηφιακά ηλεκτρονικά και στον αυτόματο έλεγχο. Επίσης καθοριστικός στην ανάπτυξή τους είναι ο ρόλος των επικοινωνιακών συστημάτων και των δικτύων υπολογιστών.



Σχήμα 1.1 Παράδειγμα Μικροδίκτυου εγκατεστημένου στην Κύθνο

1.3 Εργαστηριακό Μικροδίκτυο

Το μικροδίκτυο που είναι εγκατεστημένο στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί τόσο ως σταθμός παραγωγής ενέργειας η οποία παρέχεται στο κεντρικό δίκτυο, όσο και ως αυτόνομο σύστημα ικανό να καλύψει ζήτηση ισχύος 3.3 KVA και αιχμής 4.3 KVA.

Το μικροδίκτυο περιλαμβάνει 10 φωτοβολταϊκά πλαίσια σε σειρά 1100 Wp, αντιστροφέα DC/AC(sunny boy) για τα φωτοβολταϊκά, ανεμογεννήτρια μεταβλητών στροφών 850W, αντισροφέα DC/AC (windy boy) για την Α/Γ, συσσωρευτές μολύβδου οξέος 30 * 2V/250Ah, αντιστροφέα DC/AC sunny island, διατάξεις ελέγχου, μετρητικά όργανα και φορτία. Το μικροδίκτυο μπορεί να λειτουργεί τόσο αυτόνομα όσο και παραλληλισμένο με το κεντρικό δίκτυο, τα φωτοβολταϊκά και η Α/Γ είναι οι πηγές ενέργειας, ενώ οι συσσωρευτές χρησιμοποιούνται για την αποθήκευση της καθώς και για τον έλεγχο της τάσης και της συχνότητας σε αυτόνομη λειτουργία. Ο κεντρικός έλεγχος των μεγεθών αυτών σε αυτόνομη λειτουργία γίνεται από τον sunny island.

Παρακάτω παρατίθεται μια περιγραφή των ηλεκτρονικών ισχύος του μικροδικτύου και των ακόλουθων ψηφιακών εξαρτημάτων ελέγχου τους.

- sunny boy, windy boy: Χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση των φωτοβολταϊκών και της μικρής Α/Γ αντίστοιχα στον κοινό ζυγό AC.Αποτελούνται από ένα DC/DC μετατροπέα ώστε να επιτυγχάνεται η ανίχνευση της μέγιστης ισχύος (MPPT) και έναν αντιστροφέα για την μετατροπή της DC τάσης σε εναλλασσόμενη κατάλληλου πλάτους και συχνότητας. Βασική λειτουργία των δύο αυτών μετατροπέων είναι ο συγχρονισμός τους με την τάση και συχνότητα του μικροδικτύου ή του κεντρικού δικτύου (ανάλογα δηλαδή με τη λειτουργία στην οποία έχει τεθεί το μικροδίκτυο) [2].
- sunny island: Πρόκειται για μια διάταξη DC/DC μετατροπέα και ενός αμφίδρομου αντιστροφέα DC/AC. Αποτελεί την «καρδιά» του μικροδικτύου γιατί ρυθμίζει την τάση και τη συχνότητά του. Όταν η παραγόμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη από αυτή που καταναλώνουν τα φορτία ο Sunny island λειτουργεί ως ανορθωτής και φορτίζονται οι συσσωρευτές μολύβδου οξέος, ενώ όταν απαιτείται ενέργεια από τις μπαταρίες λειτουργεί ως αντιστροφέας παρέχοντας ισχύ στα φορτία. Παράλληλα είναι υπεύθυνος για την ομαλή φόρτιση και εκφόρτιση των συσσωρευτών με αποτέλεσμα να καθορίζει την ομαλή λειτουργία τους άρα και τη διάρκεια ζωής τους. Εάν ο βαθμός φόρτισης των συσσωρευτών είναι υψηλός έχει τη δυνατότητα να συνδέσει απορριπτικά φορτία για να αποφευχθεί υπερφόρτωση των συσσωρευτών, ενώ όταν είναι χαμηλός μπορεί να δώσει εντολή να διακοπής

κάποιων φορτίων προκειμένου να προστατευθούν οι συσσωρευτές. Σε περίπτωση τώρα διασυνδεδεμένης λειτουργίας με το δίκτυο χαμηλής τάσης ο Sunny island λειτουργεί ως αντιστροφέας πηγής έντασης καθώς την τάση και τη συχνότητα την επιβάλλει πλέον το δίκτυο.

- sunny boy control: Παρακολουθεί την ισχύ εξόδου των αντιστροφέων και μπορεί να συνδέσει ή να αποσυνδέσει τους αντιστροφείς. Έχει τη δυνατότητα να επικοινωνήσει με τους αντιστροφείς και επιτρέπει στον χρήστη να εισάγει τιμές σε παραμέτρους όπως, χαρακτηριστικές καμπύλες, χρόνος ένταξης και εξόδου του αντιστροφέα κ.α.
- web box: Επιτρέπει την παρακολούθηση και τον έλεγχο του μικροδικτύου μέσω internet από οποιοδήποτε υπολογιστή. Επικοινωνεί με τους αντιστροφείς και επιτρέπει την εισαγωγή παραμέτρων σ' αυτούς.



Σχήμα 1.2 Φωτογραφία του μικροδικτύου του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας

2. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ

2.1 Προσομοίωση συσκευής σε βρόχο (Hardware In Loop-HIL)

Η προσομοίωση συσκευής σε βρόχο ή HIL όπως γράφεται στη διεθνή βιβλιογραφία, είναι μια μέθοδος προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο. Η μέθοδος HIL διαφέρει από τη συμβατική μέθοδο προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο εξαιτίας της παρουσίας μιας πραγματικής συσκευής μέσα στο βρόχο προσομοίωσης το οποίο αποκαλείται HUT (Hardware Under Test). Αυτό το υλικό μπορεί να είναι μια μηχανή, ένα ηλεκτρονικό σύστημα ελέγχου, ένα ρελέ κ.α. Στην πραγματικότητα αναπαριστώντας με μαθηματικές σχέσεις όλη τη διάταξη στην οποία πρόκειται να συνδεθεί το HUT ουσιαστικά το «ξεγελάμε», κάνοντας το να λειτουργεί μέσα στην προσομοίωση όπως θα λειτουργούσε στο πραγματικό σύστημα.

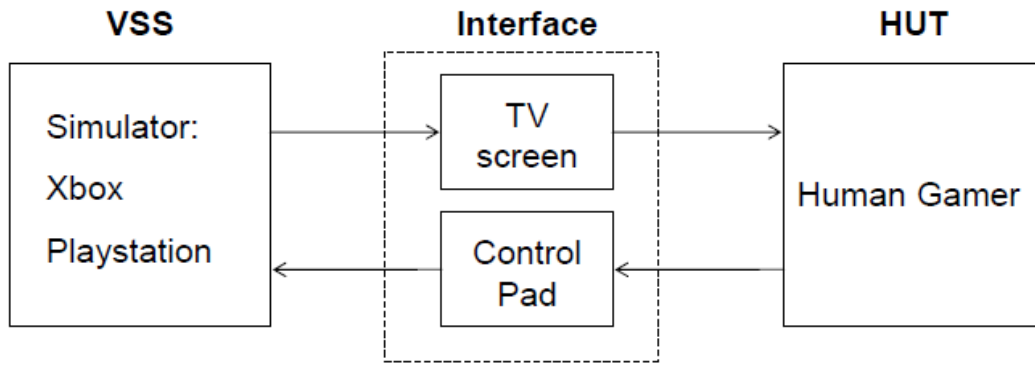
Οι προσομοιώσεις HIL είναι ιδιαίτερα σημαντικές σε ορισμένες περιπτώσεις συστημάτων (ειδικότερα στα καινοτόμα συστήματα) όπου η άμεση σύνδεση του υλικού που κατασκευάστηκε με το σύστημα στο οποίο προορίζεται να δουλέψει, παρουσιάζει κινδύνους ή το σύστημα προορισμού βρίσκεται ακόμα υπό κατασκευή όπως για παράδειγμα παρουσιάζεται στο [3]. Συνοψίζοντας το HIL παρέχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- Επιτρέπει τον εξονυχιστικό έλεγχο μιας συσκευής σε συνθήκες όμοιες, με αυτές που θα συναντήσει στην πράξη, ακόμα και πολύ πριν το πραγματικό σύστημα, στο οποίο την τοποθετήσουμε, κατασκευαστεί.
- Ελαχιστοποιεί το κόστος και τον κίνδυνο ελέγχου της συσκευής σε διάφορες ακραίες καταστάσεις και μεγιστοποιεί την πιθανότητα να ανακαλύψουμε τυχόν αστοχίες ή ατέλειες του υλικού πολύ πριν αυτές αποβούν μοιραίες.
- Επιπροσθέτως, με τη συγκεκριμένη προσέγγιση μπορούμε να παρατηρήσουμε τη μεταβατική απόκριση του συστήματος προορισμού όταν σ' αυτό συνδεθεί η συσκευή πολύ πριν το σύστημα αυτό κατασκευαστεί.

Κάποια παραδείγματα HIL προσομοίωσης θα μπορούσε να είναι ο έλεγχος των αναρτήσεων ενός πρωτότυπου αυτοκινήτου σε ένα προσομοιούμενο ανώμαλο δρόμο, η εκπαίδευση ενός πιλότου μαχητικού αεροσκάφους σε σύστημα προσομοίωσης πτήσης κ.α.

Τα 3 σημαντικότερα στοιχεία που αποτελούν μια προσομοίωση HIL είναι:

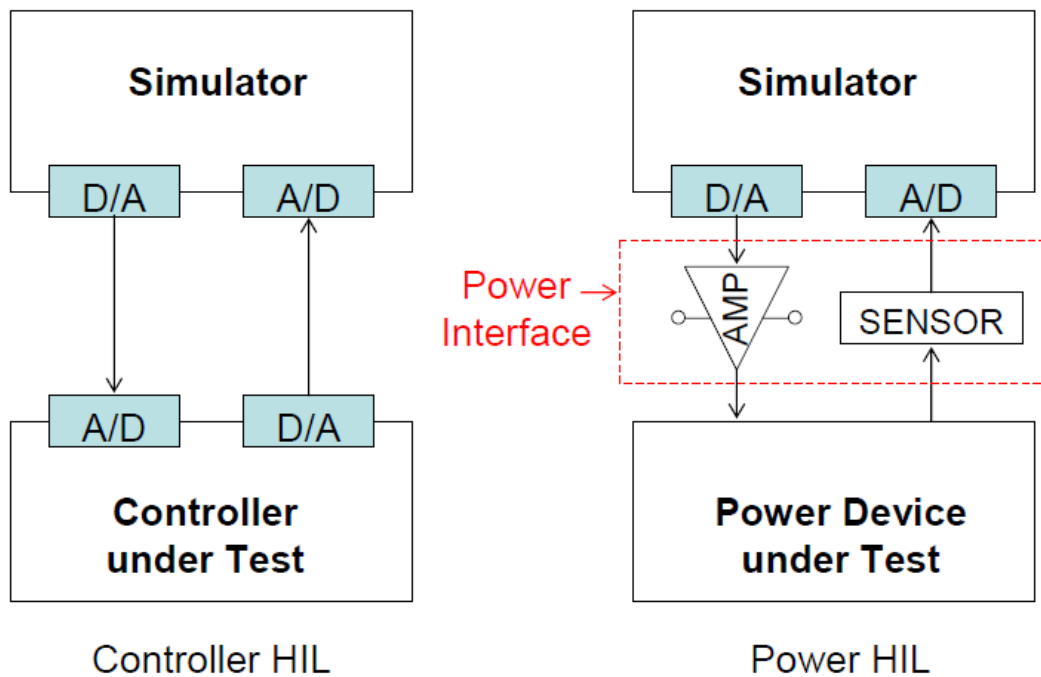
- Η συσκευή υπό δοκιμή-HUT
- Το προσομοιούμενο σύστημα (Virtually Simulated System-VSS)
- Ένα «ενδιάμεσο» σύστημα που συνδέει το HUT με το VSS (Interface)



Σχήμα 2.1 Τα 3 στοιχεία της προσομοίωσης HIL

Υπάρχουν τρεις βασικές κατηγορίες HIL προσομοιώσεων:

- HIL ισχύος (Power HIL) : Το HUT είναι συσκευή ισχύος
- HIL ελέγχου (Control HIL): Το HUT είναι ένας ελεγκτής
- Relay Testing: Το HUT είναι ένα ρελέ (relay) προστασίας

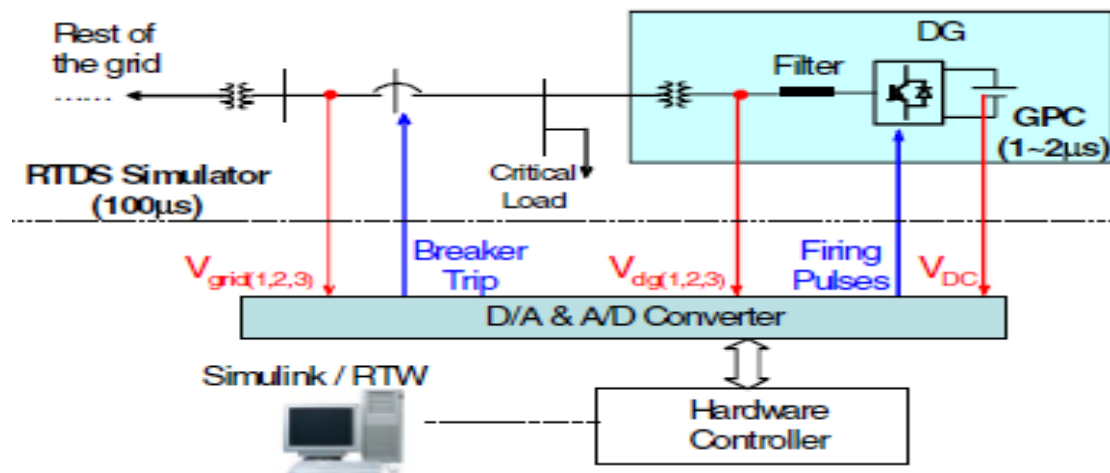


Σχήμα 2.2 Σχηματικό διάγραμμα PHIL και CHIL

2.1.1 Control HIL

Εαν το HUT είναι μια μονάδα ελέγχου, τότε έχουμε Control HIL δηλαδή τα σήματα που ανταλλάσσονται είναι χαμηλής κλίμακας ($\pm 10V$). Σε αυτή την περίπτωση όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.3 δεν απαιτείται Interface αφού δεν

πραγματοποιείται ροή ισχύος διαμέσου της μονάδας ελέγχου και του προσομοιούμενου συστήματος. Ένα παράδειγμα CHIL προσομοίωσης φαίνεται στο παρακάτω σχήμα καθώς και στο [4].

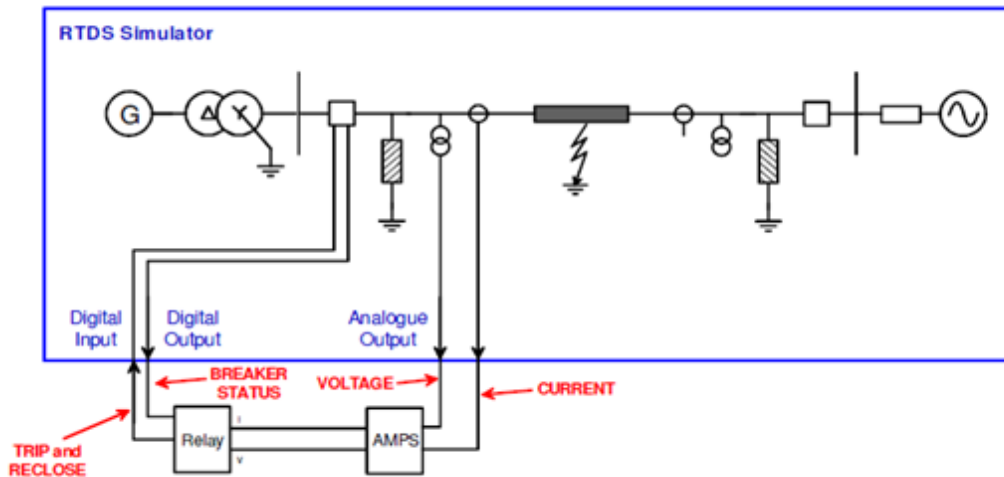


Σχήμα 2.3 Παράδειγμα προσομοίωσης CHIL

Ένα ηλεκτρικό δίκτυο προσομοιώνεται σε έναν κατάλληλο εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS) και αποτελεί το VSS. Στο σχήμα 2.3 το VSS είναι το δίκτυο πάνω από την οριζόντια μαύρη γραμμή. Η συσκευή που τίθεται υπό δοκιμή είναι ένας πραγματικός ελεγκτής ο οποίος στο παράδειγμα του σχήματος, καλείται να δώσει παλμούς σε ένα μετατροπέα (GPC), καθώς και να ελέγξει μια διακοπτική συσκευή που βρίσκονται στο σύστημα προσομοίωσης. Ο αλγόριθμος ελέγχου του ελεγκτή έχει υλοποιηθεί στον ηλεκτρονικό υπολογιστή απ'όπου υπάρχει και η δυνατότητα επίβλεψης του CHIL σε πραγματικό χρόνο. Οι παλμοί καθώς και η εντολή για τον διακόπτη προστασίας, αφού μετατραπούν σε ψηφιακά σήματα μέσω ενός A/D (Analog to Digital) μετατροπέα μεταφέρονται στο σύστημα που έχει προσομοιωθεί. Στη συνέχεια το σύστημα προσομοίωσης στέλνει πίσω στον ελεγκτή, μέσω ενός D/A (Digital to Analog) μετατροπέα, τις απαραίτητες μετρήσεις των τάσεων για να μπορέσει ο ελεγκτής να υπολογίσει εκ νέου τους παλμούς και το σήμα που θα στείλει στον διακόπτη. Με αυτό τον τρόπο ο χρήστης μπορεί να ελέγξει τον αλγόριθμο ελέγχου που έχει υλοποιήσει πριν τον δοκιμάσει στο πραγματικό σύστημα για το οποίο προορίζεται, εξασφαλίζοντας όμως συνθήκες πραγματικής λειτουργίας για τον ελεγκτή του.

2.1.2 Relay Testing

Σ' αυτή την κατηγορία προσομοίωσης HIL όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η πραγματική συσκευή που ελέγχεται μέσα στο βρόχο προσομοίωσης είναι ένα relay προστασίας. Ένα παράδειγμα τέτοιας δοκιμής σε relay φαίνεται στο παρακάτω σχήμα καθώς και στο [5].

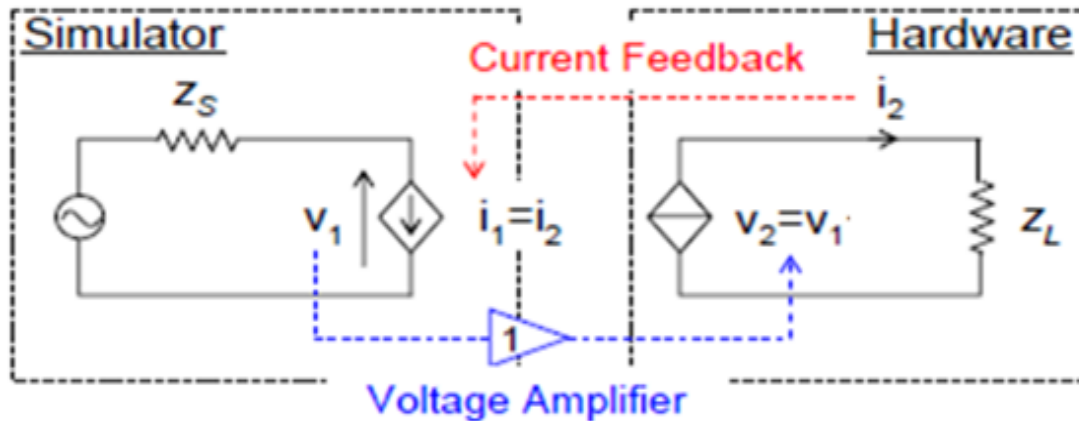


Σχήμα 2.4 Παράδειγμα Relay Testing

Σ'αυτή την προσομοίωση στόχος είναι η δοκιμή ενός relay προστασίας, δηλαδή ο έλεγχος της ικανότητας του relay να προστατεύσει το δίκτυο από ένα βραχυκύκλωμα. Στο σχήμα αυτό μέσα στο μπλε περίγραμμα φαίνεται το δίκτυο που έχει προσομοιωθεί στο σύστημα προσομοίωσης RTDS, το οποίο περιλαμβάνει μια γεννήτρια, ένα μετασχηματιστή, ένα relay (η κατάσταση του οποίου ελέγχεται από το πραγματικό relay), φορτία, πηγές τάσης, γραμμές μεταφοράς και μετρητικά όργανα. Εκτός από το relay χρειαζόμαστε όμως και έναν ενισχυτή (Interface) ο οποίος θα πάρει το σήμα μικρής τάσης και ρεύματος που προέρχεται από το RTDS και θα το μετατρέψει σε σήμα πραγματικής τάσης και ρεύματος έτσι ώστε το relay να μπορεί να ανταπεξέλθει στην προστασία του δικτύου, σύμφωνα με τις προδιαγραφές κατασκευής του. Με αυτό τον τρόπο το relay βλέπει την πραγματική κατάσταση του δικτύου ενώ αυτό δεν υπάρχει στην πράξη αλλά προσομοιώνεται μέσα στο RTDS. Προκειμένου να κλείσει ο βρόχος της προσομοίωσης, πρέπει και το relay να «ενημερώνεται» για την κατάσταση του διακόπτη προστασίας, μέσα στο προσομοιούμενο σύστημα, ώστε να μην βρεθούμε σε μια περίπτωση όπου το relay στην προσομοίωση είναι κλειστό, ενώ το αντίστοιχο πραγματικό relay είναι ανοικτό και αντιστρόφως.

2.1.3 Power HIL

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2, σε μία προσομοίωση PHIL απαιτείται ένα Interface ισχύος προκειμένου να μεταφέρει πραγματική ισχύ μεταξύ του εξοπλισμού που βρίσκεται υπό δοκιμή και του προσομοιούμενου συστήματος. Αυτό το Interface είναι ένας ελεγχόμενος ενισχυτής ισχύος. Στο σχήμα 2.5 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα μιας διάταξης PHIL.



Σχήμα 2.5 Ισοδύναμο κύκλωμα προσομοιώσεως PHIL

Το προσομοιούμενο σύστημα αναπαρίσταται από μία πηγή τάσης, μια σύνθετη αντίσταση και μία πηγή ρεύματος εξαρτημένη από το ρεύμα που ρέει στο ισοδύναμο κύκλωμα του HUT. Το HUT αντίστοιχα είναι μία σύνθετη αντίσταση που συνδέεται με τους ακροδέκτες του ενισχυτή ο οποίος λειτουργεί ως μια πηγή τάσης. Η τάση V_1 είναι η τάση του σημείου στο οποίο συνδέεται το προσομοιούμενο σύστημα με το HUT. Η τάση δηλαδή στον κοινό κόμβο των δύο συστημάτων. Αυτή η τάση λοιπόν υπολογίζεται στο προσομοιούμενο σύστημα και ο υπολογισμός αυτός πηγαίνει ως αναφορά στον ενισχυτή. Ο ενισχυτής με τη σειρά του παράγει αυτή την τάση η οποία είναι η τάση που «βλέπει» το HUT στον κοινό κόμβο. Τέλος για να κλείσει ο βρόχος της προσομοίωσης πρέπει και η μέτρηση του ρεύματος που ρέει στο HUT να «περνάει» στο προσομοιούμενο σύστημα και να είναι ίση με το ρεύμα της πηγής ρεύματος στο προσομοιούμενο κύκλωμα [6].

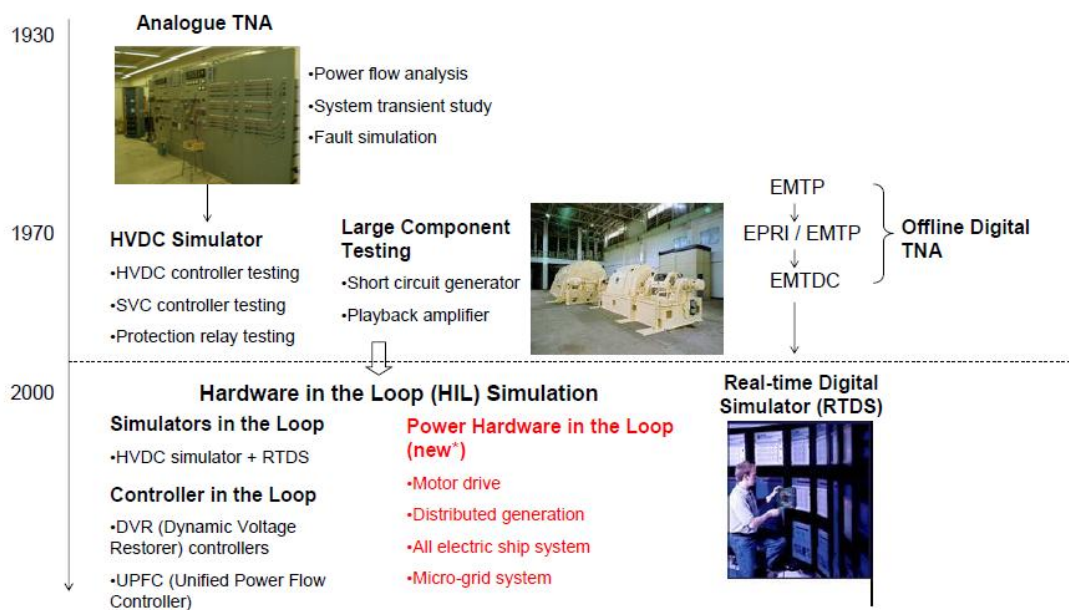
2.2 Ιστορική αναδρομή στις προσομοιώσεις ηλεκτρικής ισχύος

Ενώ οι προσομοιώσεις PHIL, μηχανικών συστημάτων όπως αυτές της μετάδοσης κίνησης έχουν χρησιμοποιηθεί με επιτυχία στο παρελθόν στις αυτοκινητοβιομηχανίες, η επέκταση αυτής της ιδέας σε ηλεκτρικά συζευγμένα συστήματα είναι αρκετά καινούρια. Αυτό οφείλεται κυρίως στην πρόσφατη πρόοδο που σημειώθηκε στις προσομοιώσεις πραγματικού χρόνου συστημάτων ηλεκτρικής ισχύος σε υπολογιστές, η οποία τελικά έδωσε την υπολογιστική δυνατότητα να πραγματοποιηθούν χρήσιμες προσομοιώσεις PHIL.

Οι πρώτες προσομοιώσεις συστημάτων ηλεκτρικής ισχύος έλαβαν χώρα το 1930. Εξαιτίας του ότι η αναλυτική προσέγγιση, στη μελέτη των μεταβατικών φαινομένων ενός σύνθετου κυκλώματος, έγινε ιδιαίτερα κοπιαστική και χρονοβόρα, αναπτύχθηκε το TNA (Transient Network Analyzer). Το TNA αποτελούνταν από πολυάριθμα AC και DC στοιχεία (πηγές, γραμμές μεταφοράς, μετασχηματιστές, φορτία κ.α) τα οποία συνδεδεμένα κατάλληλα μπορούσαν να δημιουργήσουν το προς μελέτη δίκτυο σε μικρότερη κλίμακα έτσι ώστε να γίνεται ευκολότερα η

ανάλυση του. Περί τα 1970 εταιρείες όπως η ABB είχαν κατασκευάσει ιδιαίτερως εξελιγμένα αναλογικά TNA για να πραγματοποιούν ανάλυση ροής ισχύος, μελέτη μεταβατικών φαινομένων, δοκιμές ρελέ προστασίας και δοκιμές ελεγκτών FACTS. Παρόλο που τα TNA προσέφεραν σημαντική βοήθεια στην μελέτη μεγάλων κυκλωμάτων, είχαν και πολλά μειονεκτήματα. Πρώτον για κάθε διαφορετικό σενάριο δοκιμής χρειαζόταν εκ νέου σύνδεση των στοιχείων και επανέλεγχος της τοπολογίας. Κατά δεύτερον με την εξέλιξη της τεχνολογίας όλο και πιο σύνθετες ηλεκτρικές συσκευές έκαναν την εμφάνισή τους με αποτέλεσμα οι «βιβλιοθήκες» των TNA να χρειάζονται συνεχείς επενδύσεις για να μπορούν να τις συμπεριλάβουν. Επίσης η συντήρηση ήταν ιδιαίτερως δαπανηρή και προβληματική.

Στα 1969 ο Hermann W. Dommel δημιούργησε το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής μετάβασης (EMTP) το οποίο έγινε γνωστό και ως ψηφιακό TNA επειδή ήταν βασισμένο στις δυνατότητες του ηλεκτρονικού υπολογιστή. Το EMTP έγινε γνωστό για την υψηλή ακρίβεια, το χαμηλό κόστος και τη μεγάλη ευελιξία του. Πλέον σε αντίθεση με το αναλογικό TNA δεν χρειάζονται πραγματικές συσκευές αλλά συσκευές προσομοιούμενες στον υπολογιστή. Το μειονέκτημα αυτής της διάταξης όμως είναι το γεγονός ότι οι υπολογιστές της περιόδου διέθεταν έναν επεξεργαστή με αποτέλεσμα η προσομοίωση να μην μπορεί να πραγματοποιηθεί σε πραγματικό χρόνο, παρα μόνο για μικρά δίκτυα. Έτσι για να πραγματοποιηθεί η προσομοίωση μεγάλων ηλεκτρικών συστημάτων σε πραγματικό χρόνο κι ενώ θα διατηρείται το βήμα της προσομοίωσης σημαντικά χαμηλό για να επιτευχθεί ακρίβεια στα αποτελέσματα, το ερευνητικό κέντρο Manitoba HVDC του Καναδά δημιούργησε τον ψηφιακό προσομοιωτή πραγματικού χρόνου RTDS το 1993. Το RTDS παρέχει τη δυνατότητα προσομοίωσης ενός μεγάλου ηλεκτρικού συστήματος ενώ ταυτόχρονα κάθε στοιχείο του «τρέχει» σε ξεχωριστό επεξεργαστή.



Σχήμα 2.6 Ιστορική εξέλιξη των PHIL προσομοιώσεων σε ηλεκτρικές εφαρμογές

Στις μέρες μας, οι προσομοιώσεις PHIL έχουν παράξει ελπιδοφόρα αποτελέσματα στο πλαίσιο ερευνητικών μελετών σε τομείς όπως, τα συστήματα μετατροπής αιολικής ενέργειας, η παρουσία μικροτουρμπίνων στα δίκτυα διανομής, τα μικρής κλίμακας συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και τα μικροδίκτυα. Πλέον το ενδιαφέρον στρέφεται σε προσομοιώσεις PHIL με μεγάλης κλίμακας αυτόνομα δίκτυα στα οποία προστίθενται συνεχώς νέες μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής.

2.3 Ο εξομοιωτής πραγματικού χρόνου RTDS

Το RTDS ή ψηφιακός προσομοιωτής πραγματικού χρόνου, είναι μια διάταξη που μπορεί να προσομοιώσει τη λειτουργία ενός ηλεκτρικού συστήματος ή δικτύου. Κατασκευάζεται από την RTDS Technology INC και χρησιμοποιείται για την υλοποίηση προσομοιώσεων HIL, όπως είδαμε και σε όλα τα προηγούμενα παραδείγματα. Επίσης χρησιμοποιείται σε αναλυτικές μελέτες συστημάτων καθώς και στην εκπαίδευση μηχανικών, χειριστών και φοιτητών.

Είναι ένα αποτελεσματικό εργαλείο που μπορεί να αντικαταστήσει τους αναλυτές της μεταβατικής κατάστασης των δικτύων και τους αναλογικούς εξομοιωτές. Ο προσομοιωτής επιτρέπει στο χειριστή του να διερευνήσει τις επιπτώσεις των διαταραχών στον εξοπλισμό του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας προκειμένου να ληφθούν μέτρα για την αντιμετώπιση τυχόν προβλημάτων και καταστροφών. Ο προσομοιωτής είναι ένας συνδυασμός εξελιγμένου υπολογιστικού υλικού και εξεζητημένου λογισμικού. Τα δίκτυα ηλεκτρικής ισχύος σχεδιάζονται στον υπολογιστή μέσω του προγράμματος που συνεργάζεται με το RTDS, το RSCAD, από τις βιβλιοθήκες έτοιμων ηλεκτρικών στοιχείων που αυτό περιέχει. Το λογισμικό είναι το κύριο στοιχείο επικοινωνίας του χειριστή με το RTDS και είναι σχεδιασμένο ώστε να επιτρέπει στον χρήστη να εκτελεί όλα τα απαραίτητα βήματα για την προετοιμασία και την εκτέλεση της προσομοίωσης, καθώς και να διεξάγει δοκιμές και να αναλύει τις εξόδους του προσομοιωτή. Ο προσομοιωτής είναι πλήρως επεκτάσιμος, επιτρέποντας μας έτσι να δουλέψει ο χρήστης ακόμα και με τα πιο πολύπλοκα και ακριβή μοντέλα του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

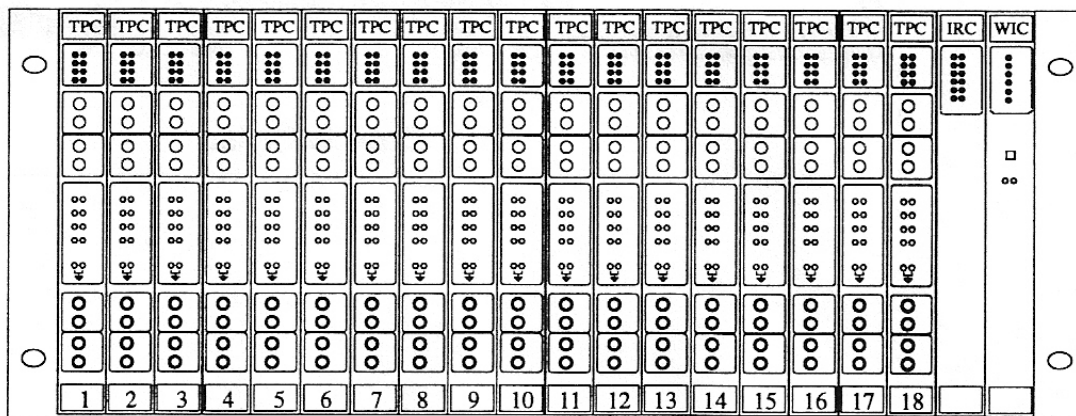
Ιδιαίτερα σημαντικό είναι το γεγονός ότι το RTDS λειτουργεί σε συνεχή σταθερό πραγματικό χρόνο. Αυτό επιτυγχάνεται εξαιτίας της δυνατότητας του να επιλύει τις εξισώσεις του συστήματος αρκετά γρήγορα ώστε η έξοδος του να αντιπροσωπεύει συνεχώς και ρεαλιστικά τις συνθήκες στο πραγματικό δίκτυο. Ακριβώς επειδή η επίλυση του δικτύου γίνεται σε πραγματικό χρόνο, ο προσομοιωτής μπορεί να συνδεθεί με διατάξεις αυτομάτου ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και με ηλεκτρονόμους προστασίας.

Στις μέρες μας το RTDS χρησιμοποιείται σε πολλούς τομείς, τυπικά στην ανάπτυξη, δοκιμή και μελέτη μεθόδων προστασίας με ηλεκτρονόμους, ενσωματωμένης προστασίας και συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Επίσης

χρησιμοποιείται για συστήματα ελέγχου για HVDC, SVC, σύγχρονες μηχανές και συσκευές FACTS, για γενικές λειτουργίες συστημάτων AC και DC και για την αλληλεπίδραση διάφορων ηλεκτρικών εγκαταστάσεων.

Ο προσομοιωτής εκμεταλλεύεται την αρχιτεκτονική της παράλληλης επεξεργασίας χρησιμοποιώντας πολλαπλούς επεξεργαστές οι οποίοι βρίσκονται σε ανεξάρτητες μονάδες που ονομάζονται racks. Κάθε rack αποτελείται από διάφορες κάρτες. Η σύνθεση ενός τέτοιου προσομοιωτή εξαρτάται από τις ανάγκες επεξεργασίας και εισόδων-εξόδων (I-O) κάθε εφαρμογής. Η σύνδεση όλων των καρτών ενός rack έτσι ώστε να πραγματοποιηθεί η ανταλλαγή δεδομένων μεταξύ τους πραγματοποιείται μέσω του επικαλούμενου backbone. Υπάρχουν διαθέσιμες, πολλές διαφορετικές κάρτες στις οποίες περιλαμβάνονται και οι ακόλουθες: GPC(Giga Processor Card), 3PC (Triple Processor Card), IRC (Workstation Inter-rack Communications Card), WIF (Workstation Interface Card), TPC(Tandem Processor Card) κ.α. Ο προσομοιωτής συνοδεύεται όπως προειπώθηκε από το λογισμικό RSCAD το οποίο παρέχει τα απαραίτητα εργαλεία για την προετοιμασία και τον έλεγχο μιας προσομοίωσης.

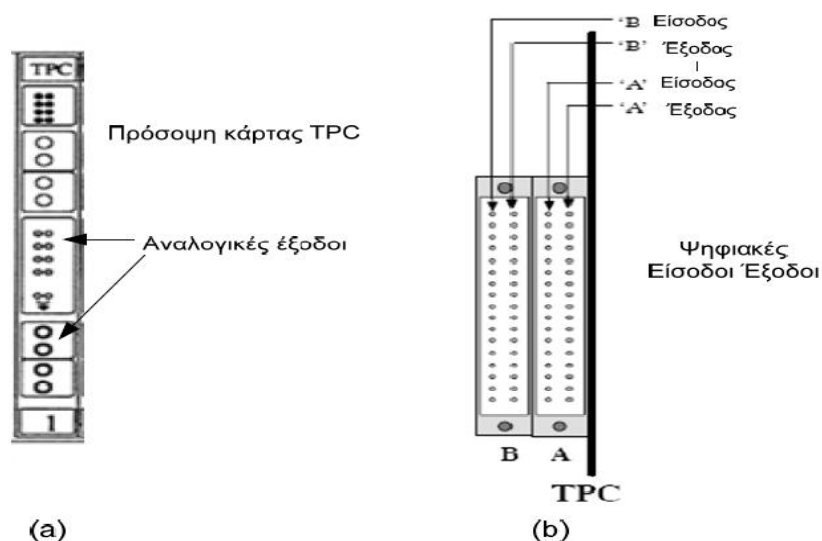
Η μονάδα προσομοιωτή που διαθέτει το εργαστήριο συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας αποτελείται από ένα rack με 18 κάρτες επεξεργασίας TPC και μια κάρτα WIC.



Σχήμα 2.7 Τυπικό rack του RTDS

Κάθε κάρτα TPC διαθέτει δύο επεξεργαστές καθώς και αναλογικές και ψηφιακές εισόδους και εξόδους. Οι αναλογικές έξοδοι βρίσκονται στην πρόσοψη του προσομοιωτή και μπορούν να συνδεθούν με εξωτερικό υλικό. Κάθε επεξεργαστής διαθέτει 4 τέτοιες εξόδους όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8(a). Οι ψηφιακές εισοδοί-έξοδοι βρίσκονται στην πίσω όψη του RTDS. Κάθε κάρτα TPC διαθέτει δύο ψηφιακές υποδοχές σύνδεσης, μία για κάθε επεξεργαστή όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8(b). Οι υποδοχές είναι θυρίδες των 34 ακροδεκτών οι οποίες μπορούν να συνδεθούν με εξωτερικές συσκευές με τη χρήση καλωδίου κορδέλας. Κάθε υποδοχή αποτελείται από 2 στήλες 17 ακροδεκτών μια για τις εισόδους και μία για τις εξόδους κάθε επεξεργαστή. Η κάθε στήλη μπορεί να φέρει μέχρι 16 ψηφιακά

σήματα, με τον 17^ο ακροδέκτη, που βρίσκεται στη βάση της υποδοχής, να είναι ο ακροδέκτης αναφοράς.



Σχήμα 2.8 Αναλογικές και ψηφιακές εισοδοί έξοδοι των καρτών TPC

Οι αναλογικές εισοδοί και έξοδοι του RTDS μπορούν να φέρουν μικρής κλίμακας τάσεις και ρεύματα ($\pm 10V$ οι έξοδοι, $\pm 5V$ οι εισοδοί, $I < 50 \text{ mA}$). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μην μπορούν να παραχθούν οι πραγματικές έξοδοι του προσομοιούμενου κυκλώματος και φυσικά δεν μπορούν να δοθούν οι πραγματικές εισοδοί που προέρχονται από το HUT εφόσον πρόκειται για πείραμα PHIL. Το πρόβλημα αυτό λύνεται με την παρουσία στα πειράματα PHIL ενός «ενδιάμεσου»(Interface) ενισχυτή ο οποίος θα είναι υπεύθυνος για τη μεταφορά της πραγματικής ισχύος που θα ανταλλάσσεται στον πραγματικό κόσμο μεταξύ του HUT και του κυκλώματος που έχει προσομοιωθεί στο RTDS. Έχουν προταθεί και χρησιμοποιηθεί σε πειράματα PHIL διάφορες διατάξεις που παίζουν αυτό το ρόλο η χρήση των οποίων, παρουσιάζει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ανάλογα με τις ανάγκες κάθε τέτοιου πειράματος. Να σημειωθεί εδώ ότι η επικοινωνία του RTDS με αυτές τις αναλογικές διατάξεις απαιτεί ειδικές κάρτες μετατροπής σημάτων από αναλογική μορφή σε ψηφιακή και αντίστροφα [7].

2.4 Power Interface

Όπως έχει εξηγηθεί, η παρουσία ενός Interface ισχύος που θα συνδέει το λογισμικό (προσομοιούμενο σύστημα στο RTDS), με τη συσκευή που τίθεται υπό δοκιμή(HUT) και θα παρέχει την δυνατότητα μεταφοράς πραγματικής ισχύος μεταξύ τους, είναι ζωτικής σημασίας για κάθε πείραμα PHIL. Η παρουσία αυτών των διατάξεων όμως θέτει συγκεκριμένα ζητήματα στους ερευνητές όπως η ευστάθεια και η ακρίβεια της εφαρμογής, η αντιμετώπιση των σφαλμάτων, ο χρόνος καθυστέρησης (delay time) που εισάγεται στην διάταξη καθώς και προβλήματα που αφορούν τον έλεγχο τους. Οι συσκευές που λειτουργούν ως Interface είναι

εξειδικευμένοι ενισχυτές τάσης ή ρεύματος και χωρίζονται κατα κύριο λόγο σε 3 κατηγορίες:

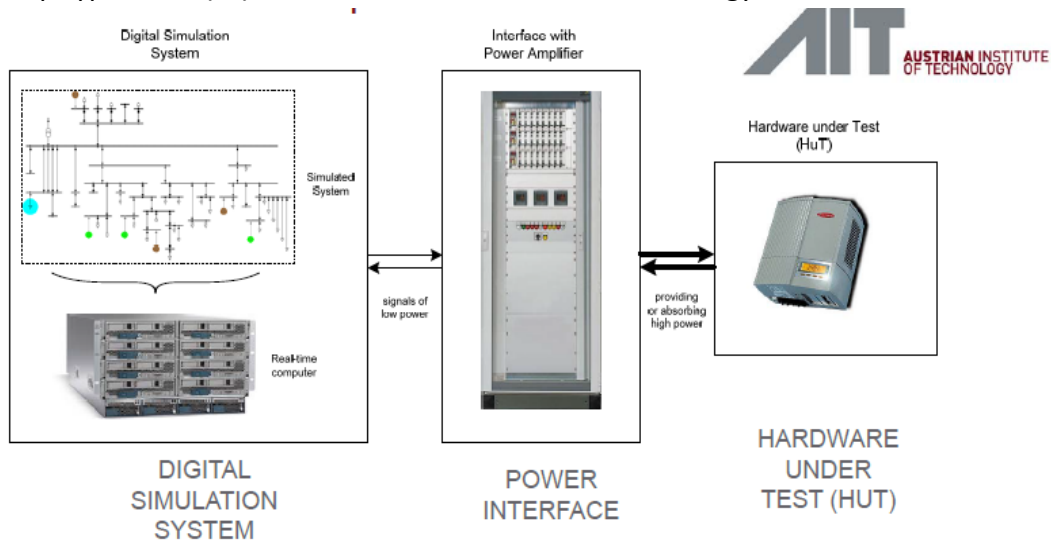
1. Γραμμικοί Ενισχυτές
2. Συστήματα Ηλεκτρικής Γεννήτριας-Κινητήρα
3. AC/DC/AC μετατροπείς

Γενικά ένας ενισχυτής ισχύος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια εφαρμογή PHIL θα πρέπει να έχει:

- Κατάλληλη ονομαστική ισχύ
- Κατάλληλο εύρος τάσης και συχνότητας
- Γρήγορη απόκριση
- Ικανότητα παροχής και απορρόφησης ισχύος
- Κατάλληλες κάρτες εισόδου-εξόδου (I-O cards) για να δέχεται και να στέλνει σήματα στον προσομοιωτή πραγματικού χρόνου

2.4.1 Γραμμικοί ενισχυτές

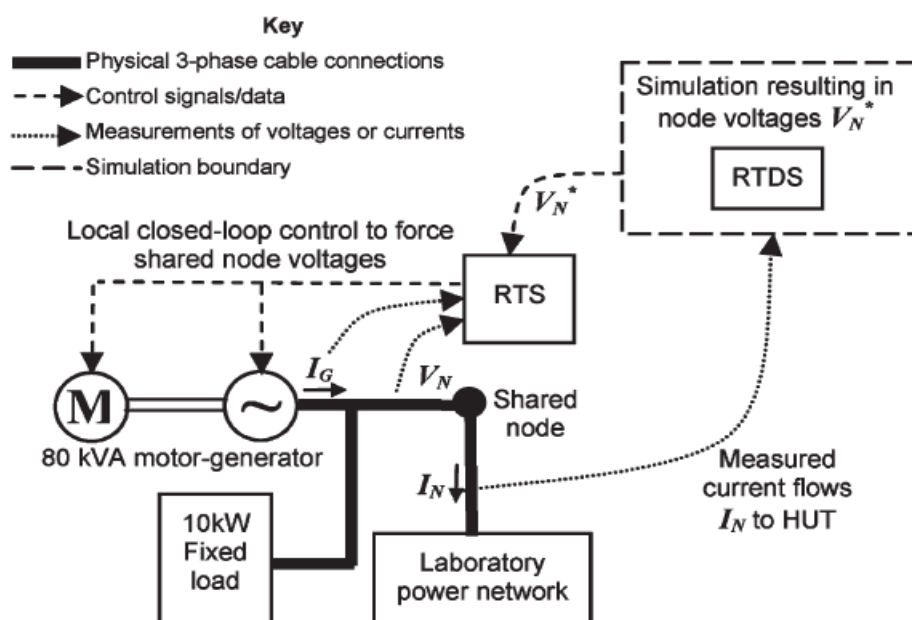
Οι γραμμικοί ενισχυτές αποτελούν την πιο απλή λειτουργικά περίπτωση και η χρήση τους είναι περιορισμένη, εξαιτίας του υψηλού κόστους τους και των μειωμένων δυνατοτήτων ελέγχου τους. Παρουσιάζουν όμως και σημαντικά πλεονεκτήματα καθώς έχουν πολύ μικρότερο χρόνο καθυστέρησης (delay) και υψηλότερης ποιότητας κυματομορφή εξόδου (μειωμένη κυμάτωση) σε σχέση με τις άλλες δύο περιπτώσεις Interface-ενισχυτών. Επίσης αυτού του είδους οι ενισχυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σαν προσομοιωτές δικτύου (grid simulators) δηλαδή να επιτελέσουν τον ρόλο του κεντρικού δικτύου όπου μπορούν να συνδεθούν φορτία, γεννήτριες, μικροδίκτυα κ.α σε άλλου τύπου εφαρμογές. Ένα παράδειγμα PHIL πειράματος με χρήση γραμμικού ενισχυτή ως Interface είναι αυτό που πραγματοποιήθηκε στο Austrian Institute of Technology [8].



Σχήμα 2.9 Πείραμα PHIL με γραμμικό ενισχυτή ισχύος ως Interface στο AIT της Αυστρίας

2.4.2 Συστήματα Γεννήτριας-Κινητήρα

Η συγκεκριμένη μέθοδος στηρίζεται στον έλεγχο μιας σύγχρονης γεννήτριας προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ως Interface σε μια προσομοίωση PHIL. Παρουσιάζει ιδιαίτερη χρησιμότητα κυρίως όταν προσομοιώνονται ισορροπημένα τριφασικά συστήματα με μικρά δυναμικά φαινόμενα. Επίσης αποτελεί πιο οικονομική λύση από τη σύνηθη επιλογή του PWM μετατροπέα ως Interface. Το συγκεκριμένο σύστημα αποτελείται από ένα προσομοιούμενο δίκτυο στο RTDS κι ένα πραγματικό HUT τα οποία συνδέονται σε ένα τριφασικό κόμβο που είναι κοινός και για την προσομοίωση και για το HUT. Σ' αυτό τον κόμβο συνδέεται μια μεγάλη τριφασική γεννήτρια η οποία είναι σε απευθείας σύζευξη με ένα ωμικό φορτίο και ελέγχεται από ένα κινητήρα όπως φαίνεται στο παράδειγμα του σχήματος 2.10. Το ωμικό φορτίο χρησιμοποιείται όταν το Interface απορροφά ισχύ.



Σχήμα 2.10 Παράδειγμα προσομοίωσης PHIL με σύστημα γεννήτριας-κινητήρα

Στη διάταξη αυτή χρησιμοποιείται ένα σύστημα ελέγχου πραγματικού χρόνου (RTS) το οποίο ελέγχει το σύστημα γεννήτριας-κινητήρα, και προγραμματίζεται στο Simulink της MATLAB. Η μέτρηση της τάσης V_N στον κοινό κόμβο συνήθως πραγματοποιείται με τη βοήθεια ενός τριφασικού μετασχηματιστή τάσης και η μέτρηση των ρευμάτων από και προς την προσομοίωση (I_N και I_G) με τη χρήση ενός μετασχηματιστή ρεύματος. Η τάση που θέλει να επιβάλλει το RTDS στον κοινό κόμβο V_N^* , μεταφέρεται στον ελεγκτή RTS αφού πρώτα διέλθει από τρεις (έναν για κάθε φάση) μετατροπείς ψηφιακών σημάτων σε αναλογικά (Digital to Analog Converters) που βρίσκονται στο RTDS και στη συνέχεια μετατραπεί ξανά σε ψηφιακό σήμα στο RTS. Έπειτα ο ελεγκτής RTS δίνει την κατάλληλη εντολή στον κινητήρα που οδηγεί τη σύγχρονη γεννήτρια, με αποτέλεσμα να παράγεται η

επιθυμητή τάση V_N στον κοινό κόμβο την οποία πρέπει να «βλέπει» το HUT. Προκειμένου να κλείσει ο βρόχος της προσομοίωσης, πρέπει και η μέτρηση του ρεύματος I_N που περνάει από το HUT (στο σχήμα 2.10 είναι ένα εργαστηριακό κύκλωμα ισχύος) να οδηγείται στο RTDS και άρα στο προσομοιούμενο σύστημα. Ένα αναλυτικό παράδειγμα μιας τέτοια προσομοίωσης PHIL μπορεί να βρει ο αναγνώστης στο [9] η οποία πραγματοποιήθηκε στο πανεπιστήμιο Stathclyde της Σκωτίας.

2.3.2 AC/DC/AC Μετατροπείς ως Interface

Η χρησιμοποίηση AC/DC/AC μετατροπέων ως Interface για εφαρμογές PHIL αποτελεί την πιο διαδεδομένη επιλογή από τις τρεις που αναφέραμε προηγούμενα. Συνήθως λειτουργούν ως ενισχυτές τάσης με διαμόρφωση εύρους παλμών και βρίσκονται σε εξειδικευμένα μπλοκ ηλεκτρονικών ισχύος που ονομάζονται PEBB (Power Electronics Building Block). Μέσα στο PEBB βρίσκονται τα διακοπτικά στοιχεία, ρελέ προστασίας, αυτόματοι διακόπτες, ασφάλειες, κάρτες μετατροπής ψηφιακών σημάτων, τα μετρητικά όργανα κ.α. Αυτά τα PEBB κατασκευάζονται τις περισσότερες φορές αποκλειστικά για την εφαρμογή PHIL που προορίζονται να εξυπηρετήσουν, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι δεν υπάρχει δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης τους σε άλλη εφαρμογή. Συνήθως οι δυνατότητες τους είναι τέτοιες που μπορούν να εξυπηρετήσουν ιδιαίτερες απαιτήσεις σε ευρύ φάσμα εφαρμογών. Επίσης η ανάπτυξη ολοένα και πιο εξελιγμένων τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), τεχνικών ελέγχου τάσης και ρεύματος και η βελτίωση των δυνατοτήτων των ημιαγωγικών στοιχείων έχει οδηγήσει σε αρτιότερο έλεγχο των μετατροπέων AC/DC/AC και τους έχει καταστήσει πολύτιμο εργαλείο για όλες τις εφαρμογές PHIL και όχι μόνο.

Πολλά πειράματα PHIL έχουν πραγματοποιηθεί με χρήση μετατροπέα ως Interface (ένα τέτοιο θα πραγματοποιηθεί και στο ΕΜΠ). Ενδεικτικά παραθέτουμε το εντυπωσιακό PHIL που πραγματοποιήθηκε στο Πανεπιστήμιο της Florida των ΗΠΑ [3].

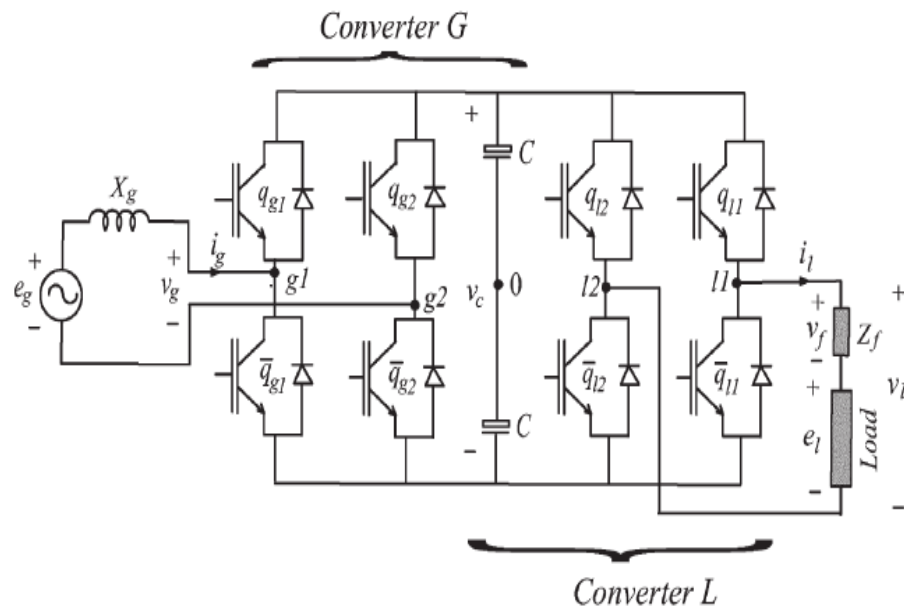
3. AC/DC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

3.1 Συμβατικός Μονοφασικός AC/DC/AC Μετατροπέας

Ένας AC/DC/AC μετατροπέας ηλεκτρονικών ισχύος σε γενικές γραμμές δέχεται ηλεκτρική ισχύ από ένα εναλλασσόμενο σύστημα και τη μετατρέπει, προκειμένου να μεταφερθεί σε άλλο εναλλασσόμενο σύστημα με κυματομορφές διαφορετικής συχνότητας, πλάτους και φάσης. Μπορούν να είναι μονοφασικοί ή τριφασικοί ανάλογα με το σύστημα που εξυπηρετούν. Οι μετατροπείς αυτοί που χρησιμοποιούνται για τη ρύθμιση της τάσης σε ένα φορτίο και σε σταθερή συχνότητα, συνήθως αποκαλούνται ρυθμιστές τάσης. Αυτή η ρύθμιση, επιτυγχάνεται κυρίως μέσω του ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων της διάταξης (IGBTs, GTOs κ.α). Αποτελούνται από έναν ανορθωτή πλήρους γέφυρας κι έναν αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Ο ανορθωτής αρχικά μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή κι έπειτα ο αντιστροφέας, μετατρέπει τη συνεχή αυτή τάση εκ νέου σε εναλλασσόμενη με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Οι μετατροπείς αυτοί χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο της τάσης ή του ρεύματος ενός φορτίου, σε διατάξεις βιομηχανικής ή οικιακής θέρμανσης, στην ομαλή εκκίνηση κινητήρων επαγωγής, στον έλεγχο θερμοκρασίας και ταχύτητας κινητήρων, στην αλλαγή των tap των μετασχηματιστών, στη διασύνδεση ανεμογεννητριών με το δίκτυο καθώς και σε διατάξεις διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Πολύ σημαντική επίσης είναι η χρήση τους ως UPS (Uninterruptible Power Supply) για την τροφοδότηση πολύ σημαντικών φορτίων που δεν είναι αποδεκτή η απότομη διακοπή της λειτουργίας τους εξαιτίας κάποιου σφάλματος του δικτύου

Ο συμβατικός μονοφασικός AC/DC/AC μετατροπέας (ή απλά AC/AC) φαίνεται στο σχήμα 3.1. Τον ονομάζουμε συμβατικό γιατί είναι η διάταξη που κυριαρχεί στη χρήση AC/AC μετατροπέων στις μέρες μας και τον ξεχωρίζουμε μ'αυτό τον τρόπο από τον μετατροπέα τριών κλάδων, τη λειτουργία του οποίου περιγράφουμε στο κεφάλαιο 3.2. Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από μία μονοφασική ανόρθωση πλήρους γέφυρας και έναν μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Διαθέτει 8 διακοπτικά στοιχεία (2 σε κάθε κλάδο). Επίσης διαθέτει έναν κλάδο με δύο πυκνωτές σε σειρά που αποτελούν το λεγόμενο dc-link. Για να έχουμε ημιτονοειδή ρεύματα εισόδου και αμφίδρομη ροή ισχύος στον μετατροπέα, ο αντιστροφέας και ο ανορθωτής συνδέονται με το dc-link και ασκείται σ'αυτούς έλεγχος PWM(διαμόρφωση εύρους παλμών). Ο PWM ανορθωτής ελέγχεται έτσι ώστε να τραβάει ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου συμφασικό (ή μη συμφασικό ανάλογα με την κατεύθυνση της ισχύος) με την φασική τάση εισόδου. Στη συνέχεια ο PWM αντιστροφέας ελέγχεται να παράγει την επιθυμητή τάση εξόδου. Εξαιτίας του dc

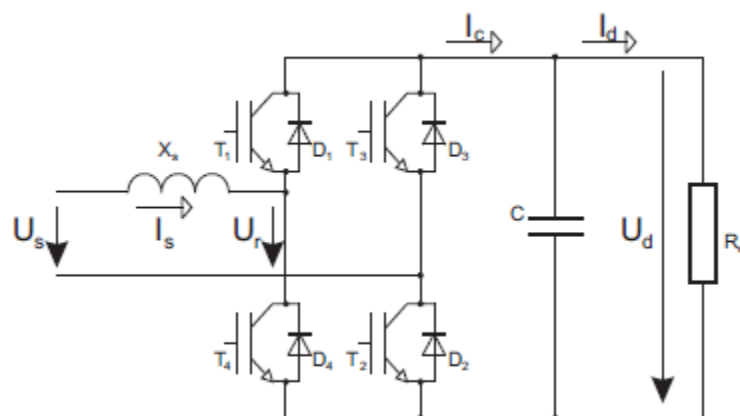
link οι αλγόριθμοι ελέγχου για τον αντιστροφέα και τον ανορθωτή μπορεί να είναι ανεξάρτητοι [10].



Σχήμα 3.1 Μονοφασικός AC/DC/AC μετατροπέας

3.1.1 Μονοφασικός Ανορθωτής με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM rectifiers)

Υπάρχουν δύο τύποι ανορθωτών με διαμόρφωση εύρους παλμών, οι ανορθωτές πηγής τάσης και οι ανορθωτές πηγής ρεύματος. Οι διατάξεις αυτές είναι παρόμοιες τοπολογικά με τους PWM αντιστροφείς αλλά αυτό που τους ξεχωρίζει είναι η κατεύθυνση της ροής ισχύος. Ο PWM ανορθωτής πηγής τάσεως (σχήμα 3.2) υλοποιείται συνήθως με IGBTs που αποτελεί το πλέον δημοφιλές διακοπτικό στοιχείο ισχύος στις μέρες μας. Η μονοφασική παροχή της εισόδου που συνοδεύεται από φίλτρα εισόδου που χρησιμοποιούν πυκνωτές και πηνία αποτελεί την πηγή τάσεως του ανορθωτή.

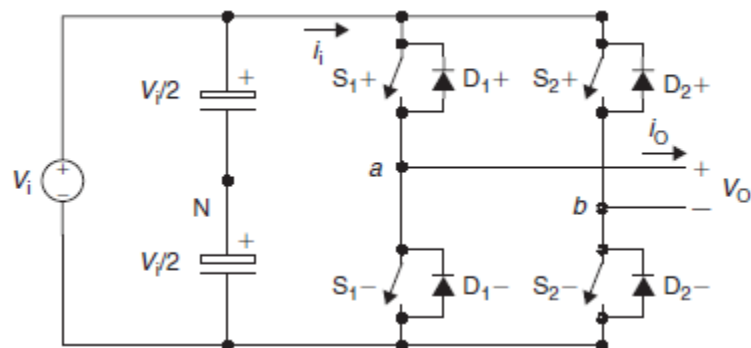


Σχήμα 3.2 Μονοφασικός PWM ανορθωτής πηγής τάσης

Ένας ανορθωτής που ελέγχεται με τη μέθοδο PWM καταναλώνει ρεύμα καθορισμένου σχήματος που συνήθως επιλέγεται να είναι ημιτονοειδές. Δουλεύει με μια δεδομένη διαφορά φάσης μεταξύ του καταναλισκόμενου ρεύματος και της τάσης παροχής. Επίσης ο συντελεστής ισχύος του είναι ελέγξιμος και δεν αποτελεί πρόβλημα για το δίκτυο παροχής. Για σωστή λειτουργία οι ανορθωτές πηγής τάσης απαιτούν μεγαλύτερη τάση στην DC πλευρά, από το μέγιστο της τάσης παροχής. Για να έχουμε στην έξοδο των ανορθωτών χαμηλότερη τάση από το μέγιστο της τάσης του δικτύου πρέπει να αυξήσουμε την κατανάλωση της αέργου ισχύος της διάταξης. Επίσης απαιτούν πολύ ισχυρό μικροεπεξεργαστή για τον έλεγχο τους και παρουσιάζουν ομαλότερη τάση εξόδου από τους αντίστοιχους ανορθωτές πηγής ρεύματος. Στόχος του PWM ελέγχου αυτών των ανορθωτών είναι να εξαλείψουν τις αρμονικές παραμορφώσεις που μπορεί να επηρεάσουν το κεντρικό δίκτυο [11].

3.1.2 Μονοφασικός αντιστροφέας με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM inverter)

Οι αντιστροφείς διακρίνονται και αυτοί σε δύο βασικές τοπολογίες, τους αντιστροφείς πηγής τάσεως και τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος. Οι αντιστροφείς πηγής τάσεως λαμβάνουν DC τάση την οποία μετατρέπουν σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας. Ιδανικά οι αντιστροφείς πηγής τάσεως απαιτούν στην είσοδο τους μια σθεναρή πηγή τάσης, με μηδενική αντίσταση εισόδου, στο ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin της, ικανή να παρέχει όποιο ρεύμα της ζητηθεί διατηρώντας σταθερό το επίπεδο της τάσης. Σε αυτή την περίπτωση η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν εξαρτάται από την διακύμανση του φορτίου αλλά αποκλειστικά από τις εντολές ελέγχου. Η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα συνήθως λαμβάνεται από κάποια ανορθωτική διάταξη (ελεγχόμενη ή μη). Τα διακοπτικά στοιχεία είναι κατά κύριο λόγο IGBTs ή MOSFETs ισχύος που παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα λόγω της DC τάσης. Η χρήση του PWM ελέγχου βοηθάει στη μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου και δίνει στο σύστημα καλύτερη δυναμική απόκριση.



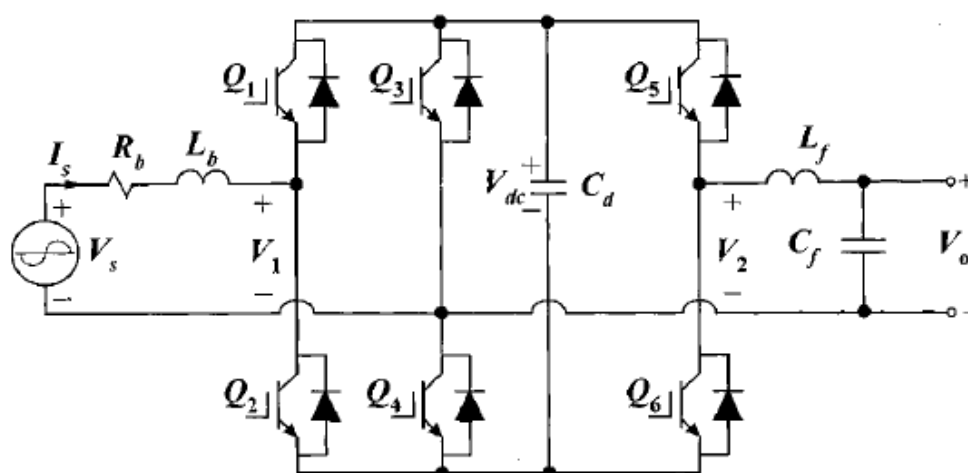
Σχήμα 3.3 Μονοφασικός PWM αντιστροφέας πηγής τάσης

3.2 Μονοφασικός AC/DC/AC μετατροπέας 3 κλάδων

Στις μέρες μας γίνεται όλο και πιο σημαντική η απαίτηση για παροχή υψηλής ποιότητας ισχύος από τις εναλλασσόμενες πηγές, ειδικά όταν πρόκειται να τροφοδοτηθούν ευαίσθητα φορτία. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να αυξηθεί η ανάγκη, για ποιοτικές πηγές τάσης, για το αρμονικό περιεχόμενο, το θόρυβο και την σταθερότητα της τάσης στα συστήματα παροχής ηλεκτρικής ενέργειας. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί πάρα πολλές τοπολογίες μονοφασικών μετατροπέων ρύθμισης τάσης. Οι κατατμητές ελεγχόμενης φάσης (με thyristors) είχαν αναπτυχθεί παλαιότερα σε παρα πολλές εφαρμογές εξαιτίας της απλότητας του ελέγχου τους και του χαμηλού τους κόστους. Όμως οι σημαντικές αρμονικές που περιείχονταν τόσο στην τάση όσο και στο ρεύμα εξόδου τους, καθώς και η ασυνέχεια στη ροή ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις οδήγησαν στην ανάπτυξη άλλων τοπολογιών. Η κυρίαρχη και πιο συχνά απαντούμενη τοπολογία φαίνεται στο σχήμα 3.1

Η τοπολογία αυτή προσφέρει την δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος, εξαιτίας των αντιπαράλληλων διόδων των IGBTs και μικρή αρμονική παραμόρφωση στην έξοδο. Παρ' όλα αυτά ο μετατροπέας αυτός παρουσιάζει δυσκολίες στον έλεγχο του, λόγω των 8 διακοπτικών στοιχείων που πρέπει να οδηγηθούν. Επίσης έχει υψηλό κόστος και μεγάλο μέγεθος.

Για την αντιμετώπιση των προβλημάτων αυτών το 2001 προτάθηκε η τοπολογία του σχήματος 3.4 για λειτουργία μετατροπέα ρύθμισης τάσης [12]. Τις περισσότερες φορές αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως μονοφασικός AC/AC μετατροπέας με τρία «πόδια» ή 3 «βραχίονες» (ac/ac converter three leg(or arm)) εξαιτίας των 3 κλάδων με IGBTs που διαθέτει και προκειμένου να ξεχωρίζει από τη συμβατική τοπολογία, που διαθέτει 4 κλάδους και 8 IGBTs. Χρησιμοποιείται ακριβώς όπως και ο συμβατικός μετατροπέας και με κατάλληλο έλεγχο παρουσιάζει τις ίδιες δυνατότητες παροχής ισχύος και τάσης.



Σχήμα 3.4 Μονοφασικός AC/AC μετατροπέας με 3 κλάδους

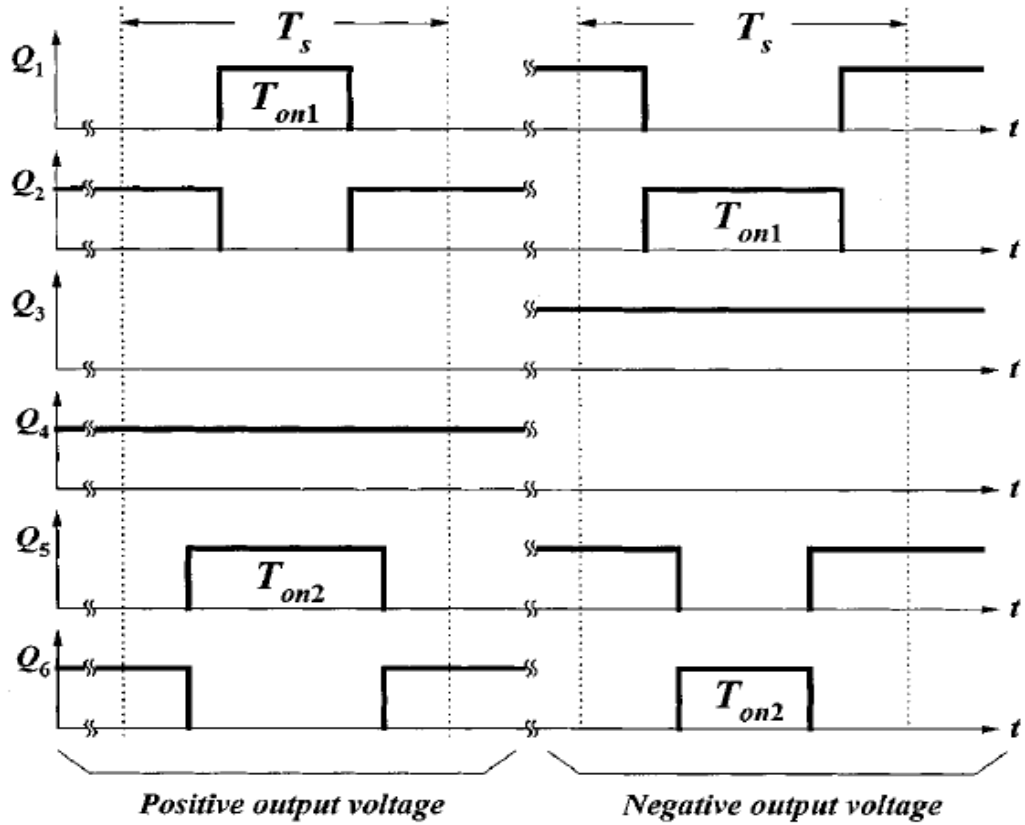
Ο κεντρικός κλάδος(leg) που αποκαλείται κοινός κλάδος και περιλαμβάνει τους διακόπτες Q_3 και Q_4 χρησιμοποιείται και για τη λειτουργία της ανόρθωσης και για την λειτουργία του αντιστροφέα ταυτόχρονα. Το πιο εντυπωσιακό στοιχείο αυτής της διάταξης είναι ότι μπορεί να δημιουργηθεί από ένα μόνο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα που κυκλοφορεί ευρέως στην αγορά, διατηρώντας όμως τις ιδιότητες της διάταξης του σχήματος 3.1. Οι διακόπτες ελέγχονται με τη μέθοδο PWM(διαμόρφωση εύρους παλμών) με στόχο τη δημιουργία της τάσης εξόδου και του ρεύματος εισόδου σύμφωνα με τις τιμές αναφοράς που έχουν τεθεί. Η αυτεπαγωγή L_b παρέχει ενίσχυση της τάσης και η σύνθετη αντίσταση Z_f παρέχει το φιλτράρισμα της τάσης εξόδου.Οι δύο πυκνωτές C στο επικαλούμενο dc-link (σημείο όπου η τάση είναι σταθερή V_{dc}) λειτουργούν ως πηγή dc τάσης ενώ παράλληλα φιλτράρουν την έξοδο της ανόρθωσης. Οι αρχές λειτουργίας της διάταξης αυτής μπορούν να συνοψιστούν παρακάτω:

1. Οι τάσεις V_1 (είσοδος του ανορθωτή) και V_2 (έξοδος του αντιστροφέα) έχουν πάντα την ίδια πολικότητα
2. Οι συχνότητες των V_1 και V_2 είναι επίσης ίδιες
3. Τα δύο IGBTs κάθε κλάδου δεν μπορεί να άγουν ταυτόχρονα
4. Οι πολικότητες των V_1 και V_2 καθορίζονται από την κατάσταση αγωγής (ON-OFF) των διακοπτών Q_3 και Q_4 Όταν το Q_3 είναι κλειστό(ON) οι τάσεις είναι αρνητικές ή μηδέν ενώ όταν το Q_4 είναι κλειστό τότε οι τάσεις είναι θετικές ή μηδέν.
5. Τα πλάτη της θεμελιώδους συνιστώσας των V_1 και V_2 καθορίζονται απευθείας από τον λόγο αγωγής (duty ratio) των Q_1 και Q_3 για θετική πολικότητα και από το duty ratio των Q_2 και Q_6 για αρνητική πολικότητα.

Σύμφωνα με τους παραπάνω κανόνες, η διακοπτική ακολουθία και οι καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα δίνονται στα σχήματα 3.5 και 3.6 αντίστοιχα. Στο σχήμα 3.5 ο χρόνος T_s αντιπροσωπεύει την περίοδο του υψίσυχνου φέροντος σήματος και τα T_{on1} και T_{on2} είναι οι χρόνοι αγωγής του ανορθωτή και του αντιστροφέα αντίστοιχα. Με βάση αυτά προκύπτουν τα duty ratios για τον ανορθωτή(d_R) και τον αντιστροφέα (d_I) :

$$d_R = \frac{T_{on1}}{T_s}, \quad d_I = \frac{T_{on2}}{T_s} \quad (3.1)$$

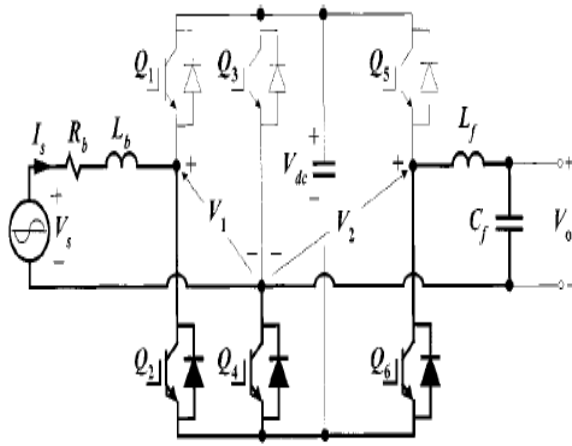
Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα οι πολικότητες και τα duty ratios του ανορθωτή και του αντιστροφέα καθορίζονται από τους άνω διακόπτες κάθε κλάδου. Στο σχήμα 3.7 φαίνεται το ηλεκτρικό κύκλωμα του αντιστροφέα για κάθε διακοπτική κατάσταση προκειμένου να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία της διάταξης.



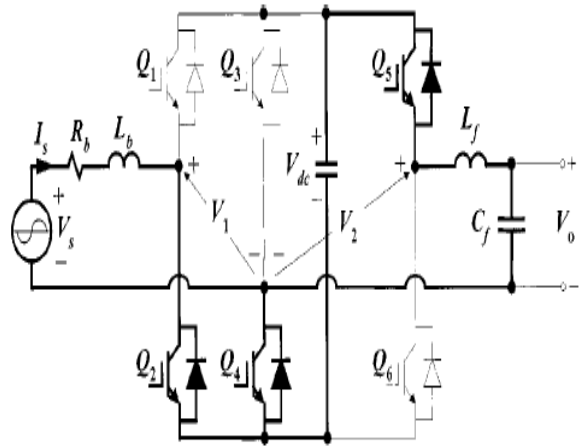
Σχήμα 3.5 Διακοπτική ακολουθία

Mode	Q_1	Q_3	Q_5	V_1	V_2
1	OFF	OFF	OFF	0	0
2	OFF	OFF	ON	0	V_{dc}
3	ON	OFF	OFF	V_{dc}	0
4	ON	OFF	ON	V_{dc}	V_{dc}
5	OFF	ON	OFF	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
6	OFF	ON	ON	$-V_{dc}$	0
7	ON	ON	OFF	0	$-V_{dc}$
8	ON	ON	ON	0	0

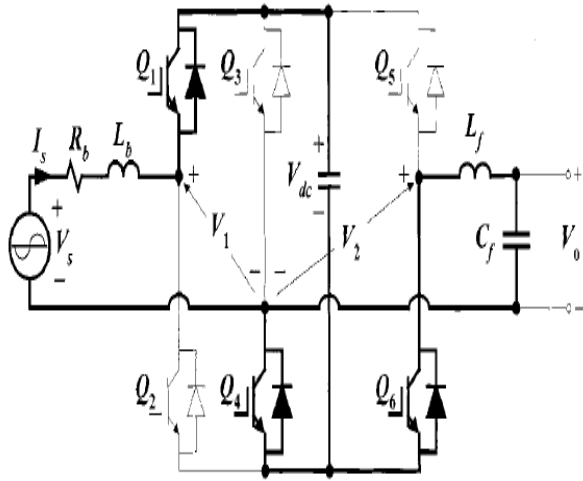
Σχήμα 3.6 Καταστάσεις του μετατροπέα και τάσεις εισόδου-εξόδου



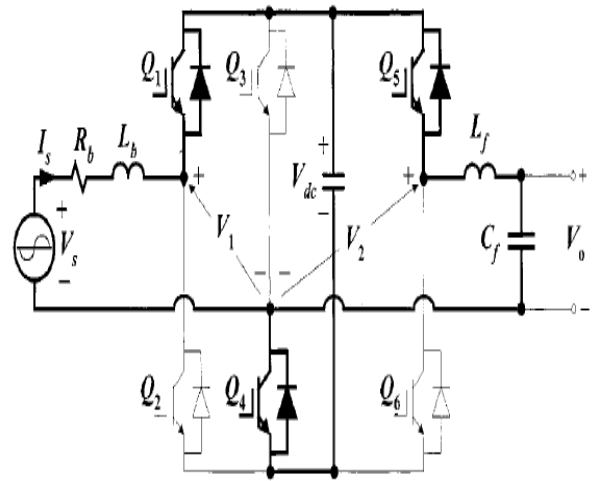
(a)



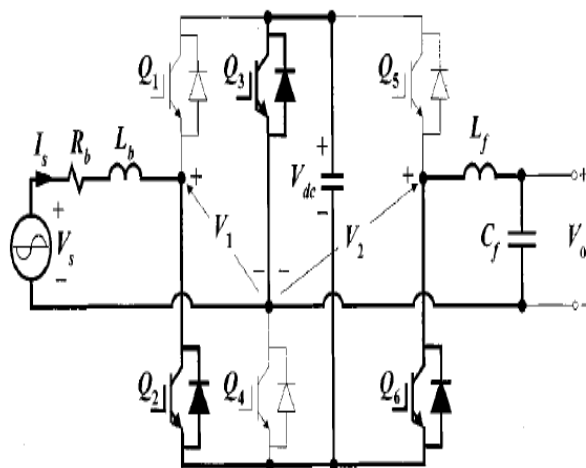
(b)



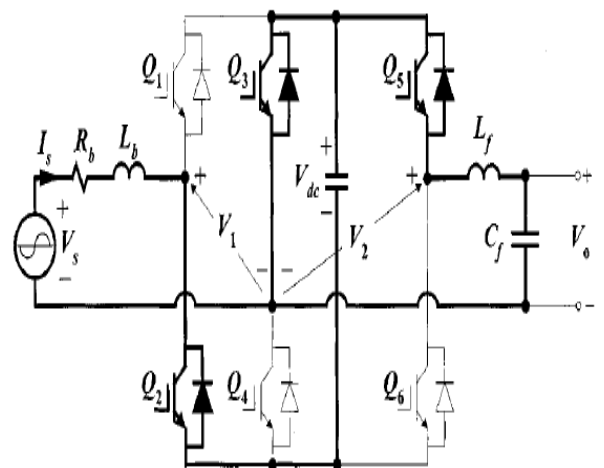
(c)



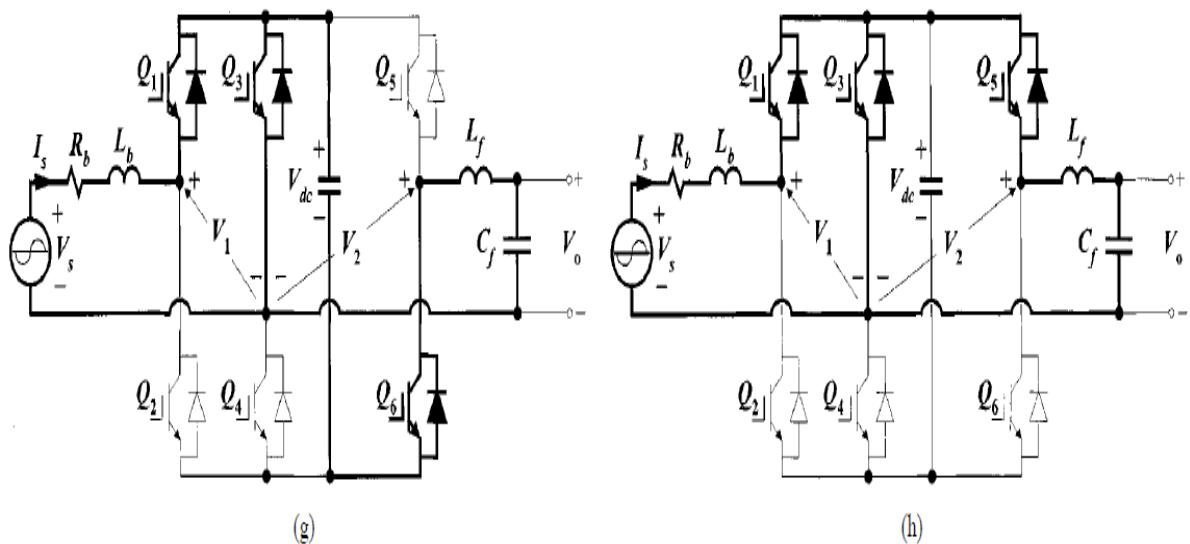
(d)



(e)



(f)

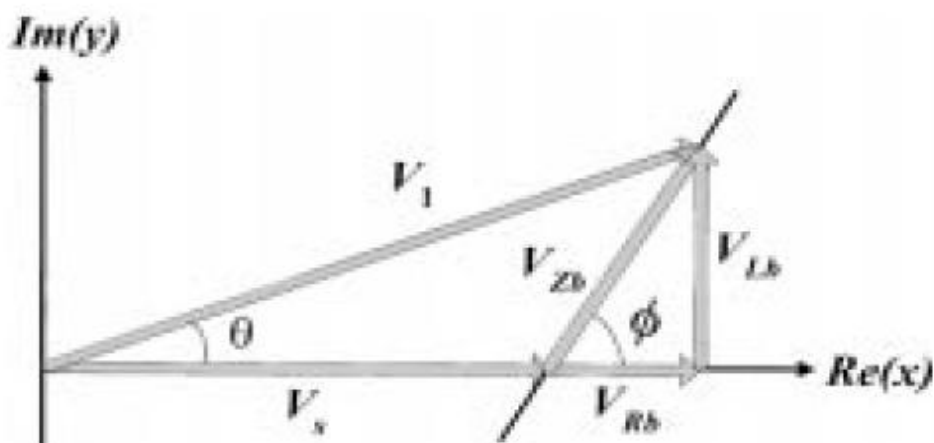


Σχήμα 3.7 (a)Κατάσταση 1 (b)Κατάσταση 2 (c)Κατάσταση 3 (d)Κατάσταση 4
(e)Κατάσταση 5 (f)Κατάσταση 6 (g)Κατάσταση 7 (h)Κατάσταση 8

3.2.1 Έλεγχος του συντελεστή ισχύος

Παραδοσιακά η μετατροπή μιας εναλλασσόμενης τάσης πραγματοποιούταν κυρίως από ανορθωτές ελεγχόμενης φάσης ή από παθητικούς ανορθωτές διόδων. Όμως το ρεύμα που τραβάνε αυτοί οι ανορθωτές δεν είναι ιδανικό με αποτέλεσμα να δημιουργούνται πολυάριθμα προβλήματα για τα δίκτυα διανομής και για τα γειτονικά στον ανορθωτή, ηλεκτρικά συστήματα. Τέτοια προβλήματα είναι οι μεγάλες αρμονικές του ρεύματος εισόδου, ο μικρός συντελεστής ισχύος εισόδου, η χαμηλή απόδοση του ανορθωτή, η κυμάτωση της εναλλασσόμενης πηγής τάσης και οι μεγάλες άεργες συνιστώσες. Οπότε ο κατάλληλος ανορθωτής πρέπει να είναι αυτός που θα τραβάει καθαρό ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Γι'αυτό κι ένα από τα σημαντικότερα πεδία αυτή τη στιγμή στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ο έλεγχος του συντελεστή ισχύος των ανορθωτών [13]. Τέτοιου είδους ανορθωτές, λοιπόν χρησιμοποιούνται σε βιομηχανικές και εμπορικές εφαρμογές και ένας τέτοιος είναι κι αυτός που ανήκει στον μετατροπέα της διάταξης που παρουσιάζουμε σε αυτό το κεφάλαιο. Όμως επειδή ο ανορθωτής του μετατροπέα αυτού παρουσιάζει την ιδιαιτερότητα να μοιράζεται ένα κοινό κλάδο με τον αντιστροφέα, πρέπει να ακολουθηθεί ιδιαίτερη στρατηγική στη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου του συντελεστή ισχύος του. Αυτή η στρατηγική περιγράφεται στη συνέχεια.

Εάν θεωρήσουμε ότι ο ανορθωτής λειτουργεί με έλεγχο ρύθμισης του συντελεστή ισχύος και η τάση εισόδου του V_1 ελέγχεται ακαριαία, το διάγραμμα των φασιθετών κάθε συνιστώσας τάσης του ανορθωτή φαίνεται στο σχήμα 3.8



Σχήμα 3.8 Διάγραμμα φασιθετών

Στο σχήμα αυτό τα V_{Rb} , V_{Lb} και V_{zb} είναι οι πτώσεις τάσης στην αντίσταση, στην αυτεπαγωγή και στην σύνθετη αντίσταση της εισόδου του ανορθωτή αντίστοιχα. Η γωνιακή συχνότητα της πηγής είναι ω και η γωνία της σύνθετης αντίστασης της εισόδου του ανορθωτή είναι ϕ . Στο συγκεκριμένο διάγραμμα των φασιθετών πρέπει επίσης να τονιστεί, ότι αναπαρίσταται η περίπτωση μεταφοράς ισχύος από την εναλλασσόμενη πηγή προς το φορτίο. Όταν η ισχύς ακολουθεί την αντίθετη διαδρομή, δηλαδή από το φορτίο προς την πηγή, οι φασιθέτες V_1 και V_{zb} βρίσκονται κάτω από τον άξονα των πραγματικών. Οι δύο αυτές περιπτώσεις δείχνουν και την ικανότητα αμφίδρομης ροής ισχύος του μετατροπέα που παρουσιάζουμε. Από το διάγραμμα επίσης είναι φανερό ότι επειδή η τάση παροχής και το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή, όταν χρησιμοποιείται έλεγχος του συντελεστή ισχύος, βρίσκονται σε φάση, η τάση V_{zb} πάντα προηγείται της τάσης V_1 κατά γωνία ϕ . Αν αγνοήσουμε την αντίσταση εισόδου τότε η διαφορά φάσης των V_{zb} και V_s (τάση της πηγής) θα είναι 90° . Συμπερασματικά, για να μπορούμε να έχουμε το ρεύμα εισόδου σε φάση με την τάση της πηγής πρέπει, η τάση V_1 να ελέγχεται ώστε να βρίσκεται πάντα στην ευθεία

$$y = \frac{\omega L_b}{R_b} (x - V_s) \quad (3.2)$$

Όπου x είναι ο πραγματικός άξονας και y ο φανταστικός. Άρα το πλάτος και η φάση της τάσης V_1 συναρτήσει της μεταβλητής y , προκειμένου να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, γράφεται ως εξής:

$$|V_1| = \sqrt{\left(\frac{R_b}{\omega L_b} y + V_s\right)^2 + y^2} \quad (3.3)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{y}{\left(\frac{R_b}{\omega L_b} + V_s\right)} \right] \quad (3.4)$$

Όπου αν υποθέσουμε ότι η αρχική γωνία της τάσης V_s είναι θ_0 τότε, θ είναι η γωνία καθυστέρησης της τάσης εισόδου του ανορθωτή V_1 . Έτσι ο φασιθέτης V_1 μπορεί να βρεθεί επιλέγοντας μια τιμή για το y . Στη συνέχεια πρέπει να βρεθεί το duty ratio dR από την ακόλουθη σχέση:

$$d_R = \frac{|V_1|}{V_{dc}} \quad (3.5)$$

Με αυτό το duty ratio και δίνοντας τιμή του ρεύματος αναφοράς σαν εντολή, ο ανορθωτής μπορεί να λειτουργήσει με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και με ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου. Από την εξίσωση (3.5) φαίνεται ότι, για να διασφαλιστεί η ομαλή λειτουργία με $d_R \leq 1$, πρέπει η απόλυτη τιμή του αθροίσματος των τάσεων V_s και V_{zb} , να είναι ίση ή μικρότερη από την τάση V_{dc} .

3.2.2 Ρύθμιση της τάσης εξόδου

Ο PWM αντιστροφέας είναι απαραίτητος για να κατασκευαστεί ημιτονοειδή κυματομορφή τάσης στην έξοδο της διάταξης με διαφορετικούς τύπους φορτίων. Από τη στιγμή που ο PWM αντιστροφέας παίζει τόσο σημαντικό ρόλο στην μετατροπή της dc τάσης σε ac, η απόδοση ενός AC/AC μετατροπέα εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό, από τη σχεδίαση του ελεγκτή του αντιστροφέα του. Προκειμένου να ελαχιστοποιήσουμε την αρμονική παραμόρφωση της κυματομορφής της τάσης εξόδου έχουν προταθεί πολλές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών [14]. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας έχει την δυνατότητα να λειτουργήσει με όλες τις τεχνικές PWM. Αρχικά θα μπορούσαμε να αναφέρουμε την ημιτονοειδή PWM τεχνική που είναι η πιο απλή προκειμένου να κατανοηθεί σε πρώτο επίπεδο η λειτουργία του μετατροπέα. Σε αυτή την περίπτωση λοιπόν, γνωρίζοντας ότι το duty ratio d_1 είναι ανάλογο με το πλάτος της τάσης εξόδου με ευκολία προκύπτει ότι

$$|V_2| = d_1 * V_{dc} \quad (3.6)$$

Επίσης, επειδή η φάση της τάσης V_1 καθορίζεται από τη σχέση (3.4) και οι τάσεις V_1 και V_2 πρέπει να είναι συμφασικές, το πλάτος και η φάση της τάσης εξόδου βρίσκεται με ευκολία από τις σχέσεις (3.4) και (3.6).

3.2.3 Πυκνωτής του φίλτρου εξόδου

Το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα του AC/AC μετατροπέα τριών κλάδων χρησιμοποιείται για να εξαλείψει τις αρμονικές συνιστώσες της τάσης εξόδου. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για να βελτιώσει την επίδοση και το κόστος του φίλτρου εξόδου. Περιλαμβάνει, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.4, την αυτεπαγωγή L_f και τον ac πυκνωτή C_f . Προκειμένου να μειωθεί σημαντικά το μέγεθος και το κόστος του ac πυκνωτή, χρησιμοποιείται μία διάταξη που αποτελείται από δύο dc πυκνωτές και δύο διόδους, η λειτουργία της οποίας εξηγείται στη συνέχεια.

Είναι ευρέως γνωστό ότι η χωρητικότητα ενός πυκνωτή είναι ανάλογη της επιφάνειας των ηλεκτροδίων του S και της διηλεκτρικής αγωγιμότητας ϵ , καθώς και αντιστρόφως ανάλογη της απόστασης των ηλεκτροδίων του.

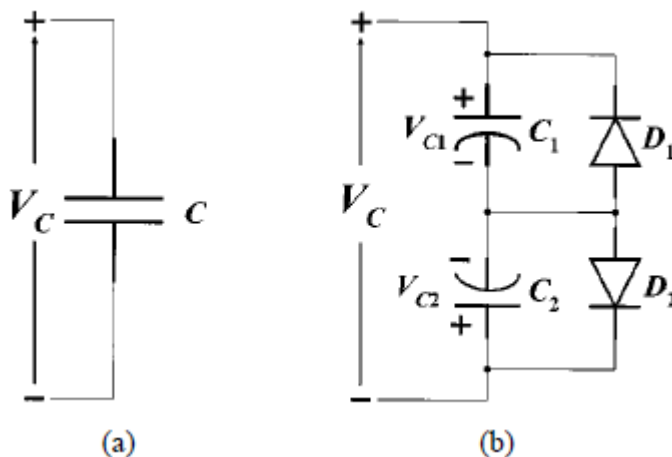
$$C = \epsilon \frac{S}{d} \quad (3.7)$$

Από όλες αυτές τις παραμέτρους ο κύριος συντελεστής που καθορίζει την χωρητικότητα γενικά είναι η απόσταση d . Στους ac πυκνωτές εξαιτίας του γεγονότος της κατασκευής των ηλεκτροδίων από μέταλλο, η απόσταση των ηλεκτροδίων

αυξάνεται για να μπορεί το διηλεκτρικό να τα διατηρήσει μονωμένα. Αντίθετα στους dc πυκνωτές επειδή κατασκευάζονται από ημιαγώγιμα στοιχεία p-n έγχυσης, η απόσταση των δύο ηλεκτροδίων μπορεί να είναι σημαντικά μικρότερη από την αντίστοιχη του ac πυκνωτή, με αποτέλεσμα να έχουμε ιδανικό μέγεθος και μειωμένο κόστος. Όμως οι dc πυκνωτές εμφανίζουν το μειονέκτημα της μη δυνατότητας εφαρμογής ανάστροφης τάσης κάτι το οποίο είναι σημαντικό για τον μετατροπέα των 3 κλάδων.

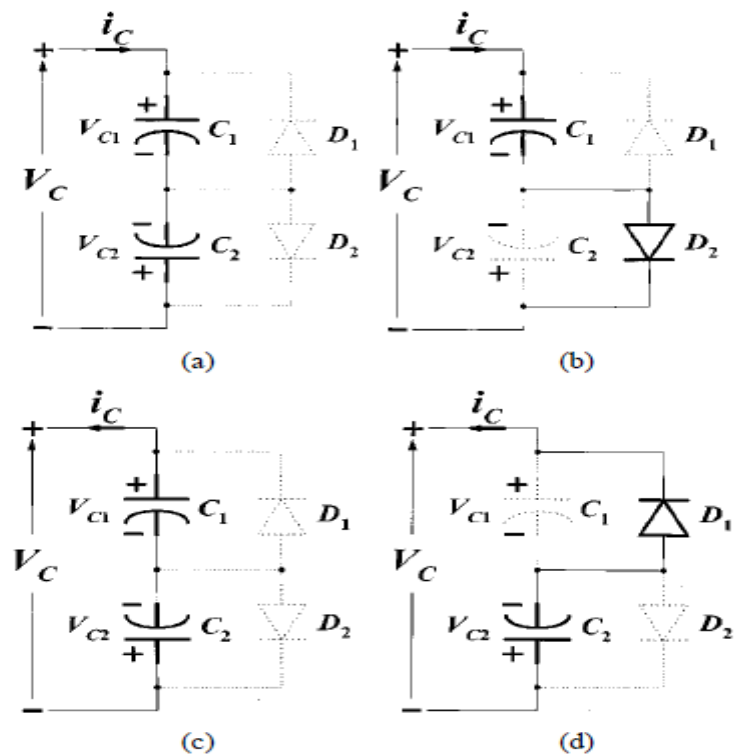
Στο σχήμα 3.9 φαίνεται ο συμβατικός ac πυκνωτής καθώς και ο ac πυκνωτής, που προτείνεται για τη διάταξη του μετατροπέα 3 κλάδων, με δύο dc πυκνωτές και δύο διόδους. Στο σχήμα, φαίνεται πως δύο dc πυκνωτές C_1 και C_2 συνδέονται σε σειρά και σε διαφορετικές κατευθύνσεις, όπου κάθε πυκνωτής έχει την ίδια χωρητικότητα με αυτή που θα είχε ένας συμβατικός ac πυκνωτής. Για να αντέξουν την ανάστροφη τάση, που θα εφαρμόζεται είτε στον επάνω είτε στον κάτω πυκνωτή (ανάλογα με την πολικότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα), συνδέουμε παράλληλα με αυτούς διόδους. Η τάση V_C κατά μήκος του προτεινόμενου ac πυκνωτή θα είναι

$$V_C = V_{C1} - V_{C2} \quad (3.8)$$



Σχήμα 3.9 (α)Συμβατικός ac πυκνωτής (β)Προτεινόμενος ac πυκνωτής

Εαν η πολικότητα της τάσης και η κατεύθυνση του ρεύματος, του προτεινόμενου ac πυκνωτή, θεωρηθεί θετική και ισχύει ότι $V_{C2} > V_{C1}$ (σχήμα 3.10 (a)) τότε η τάση V_{C1} αρχίζει να αυξάνεται και η τάση V_{C2} αρχίζει να μειώνεται εξαιτίας της θετικής ροής του ρεύματος. Όταν η V_{C2} γίνει μηδέν η διαδρομή του ρεύματος αλλάζει και γίνεται πλέον μέσω της διόδου D_2 αντί του πυκνωτή C_2 , ενώ γίνεται $V_C = V_{C1}$ (σχήμα 3.10(b)). Με παρόμοιο τρόπο αν το ρεύμα έχει την αρνητική φορά η V_{C1} αρχίζει να μειώνεται και η V_{C2} αρχίζει να αυξάνεται. Όταν η V_{C1} μειωθεί στο μηδέν η ροή του ρεύματος γίνεται διαμέσου της διόδου D_1 και ισχύει $V_C = V_{C2}$. Αυτές οι λειτουργίες φαίνονται στο σχήμα 3.10 (c) και 3.10 (b).



Σχήμα 3.10 Λειτουργία του ac πυκνωτή

3.3 Απώλειες ισχύος στον μονοφασικό AC/DC/AC μετατροπέα 3 κλάδων

Νωρίτερα παρουσιάσαμε την λειτουργία του μονοφασικού AC/AC μετατροπέα 3 κλάδων, καθώς και τις βασικές ιδιαιτερότητες που παρουσιάζει η διάταξη σε σχέση με τον συμβατικό μονοφασικό μετατροπέα με 4 κλάδους. Σ' αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια προσπάθεια ανάλυσης των απωλειών ισχύος της διάταξης σύμφωνα με το μοντέλο που αναπτύχθηκε στο [15] και αφορά PWM έλεγχο της διάταξης. Μετά την πρόταση για χρησιμοποίηση της διάταξης μονοφασικού μετατροπέα με 3 κλάδους, παρατηρήθηκε ότι ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα της τοπολογίας είναι ότι παρουσιάζει μειωμένες απώλειες ισχύος, σε σχέση με τη συμβατική διάταξη, εξαιτίας του κοινού κλάδου που χρησιμοποιείται ταυτόχρονα και για τον ανορθωτή και για τον αντιστροφέα. Στη συνέχεια υπολογίζουμε αναλυτικά τις απώλειες ισχύος για τον πρώτο κλάδο (όμοια μπορεί να βρεθεί και για τους υπόλοιπους) θεωρώντας ότι η τάση εισόδου του μετατροπέα ισούται με την τάση εξόδου του.

3.3.1 Απώλειες αγωγής

Θεωρώντας το μοντέλο V-R (Voltage-Resistor) για τον διακόπτη και την αντιπαράλληλη δίοδο, όπου θεωρούμε ότι αντικαθίστανται από την αντίσταση που εμφανίζει ο διακόπτης καθώς άγει και μια πηγή τάσης ίση με την πτώση τάσης στον ημιαγωγό, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 3.11 (a), μπορούμε να υπολογίσουμε τις

απώλειες αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Στο σχήμα 3.8 (b) μπορούμε να δούμε και την V-I χαρακτηριστική του μοντέλου.

Όταν ο διακόπτης ή η διάοδος άγει και ρέει ρεύμα $i(t)$, οι απώλειες ισχύος δίνονται από την παρακάτω σχέση.

$$P_{V-R} = \frac{1}{T} \int_0^T \{ri^2(t) + V_B i(t)\} dt \quad (3.9)$$

Όπου V_B είναι η πτώση τάσης, r η αντίσταση του μοντέλου και T η διακοπτική περίοδος. Αλλάζοντας την (8) έχουμε

$$P_{V-R} = r \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt \right\} + V_B \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \right\} \quad (3.10)$$

Από τη σχέση (9) παρατηρούμε ότι η μέση τιμή του ρεύματος I_{S-AV} και I_{D-AV} και η RMS τιμή του ρεύματος I_{S-RMS} και I_{D-RMS} για τον διακόπτη (S) και τη διάοδο (D) αντίστοιχα, απαιτούνται για τον υπολογισμό των απωλειών ισχύος. Γνωρίζοντας τη λειτουργία της διάταξης όπως αυτή εξηγήθηκε στα σχήματα 3.6 και 3.7 προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τα ρεύματα αυτά.

$$I_{S-AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d_R * I_i \sin \theta d\theta = - \left(\frac{I_i}{2\pi} - \frac{V_1 - E_M}{4V_{dc}} I_i \right) \quad (3.11)$$

$$I_{D-AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} d_R * I_i \sin \theta d\theta = \left(\frac{I_i}{2\pi} + \frac{V_1 - E_M}{4V_{dc}} I_i \right) \quad (3.12)$$

$$I_{S-RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d_R * I_i^2 \sin^2 \theta d\theta} = I_i \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2(V_1 - E_M)}{3\pi V_{dc}}} \quad (3.13)$$

$$I_{D-RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} d_R * I_i^2 \sin^2 \theta d\theta} = I_i \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2(V_1 - E_M)}{3\pi V_{dc}}} \quad (3.14)$$

Όπου d_R είναι το duty ratio του πρώτου κλάδου, I_i είναι το πλάτος του ρεύματος εισόδου, V_1 το πλάτος της τάσης εισόδου, V_{dc} η τάση κατα μήκος του πυκνωτή στο dc link και E_M είναι μια τάση σταθερή και επιλεγόμενη από το σχεδιαστή του ελεγκτή της διάταξης. Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει ότι οι απώλειες ισχύος για κάθε IGBT του πρώτου κλάδου είναι:

$$P_S = V_S I_{S-AV} + r_S I_{S-RMS}^2 \quad (3.15)$$

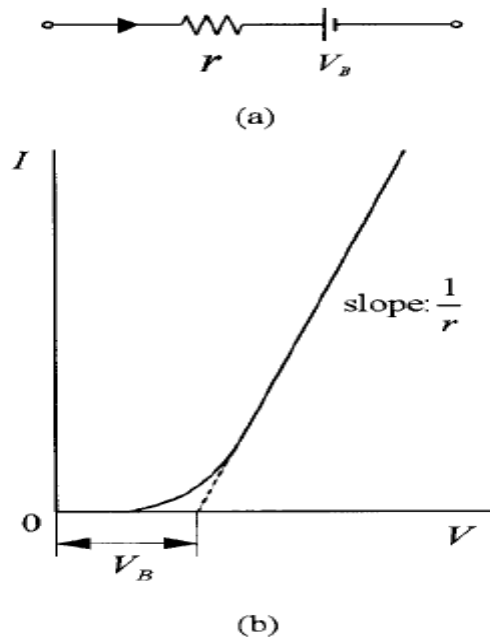
$$P_D = V_D I_{D-AV} + r_D I_{D-RMS}^2 \quad (3.16)$$

Όπου V_S και V_D είναι η πτώσεις τάσης και r_S και r_D οι αντιστάσεις του μοντέλου στον διακόπτη και στη διάοδο αντίστοιχα. Άρα οι απώλειες αγωγής συνολικά για τον πρώτο κλάδο προκύπτουν από τη σχέση:

$$P_{cond-1} = 2(P_D + P_S) \quad (3.17)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες αγωγής του μετατροπέα 3 κλάδων είναι:

$$P_{cond-total} = P_{cond-1} + P_{cond-2} + P_{cond-3} \quad (3.18)$$



Σχήμα 3.11 (α) Μοντέλο V-R για τον διακόπτη και τη δίοδο
(β) V-I χαρακτηριστική

3.3.2 Διακοπτικές απώλειες

Μετά από μετρήσεις που έχουν πραγματοποιηθεί σε διάφορα εργαστήρια πάνω στη διάταξη του μετατροπέα με 3 πόδια έχει ευρεθεί ότι οι διακοπτικές απώλειες ενός IGBT για κάθε μία διακοπτική λειτουργία (ένα ON/OFF) ακολουθούν τον παρακάτω τύπο:

$$P_{SW} = K_1 I_C + K_2 I_C^2 \quad (3.19)$$

Όπου I_C είναι το ρεύμα του IGBT και K_1 και K_2 είναι σταθερές που προκύπτουν από τις μετρήσεις και αλλάζουν ανάλογα με τον τύπο του IGBT που χρησιμοποιείται. Οι συνολικές διακοπτικές απώλειες ενός IGBT σε μια διακοπτική περίοδο μπορούν να ευρεθούν ολοκληρώνοντας την προηγούμενη σχέση. Άρα

$$\begin{aligned} P_{S-SW} &= \frac{f_s}{2\pi} \left\{ \int_0^\pi (K_{S-ON1} i_i + K_{S-ON2} i_i^2) d\theta + \int_0^\pi (K_{S-OFF1} i_i + K_{S-OFF2} i_i^2) d\theta \right\} \\ &= f_s \left\{ \frac{I_1}{\pi} (K_{S-ON1} + K_{S-OFF1}) + \frac{I_1^2}{4} (K_{S-ON2} + K_{S-OFF2}) \right\} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα, K_{S-ON1} , K_{S-ON2} και K_{S-OFF1} , K_{S-OFF2} είναι σταθερές που χαρακτηρίζουν κάθε IGBT και προκύπτουν από σειρά μετρήσεων. Άρα οι συνολικές διακοπτικές απώλειες αν αθροίσουμε όλους τους κλάδους είναι

$$P_{SW-total} = 2(P_{S-SW1} + P_{S-SW2} + P_{S-SW3}) \quad (3.21)$$

3.3.3 Απώλειες Πυρήνα

Απώλειες πυρήνα θεωρούμε τις απώλειες χαλκού και σιδήρου

(α)Απώλειες χαλκού: Αυτές υπολογίζονται από τον τύπο $P_{LC} = r_c I^2$ όπου η αντίσταση r_c είναι συνδεδεμένη σε σειρά στο ισοδύναμο κύκλωμα του διακόπτη και είναι χαρακτηριστική για κάθε IGBT.

(β)Απώλειες σιδήρου: Οι απώλειες σιδήρου μπορούν να χωριστούν σε δύο μέρη, στις απώλειες υστέρησης και στις απώλειες από δινορεύματα. Εάν οι απώλειες υστέρησης είναι ανάλογες προς το τετράγωνο της τάσης τότε θεωρούνται ως αντίσταση συνδεδεμένη παράλληλα r_h . Οι απώλειες από δινορεύματα θεωρούνται κι αυτές ως αντίσταση συνδεδεμένη παράλληλα r_e . Από αυτά προκύπτει ότι η θεμελιώδης συνιστώσα των απωλειών σιδήρου είναι:

$$P_{LI1} = \left(\frac{1}{r_h} + \frac{1}{r_e} \right) \omega^2 I^2 L^2 \quad (3.22)$$

Οι απώλειες δινορευμάτων όμως είναι κυρίαρχες στη διακοπτική συχνότητα επειδή η r_h είναι πολύ μεγαλύτερη της r_e . Έτσι η αρμονική συνιστώσα των απωλειών σιδήρου μπορεί να εκφραστεί από την παρακάτω σχέση:

$$P_{LIH} = \frac{1}{\pi r_e} \int_0^\pi (e_i - e_{12})^2 d\theta = \frac{E_i^2}{r_e} \left(\frac{2V_{dc}}{\pi E_i} - \frac{1}{2} \right) \quad (3.23)$$

Όπου η τάση e_{12} είναι η τάση μεταξύ των θετικών πόλων των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4 και μπορεί να γραφεί ως $e_{12} = V_{dc}(d_R - d_l)$ (3.24)

Οι συνολικές απώλειες σιδήρου είναι $P_I = 2P_{LIH}$ (3.25)

3.4 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του AC/DC/AC μετατροπέα 3 κλάδων

Καθ' όλη τη διάρκεια του κεφαλαίου αναφέρθηκαν διάφορα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης του μοναφασικού μετατροπέα 3 κλάδων σε σχέση με τη συμβατική διάταξη. Σ' αυτό το υποκεφάλαιο θα επιχειρήσουμε να τα συνοψίσουμε:

- Μείωση των απωλειών ισχύος κατά 25% εξαιτίας του κοινου κλάδου
- Υψηλή απόδοση και υψηλός συντελεστής ισχύος
- Χαμηλότερο κόστος λόγω των λιγότερων διακοπών καθώς και εξαιτίας της νέας διάταξης για το φίλτρο που παρουσιάστηκε
- Μικρότερο μέγεθος και ευκολία κατασκευής
- Ίδιο επίπεδο τάσης παροχής με τον συμβατικό μετατροπέα με εφαρμογή κατάλληλου ελέγχου

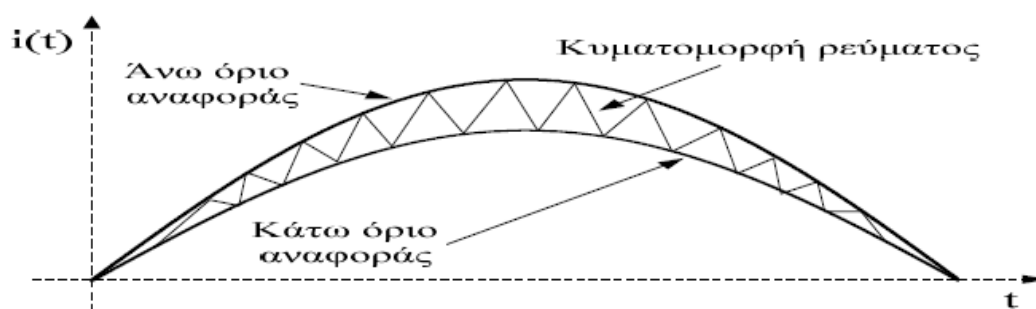
Το μειονέκτημα που παρουσιάζει η συγκεκριμένη διάταξη είναι η εξειδικευμένη τεχνική ελέγχου που απαιτεί εξαιτίας του κοινού κλάδου. Αυτό όμως δεν αποτελεί σημαντικό εμπόδιο καθώς έχουν αναπτυχθεί με επιτυχία, σχετικά πρόσφατα, αλγόριθμοι ελέγχου της διάταξης αυτής. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι ότι απαιτεί διπλάσια τάση στο dc link, σε σχέση με τον συμβατικό, προκειμένου να μπορεί να παράξει τα ίδια επίπεδα τάσης.

4.ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ AC/DC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ 3 ΚΛΑΔΩΝ

4.1 Γενικά για τις τεχνικές παλμοδότησης με διακοπτική συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας του δικτύου

Οι τεχνικές παλμοδότησης με διακοπτική συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας του δικτύου κατατάσσονται σε 3 μεγάλες κατηγορίες και αφορούν κάθε διαφορετική τοπολογία μετατροπέα:

A) HCC-με έλεγχο βρόχου υστέρησης (Hysteresis Current Control) [16]. Σύμφωνα με την συγκεκριμένη τεχνική παλμοδότησης δημιουργούνται δύο αναφορές ρεύματος οι οποίες είναι ανάλογες της τάσης εισόδου (άνω και κάτω όριο σχήμα 4.1). Έτσι η στιγμιαία τιμή του ρεύματος συγκρίνεται με τις τιμές των ορίων της αναφοράς περιορίζοντας το εντός αυτών των ορίων.

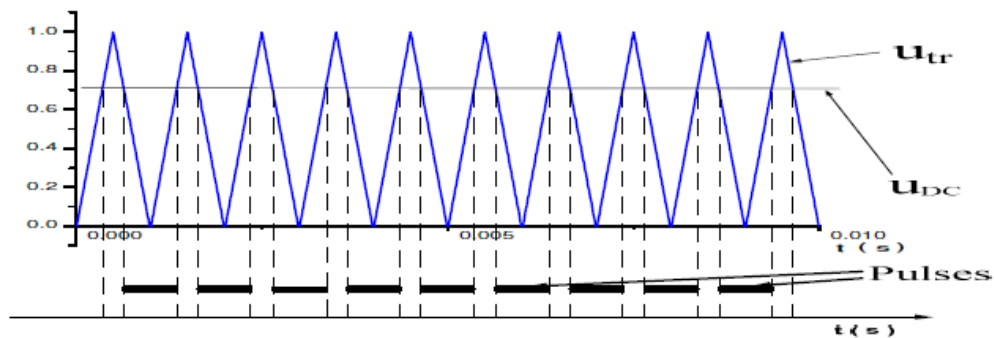


Σχήμα 4.1 Η τεχνική παλμοδότησης με έλεγχο του βρόχου υστέρησης

Είναι φανερό ότι χρησιμοποιώντας αυτή την τεχνική παλμοδότησης, η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή και αλλάζει ανάλογα με τα επιλεγμένα όρια του βρόχου υστέρησης, την τιμή του φίλτρου εισόδου και το είδος του φορτίου. Τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει αυτή η τεχνική είναι ο υψηλός συντελεστής ισχύος και η αξιοπιστία που παρέχει κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Τα μειονεκτήματα της είναι η δυσκολία σχεδιασμού παθητικού φίλτρου εισόδου (προκειμένου να μειωθούν οι υψίσυχνες αρμονικές), η απαίτηση για αισθητήρα μέτρησης του ρεύματος εισόδου μεγάλης ακρίβειας και η μείωση του βαθμού απόδοσης εξαιτίας του ότι η διακοπτική συχνότητα είναι υψηλότερη απ'ότι στις άλλες τεχνικές.

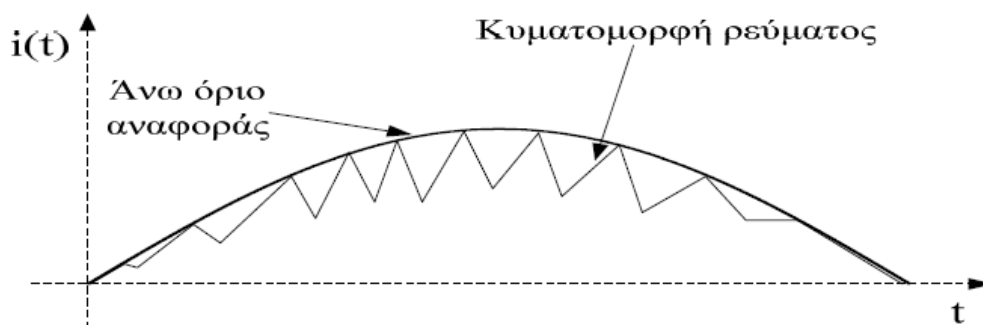
B) Απλή τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM. Σύμφωνα με αυτή την τεχνική παλμοδότησης μια τριγωνική κυματομορφή συγκρίνεται με κάποιο σήμα συνεχούς ρεύματος. Από τη σύγκριση αυτή προκύπτουν κάποιοι παλμοί όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2. Εφόσον έχουμε σταθερό σήμα αναφοράς τότε η

παλμοσειρά έχει παλμούς με σταθερό εύρος για ολόκληρη την περίοδο της τάσης του δικτύου.



Σχήμα 4.2 Παλμοί κατά την απλή τεχνική διαμόρφωσης PWM

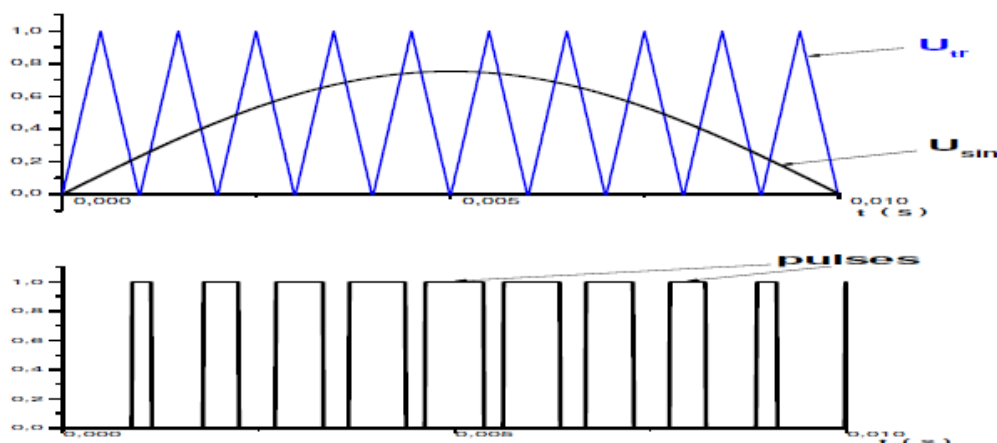
Ένα χαρακτηριστικό αυτής της μεθόδου είναι το γεγονός ότι το σύστημα το οποίο εφαρμόζεται είναι ευαίσθητο στο θόρυβο σε αντίθεση με την τεχνική HCC που εξηγήθηκε νωρίτερα. Επίσης επειδή έχουμε σταθερή διακοπτική συχνότητα η σχεδίαση του φίλτρου εισόδου είναι πιο απλή υπόθεση. Όμως σ'αυτή την περίπτωση έχουμε συντελεστή ισχύος χαμηλότερο απ'ότι είχαμε στην HCC. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται κάποιες άλλες τεχνικές PWM όπως η τεχνική οριακού ρεύματος (σχήμα 4.3). Σ'αυτή την τεχνική, το ρεύμα εισόδου συγκρίνεται με μια ημιτονοειδή κυματομορφή το πλάτος της οποίας είναι προκαθορισμένα ίσο, με την επιθυμητή μέγιστη τιμή του ρεύματος. Όταν το ρεύμα είναι μικρότερο από την οριακή επιθυμητή τιμή αναφοράς, τότε αποκτάται ένα συνεχές σήμα, το οποίο συγκρίνεται με ένα τριγωνικό σήμα και το αποτέλεσμα της σύγκρισης δίνεται ως παλμός στην είσοδο των ημιαγωγικών στοιχείων. Η διακοπτική συχνότητα με αυτή τη μέθοδο λαμβάνει υψηλότερες τιμές από την προκαθορισμένη, πάντως παραμένει μικρότερη από την αντίστοιχη στην HCC μέθοδο.



Σχήμα 4.3 Η τεχνική της μεθόδου οριακού ρεύματος

Το πλεονεκτήμα αυτής της τεχνικής παλμοδότησης σε σχέση με την απλή PWM είναι ο υψηλότερος συντελεστής ισχύος. Βασικά μειονεκτήματα είναι η ευαισθησία, του αισθητήρα που μετράει το ρεύμα, στον θόρυβο και η υψηλότερη διακοπτική συχνότητα σε σχέση με την PWM αλλά και την SPWM που θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

Γ) SPWM-Ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών. Η SPWM είναι μια από τις σημαντικότερες τεχνικές παλμοδότησης. Ο παλμός λαμβάνεται έπειτα από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής με ένα ημίτονο ανάλογο της τάσης του δικτύου εναλλασσομένου ρεύματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4 .Η σύγκριση αυτή παράσχει μια παλμοσειρά, στην οποία η διάρκεια των επιμέρους παλμών μεταβάλλεται ημιτονοειδώς μέσα σε μια περίοδο της τάσης του δικτύου. Με τη μέθοδο αυτή επιτυγχάνεται υψηλός συντελεστής ισχύος με σταθερή διακοπτική συχνότητα.



Σχήμα 4.4 Λήψη των παλμών κατά την SPWM

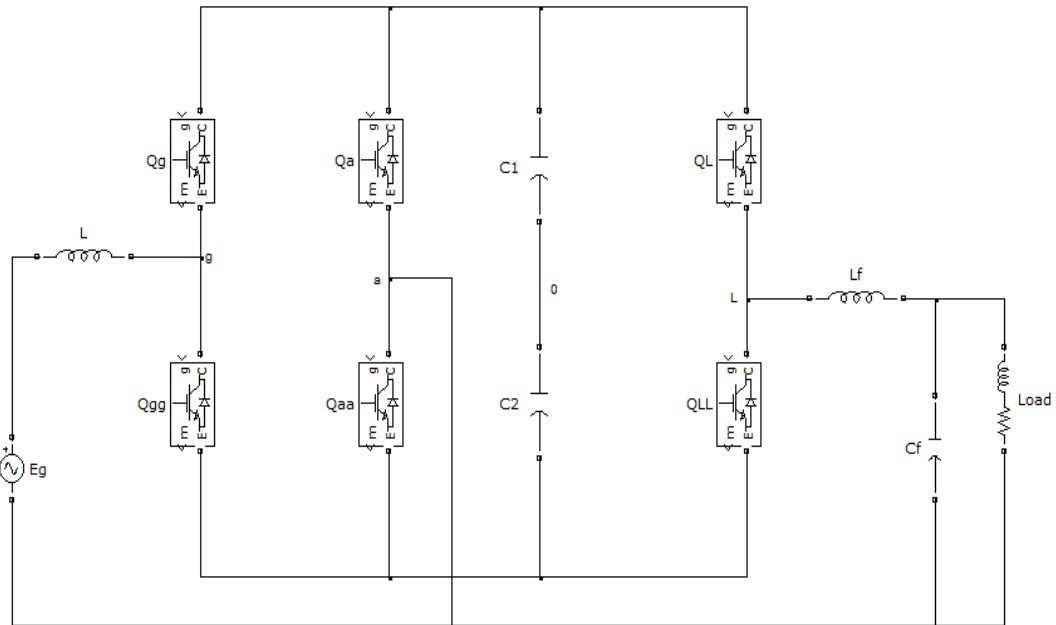
Δ) SVPWM-Space Vector PWM [17]. Η τεχνική παλμοδότησης SVPWM κάνει χρήση του διανύσματος καταστάσεως του μετατροπέα για την παραγωγή των κατάλληλων παλμών ελέγχου που θα οδηγήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία. Πρόκειται μάλλον για την τεχνική που εμφανίζει τα περισσότερα πλεονεκτήματα ειδικά όταν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα κίνησης. Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ο υψηλός συντελεστής ισχύος και η χαμηλή αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσης που εμφανίζει στο φορτίο. Πρόκειται για μια μέθοδο που προσφέρεται για υλοποίηση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή και σε συστήματα πραγματικού χρόνου που υλοποιούνται με DSP (Digital Signal Processors). Η μέθοδος αυτή θα εξηγηθεί αναλυτικότερα στη συνέχεια για τον μετατροπέα 3 κλάδων.

Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι υπάρχουν πολλές άλλες τεχνικές παλμοδότησης, οι οποίες ποικίλλουν ανάλογα με την εφαρμογή. Οι περισσότερες όμως βασίζονται στις παραπάνω τεχνικές και γι'αυτό το λόγο επιλέχθηκε η συγκεκριμένη κατηγοριοποίηση στο παρόν υποκεφάλαιο.

4.2 Φασικές και πολικές τάσεις του μετατροπέα 3 κλάδων

Η τοπολογία του μονοφασικού μετατροπέα 3 κλάδων φαίνεται στο σχήμα 3.1. Στο σχήμα 4.5 φαίνεται η ίδια τοπολογία υλοποιημένη στο πρόγραμμα Simulink της Matlab. Ο ανορθωτής του μετατροπέα αποτελείται από τους διακόπτες Q_g , Q_{gg} , Q_a και Q_{aa} ενώ ο αντιστροφέας από τους διακόπτες Q_a , Q_{aa} , Q_L και Q_{LL} . Όπως

εξηγήσαμε και νωρίτερα οι διακόπτες Q_a και Q_{aa} του κοινού κλάδου είναι κοινοί και για τις δύο λειτουργίες του μετατροπέα και αυτό το στοιχείο άλλωστε αποτελεί την ιδιαιτερότητα της συγκεκριμένης διάταξης, που πρέπει να προσεχθεί προκειμένου να ελεγχθεί κατάλληλα.



Σχήμα 4.5 Μονοφασικός μετατροπέας 3 κλάδων στο Simulink.

Η τάση ανάμεσα στα σημεία g και a θα αποκαλείται u_g (V_1 στο σχήμα 3.1-τάση εισόδου του ανορθωτή) και η αντίστοιχη μεταξύ των L και a θα αποκαλείται u_L (V_2 στο σχήμα 3.1-τάση εξόδου του αντιστροφέα). Οι δείκτες g και l επιλέχθηκαν επειδή η τάση u_g είναι κοντά στο δίκτυο (grid) ενώ η τάση u_L είναι πιο κοντά στο φορτίο (Load). Το σημείο 0 του dc-link που βρίσκεται ανάμεσα στους πυκνωτές είναι το σημείο αναφοράς για τις πολικές τάσεις και με σωστή εφαρμογή του ελέγχου θα έχει τάση μηδενική. Το φίλτρο εξόδου είναι ένα LC φίλτρο που στο σχήμα αποτελείται από την αυτεπαγωγή L_f και τον πυκνωτή C_f .

Οι πολικές τάσεις u_{g0} , u_{a0} και u_{L0} εξαρτώνται από τις καταστάσεις των διακοπών και μπορούν να εκφραστούν συναρτήσε τους, αν θεωρήσουμε ότι κάθε διακόπτης έχει δύο πιθανές καταστάσεις, 1 για ON και 0 για OFF. Οι διακόπτες του ίδιου κλάδου όπως έχουμε ξανατονίσει στο προηγούμενο κεφάλαιο δεν μπορούν να έχουν την ίδια κατάσταση ταυτόχρονα άρα όταν ο ένας έχει την τιμή 1 ο άλλος θα έχει την τιμή 0 και αντίστροφα. Από αυτά προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις.

$$u_{g0} = (2Q_g - 1) \frac{E}{2} \quad (4.1)$$

$$u_{L0} = (2Q_L - 1) \frac{E}{2} \quad (4.2)$$

$$u_{a0} = (2Q_a - 1) \frac{E}{2} \quad (4.3)$$

Όπου E είναι η τάση στο dc-link (V_{dc}) δηλαδή ανάμεσα στον θετικό οπλισμό του πυκνωτή C_1 και στον αρνητικό οπλισμό του πυκνωτή C_2 . Οι φασικές τάσεις u_g και u_L προκύπτουν από τις σχέσεις:

$$u_g = u_{g0} - u_{a0} \quad (4.4)$$

$$u_L = u_{L0} - u_{a0} \quad (4.5)$$

Από τις σχέσεις 4.4 και 4.5 παρατηρούμε ότι οι φασικές τάσεις δεν μπορούν να υπολογιστούν αυτόνομα και εξαρτώνται από την πολική τάση στον κοινό κλάδο.

4.3 PWM παλμοδότηση του μετατροπέα 3 κλάδων

Αν γνωρίζουμε τις επιθυμητές τιμές (ή τιμές αναφοράς) των φασικών τάσεων u_g και u_L τις οποίες θα συμβολίζουμε από εδώ και στο εξής u_g^* και u_L^* (όλες τις τιμές αναφοράς θα τις συνοδεύουμε από το * για να ξεχωρίζουν) και γνωρίζουμε και την πολική τάση u_{a0} , τότε μπορούμε να υπολογίσουμε τις πολικές τάσεις αναφοράς και στη συνέχεια κατευθείαν το εύρος των παλμών. Για τις τιμές αναφοράς των πολικών τάσεων ισχύουν οι σχέσεις:

$$u_{*g0} = u_{*g} + u_{*a0} \quad (4.6)$$

$$u_{*L0} = u_{*L} + u_{*a0} \quad (4.7)$$

Να επισημάνουμε εδώ ότι οι πολικές και οι φασικές τάσεις αναφοράς πρέπει να ικανοποιούν τις παρακάτω ανισότητες

$$u_{*g0} \leq \frac{E}{2}, \quad u_{*L0} \leq \frac{E}{2}, \quad u_{*a0} \leq \frac{E}{2} \quad (4.8)$$

$$|u_{*g} - u_{*L}| \leq E \quad (4.9)$$

Στη συνέχεια περιγράφονται 3 μέθοδοι PWM ελέγχου του μετατροπέα

A) Σταθερή τάση στον κοινό κλάδο.

Αν θεωρήσουμε ότι η πολική τάση του κοινού κόμβου $u_{*a0} = 0$ τότε μπορούμε να έχουμε μια ανεξάρτητη στρατηγική ελέγχου για τις πολικές τάσεις u_{*g0} και u_{*L0} . Έτσι και με τη βοήθεια των σχέσεων 4.6 και 4.7 προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις

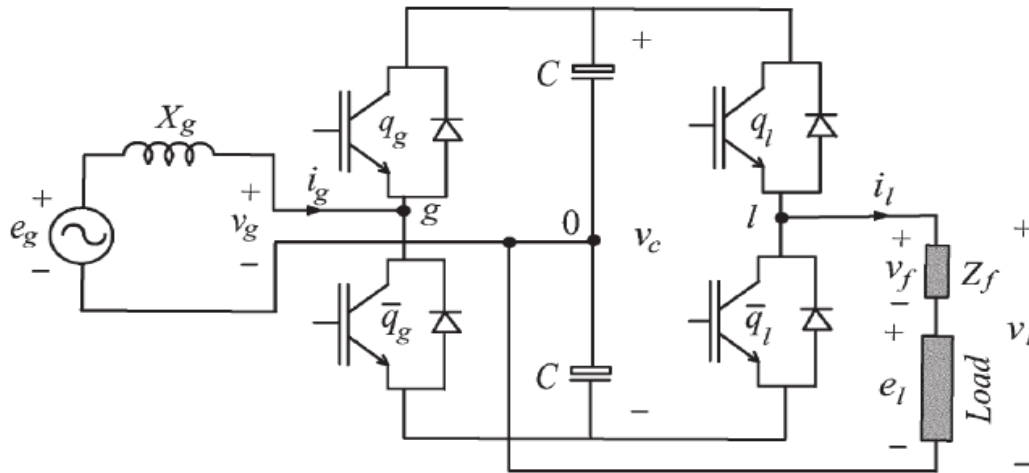
$$u_{*g0} = u_{*g} \quad (4.10)$$

$$u_{*L0} = u_{*L} \quad (4.11)$$

Σε αυτή την περίπτωση και εφόσον ισχύουν οι ανισότητες 4.8 το επίπεδο τάσης και ισχύος του μετατροπέα θα είναι ίδιο με αυτό του μετατροπέα του σχήματος 4.6 και όχι ίδιο με αυτό του συμβατικού μετατροπέα όπως είναι επιθυμητό να συμβεί. Οι χρόνοι αγωγής τ_g , τ_L και τ_a των διακοπών Q_g , Q_L και Q_a θα είναι:

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} u_{*j0} \quad \text{για } j = g, L \text{ ή } a \quad (4.12)$$

Όπου T είναι η διακοπτική περίοδος. Οι χρόνοι αγωγής χρησιμοποιούνται σε κατάλληλο ψηφιακό σύστημα ελέγχου για να παράγουν τους παλμούς εισόδου των IGBTs. Επίσης να σημειωθεί εδώ ότι θέτοντας την πολική τάση αναφοράς του κοινού κλάδου διάφορη του μηδενός αλλά ίση με μια σταθερή τιμή θα έχουμε διαφορετικές δυνατότητες ρύθμισης τάσης και διαφορετική αρμονική παραμόρφωση στην τάση εξόδου.



Σχήμα 4.6 Μονοφασικός ac/ac μετατροπέας δύο κλάδων (δύο ημιγέφυρες, μία για τον ανορθωτή και μία για τον αντιστροφέα)

Β) Μεταβλητή τάση στον κοινό κλάδο με SPWM

Οι εξισώσεις 4.6 και 4.7 μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$u^*_{g0} = u^*_g + u^*_\mu \quad (4.13)$$

$$u^*_{L0} = u^*_L + u^*_\mu \quad (4.14)$$

$$u^*_{a0} = u^*_a + u^*_\mu \quad (4.15)$$

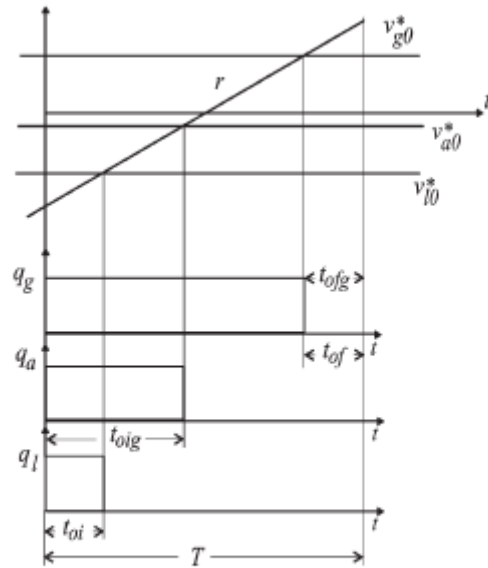
Γνωρίζοντας τις τάσεις αναφοράς u_g^* και u_l^* το πρόβλημα περιορίζεται στο πως θα προσδιορίσουμε τις πολικές τάσεις u_{g0}^* και u_{L0}^* . Για να το επιτύχουμε αυτό εισάγουμε την έννοια του αναλογικού συντελεστή μ . Η τάση u^*_μ μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια του συντελεστή αυτού από την ακόλουθη σχέση.

$$u^*_\mu = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu u^*_{max} + (\mu - 1) u^*_{min} \quad (4.16)$$

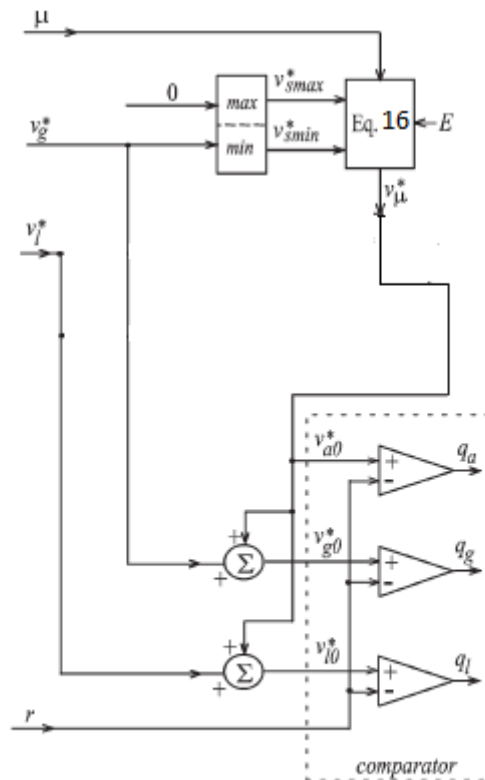
Όπου ισχύει $u^*_{max} = \max V$ και $u^*_{min} = \min V$, ενώ $V = \{u^*_g, u^*_L, 0\}$. Η εξίσωση 4.16 προέκυψε με τον ίδιο τρόπο με τον οποίο βρίσκεται η αντίστοιχη σχέση για τριφασική PWM διαμόρφωση [18]. Ο αναλογικός συντελεστής θα πρέπει να είναι $0 < \mu < 1$ και μπορεί να επιλεγεί κατάλληλα συναρτήσει του συντελεστή διαμόρφωσης m_i για να επιτύχουμε μικρότερη αρμονική παραμόρφωση (THD) των τάσεων του μετατροπέα. Σ' αυτή την περίπτωση υπολογίζοντας τον συντελεστή μ βρίσκουμε την τάση u^*_μ από τη σχέση 4.16, υπολογίζουμε τις πολικές τάσεις αναφοράς από τις σχέσεις 4.13 έως 4.15 και από τη σχέση 4.12 βρίσκουμε τον χρόνο αγωγής των διακοπών. Τέλος παράγουμε τους παλμούς με κατάλληλους ελεγχόμενους χρονοδιακόπτες.

Στις περιπτώσεις όμως παραγωγής των παλμών μέσω μιας πραγματικής συσκευής (hardware implementation) πρέπει να ακολουθήσουμε την παραδοσιακή τεχνική SPWM με τριγωνικό φέρον. Το αποτέλεσμα των παλμών θα προκύψει ίδιο με αυτό της μεθόδου που εξηγήσαμε πριν. Στο σχήμα 4.7 φαίνεται το διάγραμμα υλοποίησης του SPWM για τον μετατροπέα 3 κλάδων καθώς και ένα παράδειγμα παραγωγής των παλμών μέσα σε μια διακοπτική συχνότητα T . Σ' αυτό το σχήμα

βλέπουμε ότι η τάση u^*_μ υπολογίζεται από τη σχέση 4.16 για επιλεγμένο μ . Όμως επειδή αυτή η σχέση απαιτεί τον υπολογισμό των \min, \max συναρτήσεων πρέπει πρώτα να υπολογιστούν αυτά και στη συνέχεια να προκύψει η επιθυμητή τιμή u^*_μ . Στη συνέχεια από τις 4.13 έως 4.15 υπολογίζονται οι πολικές τάσεις αναφοράς για κάθε κλάδο, για γνωστές τιμές αναφοράς εισόδου και εξόδου της διάταξης (u^*_g, u^*_l) και συγκρίνονται με μια τριγωνική κυματομορφή υψηλής συχνότητας ($r=[t/T-1/2]E$ για τη θετική κλίση και $r=[-t/T+1/2]E$ για την αρνητική κλίση) για να προκύψουν οι παλμοί που φαίνονται στο σχήμα 4.7(α).



(a)



(b)

Σχήμα 4.7 (α) Τριγωνική κυματομορφή, πολικές τάσεις αναφοράς (u_{g0}^* , u_{a0}^* και u_{l0}^*), και παλμοί για τους διακόπτες Q_g, Q_a και Q_l β) Μπλοκ διάγραμμα υλοποίησης SPWM για τον μετατροπέα 3 κλάδων

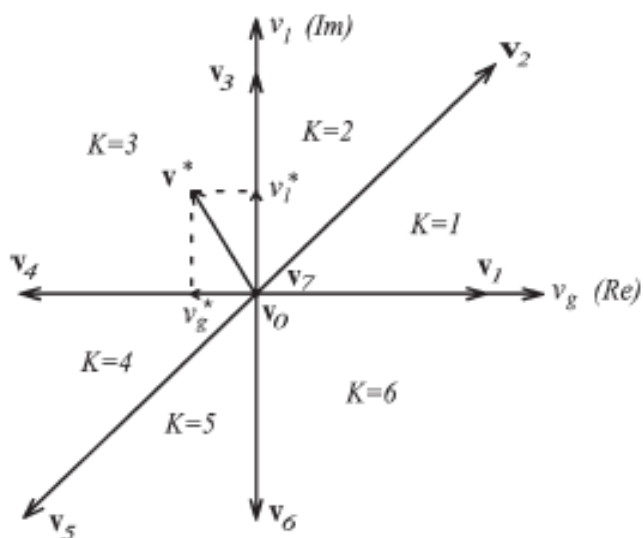
Γ) Μεταβλητή τάση στον κοινό κλάδο με SVPWM

Η τεχνική SVPWM αναπαριστά τις τάσεις του μετατροπέα ως διανύσματα κι έχει αποδειχτεί ιδιαίτερα εύχρηστο μαθηματικό εργαλείο για την παλμοδότηση κυρίως τριφασικών μετατροπέων [19]. Σ'αυτό το υποκεφάλαιο θα επιχειρήσουμε να εξηγήσουμε την μέθοδο SVPWM για τον μονοφασικό μετατροπέα 3 κλάδων.

Οι τάσεις εισόδου και εξόδου του μετατροπέα (u_g, u_l) μπορούν να αναπαρασταθούν στο διανυσματικό πεδίο g-L. Αυτό το πεδίο αξόνων μπορεί να οριστεί, αν θεωρήσουμε ότι η τάση u_g ταυτίζεται με τον πραγματικό άξονα (Re) ενώ η τάση u_l ταυτίζεται με τον φανταστικό άξονα (Im). Άρα βάσει του τρόπου που ορίστηκε το πεδίο αυτό, μπορούμε να εξαγάγουμε το συμπέρασμα ότι κάθε διάνυσμα στο διανυσματικό πεδίο g-L αναπαρίσταται ως εξής:

$$v_n = u_g + ju_L \quad (4.17)$$

Με $n=1,2,\dots,6$ με αποτέλεσμα να μπορούμε να αναπαραστήσουμε γραφικά το πεδίο g-L όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8. Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα στο σχήμα 3.6 του προηγούμενου κεφαλαίου, ο μετατροπέας 3 κλάδων που παρουσιάζουμε έχει 8 δυνατές καταστάσεις λειτουργίας (8 διαφορετικοί συνδυασμοί αγωγής). Αυτό σημαίνει ότι στο πεδίο g-L μπορούν να σχεδιασθούν 8 διανύσματα που θα αντιπροσωπεύει το καθένα από αυτά μια κατάσταση λειτουργίας. Επειδή όμως οι καταστάσεις 1 και 8 έχουν σαν αποτέλεσμα μηδενικές τάσεις εισόδου και εξόδου αναπαρίστανται στο διανυσματικό πεδίο με το μηδενικό διάνυσμα. Άρα έχουμε 6 μη μηδενικά διανύσματα που χωρίζουν το πεδίο g-L σε 6 τομείς ($K=1, 2, \dots, 6$).



Σχήμα 4.8 Χωρικά διανύσματα που παράγονται από τον μετατροπέα, τομείς και διάνυσμα αναφοράς στο g-L πεδίο

Στον παρακάτω πίνακα (σχήμα 4.9) φαίνονται όλες οι διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα όπως είχαμε δει και στο σχήμα 3.6 αλλά παρατίθεται τώρα και το διάνυσμα που περιγράφει τις καταστάσεις αυτές στο g-L πεδίο. Φαίνεται ότι υπάρχουν 4 διανύσματα με μέτρο E, 2 με μέτρο $\sqrt{2}E$ και δύο μηδενικά διανύσματα όπως εξηγήσαμε και πριν. Οι τάσεις εισόδου και εξόδου του αντιστροφέα μπορούν να πάρουν μόνο 3 τιμές -E, 0, E.

q_g	q_l	q_a	vector	v_g	v_l
0	0	0	$\mathbf{v}_0 = 0$	0	0
1	0	0	$\mathbf{v}_1 = E$	E	0
1	1	0	$\mathbf{v}_2 = \sqrt{2}Ee^{j\pi/4}$	E	E
0	1	0	$\mathbf{v}_3 = Ee^{j\pi/2}$	0	E
0	1	1	$\mathbf{v}_4 = Ee^{j\pi}$	-E	0
0	0	1	$\mathbf{v}_5 = \sqrt{2}Ee^{j5\pi/4}$	-E	-E
1	0	1	$\mathbf{v}_6 = Ee^{j3\pi/2}$	0	-E
1	1	1	$\mathbf{v}_7 = 0$	0	0

Σχήμα 4.9 Διανύσματα και τάσεις που παράγει ο μετατροπέας 3 κλάδων

Έστω τώρα ότι έχουμε ένα διάνυσμα αναφοράς $v^* = u^*_g + ju^*_L$ που αναπαριστά τις τάσεις που θέλουμε να παράγει ο μετατροπέας μέσα σε μια διακοπτική περίοδο T. Σύμφωνα με την SV (Space Vector) τεχνική [20], το διάνυσμα αναφοράς, που βρίσκεται στον τομέα K του διανυσματικού πεδίου, πρέπει να παραχθεί από τα δύο «γειτονικά» διανύσματα, που καθορίζουν τα όρια του τομέα αυτού, καθώς και από τα μηδενικά διανύσματα, που περιλαμβάνονται σε όλους τους τομείς. Έτσι υποθέτοντας ότι βρισκόμαστε στον τομέα K το διάνυσμα αναφοράς μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$v^* = v_n \frac{t_n}{T} + v_{n+1} \frac{t_{n+1}}{T} + v_0 \frac{t_0}{T} + v_7 \frac{t_7}{T} \quad (4.18)$$

Όπου $n=K$ και για τα χρονικά βάρη των διανυσμάτων t_n, t_{n+1}, t_0, t_7 πρέπει να ισχύει η σχέση

$$T = t_n + t_{n+1} + t_0 + t_7 \quad (n+1=1 \text{ όταν } K=6) \quad (4.19)$$

Θεωρώντας ότι ισχύει $v^* = u^*_g + ju^*_L$ και γνωρίζοντας ότι $v_0=v_7=0$, από τη σχέση 4.18 και από τις τιμές των διανυσμάτων του πίνακα στο σχήμα 4.9 προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τα χρονικά βάρη κάθε τομέα.

- $\underline{K=1} \Rightarrow t_1 = (u^*_g - u^*_L) \frac{T}{E}, \quad t_2 = u^*_L \frac{T}{E} \quad (4.20)$

- $\underline{K=2} \Rightarrow t_2 = u^*_g \frac{T}{E}, \quad t_3 = (u^*_L - u^*_g) \frac{T}{E} \quad (4.21)$

- $\underline{K=3} \Rightarrow t_3 = u^*_L \frac{T}{E}, \quad t_4 = -u^*_g \frac{T}{E} \quad (4.22)$

- $\underline{K=4} \Rightarrow t_4 = (u_L^* - u_g^*) \frac{T}{E}, \quad t_5 = -u_L^* \frac{T}{E} \quad (4.23)$

- $\underline{K=5} \Rightarrow t_5 = -u_g^* \frac{T}{E}, \quad t_6 = (u_g^* - u_L^*) \frac{T}{E} \quad (4.24)$

- $\underline{K=6} \Rightarrow t_6 = -u_L^* \frac{T}{E}, \quad t_1 = u_g^* \frac{T}{E} \quad (4.25)$

Για να βρεθεί ο τομέας στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς v^* , συγκρίνουμε τα μεγέθη των συνιστωσών του, δηλαδή των u_g^* και u_L^* με τον ακόλουθο τρόπο:

- Εάν $u_g^* > 0, \quad u_L^* \geq 0, \quad u_g^* > u_L^*$ τότε $\underline{K=1} \quad (4.26)$

- Εάν $u_g^* > 0, \quad u_L^* \geq 0, \quad u_g^* \leq u_L^*$ τότε $\underline{K=2} \quad (4.27)$

- Εάν $u_g^* \leq 0, \quad u_L^* > 0$ τότε $\underline{K=3} \quad (4.28)$

- Εάν $u_g^* < 0, \quad u_L^* \leq 0, \quad u_g^* < u_L^*$ τότε $\underline{K=4} \quad (4.29)$

- Εάν $u_g^* < 0, \quad u_L^* < 0, \quad u_g^* \geq u_L^*$ τότε $\underline{K=5} \quad (4.30)$

- Εάν $u_g^* \geq 0, \quad u_L^* < 0$ τότε $\underline{K=6} \quad (4.31)$

Χρησιμοποιώντας τον αναλογικό συντελεστή μ που χρησιμοποιήθηκε και στην SPWM μέθοδο οι χρόνοι t_0 και t_7 μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$t_0 = (1 - \mu)t_{oo} \quad (4.32)$$

$$t_7 = \mu t_{oo} \quad (4.33)$$

Όπου ο χρόνος t_{oo} δεν έχει φυσική σημασία και δίνεται από τη σχέση

$$t_{oo} = T - t_n - t_{n+1} \quad (4.34)$$

Οι τεχνικές SPWM και SVPWM για τη συγκεκριμένη τοπολογία του μονοφασικού AC/DC/AC μετατροπέα 3 κλάδων είναι απολύτως ισοδύναμες. Δηλαδή παράγουν τελικά τους ίδιους παλμούς [21]. Γνωρίζοντας λοιπόν όλα τα χρονικά βάρη, σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις, και την ισοδυναμία αυτή των δύο τεχνικών μπορούμε να υπολογίσουμε τα εύρη των παλμών, για κάθε διακοπτική περίοδο T , που θα οδηγήσουν τα IGBTs με τις ακόλουθες σχέσεις:

- $\underline{K=1} \Rightarrow \tau_g = T - t_0, \quad \tau_a = t_7, \quad \tau_L = t_7 + t_2 \quad (4.35)$

- $\underline{K=2} \Rightarrow \tau_g = t_7 + t_2, \quad \tau_a = t_7, \quad \tau_L = T - t_0 \quad (4.36)$

- $\underline{K=3} \Rightarrow \tau_g = t_7, \quad \tau_a = t_7 + t_4, \quad \tau_L = T - t_0 \quad (4.37)$

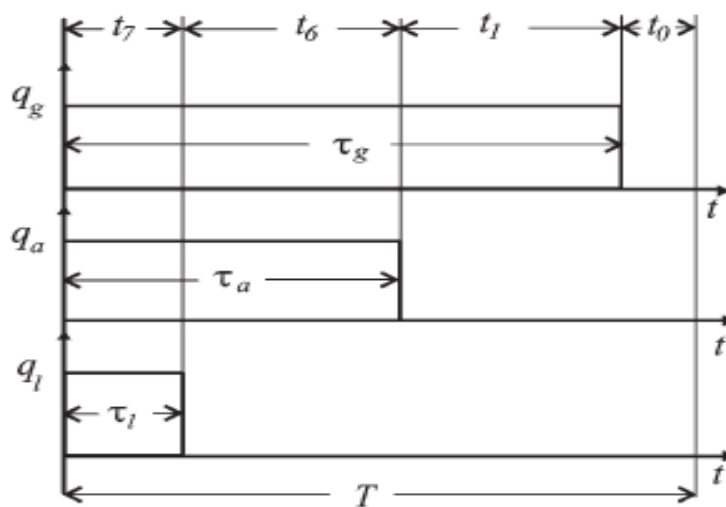
- $\underline{K=4} \Rightarrow \tau_g = t_7, \quad \tau_a = T - t_0, \quad \tau_L = t_7 + t_4 \quad (4.38)$

- $\underline{K=5} \Rightarrow \tau_g = t_7 + t_6, \quad \tau_a = T - t_0, \quad \tau_L = t_7 \quad (4.39)$

- $\underline{K=6} \Rightarrow \tau_g = T - t_0, \quad \tau_a = t_7 + t_6, \quad \tau_L = t_7 \quad (4.40)$

Στη συνέχεια αυτά τα εύρη των παλμών μπορούν να μετατραπούν σε παλμοί με χρήση ελέγξιμων χρονοδιακοπών. Στο σχήμα 4.10 φαίνεται ένα παράδειγμα

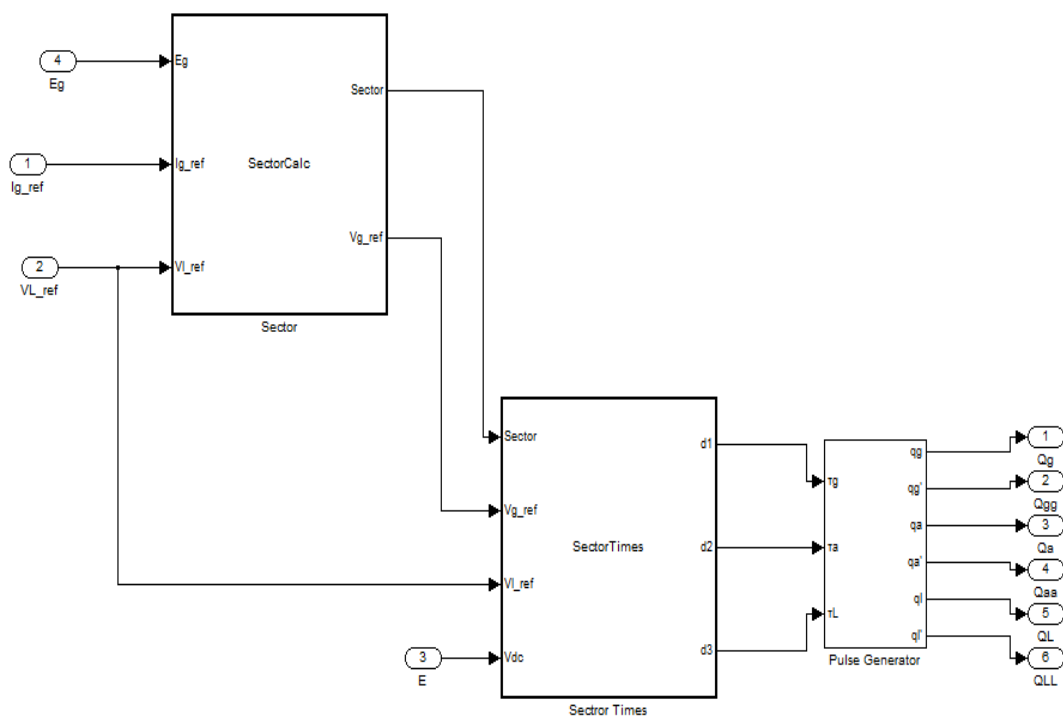
παλμών για τον τομέα K=6 που οδηγούν τα IGBTs Q_g , Q_a και Q_l σε μία διακοπτική περίοδο.



Σχήμα 4.10 Παλμοί οδήγησης για τον τομέα K=6

Οι παλμοί οδήγησης των συμπληρωματικών IGBTs (Q_{gg} , Q_{aa} , Q_{ll}) προκύπτουν με τη χρήση μιας λογικής πύλης NOT προκειμένου να έχουν πάντα την αντίθετη κατάσταση λειτουργίας από τα IGBTs του ίδιου κλάδου για να αποφευχθεί κάποιο ανεπιθύμητο βραχυκύκλωμα στη διάταξη.

Στην παρούσα εργασία επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί αυτή η μέθοδος για την προσομοίωση του ελέγχου της διάταξης του μετατροπέα 3 κλάδων. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται η υλοποίηση της SVPWM γαννήτριας παλμών στο Simulink.

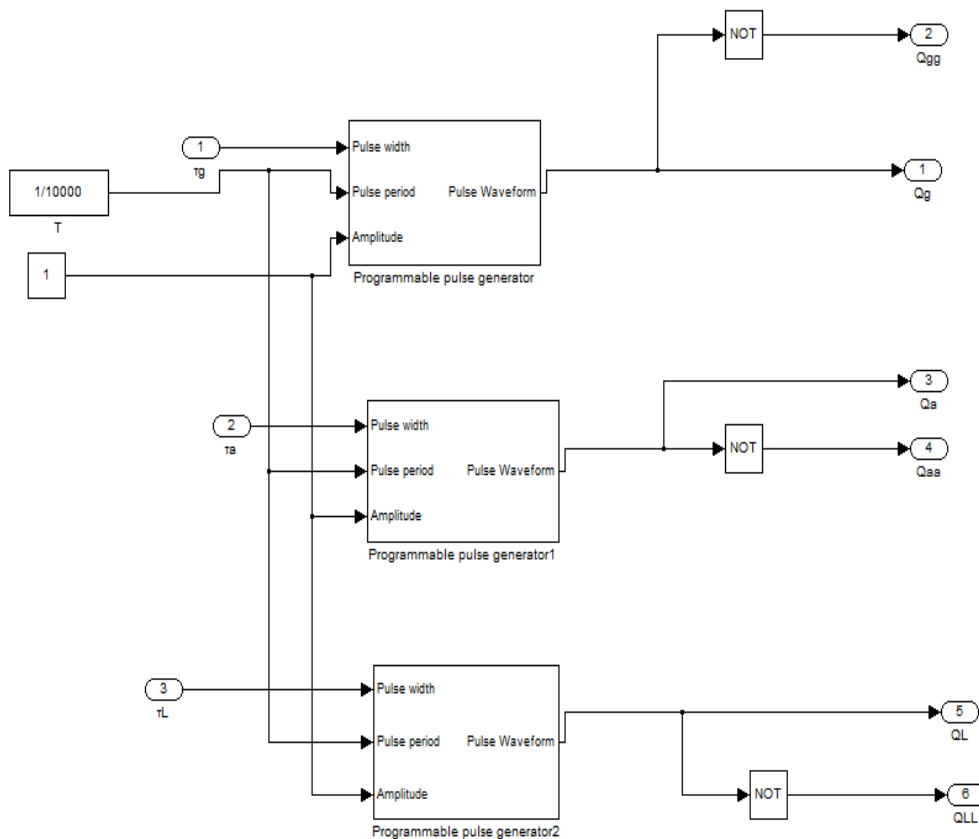


Σχήμα 4.11 Υλοποίηση στο Simulink της τεχνικής SVPWM για τον μετατροπέα 3 κλάδων

Οι είσοδοι της διάταξης είναι η τάση E στο dc, η τάση εξόδου αναφοράς u_L^* και η τάση εισόδου αναφοράς u_g^* η οποία υπολογίζεται από τη σχέση:

$$u_g^* = E_g - I_g^* * \omega L \quad (4.41)$$

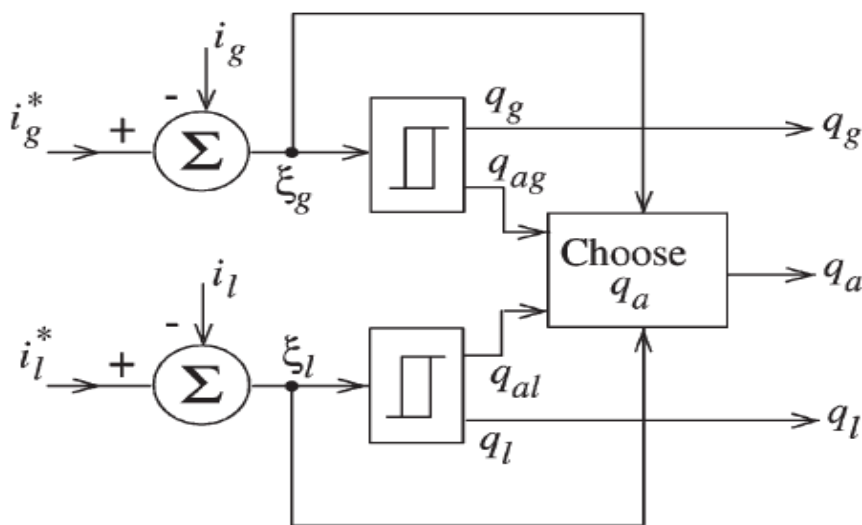
όπως προκύπτει από το σχήμα 4.5 της διάταξης. Άρα χρειάζεται ως είσοδος το ρεύμα εισόδου αναφοράς και η τάση του δικτύου. Αυτό έγινε για λόγους απλοποίησης της διάταξης ελέγχου όπως θα εξηγηθεί αναλυτικότερα στη συνέχεια της εργασίας. Να σημειωθεί ότι για τη λειτουργία του SVPWM ελέγχου πρέπει να επιλεγθεί και μια τιμή του αναλογικού συντελεστή μ . Το μπλοκ «Sector» υλοποιεί τις εξισώσεις 4.26 – 4.31 (για την εύρεση του τομέα) και την 4.41, το μπλοκ «Sector Times» υλοποιεί τις εξισώσεις 4.20 – 4.25 και 4.32 – 4.40 (για τον υπολογισμό του εύρους των παλμών). Το μπλοκ «Pulse Generator» παίρνει σαν είσοδο τα υπολογισμένα εύρη και τα μετατρέπει σε παλμούς οδήγησης των IGBTs με διακοπτική περίοδο T όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι δεν χρησιμοποιήθηκε η γεννήτρια παλμών που διαθέτει το Simulink γιατί αυτή δεν επιτρέπει έλεγχο του εύρους των παλμών αλλά δέχεται μόνο σταθερές τιμές γ'αυτό. Έτσι κατασκευάστηκε γεννήτρια παλμών που να μπορεί να επιτελέσει τη συγκεκριμένη λειτουργία.



Σχήμα 4.12 Γεννήτρια παλμών στο Simulink με μεταβλητό εύρος, πλάτος και περίοδο

4.4 Τεχνική ελέγχου με βρόχο υστέρησης για τον μονοφασικό μετατροπέα τριών κλάδων

Για λόγους πληρότητας σ' αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιάσουμε την τεχνική παλμοδότησης της διάταξης με έλεγχο του βρόχου υστέρησης. Όπως είναι φανερό η διάταξη αυτή απαιτεί μια διαφορετική στρατηγική HCC που να μπορεί να λαμβάνει υπόψη της τον κοινό κλάδο ανορθωτή και αντιστροφέα. Το μπλοκ διάγραμμα του κατάλληλου ελεγκτή ρεύματος με βρόχο υστέρησης φαίνεται στο σχήμα 4.13.



Σχήμα 4.13 Μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή με βρόχο υστέρησης

Παρατηρούμε ότι αρχικά βρίσκουμε το σφάλμα μεταξύ της τιμής του ρεύματος αναφοράς και της αντίστοιχης που μετράμε και για την είσοδο (ξ_g) και για την έξοδο (ξ_l) του μετατροπέα. Έπειτα ανεξάρτητοι συγκριτές με καθορισμένη ζώνη υστέρησης παράγουν τους παλμούς για τους διακόπτες Q_g και Q_l , σύμφωνα με τον τρόπο που εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 4.1.A. Αυτοί όμως οι συγκριτές παράγουν και μία (ο καθένας) παλμική ακολουθία για το IGBT Q_a του μεσαίου (κοινού) κλάδου και ονομάζεται Q_{ag} (για τους παλμούς που προέρχονται από τη σύγκριση του ρεύματος εισόδου) και Q_{al} (για τους παλμούς που προέρχονται από τη σύγκριση του ρεύματος εξόδου). Η παλμική ακολουθία που θα οδηγήσει τελικά το Q_a καθορίζεται ελέγχοντας ποιο σφάλμα ρεύματος είναι μεγαλύτερο. Αυτό σημαίνει ότι αν το σφάλμα ρεύματος ξ_g είναι μεγαλύτερο από το ξ_l τότε η παλμοσειρά Q_{ag} θα οδηγήσει τον διακόπτη Q_g , ενώ όταν το σφάλμα ξ_l είναι μεγαλύτερο τότε η παλμοσειρά Q_{al} θα είναι η είσοδος του Q_g .

4.5 Χαρακτηριστικά του μετατροπέα 3 κλάδων με PWM έλεγχο

A) Επίπεδα τάσης: Για ημιτονοειδή τάση και θεωρώντας την πολική τάση στον κοινό κλάδο 0 τα πλάτη της τάσης θα είναι $V_g \leq \frac{E}{2}$ για την είσοδο του ανορθωτή και $V_L \leq \frac{E}{2}$ για την έξοδο του αντιστροφέα. Όμως χρησιμοποιώντας μια από τις μεθόδους SPWM ή SVPWM (είναι ισοδύναμες) μπορούμε να επιτύχουμε διαφορετικά επίπεδα τάσης που θα είναι $V_g \leq (1 - n)E$ και $V_L \leq nE$ όπου για την παράμετρο n πρέπει να ισχύει $0 \leq n \leq 1$. Για παράδειγμα αν $n=2/3$ τότε θα έχουμε $V_g \leq \frac{1}{3}E$ και $V_L \leq \frac{2}{3}E$ που σ'αυτή την περίπτωση επιτυγχάνουμε τάση εξόδου του αντιστροφέα στα ίδια επίπεδα με αυτή που μπορεί να παράξει ο συμβατικός AC/AC μετατροπέας. Η δυνατότητα αυξομείωσης της ικανότητας παροχής τάσης για κάθε κομμάτι (αντιστροφέας, ανορθωτής) του μετατροπέα είναι ιδιαίτερα σημαντική καθώς αυξάνει τον βαθμό ελευθερίας στη σχεδίαση του ελέγχου του μετατροπέα [21].

B) Ρεύμα του κοινού κλάδου. Η μέση τιμή του ρεύματος (σε μια περίοδο T) του διακόπτη Q_a δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{i}_{qa} = \left(\frac{u_{a0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_g - \bar{i}_L) \quad (4.42)$$

Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα που διατρέχει τον Q_a είναι μεγαλύτερο από αυτό που διατρέχει τους Q_g, Q_L . Ίδια συμπεράσματα μπορούν να προκύψουν και για το ρεύμα στον διακόπτη Q_{aa} [21].

Γ) Λοιπά χαρακτηριστικά. Ο μετατροπέας 3 κλάδων θα πρέπει να έχει διπλάσια τάση στη dc πλευρά, από τον αντίστοιχο μετατροπέα της συμβατικής διάταξης, προκειμένου να μπορεί να παράξει τα ίδια επίπεδα τάσης εισόδου και εξόδου με εκείνον. Το μέγιστο ρεύμα των διακοπών Q_g και Q_L και για τις δύο διατάξεις είναι ίδιο. Επειδή όμως η dc τάση είναι διπλάσια στον μετατροπέα 3 κλάδων, το επίπεδο ισχύος των διακοπών αυτών είναι προφανώς διπλάσιο σε σχέση με τους αντίστοιχους διακόπτες της συμβατικής διάταξης. Επίσης το επίπεδο ισχύος του διακόπτη Q_a είναι διπλάσιο από το άθροισμα των αντίστοιχων επιπέδων των διακοπών Q_{g2} και Q_{L2} που φαίνονται στο σχήμα 3.1 του συμβατικού μετατροπέα. Ακριβώς αντίστοιχα είναι και τα επίπεδα ισχύος των συμπληρωματικών διακοπών.

4.6 Συγχρονισμός τάσεων εισόδου και εξόδου για βελτίωση των επιπέδων τάσης του μετατροπέα 3 κλάδων [21]

Όπως εξηγήσαμε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο για να μπορέσει να παράξει ο μετατροπέας 3 κλάδων τα ίδια επίπεδα τάσης με τον συμβατικό, θα πρέπει να έχει διπλάσια τάση στο dc-link. Όμως χρησιμοποιώντας μια τεχνική συγχρονισμού των τάσεων u_g και u_L μπορούμε να επιτύχουμε αύξηση των επιπέδων τάσης χωρίς να

χρειαστεί να αυξηθεί η τάση στο dc-link. Αυτή η τεχνική όμως μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο εάν η τάση του δικτύου παρουσιάζει μικρή διακύμανση στη συχνότητα και η τάση που απαιτεί το φορτίο είναι ημιτονοειδής με συχνότητα ίδια με αυτή του δικτύου. Θεωρώντας ότι ισχύει $u_g = V_g \cos(\omega t - \theta_g)$ και $u_L = V_L \cos(\omega t - \theta_g - \varepsilon)$, συνεπάγεται ότι $V_g \leq E$ για την τάση του ανορθωτή και $V_L \leq E$ για την τάση του αντιστροφέα μόνο αν ισχύει η παρακάτω ανισότητα:

$$-60 \leq \varepsilon \leq 60 \quad (4.43)$$

Αυτό σημαίνει ότι τα ίδια επίπεδα τάσης που παράγει ο συμβατικός μετατροπέας μπορεί να τα παράξει και ο μετατροπέας 3 κλάδων αν η τάση εισόδου του είναι συγχρονισμένη με την τάση εξόδου του με απόκλιση που να βρίσκεται μέσα στο διάστημα που περιγράφει η ανισότητα 4.43.

Για τον μετατροπέα αυτό η μέγιστη γωνία απόκλισης θ_g (διαφορά φάσης μεταξύ των e_g και u_g) είναι πολύ μικρότερη των 60° . Μια τέτοια περίπτωση για παράδειγμα έχουμε όταν υπάρχει μετάβαση από το κενό φορτίο στο πλήρες. Θεωρώντας ότι $\omega_L = \omega_{LN} + \Delta\omega_{Lmax}$ όπου ω_{LN} είναι η ονομαστική γωνιακή συχνότητα του φορτίου και $\Delta\omega_{Lmax}$ είναι η μέγιστη ανεκτή διακύμανση της. Τότε η γωνία $|\varepsilon|$ (μετά την αύξηση της εξαιτίας της διακύμανσης της θ_g που προξένησε η αλλαγή της ισχύος του συστήματος) μπορεί να μειωθεί αλλάζοντας την $\Delta\omega_{Lmax}$.

Είναι επίσης σημαντικό στο σημείο αυτό να δούμε την περίπτωση όπου μόνο ένα μέρος της τάσης εξόδου μπορεί να συγχρονιστεί με την τάση εισόδου. Για παράδειγμα αυτό συμβαίνει όταν ένα μη γραμμικό φορτίο εισάγει αρμονικές συνιστώσες στην τάση u_L ενώ πριν το φορτίο χρησιμοποιούμε ένα φίλτρο Z_f . Σ' αυτή την περίπτωση θα ισχύει:

$$u_L = u_f + e_L \quad (4.44)$$

Όπου e_L είναι η τάση στα άκρα του φορτίου και u_f η πτώση τάσης στο φίλτρο εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση είναι προτιμότερο να συγχρονίσουμε το e_L , αντί για το u_L , με το u_g .

Για τον συγχρονισμό των τάσεων αλλά και για τον έλεγχο του συντελεστή ισχύος, ιδιαίτερα καθοριστικό ρόλο παίζει το βρόχος κλειδωμένης φάσης (Phase Locked Loop) το οποίο θα αναλύσουμε στη συνέχεια.

4.7 Βρόχος κλειδωμένης φάσης-PLL για μονοφασικές εφαρμογές

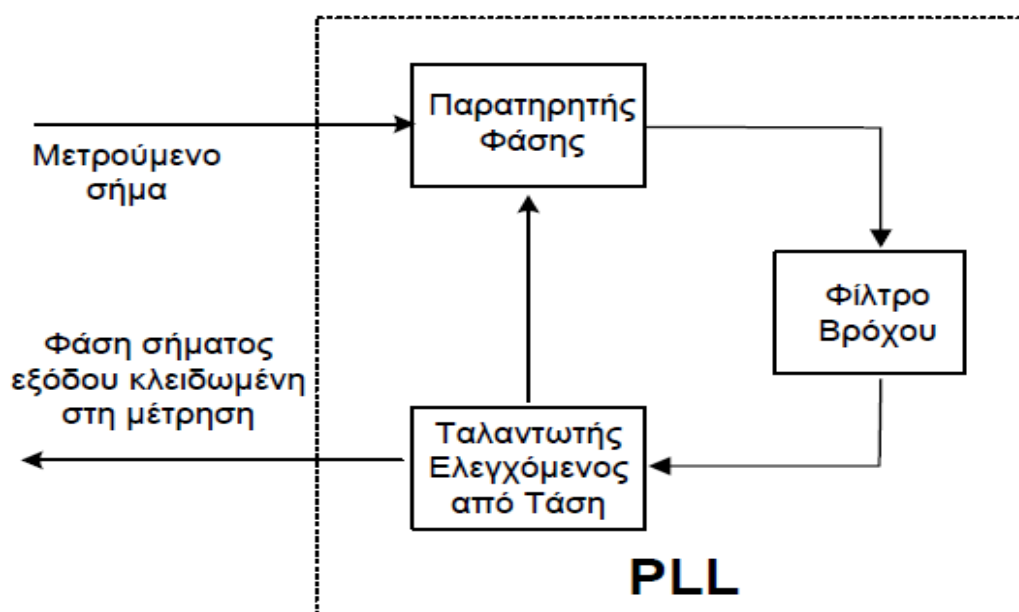
Προκειμένου να επιτευχθεί ο συγχρονισμός τάσεων ή ρευμάτων γενικά απαιτείται η γρήγορη παρατήρηση της φάσης και της συχνότητας του σήματος του οποίου θέλουμε να ακολουθήσουμε. Το PLL είναι ευρέως διαδεδομένο για την ικανότητα του αυτή. Το PLL είναι ένα σύστημα με ανάδραση το οποίο ρυθμίζει τη φάση ενός λογικά παραγόμενου σήματος ώστε να ταιριάζει με τη φάση ενός σήματος εισόδου. Κατα κύριο λόγο χρησιμοποιείται για να συγχρονίσει τη γωνία της τάσης του δικτύου με τη γωνία του ρεύματος εισόδου ενός μετατροπέα για λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Όπως αναφέραμε νωρίτερα όμως στον

μετατροπέα 3 κλάδων χρησιμοποιείται για να συγχρονίσει τις τάσεις εισόδου και εξόδου προκειμένου να αυξήσει τα επίπεδα τάσης του.

Μέχρι πρόσφατα το PLL χρησιμοποιούταν κυρίως σε τριφασικές εφαρμογές επειδή σε μονοφασικές απαιτεί δύο ορθογώνιες τάσεις για να λειτουργήσει. Το εμπόδιο αυτό όμως έχει ξεπεραστεί με την δημιουργία μιας εικονικής τάσης ορθογώνιας με την τάση του μονοφασικού συστήματος. Αντίστοιχα ισχύουν και για τα ρεύματα.

4.7.1 Λειτουργικό διάγραμμα του PLL

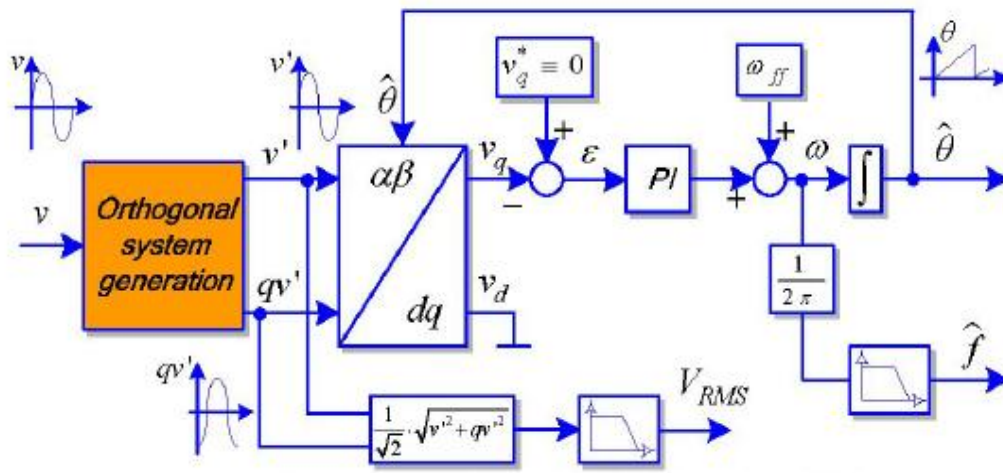
Το PLL θα πρέπει να συνεχίζει να παράγει σήματα αναφοράς για τη συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα ακόμη και όταν υπάρχει παραμόρφωση της τάσης και διακύμανση της συχνότητας του δικτύου. Επίσης θα πρέπει όλη η υλοποίηση των τμημάτων του PLL να μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση ενός μόνο DSP ή μικροεπεξεργαστή και όλος ο έλεγχος να μπορεί να γίνει με την ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων που θα λαμβάνονται από έναν ή περισσότερους A/D μετατροπείς. Στο σχήμα 4.14 φαίνεται η βασική δομή ενός PLL



Σχήμα 4.14 Η βασική δομή ενός PLL

Αν στο βασικό κύκλωμα ενός PLL προσθέσουμε τις κατάλληλες διατάξεις για τη λήψη των απαραίτητων σημάτων και την περαιτέρω επεξεργασία τους τότε προκύπτει το λειτουργικό διάγραμμα για μονοφασικό PLL που φαίνεται στο σχήμα 4.15. Όπως παρατηρούμε ο έλεγχος επιτυγχάνεται μέσω ενός φίλτρου βρόχου που ενσωματώνει ένα PI ελεγκτή ο οποίος προσπαθεί να κρατήσει το σφάλμα μηδενικό ελέγχοντας την τάση V_q . Παράλληλα υπάρχουν συστήματα τα οποία εκτελούν μετασχηματισμό των τάσεων του δικτύου σε στατό πλαίσιο αναφοράς αφού πρώτα μετατραπεί η μονοφασική είσοδος σε διφασική ορθογώνια. Επίσης παρεμβάλλεται κι ένα βαθυπερατό φίλτρο για να μην υπάρχει κυμάτωση στην υπολογισμένη

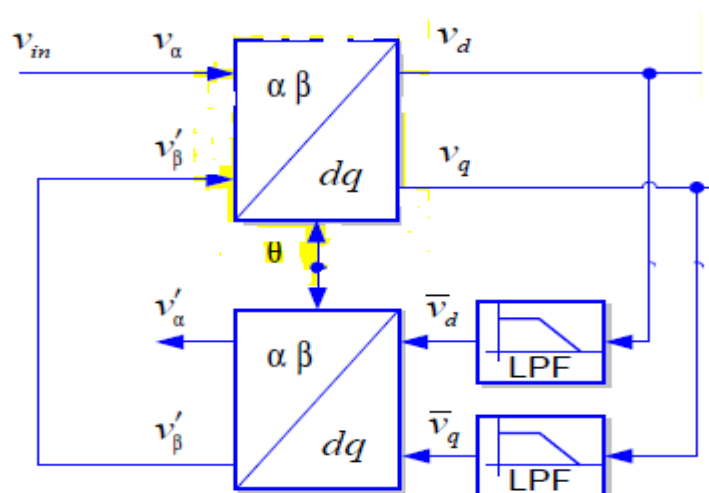
συχνότητα εισόδου. Το PLL μπορεί να έχει σαν εξόδους τη συχνότητα, την φάση, την RMS τιμή ή και ένα μοναδιαίο ημίτονο συχνότητας και φάσης ίδιων με το σήμα εισόδου.



Σχήμα 4.15 Λειτουργικό διάγραμμα του PLL

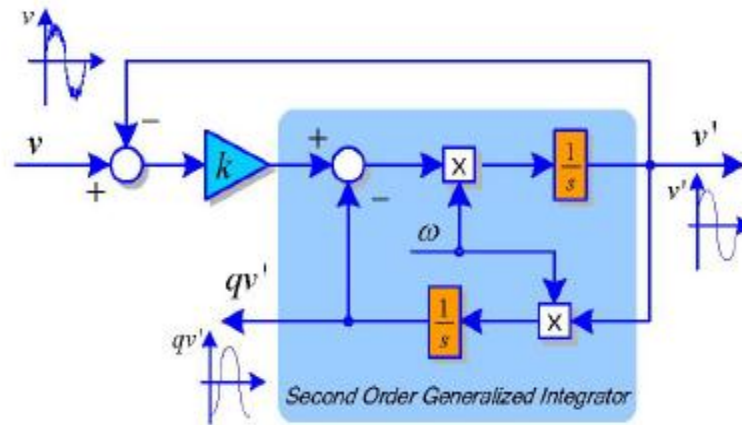
4.7.2 Παραγωγή Ορθογώνιας Τάσης

Μια εύκολη μέθοδος παραγωγής ορθογώνιας τάσης σε ένα μονοφασικό σύστημα είναι η χρησιμοποίηση ενός μπλοκ καθυστέρησης (delay block) που θα εισάγει μια διαφορά φάσης 90° , διατηρώντας σταθερή τη συχνότητα, σε σχέση με το σήμα εισόδου. Μια πιο σύνθετη μέθοδος είναι η χρησιμοποίηση μετασχηματισμού Hilbert [22]. Άλλη μια μέθοδος είναι η χρησιμοποίηση αντίστροφου Park μετασχηματισμού όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 4.16 Παραγωγή ορθογώνιας τάσης με χρήση αντίστροφου Park μετασχηματισμού

Η πιο σύγχρονη όμως μέθοδος παραγωγής ορθογώνιου συστήματος τάσεων είναι η μέθοδος γενικευμένου ολοκληρωτή δεύτερης τάξεως ή SOGI (Second Order Generalised Integrator). Η μέθοδος αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Παράγει δύο σήματα εξόδου v' και qv' τα οποία έχουν ίδια συχνότητα αλλά έχουν φασική διαφορά 90° .



Σχήμα 4.17 Γενικευμένος ολοκληρωτής δεύτερης τάξης

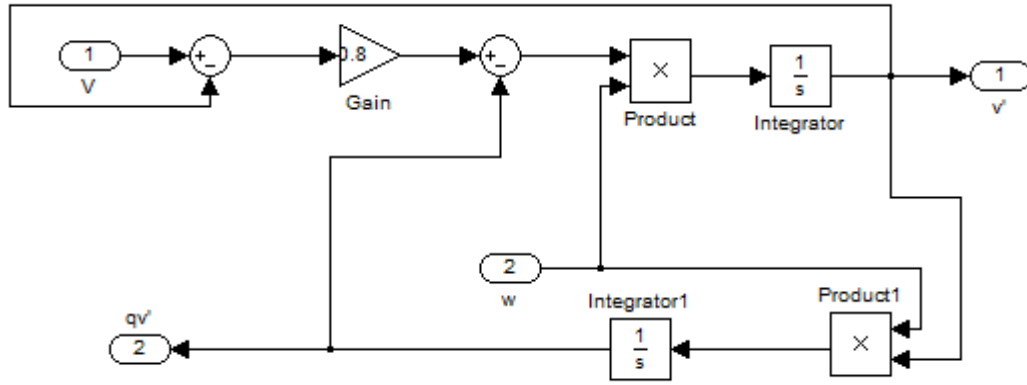
Επειδή η συγκεκριμένη τοπολογία εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος εισόδου μπορεί να έχει προβλήματα όταν η συχνότητα αυτή παρουσιάζει έντονες διακυμάνσεις. Αυτό όμως μπορεί να διορθωθεί δίνοντας σαν είσοδο στο SOGI την συχνότητα που μετράει το ίδιο το PLL για το οποίο προορίζεται να χρησιμοποιηθεί [23].

Οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος ($H_d = \frac{v'}{v}$ και $H_q = \frac{qv'}{v}$) μπορούν να δοθούν από τις ακόλουθες σχέσεις.

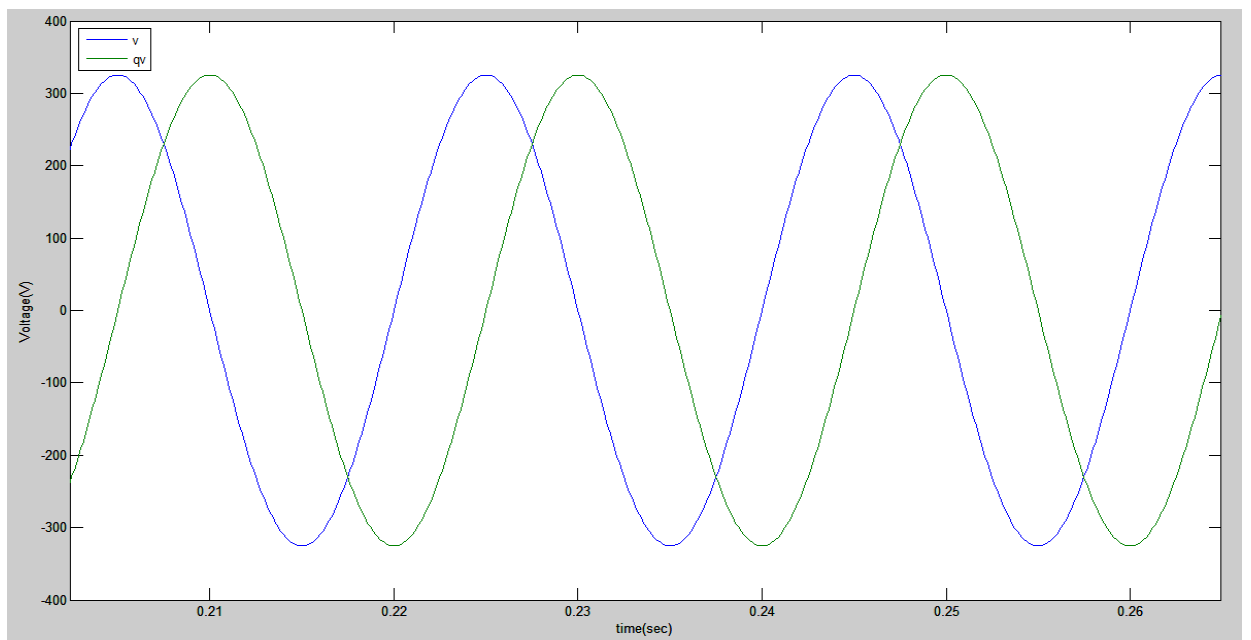
$$H_d(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.45)$$

$$H_q(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.46)$$

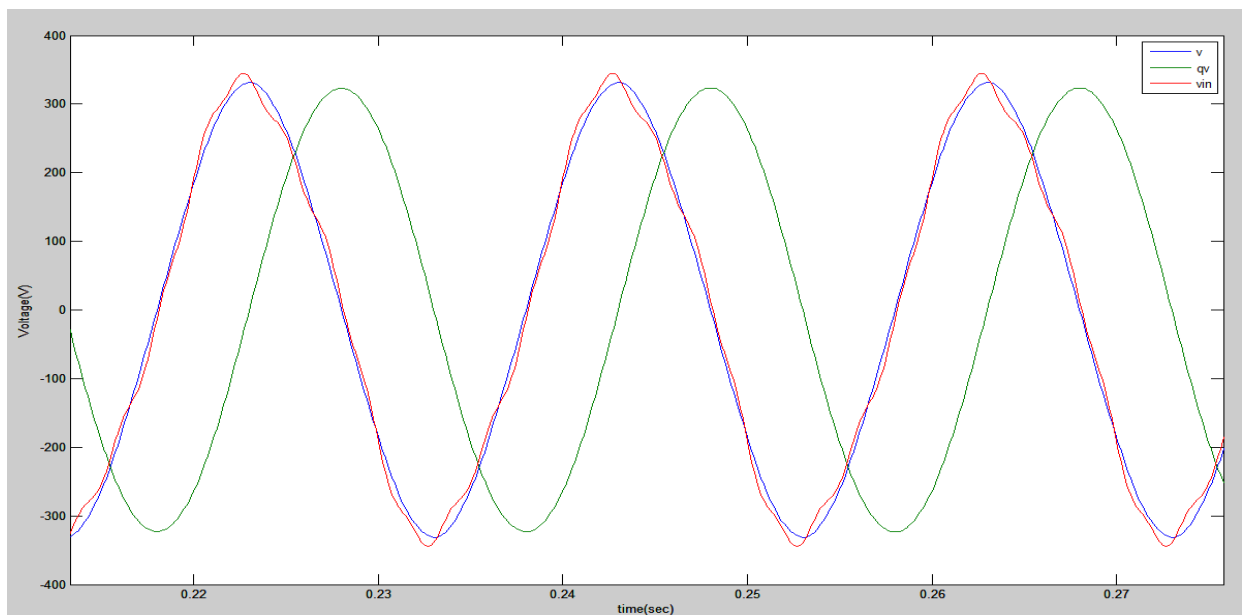
Όπου ο συντελεστής k επηρεάζει το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου. Το κυριότερο πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής σε σχέση με τις υπόλοιπες που αναφέρθηκαν προηγουμένα είναι ότι με την απλή αυτή κατασκευή μπορούμε να επιτελέσουμε 3 λειτουργίες. Φιλτράρισμα του συστήματος ορθογώνιων σημάτων χωρίς εισαγωγή καθυστέρησης, παραγωγή φυσικά του συστήματος ορθογώνιων σημάτων και ικανότητα προσαρμογής του συστήματος στις αλλαγές της συχνότητας. Με το SOGI το σήμα εισόδου v φιλτράρεται παράγοντας δύο σήματα v' και qv' , τα οποία είναι καθαρά από αρμονικές συνιστώσες. Το πόσο επιθετικό θα είναι το φιλτράρισμα καθορίζεται από τον συντελεστή k . Όταν το k μειώνεται το φίλτρο γίνεται πιο βαθυπερατό με συνέπεια όμως να καθυστερεί την απόκριση του συστήματος περισσότερο, ενώ όταν το k αυξάνεται συμβαίνει ακριβώς το αντίθετο. Στη συνέχεια φαίνεται η υλοποίηση του SOGI στο Simulink καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 4.18 Παραγωγή ορθογώνιας τάσης με SOGI στο Simulink



Σχήμα 4.19 Ορθογώνιες τάσεις εξόδου του SOGI για ημιτονοειδές σήμα εισόδου.



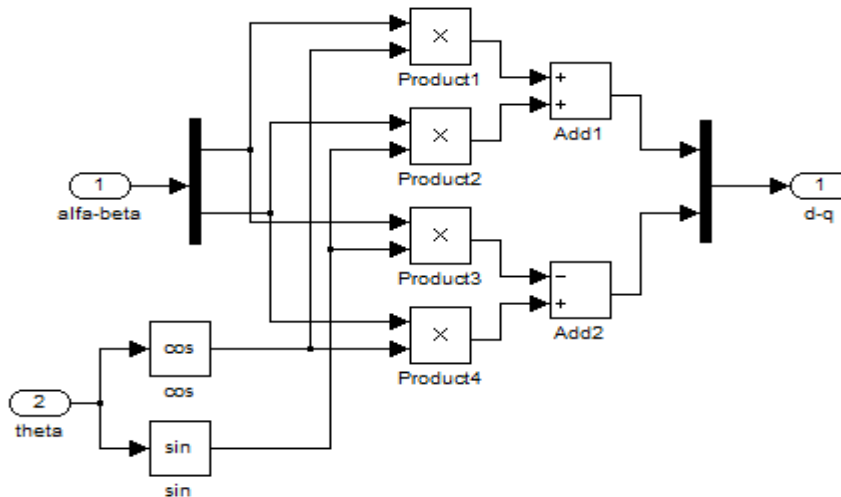
Σχήμα 4.20 Ορθογώνιες τάσεις εξόδου του SOGI για τάση εισόδου με αρμονικές

4.7.3 Μετασχηματισμός αβ-dq

Μετά την παραγωγή των ορθογώνιων τάσεων αβ όπως βλέπουμε στο σχήμα 4.15 του PLL, πραγματοποιείται ένας μετασχηματισμός αβ-dq. Κατά το μετασχηματισμό αυτό τα σήματα v_α και v_β μεταφέρονται από το πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων α και β, σε ένα σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων d,q το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα με βάση τις παρακάτω γραμμικές σχέσεις μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

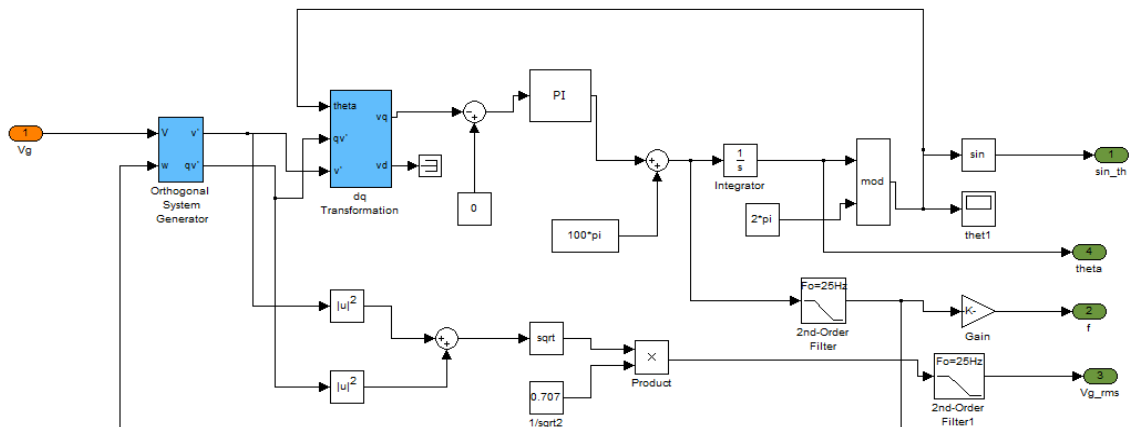
Στη συνέχεια φαίνεται η υλοποίηση του μετασχηματισμού στο Simulink



Σχήμα 4.21 αβ-dq μετασχηματισμός στο Simulink

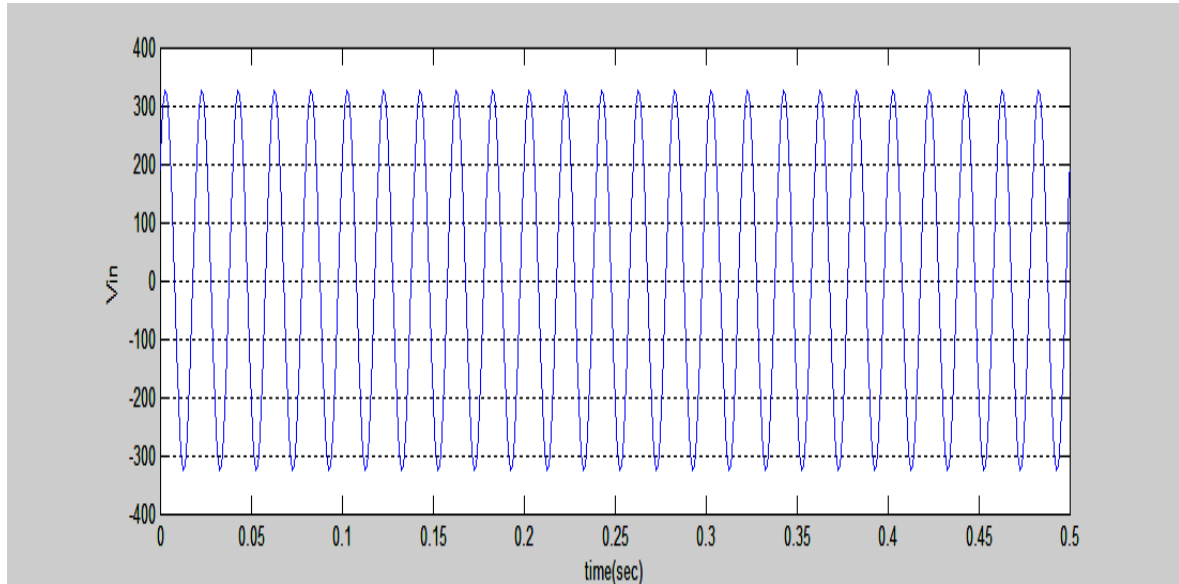
4.7.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης του PLL με χρήση SOGI στο Simulink

Στο υποκεφάλαιο αυτό, θα δούμε τα αποτελέσματα προσομοίωσης του PLL, με παραγωγή ορθογώνιου συστήματος τάσεων με την τεχνική SOGI, στο Simulink της Matlab. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η υλοποίηση του PLL.

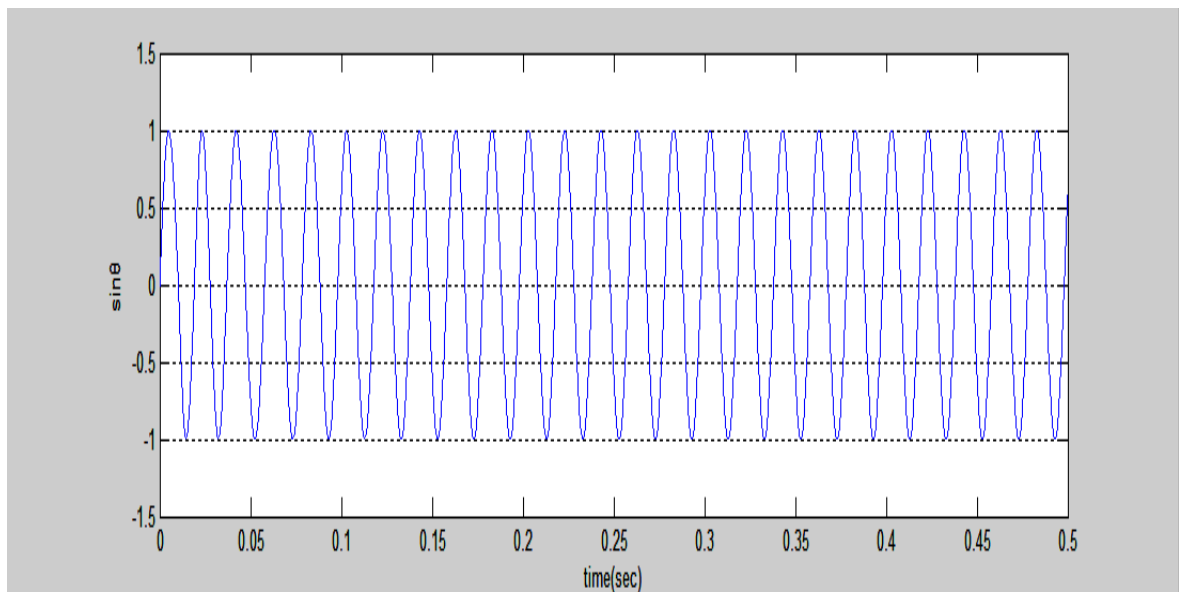


Σχήμα 4.22 PLL με SOGI στο Simulink

Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για δύο περιπτώσεις σημάτων εισόδου. Ένα καθαρά ημιτονοειδές κι ένα σήμα με αρμονική παραμόρφωση.

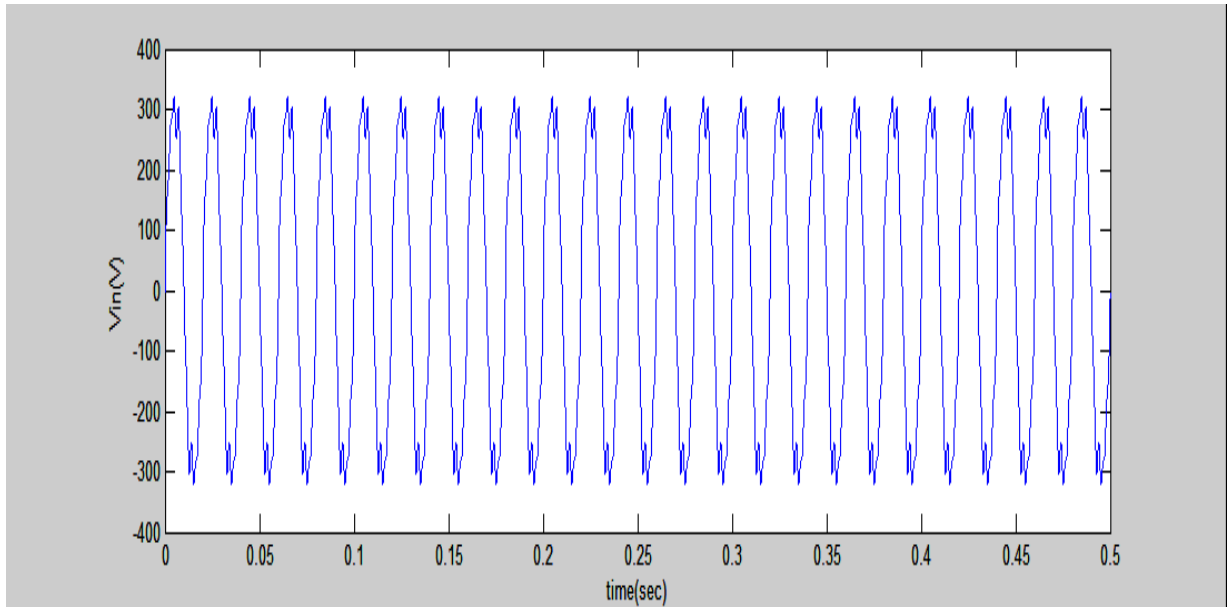


(A)

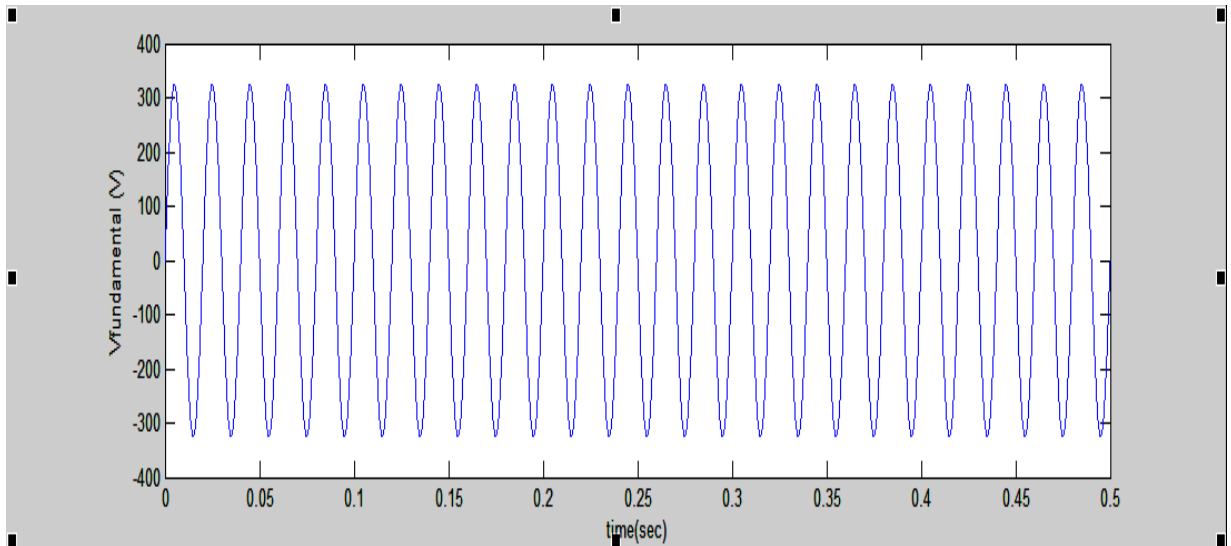


(B)

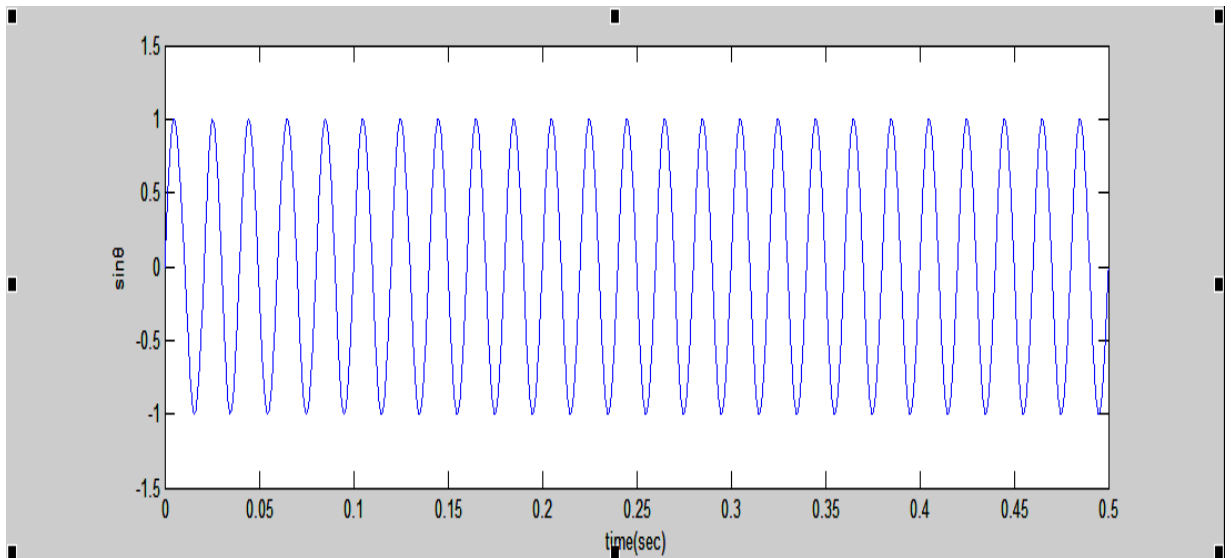
Σχήμα 4.23 A) Σήμα εισόδου του PLL (καθαρό ημιτονοειδές) B) Μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς στην έξοδο του PLL με ίδια συχνότητα και φάση με το σήμα εισόδου



A)



B)



Г)

Σχήμα 4.24 Α) Σήμα εισόδου του PLL (ημιτονοειδές με αρμονικές) Β) Θεμελιώδης συνιστώσα του σήματος εισόδου Γ) Μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς στην έξοδο του PLL με ίδια συχνότητα και φάση με τη θεμελιώδη συνιστώσα του σήματος εισόδου

Παρατηρούμε ότι (ανεξαρτήτως της μορφής του σήματος εισόδου) το PLL έχει τη δυνατότητα να παρέχει το μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς που θα έχει συχνότητα και φάση ίση με αυτή της θεμελιώδους συνιστώσας του σήματος εισόδου. Σ' αυτό ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο παίζει το σύστημα παραγωγής ορθογώνιου συστήματος τάσεων SOGI επειδή όπως εξηγήσαμε και νωρίτερα έχει ιδιότητες βαθυπερατού φίλτρου. Στη συνέχεια το ημίτονο αναφοράς μπορεί να πολλαπλασιαστεί με ένα dc σήμα παράγοντας ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας και φάσης ίδιας με του σήματος με το οποίο θέλουμε να πετύχουμε συγχρονισμό. Το PLL επίσης παρέχει στην έξοδο την θεμελιώδη συχνότητα, τη φάση και την rms τιμή του σήματος εισόδου.

4.8 Έλεγχος ρεύματος και τάσης

Συνήθως οι ac/ac μετατροπείς απαιτούν είτε έλεγχο της τάσης εξόδου ή της τάσης στο dc link είτε έλεγχο του ρεύματος εισόδου και του ρεύματος φορτίου. Συνήθως προτιμούμε έλεγχο ρεύματος στην έξοδο του μετατροπέα ειδικά όταν αυτό πρέπει να πληρεί συγκεκριμένες προδιαγραφές γιατί τροφοδοτεί ευαίσθητα φορτία. Στην προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε έλεγχος της τάσης φορτίου, της τάσης στο dc και έλεγχος του ρεύματος φορτίου. Δεν έγινε προσομοίωση με έλεγχο του ρεύματος εισόδου προκειμένου να απλοποιηθεί ο έλεγχος της διάταξης. Στη συνέχεια παρουσιάζονται μέθοδοι ελέγχου τάσης ή ρεύματος που μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε μετατροπέα.

- 1) Έλεγχος ρεύματος με βρόχο υστέρησης – HCC. Εξηγήθηκε γενικά στην παράγραφο 4.1 και ειδικότερα για την διάταξη μας στην παράγραφο 4.4
- 2) PI έλεγχος. Ο PI έλεγχος χρησιμοποιεί PI ελεγκτές για την επεξεργασία του σφάλματος ρεύματος/τάσης την έξοδο των οποίων τροφοδοτεί στην είσοδο του κυκλώματος παλμοδότησης. Το πλεονέκτημα του ελέγχου αυτού είναι ότι τα κυκλώματα των PI ελεγκτών υλοποιούνται πολύ εύκολα και με φθηνά αναλογικά στοιχεία. Το μειονέκτημα της είναι ότι έχει βραδεία απόκριση σε σχέση με άλλες μεθόδους ελέγχου. Αποτελεί σίγουρα την πιο απλή μέθοδο ελέγχου του ρεύματος ή της τάσης αλλά σήμερα έχουν αναπτυχθεί ελεγκτές με πολύ καλύτερα αποτελέσματα.

- 3) Deadbeat έλεγχος με πρόβλεψη ρεύματος/τάσης. Σε αυτή τη στρατηγική ελέγχου γίνεται μια μέτρηση του σφάλματος μεταξύ πραγματικού ρεύματος/τάσης και ρεύματος/τάσης αναφοράς και τροφοδοτείται στην παλμογεννήτρια PWM μια πρόβλεψη της διορθωτικής τάσης/ρεύματος που χρειάζεται ώστε να μηδενιστεί το σφάλμα αυτό. Τα κυκλώματα αυτού του τύπου είναι ψηφιακά και στην απλή περίπτωση που περιγράψαμε το πραγματικό σήμα εισόδου του ελέγχου βρίσκεται πάντα ένα διάστημα δειγματοληψίας πίσω από το σήμα αναφοράς. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού είναι δυνατόν να χρησιμοποιήσουμε κυκλώματα πρόβλεψης, που θα προβλέπουν τη μελλοντική τιμή της αναφοράς από τις παρελθούσες τιμές της. Το πλεονέκτημα του deadbeat ελέγχου είναι ότι έχει πολύ γρήγορη απόκριση και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης αν επιλεγεί μικρή περίοδος δειγματοληψίας. Το μειονέκτημα του είναι το υψηλό κόστος λόγω της ψηφιακής υλοποίησής του.

Στην προσομοίωση επιλέχθηκαν απλοί PI ελεγκτές για τον έλεγχο του ρεύματος και της τάσης.

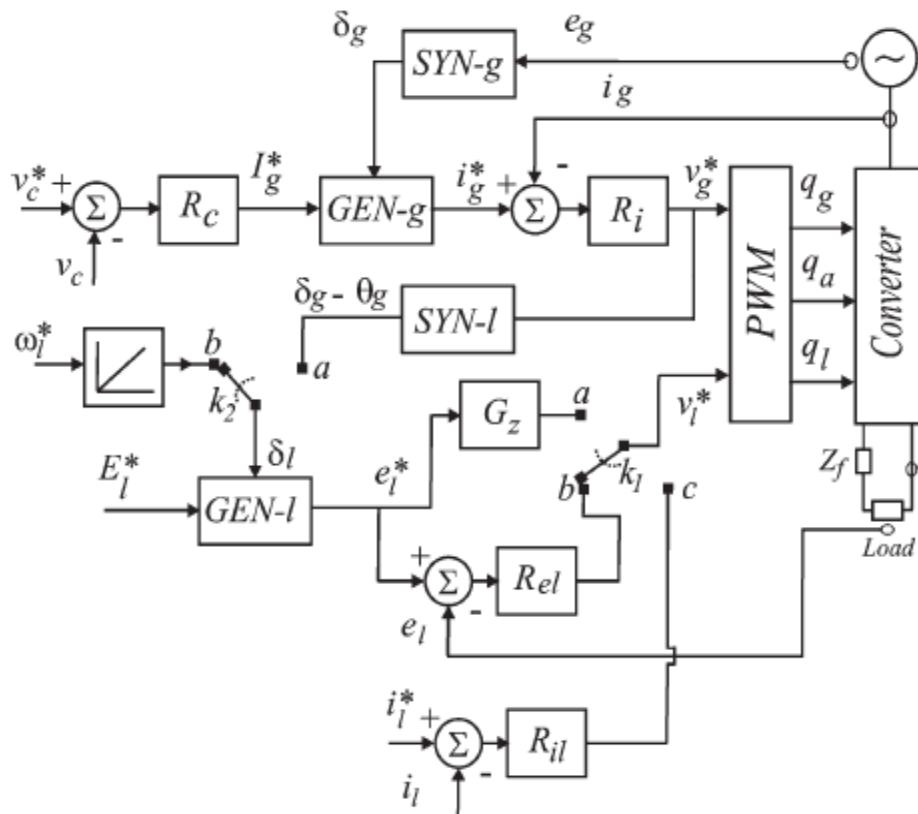
4.9 Τελικό σχήμα ελέγχου του μετατροπέα 3 κλάδων

Στο σχήμα 4.25 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του συνολικού σχήματος ελέγχου του μετατροπέα 3 κλάδων [21]. Η τάση στο dc-link v_c ($v_c = E$) ρυθμίζεται έτσι ώστε να ακολουθεί μια τιμή αναφοράς (v_c^*) μέσω του ελεγκτή R_c ο οποίος είναι συνήθως ένας απλός PI ελεγκτής. Η έξοδος του ελεγκτή αυτού παράγει την αναφορά του πλάτους του ρεύματος εισόδου της διάταξης (i_g^*). Προκειμένου να έχουμε ρύθμιση του συντελεστή ισχύος το στιγμιαίο ρεύμα αναφοράς της εισόδου πρέπει να είναι συγχρονισμένο με την τάση e_g . Αυτό πραγματοποιείται με τα μπλοκ SYN-g και GEN-g. Το μπλοκ SYN-g είναι στην ουσία ένα PLL το οποίο παράγει το μοναδιαίο ημίτονο που περιέχει την πληροφορία της συχνότητας και της φάσης της τάσης e_g . Από το ημίτονο αυτό που παράγει το PLL και το πλάτος του ρεύματος αναφοράς που παράγει ο PI ελεγκτής, δημιουργείται το σήμα του ρεύματος αναφοράς στο μπλοκ GEN-g. Στη συνέχεια το ρεύμα αναφοράς i_g^* συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα i_g και μέσω ενός ελεγκτή ρεύματος παράγει την τάση αναφοράς της εισόδου του μετατροπέα (v_g^*). Ο ελεγκτής αυτός δεν θα χρησιμοποιηθεί στην προσομοίωση μας και η εύρεση της τάσης αναφοράς θα γίνεται από τη σχέση 4.41.

Ο μεταγωγέας k_1 αλλάζοντας θέση μεταξύ των θέσεων α και β επιλέγει αν θα έχουμε έλεγχο της τάσης εξόδου ή λειτουργία ανοικτού βρόχου. Δηλαδή όταν ο μεταγωγέας συνδέεται στη θέση α έχουμε λειτουργία ανοικτού βρόχου που σημαίνει ότι η τάση αναφοράς v_L^* καθορίζεται απευθεία από την τάση αναφοράς e^*L λαμβάνοντας υπόψη μόνο την πτώση τάσης στο φίλτρο εξόδου (μπλοκ Gz). Ενώ

όταν ο μεταγωγέας βρίσκεται στη θέση β έχουμε λειτουργία κλειστού βρόχου όπου το σήμα αναφοράς e^*_L συγκρίνεται με την πραγματική e_L παράγοντας ένα σφάλμα το οποίο περνάει από έναν ελεγκτή καθορίζοντας την τάση αναφοράς u^*_L . Αν επιλέξουμε τελικά ρύθμιση του ρεύματος του φορτίου αντί για την τάση τότε το ρεύμα αναφοράς συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα και μέσω ενός ελεγκτή παράγει την τάση αναφοράς u^*_L . Σ' αυτή τη λειτουργία ο μεταγωγέας βρίσκεται στη θέση c. Οι δύο τάσεις αναφοράς u^*_g και u^*_L στη συνέχεια, είναι τα σήματα εισόδου της PWM γεννήτριας παλμών η οποία μπορεί να υλοποιηθεί με έναν από τους πιθανούς τρόπους που αναφέραμε σε προηγούμενα υποκεφάλαια.

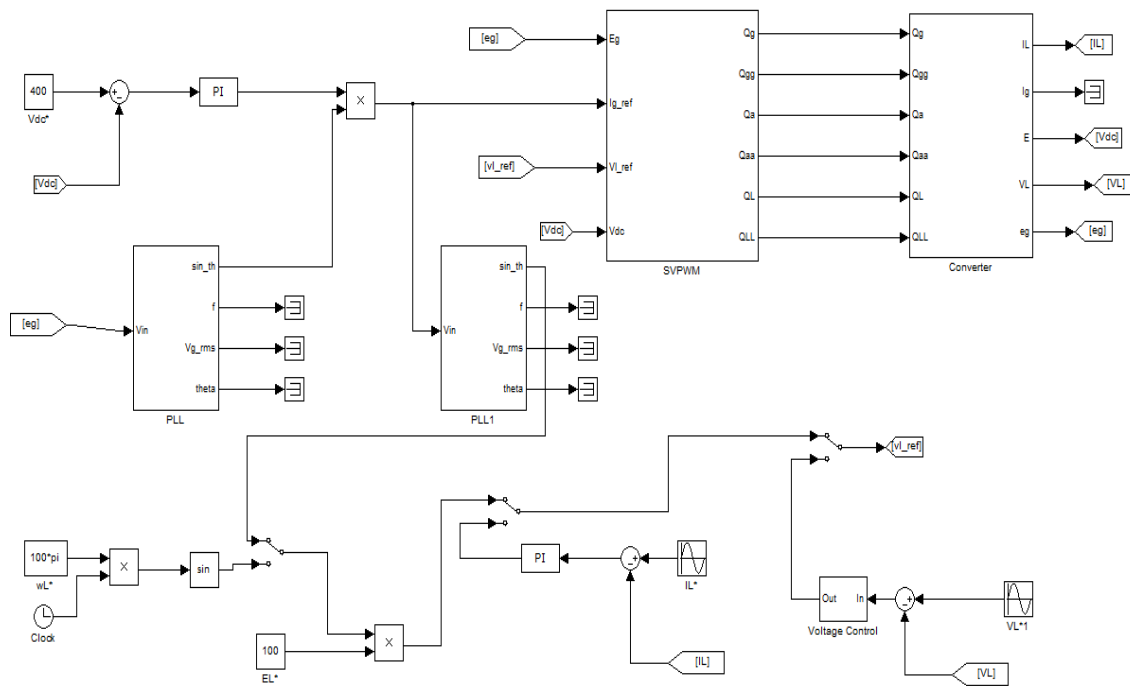
Με τον μεταγωγέα k_2 μπορούμε να ελέγχουμε αν θα έχουμε συγχρονισμό των τάσεων εισόδου και εξόδου (για τους λόγους που αναφέρθηκαν στο υποκεφάλαιο 4.6) ή όχι. Για την περίπτωση χωρίς συγχρονισμό (ο μεταγωγέας βρίσκεται στη θέση b) η στιγμιαία φάση της τάσης εξόδου του μετατροπέα παράγεται αυτόνομα από την γωνιακή συχνότητα αναφοράς του φορτίου ω^*_L . Όταν έχουμε συγχρονισμό (ο μεταγωγέας βρίσκεται στη θέση a) το e^*_L (ή το u^*_L αν δεν υπάρχει φίλτρο εξόδου) μέσω των μπλοκ SYN-L και GEN-L συγχρονίζεται με το u^*_g . Τα μπλοκ αυτά είναι ίδια με τα αντίστοιχα SYN-g και GEN-g που περιγράφηκαν νωρίτερα για τη ρύθμιση του συντελεστή ισχύος.



Σχήμα 4.25 Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα AC/DC/AC 3 κλάδων

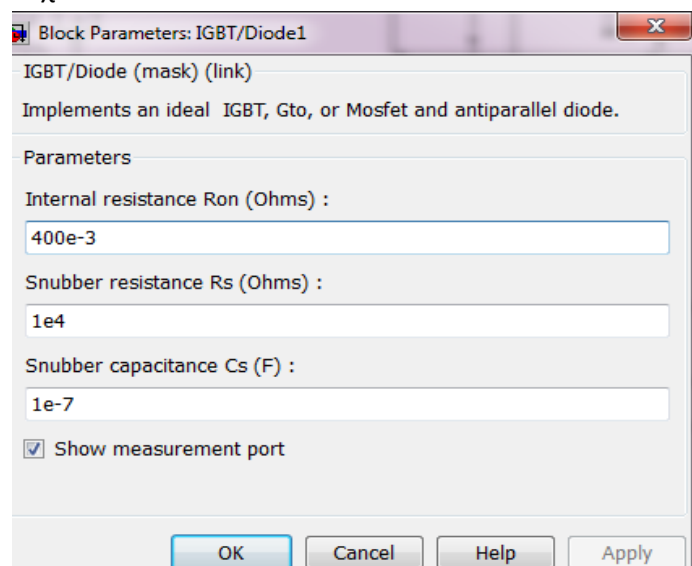
Στο σχήμα 4.26 φαίνεται η υλοποίηση του ελέγχου του μετατροπέα στο Simulink με έλεγχο της dc τάσης, δυνατότητα επιλογής μεταξύ ελέγχου του ρεύματος φορτίου

και ελέγχου της τάσης του φορτίου και δυνατότητα επιλογής συγχρονισμού μεταξύ του ρεύματος εισόδου (το οποίο βάσει της σχέσης 4.41 θα είναι συγχρονισμένο με την τάση εισόδου) και της τάσης εξόδου v_L .



Σχήμα 4.26 Έλεγχος του μετατροπέα 3 κλάδων στο Simulink

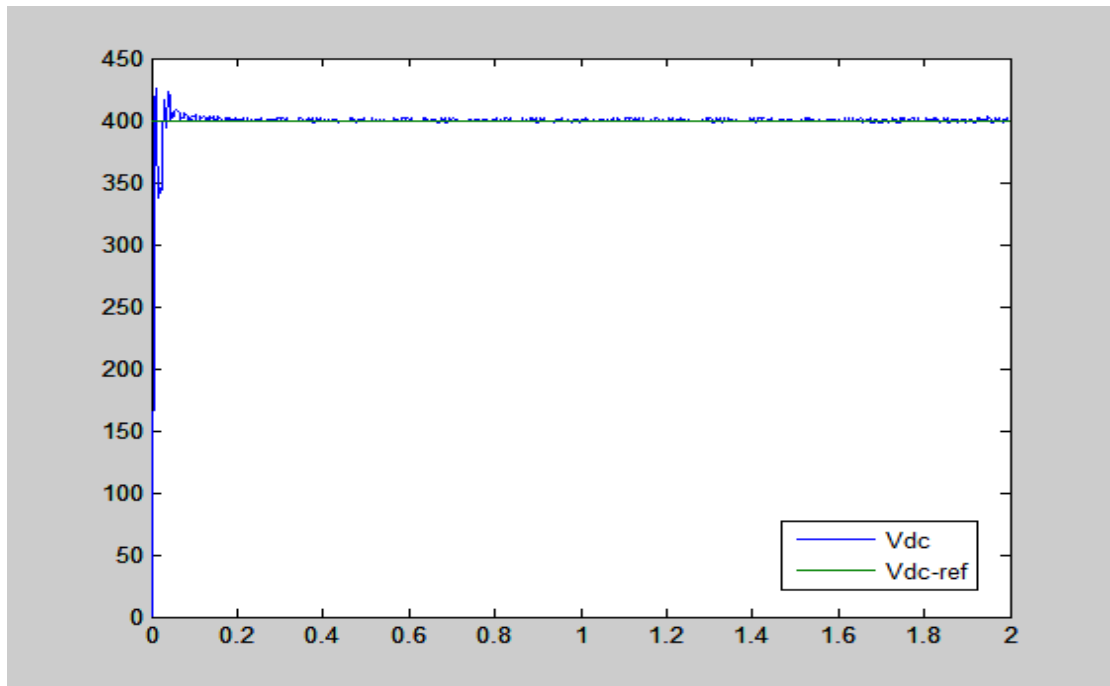
Για την υλοποίηση του μοντέλου του μετατροπέα επιλέχθηκαν τα στοιχεία της βιβλιοθήκης SimPowerSystems του Simulink. Για τα διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο IGBT/Diode που περιλαμβάνει ένα IGBT με αντιπαράλληλη δίοδο προκειμένου να μπορεί να λειτουργεί ο μετατροπέας αμφίδρομα. Τα παραμετρικά στοιχεία του μοντέλου επιλέχθηκαν μετά από δοκιμές και με βάση πληροφορίες από τα ενημερωτικά φυλλάδια κατασκευαστών ημιαγωγικών στοιχείων.



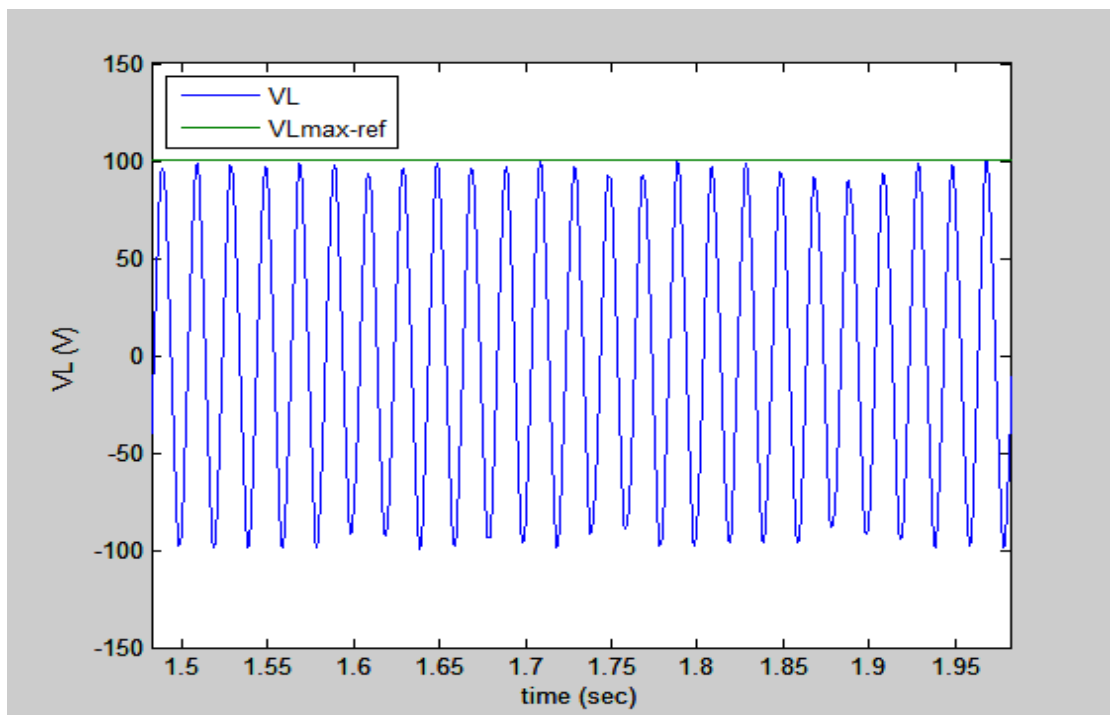
Σχήμα 4.27 Παράμετροι διακοπών στην προσομοίωση

Η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου e_g στην προσομοίωση έχει τιμή 230V rms συχνότητα 50Hz και μηδενική φάση, για το πηνίο εισόδου επιλέχθηκε $L=6\text{ mH}$, για τους πυκνωτές στο dc link $C=2200\text{ }\mu\text{F}$ και η διακοπτική συχνότητα επιλέχθηκε ίση με 10kHz. Το φορτίο είναι R-L με $R=47\Omega$ και $L=150\text{mH}$. Επίσης επιλέχθηκε συντελεστής $\mu=0.5$ για το SVPWM. Τέλος η τάση u_L φιλτράρεται από ένα βαθυπερατό φίλτρο.

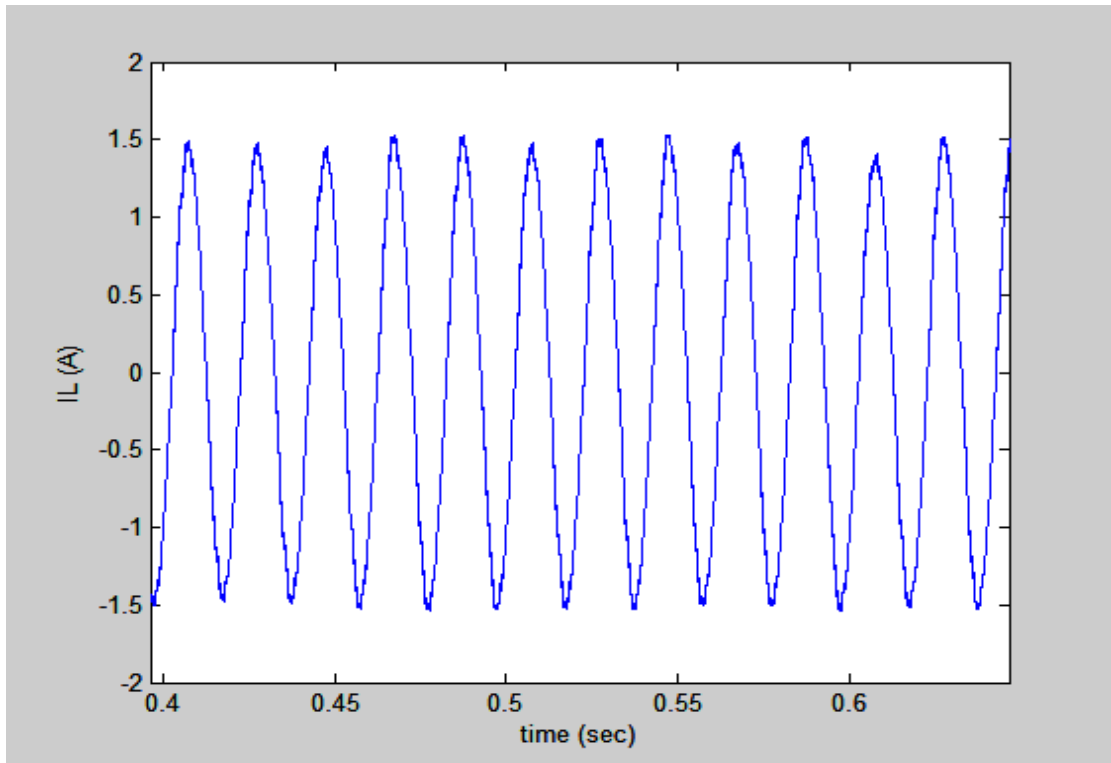
a) Αποτελέσματα της προσομοίωσης με έλεγχο ανοικτού βρόχου για την τάση του φορτίου.



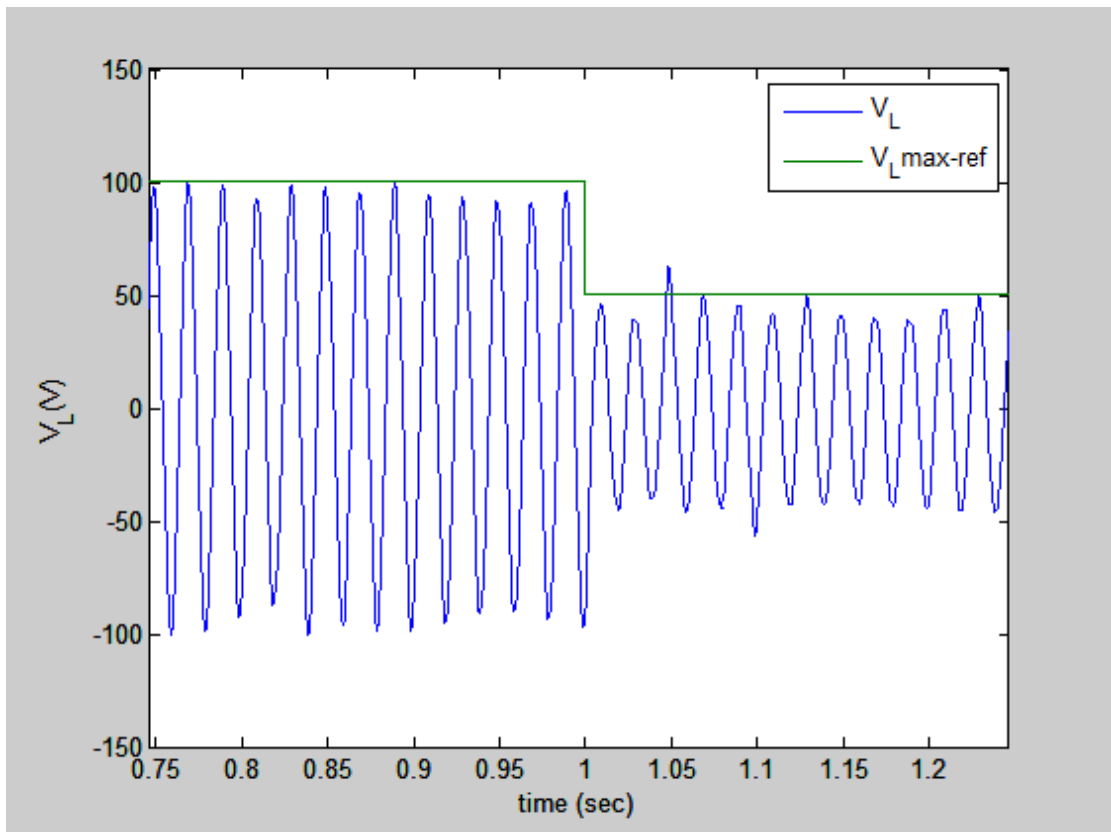
Σχήμα 4.28 Τάση στο dc-link συγκρινόμενη με την dc τάση αναφοράς



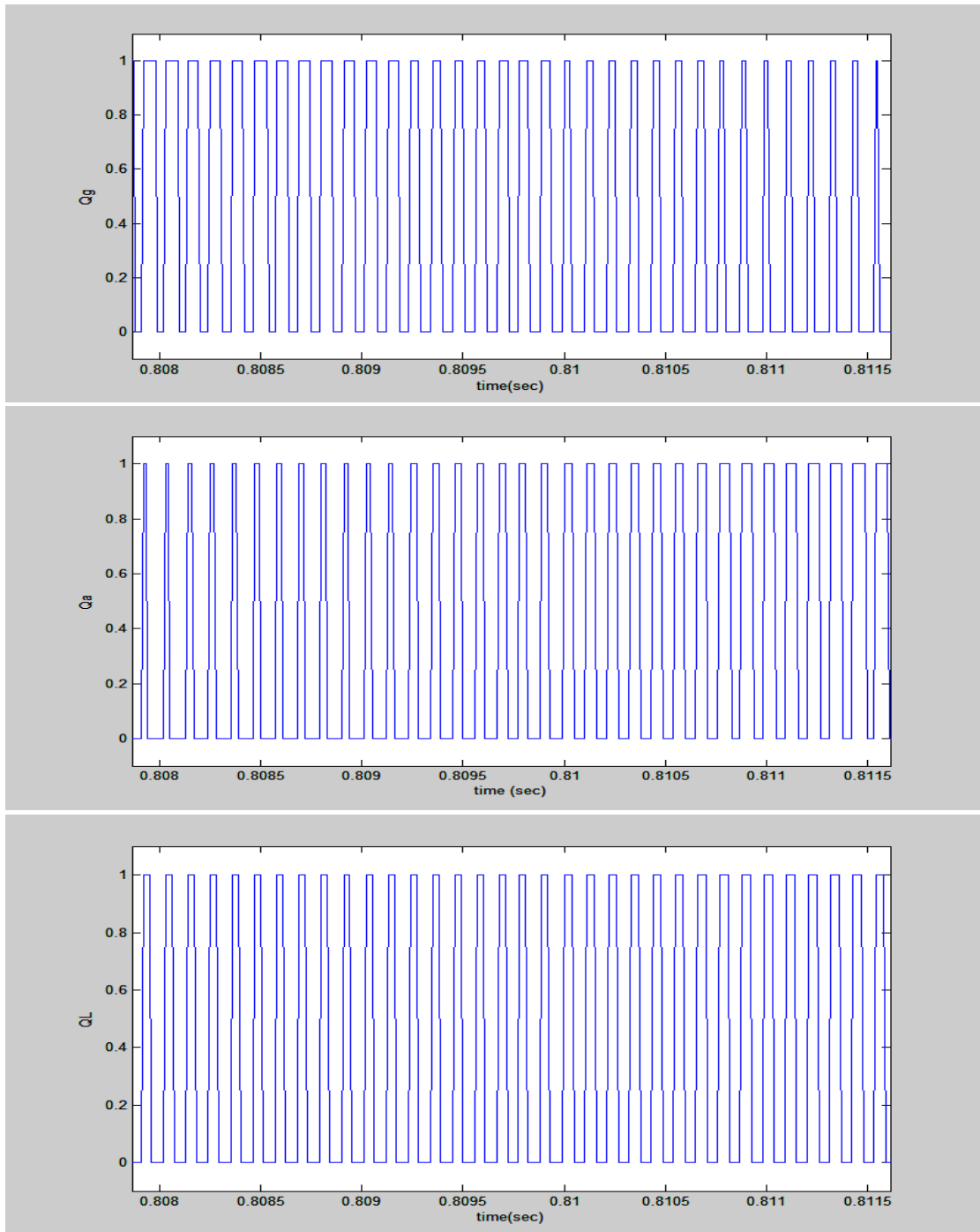
Σχήμα 4.29 Τάση στο φορτίο συγκρινόμενη με το πλάτος της τάσης αναφοράς.



Σχήμα 4.31 Ρεύμα φορτίου χωρίς έλεγχο του ρεύματος

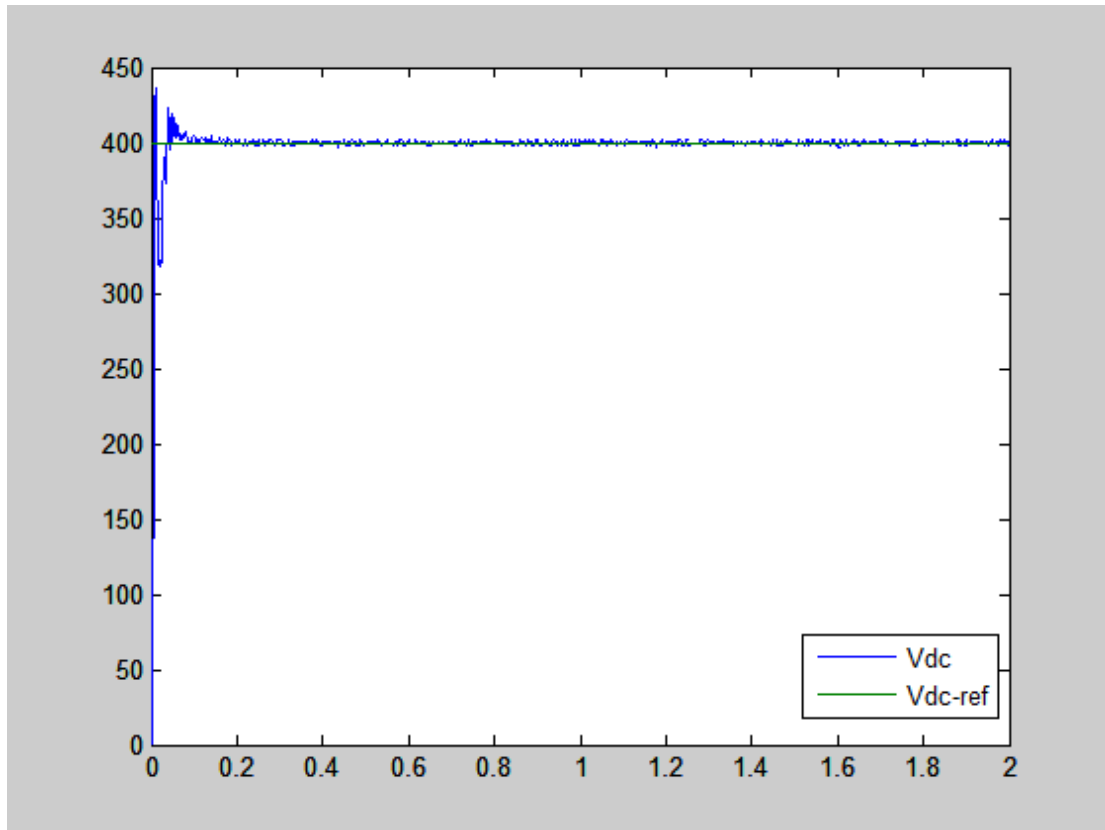


Σχήμα 4.30 Τάση του φορτίου για βηματική μεταβολή της τάσης φορτίου αναφοράς

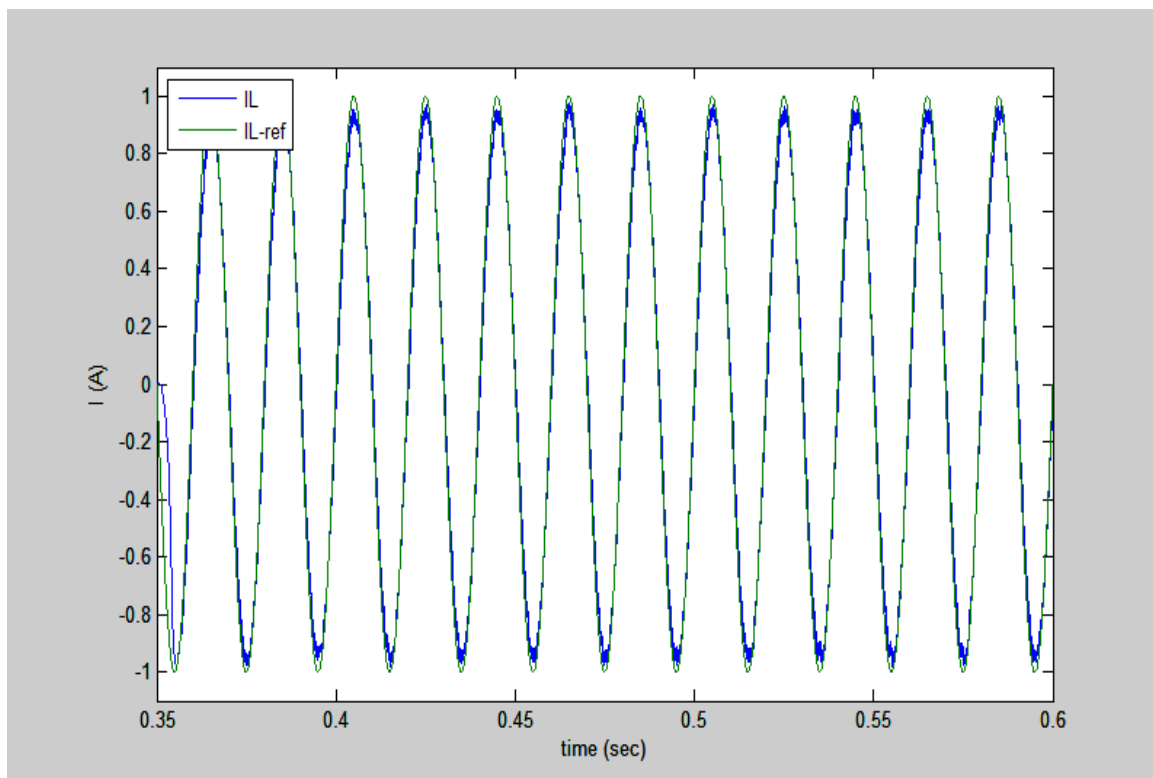


Σχήμα 4.32 Λεπτομέρεια παλμών των διακοπών

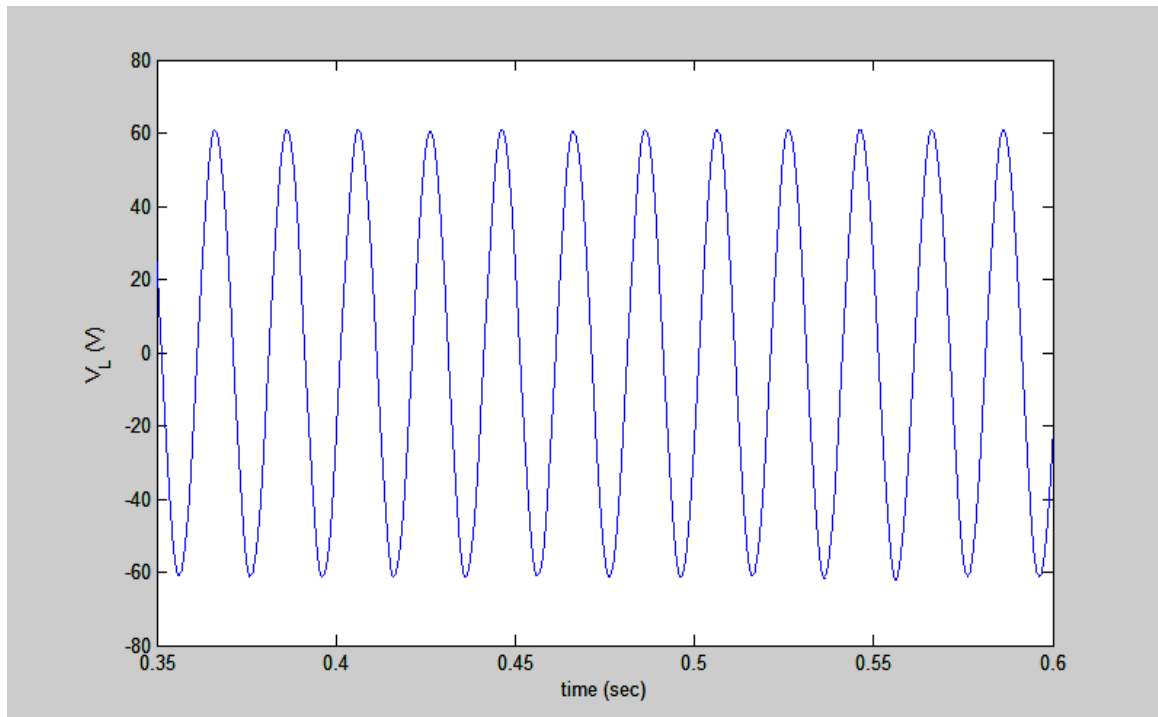
b) Αποτελέσματα της προσομοίωσης για έλεγχο του ρεύματος φορτίου.



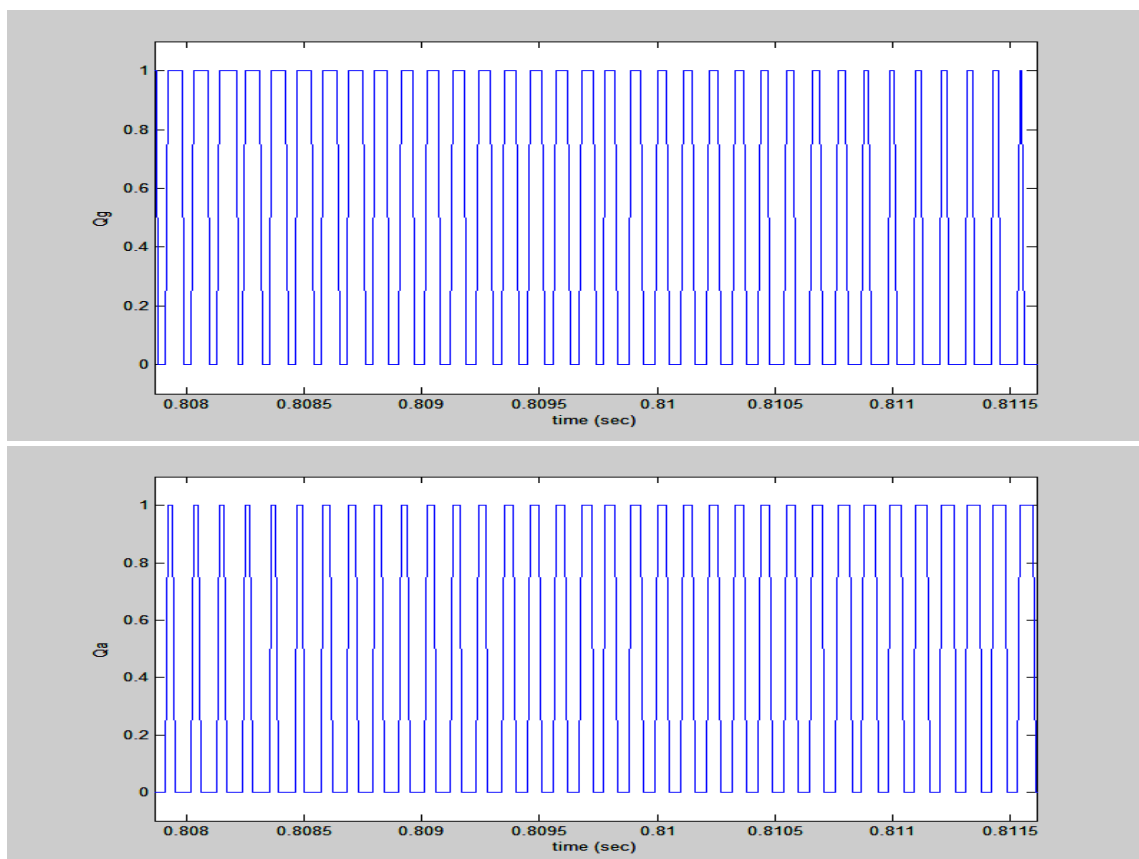
Σχήμα 4.33 Τάση στο dc-link συγκρινόμενη με την dc τάση αναφοράς

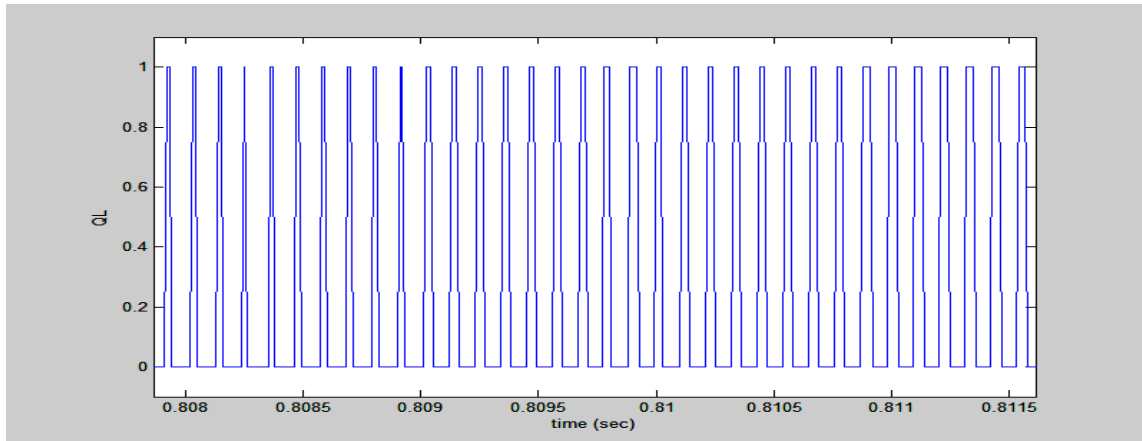


Σχήμα 4.34 Ρεύμα φορτίου συγκρινόμενο με το ρεύμα φορτίου αναφοράς
παρουσία ελέγχου

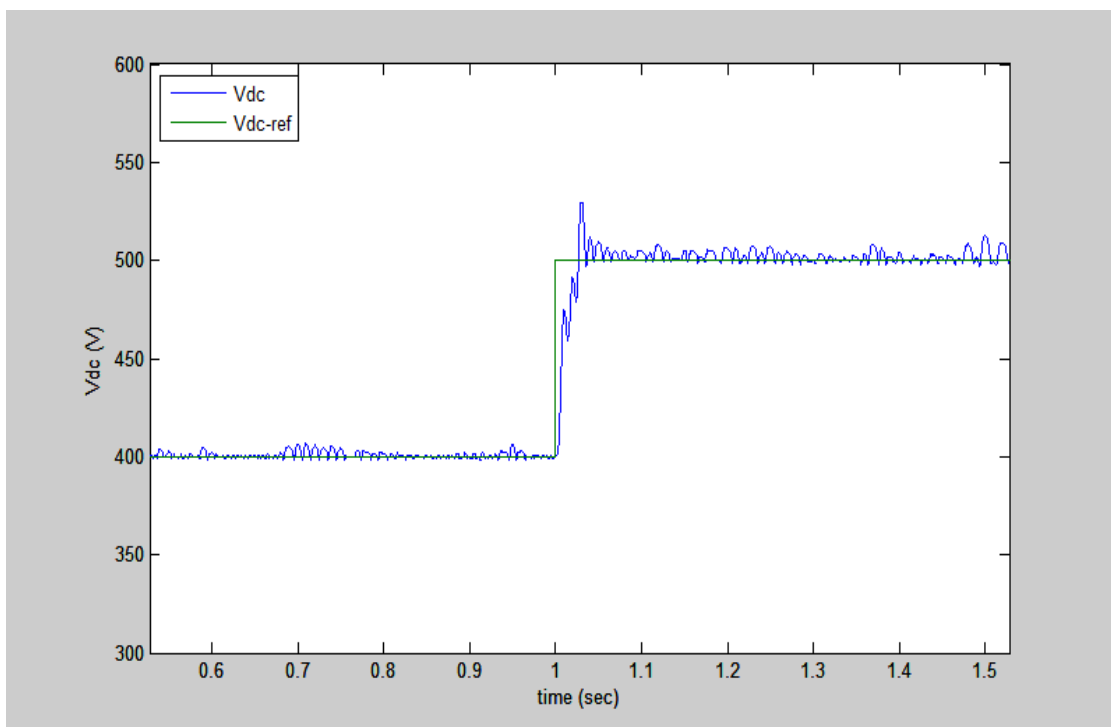


Σχήμα 4.35 Τάση φορτίου με έλεγχο του ρεύματος φορτίου

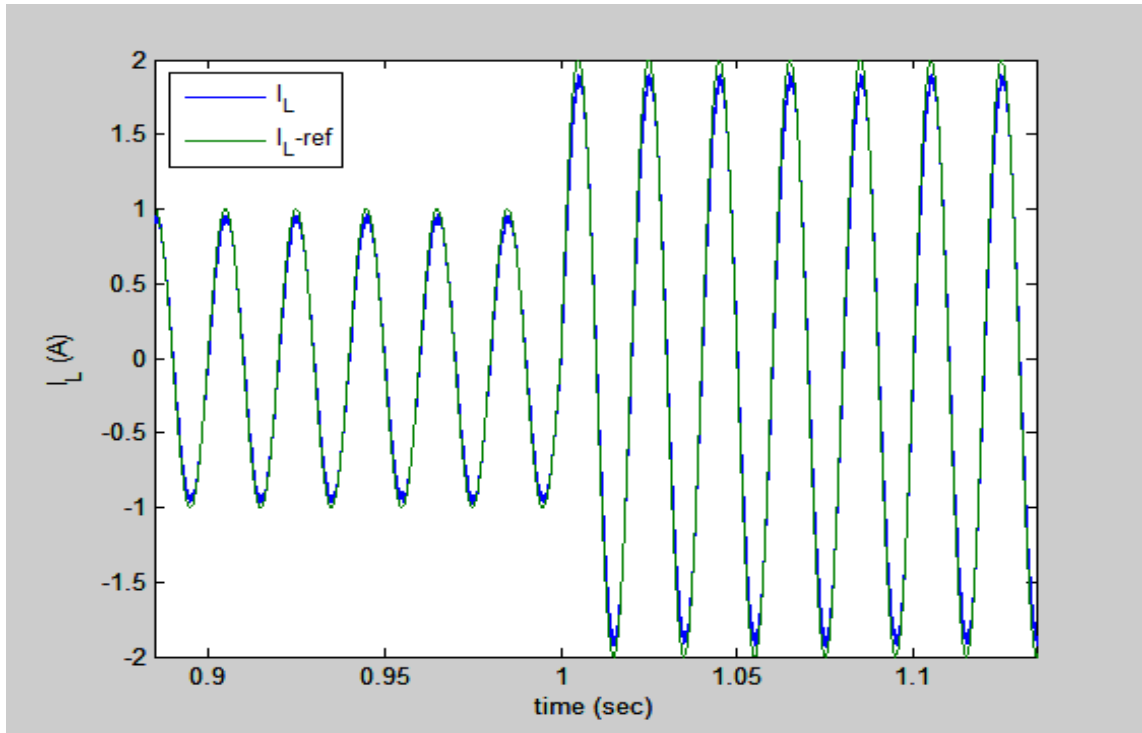




Σχήμα 4.36 Λεπτομέρεια παλμών διακοπτικών στοιχείων

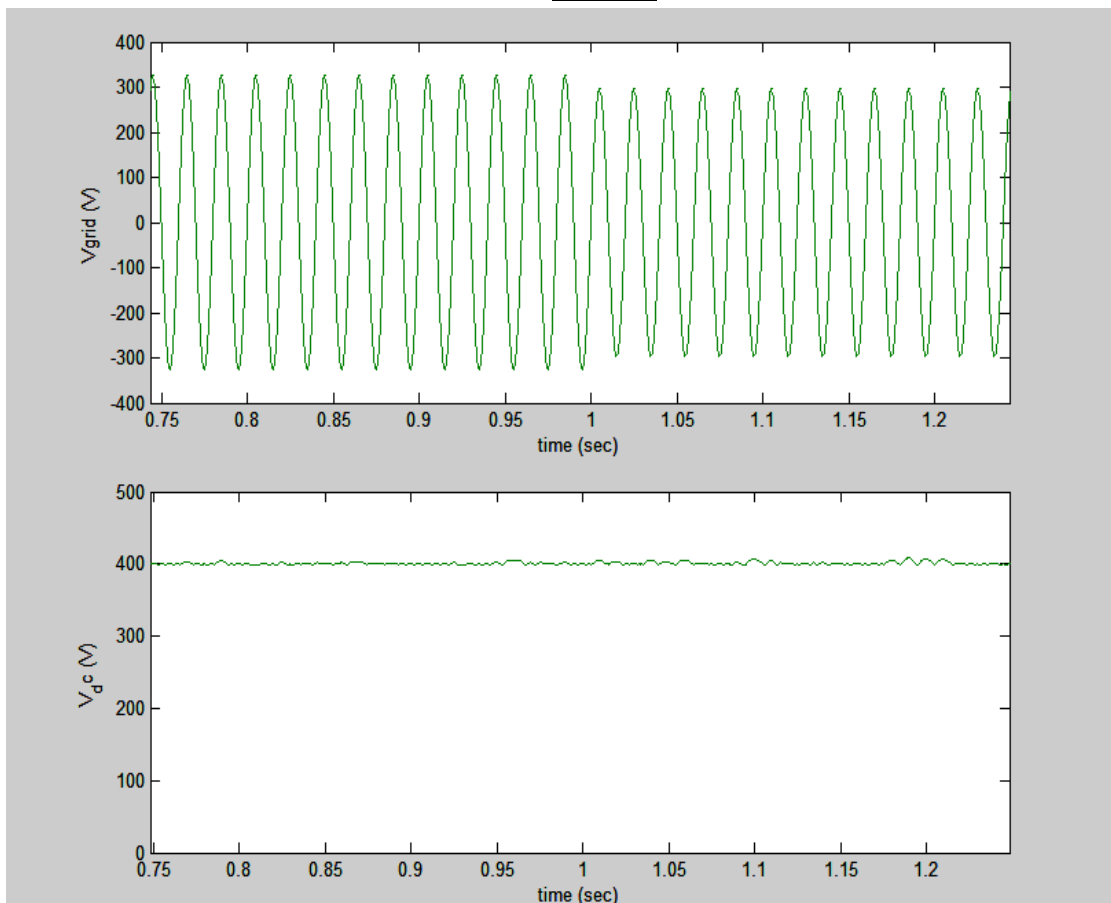


Σχήμα 4.37 Τάση στο dc-link για βηματική μεταβολή της dc τάσης αναφοράς



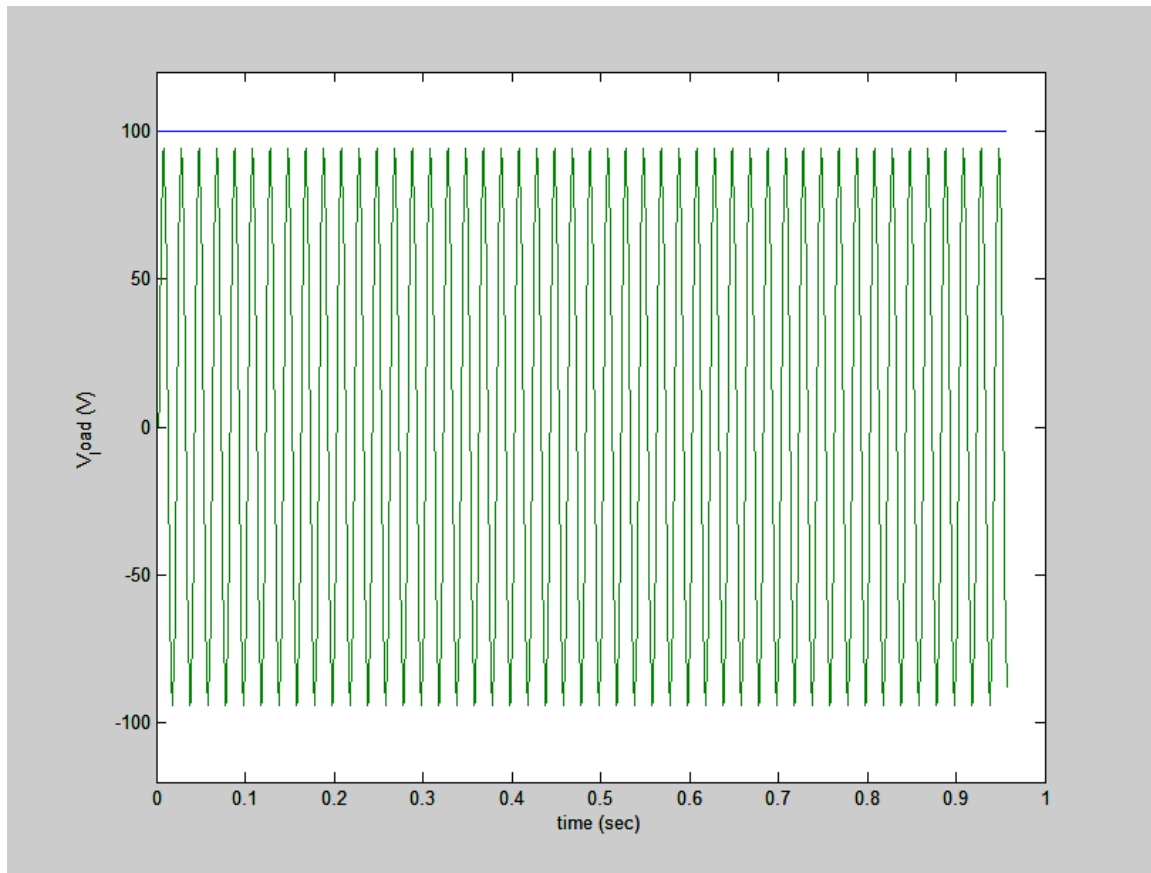
Σχήμα 4.38 Ρεύμα φορτίου για βηματική αλλαγή του ρεύματος φορτίου αναφοράς

c) Αποτελέσματα προσομοίωσης για βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου

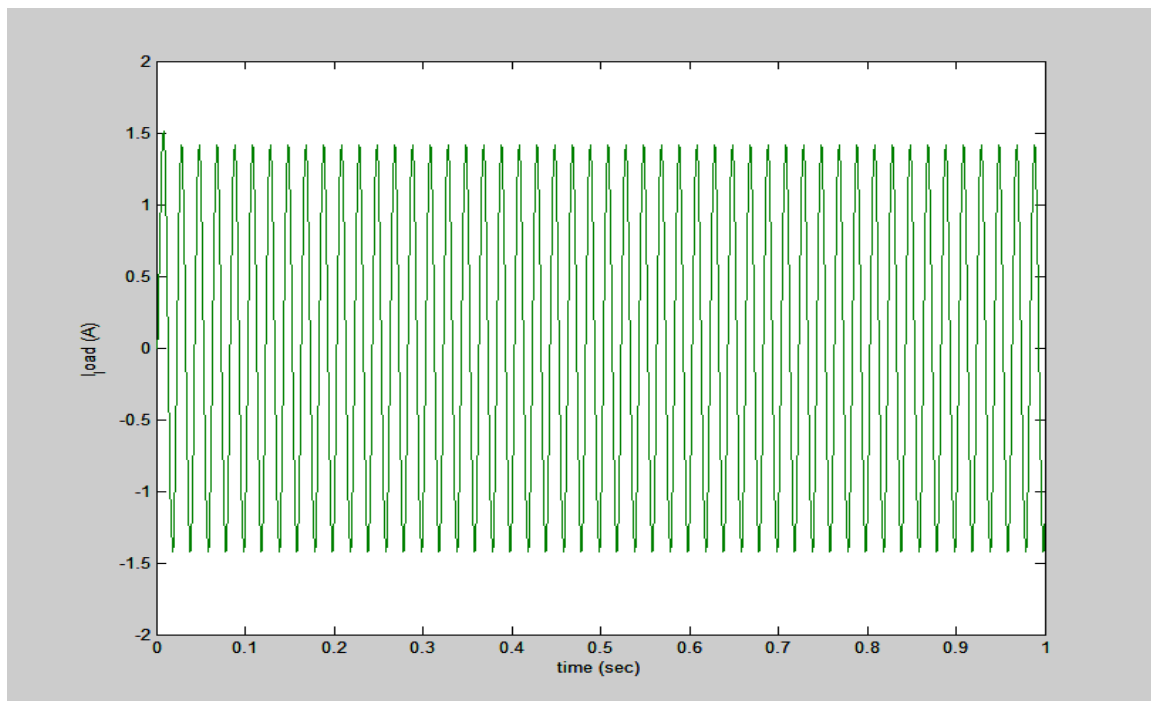


Σχήμα 4.39 Λεπτομέρεια της τάσης δικτύου για βύθιση από τα 230 V rms στα 210 V rms και λεπτομέρεια της τάσης στο dc-link

d) Αποτελέσματα προσομοίωσης για έλεγχο της τάσης του φορτίου



Σχήμα 4.40 Τάση φορτίου συγκρινόμενη με την μέγιστη τάση φορτίου αναφοράς



Σχήμα 4.41 Ρεύμα φορτίου με έλεγχο τάσης

Όπως αναμενόταν η χρήση ελέγχου του ρεύματος φορτίου και της τάσης φορτίου δίνει καλύτερα αποτελέσματα από τη μέθοδο ανοικτού βρόχου. Να σημειωθεί εδώ ότι η τάση στο dc-link για βηματική μεταβολή της dc τάσης αναφοράς είναι ίδια και στις δύο περιπτώσεις γι'αυτό προτιμήθηκε (για οικονομία χώρου) να χρησιμοποιηθεί μόνο η γραφική παράσταση για τη μέθοδο ελέγχου του ρεύματος. Κατα τη βηματική μεταβολή της dc αναφοράς οι υπόλοιπες γραφικές παραστάσεις δεν άλλαξαν. Επίσης η τάση στο dc link δεν επηρεάστηκε από την βηματική μεταβολή του ρεύματος ή της τάσης του φορτίου ούτε από τη βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου. Αυτό συμβαίνει γιατί με τη μέθοδο ελέγχου που περιγράψαμε παρόλο που υπάρχει κοινός κλάδος οι λειτουργίες ανόρθωσης και αντιστροφής μπορούν να γίνουν αυτόνομα. Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρατηρούμε ότι ο μετατροπέας δουλεύει όπως αναμενόταν και παρουσιάζει χαρακτηριστικά που τον καθιστούν ιδιαίτερα χρήσιμο. Μια τεχνική ελέγχου του ρεύματος εισόδου η οποία δεν παρουσιάζεται στην παρούσα εργασία μπορεί να βελτιώσει τον έλεγχο της διάταξης ενώ και νέες τεχνικές ελέγχου (προβλεπτικοί ελεγκτές, dead-beat ελεγκτές κ.α) μπορούν να τον τελειοποιήσουν. Η μελέτη και προσομοίωση της διάταξης του μονοφασικού ac/dc/ac μετατροπέα 3 κλάδων πραγματοποιήθηκε σ'αυτό το κεφάλαιο για να κατανοήσει ο αναγνώστης βασικές λειτουργίες της διάταξης, καθώς αποτελεί μια σχετικά καινούρια τοπολογία με σημαντικά πλεονεκτήματα κυρίως λόγω χαμηλού κόστους. Στο επόμενο κεφάλαιο θα αναλυθεί η λειτουργία του ac/ac μετατροπέα της εταιρίας Triphase που θα χρησιμοποιηθεί για το πείραμα PHIL του εργαστηρίου Σ.Η.Ε. Ο μετατροπέας αυτός στηρίζεται στην τοπολογία του μετατροπέα 3 κλάδων γι'αυτό κρίθηκε απαραίτητο να παρουσιαστεί αυτή η διάταξη έτσι ώστε ο αναγνώστης να εξοικιωθεί μαζί της για να κατανοήσει καλύτερα στη συνέχεια, τη λειτουργία του Interface της PHIL προσομοίωσης.

Το πιο σημαντικό στοιχείο του ενισχυτή της Triphase όπως φαίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα της διάταξης είναι ο μετατροπέας AC/DC/AC ισχύος 5kW που διαθέτει. Επειδή, όπως τονίσαμε νωρίτερα, κυρίως η εταιρεία εξυπηρετεί τριφασικά συστήματα, επιλέχθηκε η μετατροπή του τριφασικού αντιστροφέα σε μονοφασικό AC/DC/AC μετατροπέα με τοπολογία 3 κλάδων όπως ακριβώς αυτή που εξηγήθηκε στα κεφάλαια 3 και 4 της παρούσας εργασίας. Ο πρώτος κλάδος του μετατροπέα συνδέεται στο κεντρικό δίκτυο μονοφασικής παροχής (230 V, 50Hz). Ο δεύτερος κλάδος είναι ο κοινός που θα λειτουργήσει ως κλάδος αναφοράς. Ο τρίτος κλάδος συνδέεται στο φορτίο (να σημειωθεί εδώ ότι ενώ στην πράξη η τοπολογία είναι αυτή που περιγράφηκε, στο κυκλωματικό διάγραμμα της εταιρείας αναφέρεται η γραμμή 1 ως δικτύου, η γραμμή 2 ως φορτίου και η γραμμή 3 ως κοινή). Δηλαδή πρόκειται ακριβώς για την τοπολογία του σχήματος 3.4.

Η διάταξη αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις 4 λειτουργίες που ακολουθούν:

- Διόρθωση του συντελεστή ισχύος
- Έλεγχος ηλεκτρικού κινητήρα και γεννήτριας
- Πηγή ρεύματος
- Πηγή τάσης (λειτουργία που θα χρησιμοποιήσουμε)

Ο αλγόριθμος ελέγχου της διάταξης του ενισχυτή υλοποιείται στο Simulink της Matlab σε έναν οποιοδήποτε υπολογιστή (Engineering PC). Για να «τρέξει» όμως ο αλγόριθμος αυτός σε πραγματικό χρόνο πρέπει να εκτελεστεί σε εξειδικευμένο υπολογιστικό σύστημα με μεγάλες δυνατότητες. Γι'αυτό ο ενισχυτής της Triphase συνοδεύεται από έναν υπερυπολογιστή (μοντέλο NISE3140PLUS) που έχει τη δυνατότητα υλοποίησης πολύπλοκων αλγορίθμων ελέγχου σε πραγματικό χρόνο με ρυθμό κοντά στα 20 kHz. Ο υπολογιστής αυτός θα ονομάζεται Target PC από εδώ και στο εξής, για να ξεχωρίζει από τον υπολογιστή στον οποίο σχεδιάζεται ο αλγόριθμος ελέγχου. Το λειτουργικό που χρησιμοποιεί το Target PC είναι σχεδιασμένο από την εταιρεία με βάση το λειτουργικό Linux.

Επίσης ο ενισχυτής της Triphase διαθέτει κάρτες αναλογικών και ψηφιακών εισόδων/εξόδων για την επικοινωνία της διάταξης με το Target PC και τον χρήστη. Το ρόλο αυτό επιτελούν οι 2 κάρτες Beckhoff (κάθε κάρτα διαθέτει A/D και D/A μετατροπείς για να δέχεται ή να παράγει αντίστοιχα αναλογικά σήματα χαμηλής τάσης) που διαθέτει οι οποίες χρησιμοποιούν το σύστημα επικοινωνίας EtherCAT. Το Target PC συνδέεται με το κύκλωμα ισχύος (μεταφέροντας τις εντολές ελέγχου) και με το Engineering PC μέσω 2 καλωδίων Ethernet (ένα για κάθε σύνδεση), τα οποία πρέπει να διαθέτουν ειδική μόνωση (shielded cables). Το σχεδιάγραμμα της επικοινωνίας των στοιχείων του ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.2 [24].

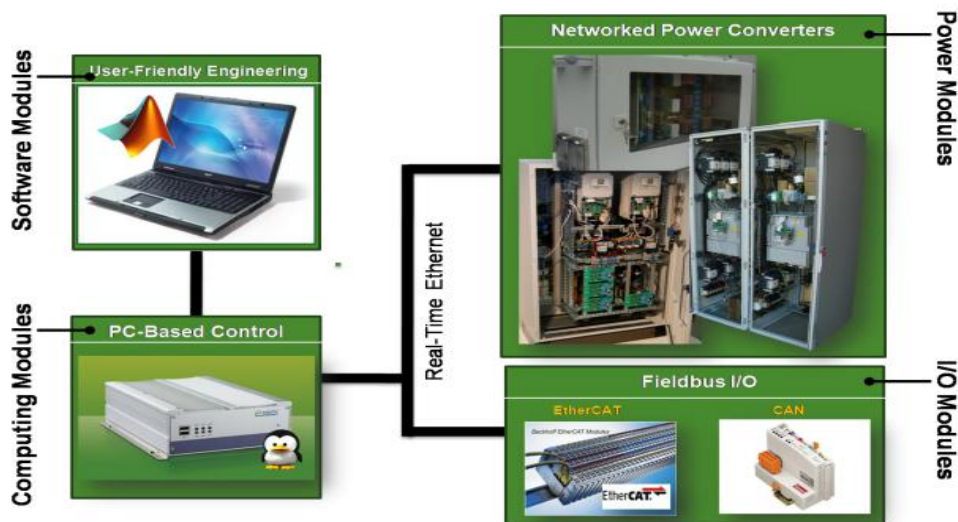
Οι διαστάσεις της καμπίνας η οποία περιέχει όλα τα στοιχεία που φαίνονται στο κύκλωμα ισχύος είναι 800 x 600 x 1400mm. Η καμπίνα διαθέτει επίσης εξωτερικές λυχνίες που αποτελούν ενδείξεις της κατάστασης λειτουργίας, κεντρικό μεταγωγέα ON/OFF, μπουτόν άμεσης διακοπής λειτουργίας για κατάσταση εκτάκτου ανάγκης,

αισθητήρα ανίχνευσης της κατάστασης της πόρτας (η πόρτα για την ασφάλεια των χρηστών πρέπει να παραμένει κλειστή κατά τη λειτουργία) και ασφαλιοδιακόπτες.

Επίσης διαθέτει τα παρακάτω μετρητικά όργανα

- Μέτρηση τάσης και ρεύματος δικτύου
- Μέτρηση τάσης στο dc-link
- Μέτρηση ρεύματος στους κλάδους του μετατροπέα
- Μέτρηση θερμοκρασίας του μετατροπέα
- Μέτρηση της θερμοκρασίας του φίλτρου εισόδου
- Ένδειξη της κατάστασης των ψηφιακών ρελέ

Ενώ τέλος πρέπει να σημειώσουμε ότι έχει γίνει πρόβλεψη διακοπής λειτουργίας της διάταξης σε περίπτωση υπερθέρμανσης, υπερρεύματος και υπέρτασης.



Σχήμα 5.2 Διάγραμμα επικοινωνίας Target PC, Engineering PC, καρτών Beckhoff και κυκλώματος ισχύος



Σχήμα 5.3 Αριστερά η καμπίνα του ενισχυτή της Triphase και δεξιά το RTDS

Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι δυνατότητες του ενισχυτή της εταιρείας.

Τάση παροχής	220...480 V rms
Εναλλασσόμενη τάση εξόδου	0...250 V rms
Τάση στο dc-link	300...750 V
Διακοπτική συχνότητα	8...16 kHz
Ισχύς	0...5 kW

Πίνακας 5.1 Ηλεκτρικά στοιχεία του ενισχυτή της Triphase

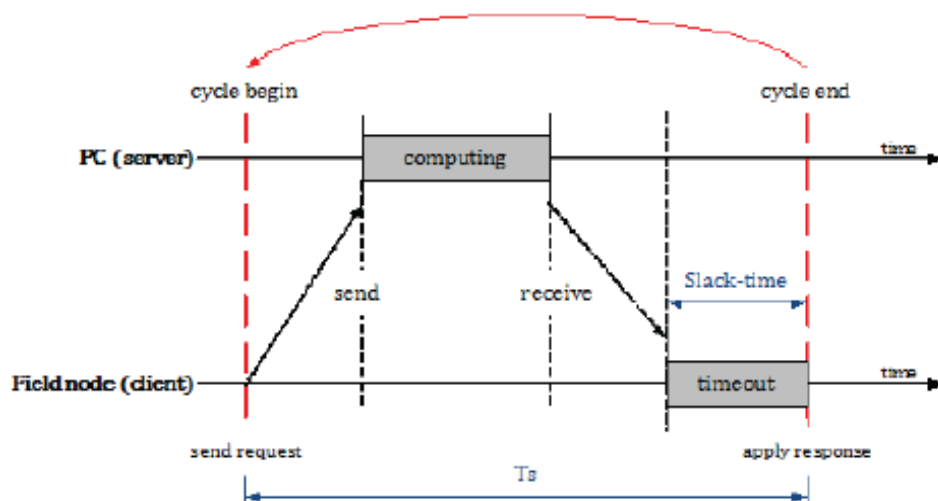
5.2 Αρχιτεκτονική του συστήματος ελέγχου

Στο σχήμα 5.2 είδαμε το διάγραμμα επικοινωνίας του συστήματος. Η «καρδιά» του συστήματος αυτού, όπως εξηγήσαμε και νωρίτερα, είναι το Target PC καθώς σ'αυτό τρέχουν όλοι οι αλγόριθμοι ελέγχου. Το Target PC μπορεί να προγραμματιστεί στο Simulink που αποτελεί υψηλού επιπέδου εργαλείο σχεδίασης, και παρέχει τη δυνατότητα προγραμματισμού με χρήση μπλοκ, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα εύκολης υλοποίησης στον υπολογιστή του αλγορίθμου ελέγχου που σχεδιάζεται στο χαρτί. Επίσης μέσω της υλοποίησης στο Simulink ο χρήστης μπορεί να αλλάξει εύκολα σημαντικές παραμέτρους του αλγορίθμου, να παρατηρεί κυματομορφές και μετρήσεις σε πραγματικό χρόνο καθώς και να βλέπει την κατάσταση των ψηφιακών διακοπών και να την αλλάζει κατα βούληση. Στη συνέχεια το λογισμικό που δημιουργείται στο Simulink μεταφράζεται σε κώδικα της C, ελέγχεται και τέλος εκτελείται από το Target PC. Επειδή όλο το σχήμα ελέγχου το διαχειρίζεται μια και μόνο πανίσχυρη υπολογιστική μονάδα, αυξάνεται με αυτόν τον τρόπο η ταχύτητα του συστήματος. Επίσης πολλοί μετατροπείς μπορούν να ελέγχονται από ένα Target PC ενώ επίσης υπάρχει και η δυνατότητα συγχρονισμού των διακοπών τους έτσι ώστε να λειτουργούν ως ενιαία μονάδα μετατροπέα.

Όπως αναφέρθηκε, το Target PC επικοινωνεί με τον μετατροπέα και με τις άλλες συσκευές που βρίσκονται εντός της καμπίνας μέσω καλωδίου Ethernet. Για να γίνει αυτή η επικοινωνία όμως με τον μετατροπέα που δεν είναι ψηφιακό στοιχείο απαιτείται ένας «ενδιάμεσος» που θα επιτελέσει τον ρόλο αυτό. Έτσι ο ενδιάμεσος για τον μετατροπέα είναι ένα σύστημα FPGA (Field Programmable Gate Array ή συστοιχία επιτόπια προγραμματιζόμενων πυλών στα ελληνικά) που είναι τύπος προγραμματιζόμενου ολοκληρωμένου κυκλώματος γενικής χρήσης το οποίο διαθέτει πολύ μεγάλο αριθμό τυποποιημένων πυλών και ψηφιακών λειτουργιών όπως απαριθμητές, καταχωρητές μνήμης, γεννήτριες PLL κ.α. Σε ορισμένα από αυτά ενσωματώνονται και αναλογικές λειτουργίες. Κατά τον προγραμματισμό του FPGA, ο οποίος γίνεται πάντοτε ενώ αυτό είναι τοποθετημένο στο τυπωμένο κύκλωμα, ενεργοποιούνται οι επιθυμητές λειτουργίες και διασυνδέονται μεταξύ τους έτσι ώστε το FPGA να συμπεριφέρεται ως ολοκληρωμένο κύκλωμα με συγκεκριμένη λειτουργία. Το FPGA του μετατροπέα της Triphase αναλαμβάνει την επικοινωνία με

το Target PC, την υλοποίηση των μετρήσεων, την παραγωγή των PWM παλμών, το συγχρονισμό και την προστασία των διακοπτικών στοιχείων και των υπόλοιπων στοιχείων του μετατροπέα από υπερτάσεις και υπερρεύματα. Αντίθετα δεν επιτελεί καμία αυτόνομη λειτουργία ελέγχου καθώς όλα τα σήματα ελέγχου επιβάλλονται από το Target PC.

Προκειμένου να εγγυηθεί η λειτουργία πραγματικού χρόνου που απαιτείται για τις εφαρμογές ισχύος που χρησιμοποιούν τον ενισχυτή της Triphase (μια τέτοια εφαρμογή είναι και τα PHIL πειράματα), η επικοινωνία μεταξύ του μετατροπέα και του Target PC γίνεται μέσω ενός πρωτόκολλου επικοινωνίας πραγματικού χρόνου, διακομιστή-πελάτη (client-server) όπως ονομάζεται. Ο συγχρονισμός όμως αυτής της επικοινωνίας επιτελείται από το FPGA, καθώς το ρολόι που διαθέτει επιλέγει τη στιγμή, που θα παρθεί μια μέτρηση ή θα γίνει μεταγωγή ένος διακόπτη. Αυτή η λειτουργία επιτρέπει απόλυτη ακρίβεια της τάξης των νανοδευτερόλεπτων. Στο σχήμα 5.4, που ακολουθεί, φαίνεται η αρχή λειτουργίας του πρωτόκολλου επικοινωνίας διακομιστή-πελάτη. Ο μετατροπέας (FPGA) για να ανακτήσει τις σωστές ρυθμίσεις της διακοπτικής ακολουθίας από το Target PC ενεργεί ως πελάτης, στέλνοντας ένα μήνυμα σ'αυτό ζητώντας υπηρεσίες υπολογισμού. Αυτό το μήνυμα περιλαμβάνει όλα τα δεδομένα των σχετικών μετρήσεων όπως είναι για παράδειγμα τα ρεύματα των κλάδων του μετατροπέα ή η τάση στο dc-link. Το Target PC με τη σειρά του, λειτουργώντας ως διακομιστής των υπολογισμών, θα απαντήσει το συντομότερο δυνατόν στέλνοντας πίσω τις επιθυμητές ρυθμίσεις εισόδου (δηλαδή τα duty cycles) για τη PWM γεννήτρια του μετατροπέα. Αφού λάβει αυτή την απάντηση ο πελάτης-μετατροπέας εμφανίζει τα αποτελέσματα στην αρχή του επόμενου κύκλου τα οποία και ξαναστέλνονται στον διακομιστή συνεχίζοντας τη διαδικασία.

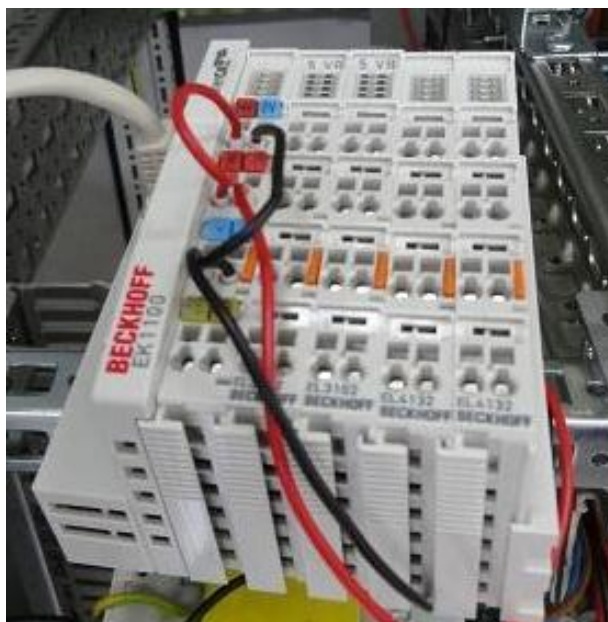


Σχήμα 5.4 Διάγραμμα λειτουργίας του πρωτόκολλου διακομιστή-πελάτη

Ο μηχανισμός επικοινωνίας διακομιστή-πελάτη σε πραγματικό χρόνο επιτρέπει το συνδυασμό της χρονικής ακρίβειας του FPGA με την υπολογιστική ισχύ του

Target PC. Ο χρόνος κάθε κύκλου λειτουργίας της επικοινωνίας αυτής μπορεί να διαφέρει από κύκλο σε κύκλο καθώς ελέγχεται και μεταβάλλεται αποκλειστικά από τον χρήστη, παρέχοντας με αυτό τον τρόπο τη δυνατότητα προγραμματιζόμενης PWM γεννήτριας. Η χρονική απόδοση του συγκεκριμένου πρωτόκολλου επικοινωνίας καθορίζεται από τον χρόνο χαλάρωσης (slack time όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.4) ο οποίος μπορεί να μετρηθεί και να παρουσιαστεί στον χρήστη. Ο χρόνος χαλάρωσης ορίζεται ως ο χρόνος μεταξύ της άφιξης της απάντησης του διακομιστή και της έναρξης του κύκλου στον οποίο εμφανίζονται τα αποτελέσματα της απάντησης [24].

Τέλος όπως προαναφέρθηκε, εκτός από το πρωτόκολλο επικοινωνίας πραγματικού χρόνου διακομιστή-πελάτη, το Target PC υποστηρίζει και το πρωτόκολλο επικοινωνίας EtherCAT των καρτών Beckhoff για να επικοινωνεί με εξωτερικές συσκευές.

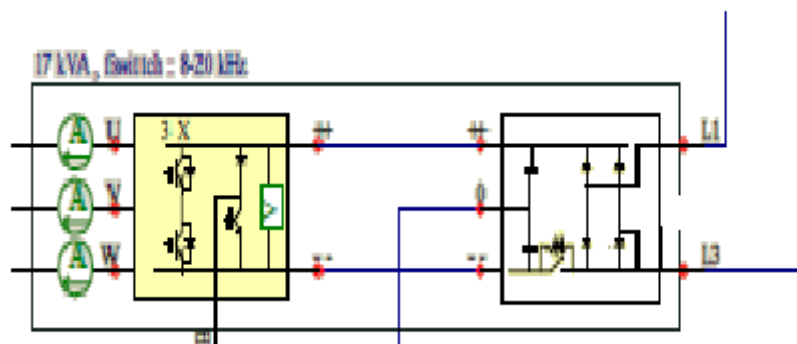


Σχήμα 5.5 Αναλογική κάρτα Beckhoff του ενισχυτή της Triphase

5.3 Ανάλυση κυκλώματος ισχύος του ενισχυτή της Triphase

Όπως εξηγήσαμε στην αρχή του κεφαλαίου η καρδιά του ενισχυτή της Triphase είναι ο μονοφασικός μετατροπέας AC/DC/AC 3 κλάδων που αναλύσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια. Όμως όπως βλέπουμε και στο σχήμα 5.1 τους πυκνωτές στο dc-link δεν τους φορτίζει εξαρχής ο μετατροπέας αυτός, αλλά μια μονοφασική μη ελεγχόμενη ανόρθωτική γέφυρα δίοδων. Όπως είναι φανερό η ανόρθωση αυτή μπορεί να επιτύχει μια συγκεκριμένη τιμή τάσης στο dc-link (χαμηλής στάθμης) η οποία δεν μπορεί να ελεγχθεί. Τελικά η ρύθμιση της dc τάσης στα επιθυμητά επίπεδα επιτυγχάνεται μέσω του μετατροπέα όπως έχει ήδη περιγραφεί. Η ανόρθωση αυτή όμως προστατεύει από τα μεγάλα ρεύματα και τα έντονα μεταβατικά φαινόμενα που μπορεί να εμφανιστούν στα ευαίσθητα IGBTs του

μετατροπέα, αν αυτός επιχειρήσει να ρυθμίσει την dc τάση από τα 0 V. Επίσης όπως φαίνεται στη λεπτομέρεια του σχήματος 5.6 που ακολουθεί το σύστημα μονοφασικής ανόρθωσης – μετατροπέα 3 κλάδων διαθέτει επίσης μετρητικά όργανα της τάσης στα άκρα των πυκνωτών και των ρευμάτων των 3 κλάδων (είσοδος, έξοδος, κοινός) του μετατροπέα.



Σχήμα 5.6 Λεπτομέρεια του σχήματος 5.1 σύστημα ανόρθωσης – μετατροπέα 3 κλάδων και μετρητικά όργανα

Επίσης στο σχήμα 5.1 παρατηρούμε ότι το κύκλωμα αποτελείται από 2 ασφαλιοδιακόπτες F_1 και F_2 , 6 ψηφιακά ρελέ K_1, K_2, K_3, K_4 (U για τον κλάδο δικτύου, V για τον κλάδο φορτίου, W για τον κοινό κλάδο), K_5 και K_6 , ένα φίλτρο LCL με δυνατότητες που θα εξηγήσουμε παρακάτω, μία αυτεπαγωγή για κάθε κλάδο που λειτουργεί ως choke, κόβοντας τις πολύ υψηλές συχνότητες στο κύκλωμα και διαθέτει και μια διάταξη στον κοινό κλάδο, με πυκνωτή παράλληλα σε RC, που προστατεύει από το να ρέουν ρεύματα στον κλάδο αυτό. Η διάταξη αυτή και το choke δεν χρειάζεται να ληφθούν υπόψη στον έλεγχο του μετατροπέα στο Simulink.

Στη συνέχεια θα αναφέρουμε ενδεικτικά τη σειρά με την οποία κλείνουμε τους διακόπτες έτσι ώστε να λειτουργήσει με ασφάλεια ο ενισχυτής για λειτουργία πηγής τάσης

1. Κλείνουμε τον κεντρικό διακόπτη ON/OFF στο εξωτερικό της καμπίνας
2. Κλείνουμε τον ασφαλιοδιακόπτη F_3 ο οποίος δεν φαίνεται στο σχήμα 5.1 γιατί αφορά το κύκλωμα ελέγχου που αποτελείται από τις κάρτες Beckhoff, τα ψηφιακά ρελέ και το σύστημα ψύξης της καμπίνας (ανάβει η λευκή λυχνία στο εξωτερικό της καμπίνας)
3. Κλείνουμε τον ασφαλιοδιακόπτη F_2 που βρίσκεται εξωτερικά της καμπίνας
4. Μέσω εντολής στο Matlab κλείνουμε το ψηφιακό ρελέ K_1 (ανάβει η κόκκινη λυχνία ένδειξης τάσης στους πυκνωτές στο εξωτερικό της καμπίνας)
5. Κλείνουμε τον ασφαλιοδιακόπτη F_1
6. Κλείνουμε το ψηφιακό ρελέ K_6 μέσω εντολής στη Matlab

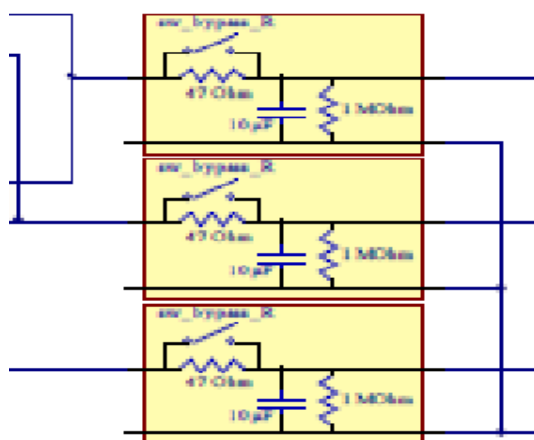
7. Κλείνουμε τους διακόπτες K_3 και K_{4_V} K_{4_W} ταυτόχρονα (επιτελείται από μια μόνο εντολή στη Matlab)

Κλείνοντας τους διακόπτες F2 και K1 η τάση του δικτύου μεταφέρεται στην είσοδο της μονοφασικής ανόρθωσης διόδων με αποτέλεσμα να φορτίζονται οι πυκνωτές και να έχουμε τάση στο dc-link. Όταν η κόκκινη λυχνία είναι αναμμένη είναι επικίνδυνο να ανοίγει η πόρτα της καμπίνας γιατί ελοχεύει κίνδυνος ηλεκτροπληξίας.

Όμως παρόλο που η τάση του δικτύου έχει μεταφερθεί στην είσοδο της μη ελεγχόμενης ανόρθωσης, ο μετατροπέας τριών κλάδων δεν «βλέπει» αυτή την τάση επομένως δεν λειτουργεί. Κλείνοντας τους διακόπτες F_1 , K_6 , K_3 η τάση του δικτύου (που στο κυκλωματικό διάγραμμα βρίσκεται και στα L_1 , L_2 και ανάμεσα στα U, W) πηγαίνει στην είσοδο του μετατροπέα. Όμως είπαμε νωρίτερα ότι ταυτόχρονα με τον διακόπτη K_3 κλείνουν και οι K_{4_V} , K_{4_W} . Αυτό γίνεται για να προσπεραστεί η αυτεπαγωγή που βρίσκεται αριστερότερα στο σχήμα έτσι ώστε στην έξοδο να έχουμε LC φίλτρο ενώ στην είσοδο παραμένει το LCL φίλτρο.

Πριν τον πυκνωτή του φίλτρου, υπάρχει συνδεδεμένη σε σειρά μια αντίσταση R και ακόμα μία συνδεδεμένη παράλληλα όπως φαίνεται στο σχήμα 5.7. Η αντίσταση σε σειρά, στην αρχή της σύνδεσης του μετατροπέα με το δίκτυο όπου παρατηρούνται έντονα μεταβατικά φαινόμενα και μεγάλα ρεύματα, προφυλάσσει τον πυκνωτή μέχρι να επανέλθει το ρεύμα στα φυσιολογικά επίπεδα. Τότε κλείνει ο διακόπτης που βρίσκεται παράλληλα της με αποτέλεσμα να την προσπερνά. Αυτή η αλλαγή γίνεται σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Η παράλληλη αντίσταση στον πυκνωτή ονομάζεται bleeding resistor και βρίσκεται εκεί για να εκφορτίζεται ο πυκνωτής πάνω σ'αυτή κατά την παύση της λειτουργίας.

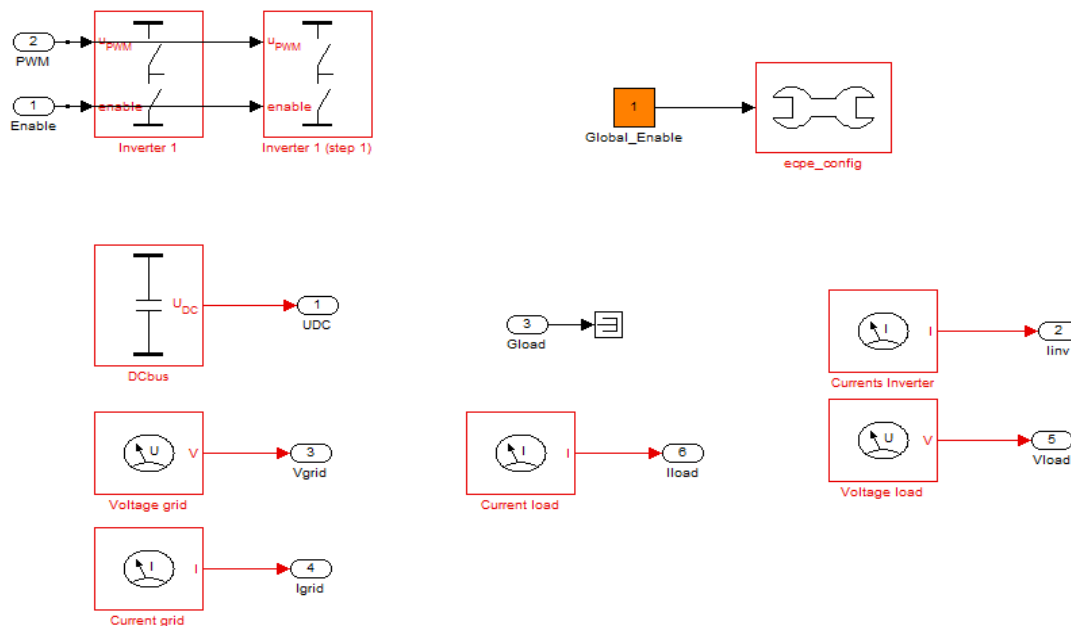
Τέλος να σημειωθεί ότι οι διακόπτες K_2 και K_5 παραμένουν πάντα ανοιχτοί καθώς δεν χρησιμεύουν για τη λειτουργία μετατροπέα πηγής τάσης που χρειαζόμαστε στο πείραμα PHIL.



Σχήμα 5.7 Λεπτομέρεια του πυκνωτή του φίλτρου εισόδου-εξόδου

5.4 Αλγόριθμος ελέγχου του μετατροπέα της Triphase

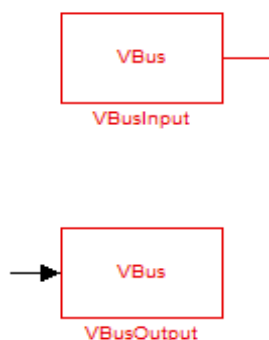
Ο αλγόριθμος ελέγχου του μετατροπέα σχεδιάζεται στο Simulink και στη συνέχεια υλοποιείται στο Target PC. Ο αλγόριθμος αυτός ακολουθεί τη λογική του διαγράμματος ελέγχου του σχήματος 4.25 με ορισμένες διαφοροποιήσεις που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Αρχικά πρέπει να επισημάνουμε ότι οι πραγματικές συσκευές του μετατροπέα (γέφυρα με IGBTs, αισθητήρες θερμοκρασίας, μετρητικά τάσεων και ρευμάτων) υλοποιούνται στο Simulink με μπλοκ που διαθέτει αποκλειστικά και μόνο η βιβλιοθήκη που έχει κατασκευάσει η εταιρεία και συνοδεύει τον ενισχυτή της. Είναι φανερό ότι αυτά τα μπλοκ δεν γίνεται να λείπουν από κανένα αλγόριθμο ελέγχου που θα σχεδιαστεί. Στο σχήμα 5.8 που ακολουθεί παρατηρούμε όλα τα μπλοκ της βιβλιοθήκης της Triphase που είναι απαραίτητο να υπάρχουν σε όλους τους αλγορίθμους ελέγχου για να μπορέσουν αυτοί να λειτουργήσουν σωστά. Υπάρχουν μπλοκ που αναπαριστούν τα πραγματικά μετρητικά όργανα και στην έξοδο τους με ένα Scope μπορούμε να δούμε τις εσωτερικές μετρήσεις του μετατροπέα, καθώς και το μπλοκ που αναπαριστά την γέφυρα 3 κλάδων των IGBTs και στην οποία μπορούμε να δώσουμε σαν είσοδο τα duty cycles για να φτιαχτούν οι παλμοί. Κάθε ένα τέτοιο μπλοκ στην ουσία αντιπροσωπεύει στο Simulink μια πραγματική συσκευή.



Σχήμα 5.8 Μπλοκ μετρητικών οργάνων και γέφυρας των IGBTs

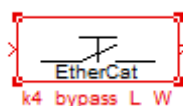
Επίσης χρησιμοποιώντας το μπλοκ VBusInput, που φαίνεται στο σχήμα 5.9, μπορούμε να έχουμε στην έξοδο του μπλοκ στο Simulink την εικόνα ενός αναλογικού σήματος που δίδεται στη Beckhoff ή με το αντίστοιχο VBusOut, που

βλέπουμε στο ίδιο σχήμα, μπορούμε να δώσουμε ένα σήμα στην είσοδο του μπλοκ, μέσα στο πρόγραμμα και το σήμα αυτό να το μετράμε στην έξοδο της Beckhoff κάρτας.



Σχήμα 5.9 Μπλοκ επικοινωνίας με τις Beckhoff

Πολύ σημαντικό είναι και το μπλοκ του σχήματος 5.10 το οποίο με κατάλληλες ρυθμίσεις των παραμέτρων μπορεί να αντιπροσωπεύει ένα ψηφιακό ρελέ του ενισχυτή την κατάσταση του οποίου μπορούμε να ελέγχουμε δίνοντας ένα σήμα στην είσοδο του. Την πραγματική κατάσταση του ψηφιακού ρελέ μέσα στον ενισχυτή (για να βλέπουμε έτσι αν η εντολή μας εκτελέστηκε σωστά αλλά και για να ξέρουμε την κατάσταση πριν δώσουμε την εντολή) μας την παρέχει το μπλοκ στην έξοδο του.



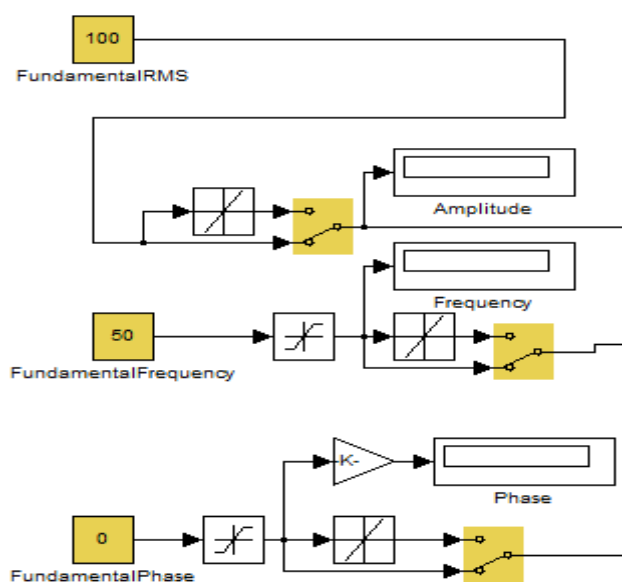
Σχήμα 5.10 Μπλοκ που αντιπροσωπεύει το ρελέ K₄

Έχοντας υπόψη τα παραπάνω για την χρήση των βιβλιοθηκών της εταιρείας, μπορούμε στη συνέχεια να σχεδιάσουμε τον έλεγχο της διάταξης με απλά μπλοκ της βιβλιοθήκης του Simulink. Ο έλεγχος πρέπει να περιλαμβάνει τα εξής σημαντικά στοιχεία (που φαίνονται και στο σχήμα 4.25) για να είναι αξιόπιστη η λειτουργία του ενισχυτή:

- Μπλοκ επικοινωνίας με την πραγματική συσκευή και μπλοκ μετρητικών οργάνων(όπως αυτά που δείξαμε νωρίτερα)
- Μια γεννήτρια της τάσης αναφοράς
- Έλεγχος της τάσης στο dc-link
- Έλεγχος του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα
- Έλεγχος της τάσης εξόδου του μετατροπέα (καθώς μας ενδιαφέρει η ρύθμιση της τάσης και όχι του ρεύματος στην έξοδο για το πείραμα PHIL)
- Γεννήτρια των duty cycles για τον PWM έλεγχο

5.4.1 Γεννήτρια της τάσης αναφοράς

Στον αλγόριθμο ελέγχου του μετατροπέα της Triphase είσοδοι στη γεννήτρια της τάσης αναφοράς πρέπει να είναι η συχνότητα, η rms τιμή και η φάση του σήματος αναφοράς. Με δεδομένα αυτά παράγεται στην έξοδο το αντίστοιχο ημιτονοειδές σήμα αναφοράς με αυτές τις παραμέτρους καθώς και η πρώτη παράγωγος του σήματος αυτού για λόγους που θα εξηγηθούν στη συνέχεια. Αυτό συμβαίνει για να μπορεί ο χρήστης να αλλάζει αυτόνομα και γρήγορα τα μεγέθη αυτά κατα βούληση. Στην περίπτωση όπου θέλουμε να λειτουργήσουμε τον μετατροπέα ως πηγή τάσης, με τάση αναφοράς καθοριζόμενη από τον χρήστη, δεν έχουμε παρά να θέσουμε τις τιμές των μεταβλητών του σήματος αναφοράς (με χρήση constant μπλοκ ή κέρδος slider) όπως φαίνεται στο σχήμα 5.11.



Σχήμα 5.11 Είσοδοι της γεννήτριας τάσης αναφοράς

Όμως στα πειράματα PHIL η τάση την οποία θέλουμε να παράγει στην έξοδο του μετατροπέας πρέπει να είναι αυτή που καθορίζεται από το προσομοιούμενο σύστημα στο RTDS. Αυτή η τάση μετريέται σε μια από τις αναλογικές εξόδους του RTDS και στη συνέχεια μέσω των καρτών Beckhoff και αφού προηγηθεί καταλληλο κέρδος (επειδή το RTDS μπορεί να παράξει μόνο τάση πλάτους 5V, κανονικοποιεί τις τάσεις στο προσομοιούμενο σύστημα ώστε κάθε τάση στην κλίμακα από 0 έως 5V, πολλαπλασιαζόμενη με τον παράγοντα κανονικοποίησης, να αντιστοιχεί σε μια δεδομένη πραγματική τάση μεγαλύτερου πλάτους), μπορεί να γίνει είσοδος τάσης αναφοράς στον αλγόριθμο ελέγχου. Όμως σ' αυτή την περίπτωση υπάρχει το πρόβλημα ανάλυσης του σήματος που έρχεται από το RTDS στις συνιστώσες του (πλάτος, φάση, συχνότητα) σε πραγματικό χρόνο προκειμένου να παραχθεί το σήμα αναφοράς. Επίσης θέλουμε οποιαδήποτε αρμονική συνιστώσα που παράγεται από το RTDS ή κατά τη διάρκεια της δειγματοληψίας στον A/D μετατροπέα, να κόβεται

και το σήμα αναφοράς να είναι ακριβώς η θεμελιώδης συνιστώσα του σήματος εξόδου του RTDS. Ακόμα κι αν το σήμα που θέλουμε να παραχθεί πρέπει να έχει αρμονικές η εύρεση της συχνότητας της θεμελιώδους σε πραγματικό χρόνο παραμένει ένα ζήτημα καθώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον συγχρονισμό των τάσεων για περαιτέρω βελτίωση των επιδόσεων του μετατροπέα όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 4. Στη συνέχεια θα παραθέσουμε τις μεθόδους εύρεσης της συχνότητας ενός σήματος σε πραγματικό χρόνο και με συχνότητα δειγματοληψίας την αντίστοιχη στην οποία λειτουργεί ο ενισχυτής δηλαδή $T_s = 8 \dots 16$ kHz.

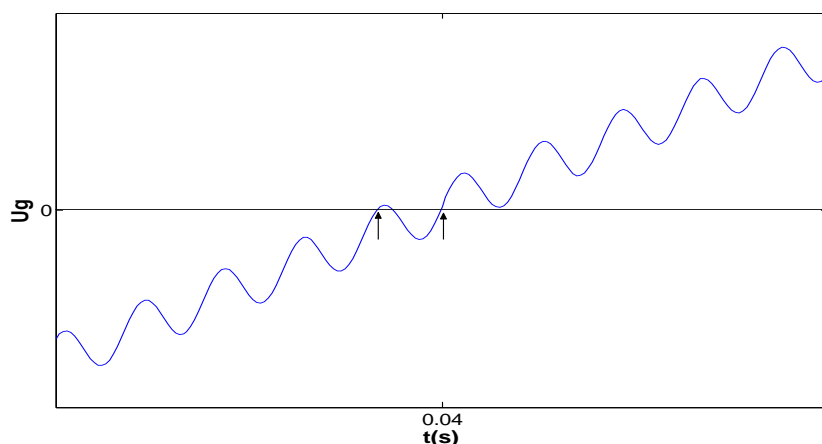
A) Εύρεση συχνότητας με τη μέθοδο ανίχνευσης μηδενισμών

Σ' αυτή την μέθοδο η κεντρική ιδέα είναι η ανίχνευση των μηδενισμών του σήματος όταν αυτό έχει αρνητική κλίση. Έτσι βρίσκοντας τους χρόνους t_1 , t_2 δύο διαδοχικών τέτοιων μηδενισμών προκύπτει η συχνότητα του σήματος από τη σχέση:

$$f = \frac{1}{t_2 - t_1} \quad (5.1)$$

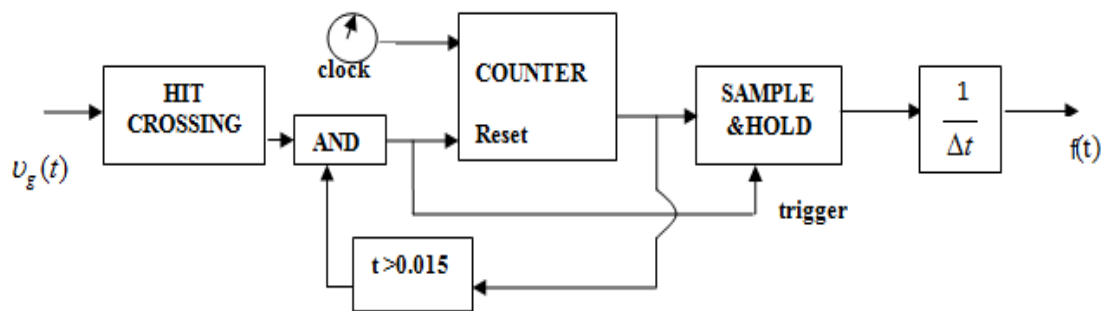
Το μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι δεν μπορούν να ανιχνευθούν οι γρήγορες μεταβολές της συχνότητας του σήματος παρα μόνο οι πιο αργές καθώς και ότι με συγκεκριμένη διακοπτική συχνότητα T_s υπάρχει πάντα ένα περιθώριο σφάλματος (περίπου ± 0.6 Hz για ορισμένες συχνότητες μετά από πραγματοποίηση προσομοιώσεων) της μετρούμενης συχνότητας σε σχέση με την πραγματική το οποίο σε εφαρμογές που απαιτούν μεγάλη ακρίβεια δεν είναι αποδεκτό.

Στο σχήμα 5.14 φαίνεται η υλοποίηση της μεθόδου αυτής στο Simulink. Το σχήμα ανίχνευσης μηδενικών είναι ανοιχτού βρόχου και παίρνει σαν είσοδο την τάση της οποίας θέλουμε να μετρήσουμε τη συχνότητα. Αρχικά εντοπίζονται τα σημεία μηδενισμού υπό αρνητική κλίση, ενώ ελέγχουμε παράλληλα τα σημεία αυτά να μην είναι πάρα πολύ κοντά μεταξύ τους σε περίπτωση που έχουμε σήμα με αρμονικές. Με αυτό τον τρόπο δεν λαμβάνονται υπόψη οι ταλαντώσεις του αρμονικού σήματος γύρω από ένα μηδενισμό αλλά μόνο οι πραγματικοί μηδενισμοί του σήματος υπό αρνητική κλίση (στο σχήμα 5.12 βλέπουμε τις ταλαντώσεις γύρω από το μηδέν μιας τάσης με αρμονικές).

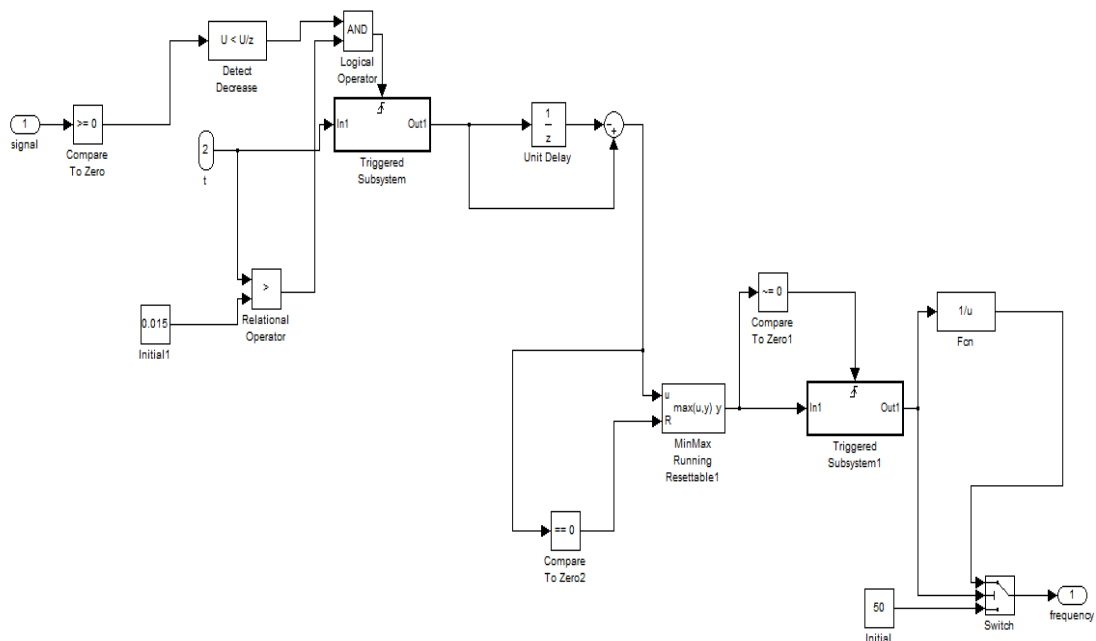


Σχήμα 5.12 Ταλαντώσεις γύρω από το μηδέν ενός αρμονικού σήματος

Κάθε φορά που ανιχνεύεται ένα τέτοιο μηδενικό ο μετρητής χρόνου μηδενίζεται και κάθε μέτρηση κρατιέται μέχρι να εμφανιστεί η επόμενη και γίνει η πράξη 5.1. Στο σχήμα 5.13 [28] φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα της μεθόδου. Παρατηρούμε ότι χρησιμοποιήθηκε διαφορά χρόνου, για να θεωρούνται σωστοί οι μηδενισμοί, 0.015 sec. Αυτό έγινε με τη εξής λογική: Οι 'λάθος' μηδενισμοί μπορούν να συμβούν είτε αμέσως μετά τον 'σωστό' μηδενισμό, δηλαδή μέσα σε 0.005 sec το πολύ, είτε μισή περίοδο μετά, όταν το σήμα θα διασταυρώνεται υπό αρνητική κλίση με το μηδέν, αλλά υπάρχει περίπτωση λόγω των αρμονικών να ταλαντωθεί γύρω από το μηδέν και να διασταυρωθεί και υπό θετική κλίση. Έτσι ο χρόνος που χρειάζεται προκειμένου να μην ανιχνεύσουμε αυτούς τους 'λάθος' μηδενισμούς, είναι λίγο παραπάνω από 0.01 sec (σίγουρα όχι παραπάνω από 0.015 sec).

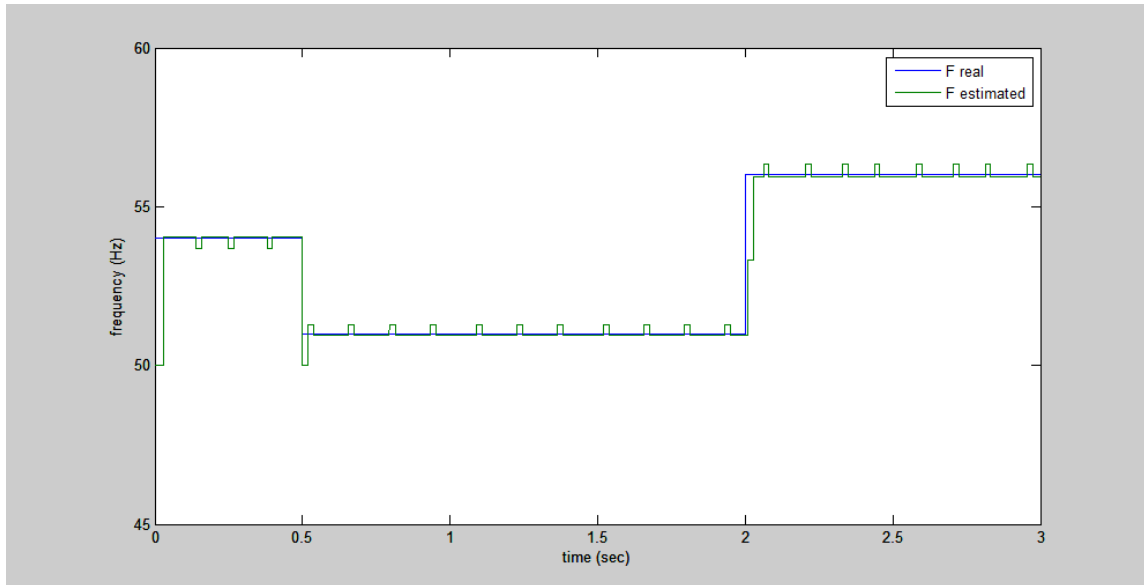


Σχήμα 5.13 Μπλοκ διάγραμμα της μεθόδου ανίχνευσης μηδενικών



Σχήμα 5.14 Υλοποίηση της μεθόδου στο Simulink

Στο σχήμα 5.15 που ακολουθεί φαίνονται τα αποτελέσματα της μεθόδου για σήμα εισόδου μεταβαλλόμενης συχνότητας.



Σχήμα 5.15 Αποτελέσματα εύρεσης συχνότητας με τη μέθοδο ανίχνευσης μηδενικών

B) Εύρεση συχνότητας με τη μέθοδο της πρώτης παραγώγου

Με τη μέθοδο αυτή μπορούμε να υπολογίσουμε τη συχνότητα ενός ημιτονοειδούς σήματος εκμεταλλευόμενοι τις παρακάτω εξισώσεις. Έστω ένα ημιτονοειδές σήμα $x(t)$ με πλάτος A και γωνιακή συχνότητα ω . Ισχύει:

$$x(t) = A \sin \omega t \quad (5.2)$$

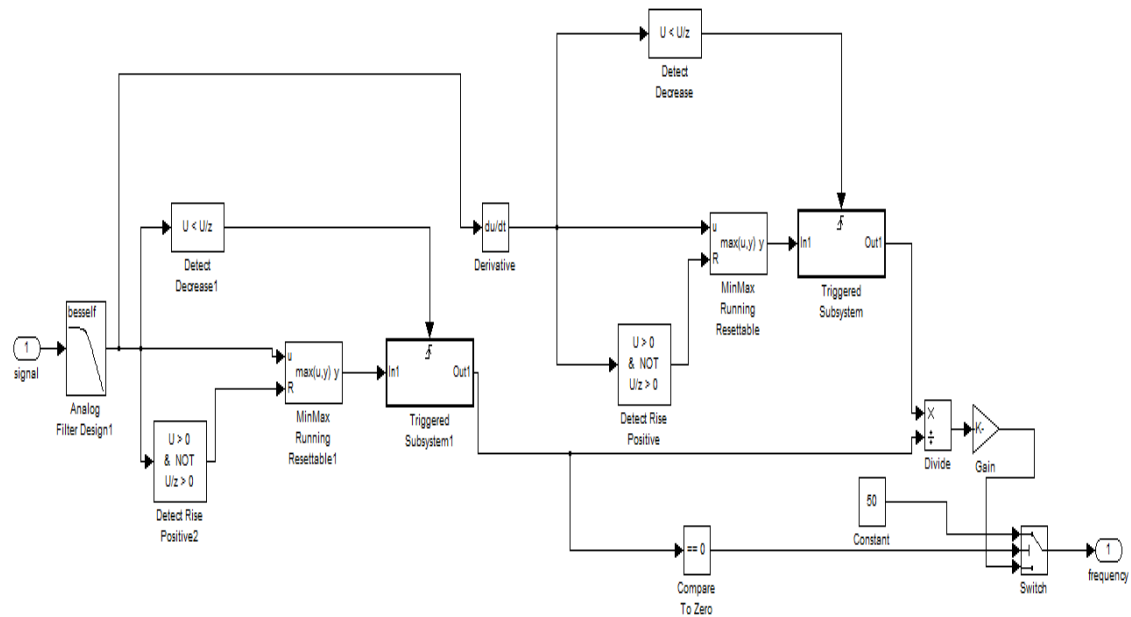
Παραγωγίζοντας την 5.2 έχουμε $\frac{dx(t)}{dt} = \omega A \cos \omega t \quad (5.3)$

Οπότε υπολογίζοντας τα μέγιστα του σήματος και της πρώτης παραγώγου του έχουμε: $\max[x(t)] = A$ και $\max\left[\frac{dx(t)}{dt}\right] = \omega A$

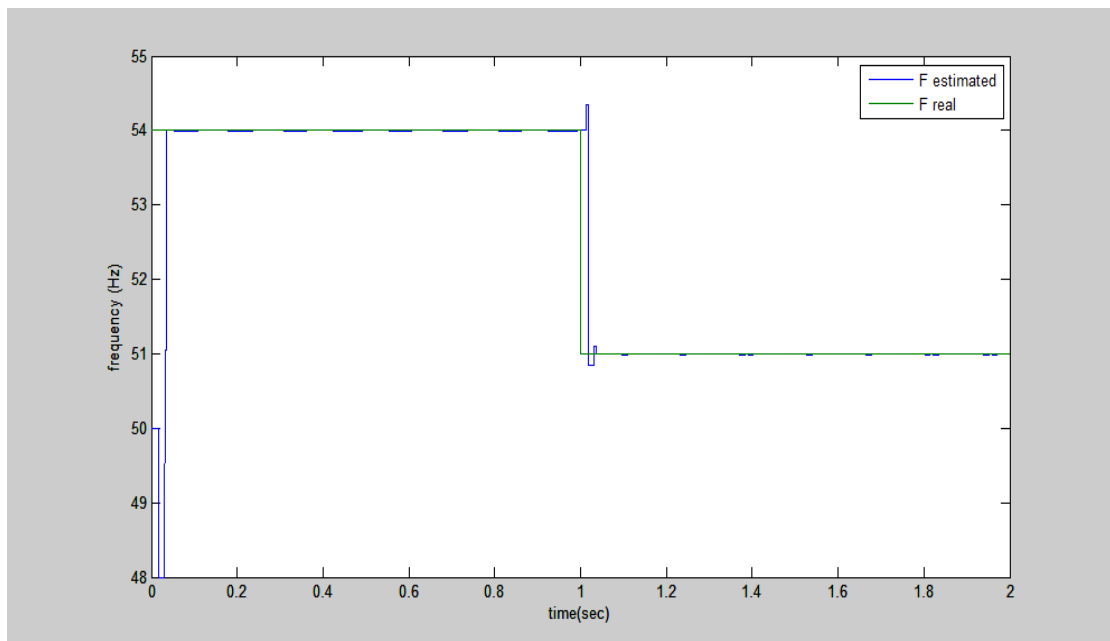
Άρα διαιρώντας τα δύο μέγιστα προκύπτει η γωνιακή συχνότητα ω άρα και η συχνότητα f από τη σχέση $f = \frac{2\pi}{\omega}$

Η μέθοδος αυτή δίνει πολύ αξιόπιστα αποτελέσματα για καθαρό ημιτονοειδές σήμα εισόδου αλλά παρουσιάζει πρόβλημα για σήμα με αρμονική παραμόρφωση όπως είναι φανερό. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να λυθεί παρεμβάλλοντας μεταξύ της εισόδου και του σήματος ένα βαθυπερατό φίλτρο από τα πολλά που διαθέτει έτοιμα η βιβλιοθήκη του Simulink ή σχεδιάζοντας ένα για τις δικές μας ανάγκες. Στο σχήμα 5.15 φαίνεται η υλοποίηση της μεθόδου αυτής στο Simulink και στη συνέχεια τα αποτελέσματα της μεθόδου για σήμα με αρμονικές. Στο σχήμα 5.16 η εύρεση του μέγιστου του σήματος και του αντίστοιχου της πρώτης παραγώγου του, πρέπει να γίνεται με τα μπλοκ `max` με δυνατότητα `reset`. Αυτό πρέπει να γίνεται γιατί το σήμα μπορεί να αλλάξει ανα πάσα στιγμή πλάτος, συχνότητα και φάση με αποτέλεσμα να πρέπει κάθε στιγμή να μετράμε την πραγματική τιμή της συχνότητας. Η δυναμική εύρεση των δύο μεγίστων (σήματος και παραγώγου του) γίνεται με τη βοήθεια ενός ακμοπυροδοτούμενου συστήματος που αλλάζει την

έξοδο του κάθε φορά που παρατηρείται αλλαγή στο σήμα εισόδου άρα και στο μέγιστο που μετριέται.



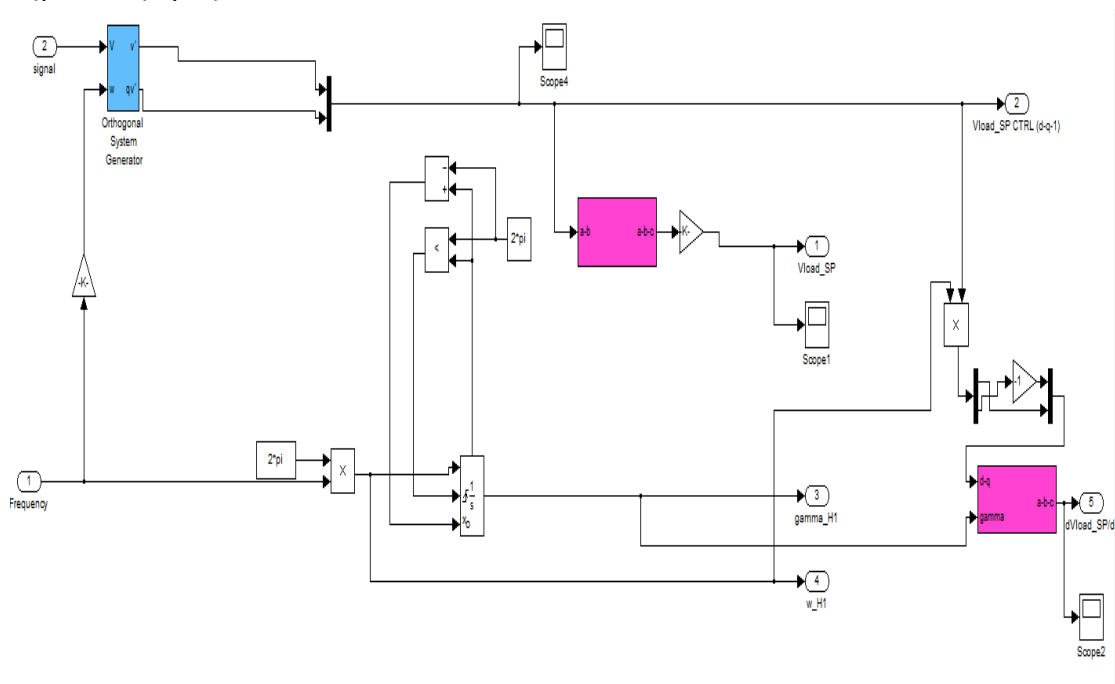
Σχήμα 5.16 Υλοποίηση της μεθόδου εύρεσης συχνότητας με την πρώτη παράγωγο στο Simulink



Σχήμα 5.17 Αποτελέσματα της μεθόδου εύρεσης συχνότητας με πρώτη παράγωγο με αρμονικό σήμα

Το μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι το έντονο μεταβατικό φαινόμενο που εμφανίζει στην αρχή βυθίζοντας την συχνότητα αρκετά χαμηλά μέχρι να βρει την σωστή τιμή. Επίσης η χρησιμοποίηση του φίλτρου εισάγει μια καθυστέρηση στο σήμα κάνοντας δύσκολη στη συνέχεια την μέτρηση της φάσης του.

Πρέπει να σημειώσουμε εδώ ότι θα μπορούσαμε να αποφύγουμε στη συνέχεια τον υπολογισμό της rms τιμής και της φάσης του σήματος με τον εξής τρόπο. Αν χρησιμοποιήσουμε το σύστημα παραγωγής ορθογώνιας τάσης SOGI που εξηγήσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, το οποίο χρειάζεται σαν είσοδο μόνο το σήμα και τη συχνότητα του την οποία έχουμε ήδη μετρήσει, ουσιαστικά έχουμε στην έξοδο ένα φιλτραρισμένο σήμα χωρίς καθυστέρηση και το αντίστοιχο ορθογώνιο του. Έτσι αν δεν λάβουμε υπόψη το ορθογώνιο σήμα (χρησιμοποιώντας ένα μπλοκ terminator στο Simulink) ουσιαστικά έχουμε παράξει το σήμα της τάσης αναφοράς που θέλουμε να έχει στην έξοδο ο μετατροπέας της Triphase. Αυτή η μέθοδος φαίνεται στο σχήμα 5.18 που ακολουθεί. Όπου το σήμα και η μέτρηση της συχνότητας με τον τρόπο που περιγράφηκε νωρίτερα είναι οι εισόδους του συστήματος που παράγει το σήμα αναφοράς.



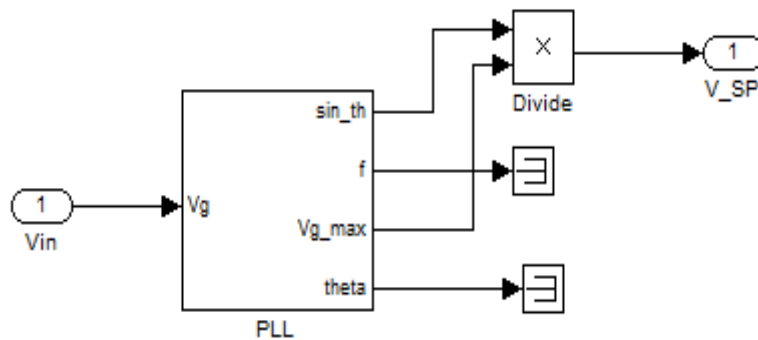
Σχήμα 5.18 Παραγωγή σήματος αναφοράς με εισόδους τη μετρούμενη συχνότητα και το σήμα που θέλουμε να παράξουμε

Να σημειωθεί ότι η μέθοδος που περιγράφηκε εδώ υλοποιήθηκε με πρωτοβουλία του συγγραφέα της παρούσας εργασίας και δεν βρέθηκε σε κάποια δημοσιευμένη εργασία ή διατριβή γι'αυτό δεν παρατίθεται κάποια αναφορά.

Γ) Χρήση PLL για εύρεση συχνότητας

Η μέθοδος αυτή έχει ήδη εξηγηθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο και τα αποτελέσματα της έχουν αναλυθεί. Εδώ θα εξηγήσουμε μια παραλλαγή της μεθόδου που μας επιτρέπει να παράξουμε απευθείας το επιθυμητό σήμα αναφοράς χωρίς να χρειάζεται να υπολογίσουμε ξεχωριστά συχνότητα, rms και πλάτος του σήματος.

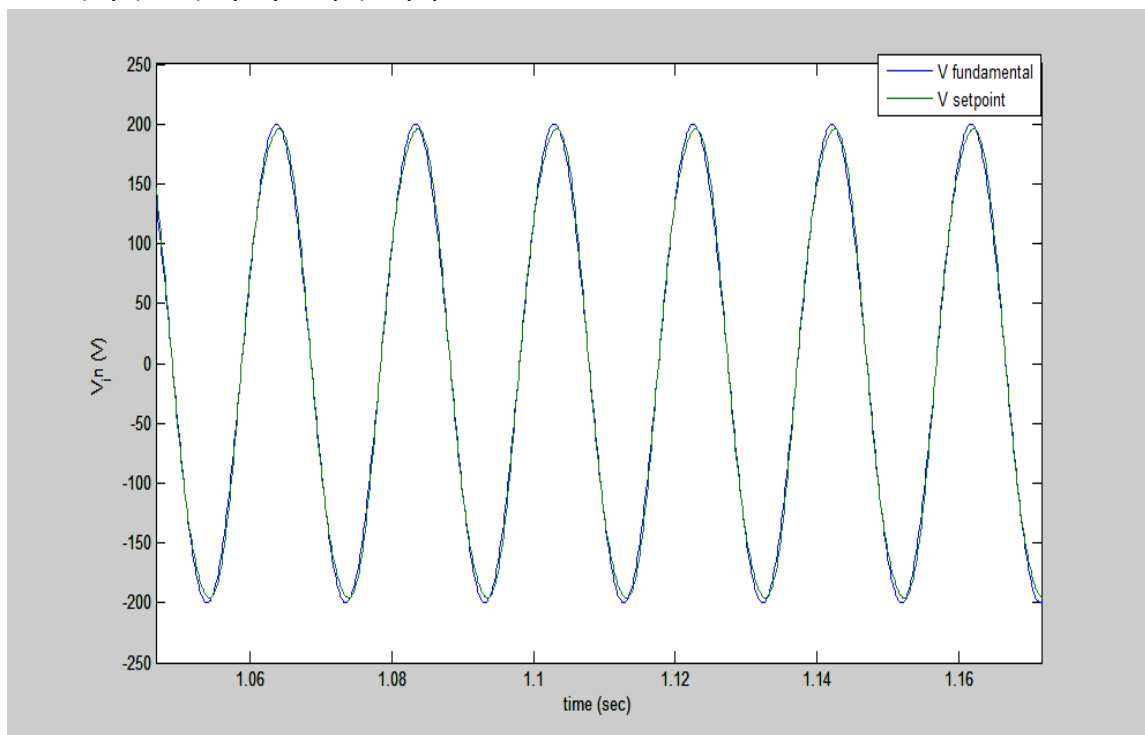
Όπως είναι γνωστό από τα προηγούμενα το PLL μπορεί να παράξει στην έξοδο ένα ημίτονο που να έχει την ίδια συχνότητα, rms και φάση με το σήμα εισόδου (ακόμα κι αν αυτό διαθέτει αρμονικές). Άρα αρκεί να βρούμε το πλάτος του σήματος το οποίο πάλι μπορεί να υπολογιστεί μέσω του PLL, και στη συνέχεια να το πολλαπλασιάσουμε με το ημίτονο στην έξοδο του PLL. Μ'αυτό τον τρόπο λαμβάνουμε το επιθυμητό σήμα αναφοράς. Στο σχήμα 5.19 φαίνεται η μέθοδος αυτή για παραγωγή του σήματος αναφοράς στο Simulink.



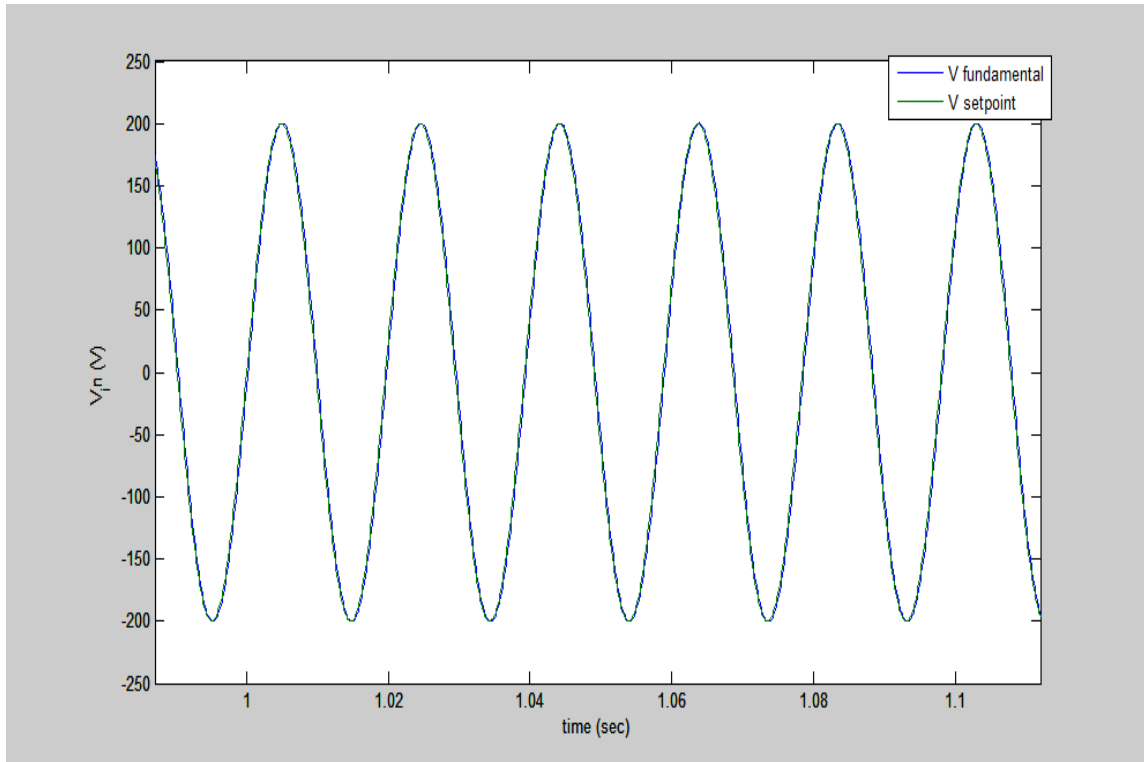
Σχήμα 5.19 Υλοποίηση γεννήτριας σήματος αναφοράς με χρήση PLL

Συμπέρασμα

Στο σχήμα 5.20 φαίνεται η έξοδος της γεννήτριας σήματος αναφοράς για χρήση της μεθόδου Β) μαζί με το SOGI συγκρινόμενη με τη θεμελιώδη συνιστώσα του σήματος εισόδου. Ενώ στο σχήμα 5.21 φαίνεται η αντίστοιχη έξοδος για τη μέθοδο Γ) ξανά συγκρινόμενη με τη θεμελιώδη συνιστώσα του σήματος εισόδου. Η μέθοδος Α) θεωρήθηκε ότι δεν είναι ιδιαίτερα αξιόπιστη για τις ανάγκες του PHIL πειράματος καθώς εμφανίζει μικρότερη ακρίβεια.



Σχήμα 5.20 Αποτελέσματα μεθόδου Β) μαζί με SOGI για παραγωγή σήματος αναφοράς συγκρινόμενη με τη θεμελιώδη συνιστώσα εισόδου



Σχήμα 5.21 Αποτελέσματα μεθόδου Γ) για παραγωγή σήματος αναφοράς συγκρινόμενο με τη θεμελιώδη συνιστώσα εισόδου

5.4.2 Έλεγχος της τάσης στο dc-link

Όπως είχαμε γράψει στο κεφάλαιο 4 στον έλεγχο ενός AC/DC/AC μετατροπέα απαιτείται ένας βρόχος ελέγχου της dc τάσης στα άκρα των πυκνωτών του dc-link. Είναι προφανές ότι κι ο μετατροπέας της Triphase θα διαθέτει στον αλγόριθμο ελέγχου του ένα τέτοιο βρόχο.

Ο έλεγχος αυτός υλοποιείται με έναν απλό PI ελεγκτή όπως δηλαδή πραγματοποιήθηκε και στο κεφάλαιο 4. Ο χρήστης επιλέγει την dc τάση αναφοράς, που πρέπει να βρίσκεται μέσα στο εύρος της dc τάσης που μπορεί να παράξει η συσκευή, και αυτή συγκρίνεται με την πραγματική τιμή της τάσης στο dc link η μέτρηση της οποίας έρχεται στον υπολογιστή σχεδίασης μέσω κατάλληλου μπλοκ από τη βιβλιοθήκη της Triphase. Έτσι στην έξοδο του PI θα έχουμε το πλάτος του ρεύματος εισόδου αναφοράς το οποίο στη συνέχεια συγχρονίζεται με την τάση του δικτύου. Άλλωστε αυτή η λογική ελέγχου περιγράφεται και στο σχήμα 4.25.

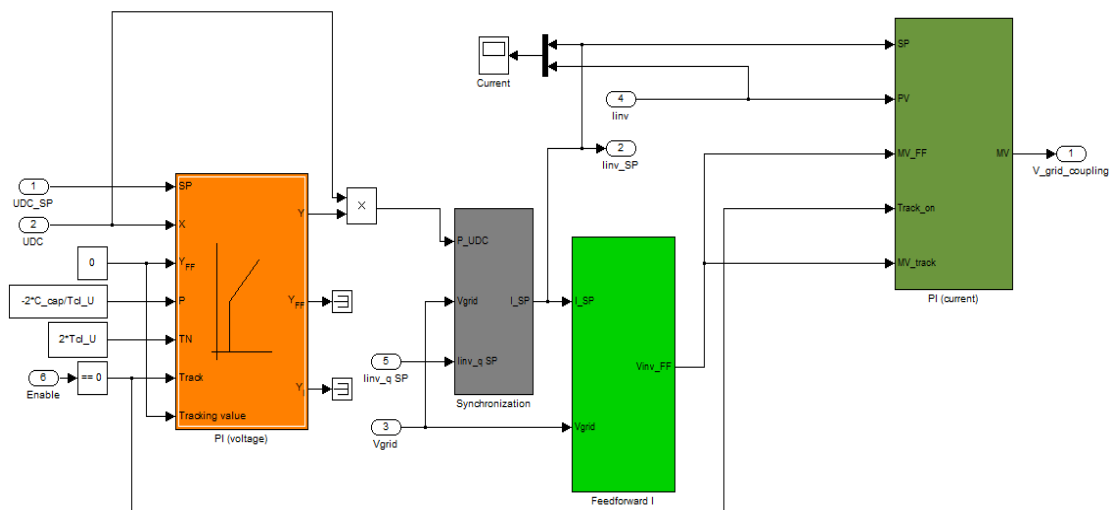
5.4.3 Έλεγχος του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα

Μετά τον έλεγχο της τάσης στο dc-link έχει παραχθεί ένα ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου αναφοράς συγχρονισμένο με την τάση του δικτύου. Αυτό το ρεύμα συγκρίνεται με το μετρούμενο ρεύμα εισόδου του μετατροπέα και ελέγχεται ξανά

μέσω ενός PI ελεγκτή. Στην έξοδο του PI ελεγκτή ρεύματος προκύπτει η τιμή αναφοράς της τάσης εισόδου του μετατροπέα η οποία θα χρησιμοποιηθεί για τον PWM έλεγχο. Ο PI ελεγκτής ρεύματος στον αλγόριθμο ελέγχου του μετατροπέα της Triphase, δεν είναι ίδιος με τον PI της τάσης που είδαμε πριν αλλά, για λόγους βελτίωσης της συμπεριφοράς του, έχει προστεθεί ένα σχήμα προσωτροφοδότησης (στα αγγλικά feedforward).

Γενικά ο συνδυασμός feedforward και feedback ελέγχου (ένας απλός PI είναι feedback έλεγχος ή στα ελληνικά έλεγχος ανάδρασης) μαζί, μπορεί να βελτιώσει αισθητά την επίδοση ενός απλού PI ελεγκτή. Στην ιδανική περίπτωση ο feedforward έλεγχος μπορεί να εξαλείψει πλήρως την επίδραση που μπορεί να έχει μια διαταραχή στην έξοδο του ελέγχου. Ακόμα κι αν δεν σχεδιαστεί όμως με βέλτιστο τρόπο εξακολουθεί να εμφανίζει καλύτερα αποτελέσματα στην εξάλειψη μιας διαταραχής από τον έλεγχο ανάδρασης. Παρόλ' αυτά η χρήση αυτής της μεθόδου μπορεί να μην είναι πάντα απαραίτητη ειδικά όταν είμαστε ήδη ικανοποιημένοι με το αποτέλεσμα του ελέγχου ανάδρασης. Επίσης πρέπει να τονίσουμε εδώ ότι ο έλεγχος με προσωτροφοδότηση (feedforward) δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνος του αλλά πάντα και μόνο σε συνδυασμό με τον έλεγχο ανάδρασης. Πολύ σημαντικό στοιχείο αποτελεί και το γεγονός ότι η προσθήκη του σχήματος προσωτροφοδότησης δεν επηρεάζει την ευστάθεια του ελέγχου ανάδρασης και άρα οι δύο έλεγχοι μπορούν να σχεδιαστούν αυτόνομα.

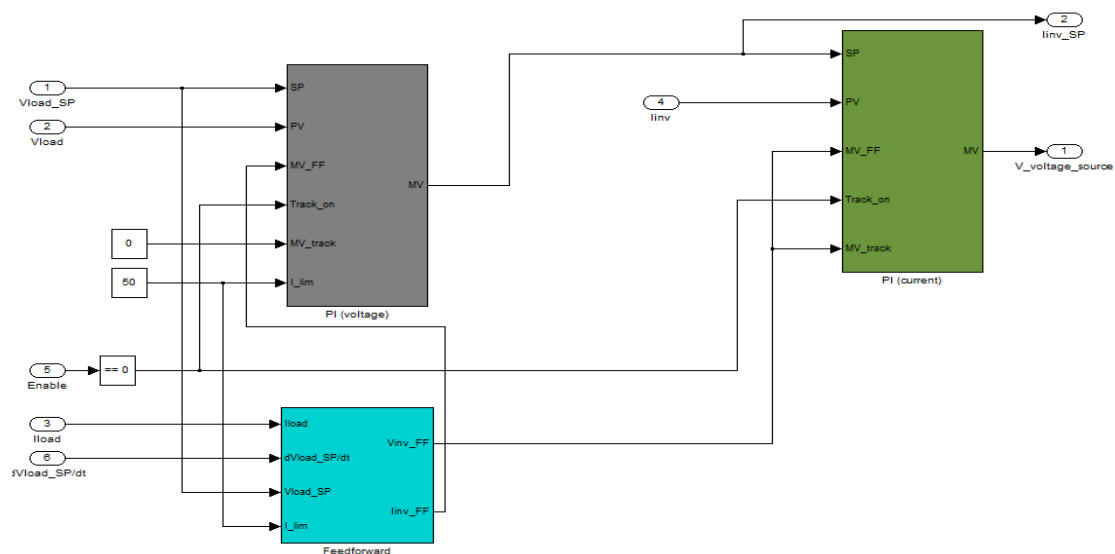
Στην περίπτωση του ελέγχου του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα της Triphase η προσθήκη του feedforward ελέγχου, βοηθάει στον ταχύτερο εντοπισμό της σωστής τιμής στην έξοδο του ελεγκτή, καθώς ουσιαστικά στέλνει στον PI την τιμή που περιμένουμε να έχει στην έξοδο. Με αυτό τον τρόπο βοηθά στον περιορισμό των υψηλών ρευμάτων που εμφανίζονται μέχρι να σταθεροποιηθεί η έξοδος του PI. Το σήμα που στέλνουμε με την προσωτροφοδότηση στον PI ρεύματος είναι η τάση του δικτύου καθώς γνωρίζουμε ότι η τάση εισόδου αναφοράς θα είναι παρόμοια με αυτή. Στο σχήμα 5.22 φαίνονται οι βρόχοι ελέγχου της τάσης στο Dc και του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 5.22 Έλεγχος τάσης στο dc και έλεγχος ρεύματος εισόδου

5.4.4 Έλεγχος της τάσης εξόδου

Ο έλεγχος της τάσης εξόδου στον αλγόριθμο ελέγχου του μετατροπέα της Triphase γίνεται με χρήση δύο PI ελεγκτών. Στον πρώτο PI εισάγεται η διαφορά, της αναφοράς της τάσης εξόδου (που έχει παραχθεί από τη γεννήτρια της τάσης αναφοράς) με τη μετρούμενη τάση εξόδου του μετατροπέα. Στην έξοδο προκύπτει το ρεύμα φορτίου αναφοράς. Στη συνέχεια αυτό συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα φορτίου και περνάει μέσα από τον δεύτερο PI, ο οποίος παράγει την αναφορά της τάσης εξόδου που θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια στον PWM έλεγχο. Και οι δύο PI ελεγκτές χρησιμοποιούν σχήμα προσωτροφοδότησης όπως συνέβαινε και στον PI ελεγκτή του ρεύματος εισόδου. Για τον ελεγκτή της τάσης το σήμα που στέλνουμε για την προσωτροφοδότηση είναι το ρεύμα που έχει μετρηθεί για τον τρίτο κλάδο του μετατροπέα. Για τον ελεγκτή του ρεύματος στέλνουμε την πρώτη παράγωγο της τάσης αναφοράς, καθώς γνωρίζοντας τον ρυθμό μεταβολής της τάσης αυτής μπορεί ο ελεγκτής να προβλέψει ουσιαστικά την τιμή που θα πάρει στο μέλλον η έξοδος του. Όπως είπαμε νωρίτερα η πρώτη παράγωγος της αναφοράς της τάσης φορτίου υπολογίζεται στην γεννήτρια του σήματος αναφοράς.



Σχήμα 5.23 Έλεγχος της τάσης εξόδου του μετατροπέα της Triphase

5.4.5 PWM γεννήτρια

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα οι παλμοί για τα διακοπτικά στοιχεία του μετατροπέα της Triphase παράγονται από το FPGA το οποίο λαμβάνει σαν είσοδο τα duty cycles κάθε κλάδου, τα οποία παράγονται από τον αλγόριθμο ελέγχου. Το FPGA συγκρίνει εσωτερικά τα ημιτονοειδή duty cycles με μια τριγωνική κυματομορφή συγκεκριμένης διακοπτικής συχνότητας όπως συμβαίνει στην μέθοδο SPWM. Είναι σημαντικό να τονιστεί ξανά εδώ ότι η διαδικασία σύγκρισης δεν λαμβάνει χώρα στον αλγόριθμο ελέγχου του Simulink.

Η γεννήτρια που θα παράξει τα duty cycles, που θα χρησιμοποιηθούν για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων, έχει σαν εισόδους την αναφορά της τάσης εισόδου του μετατροπέα, την αναφορά της τάσης εξόδου του μετατροπέα και την πραγματική τιμή της τάσης στο dc link όπως ακριβώς φαίνεται και στο σχήμα 4.25. Ο στόχος όμως τώρα δεν είναι να παραχθούν οι παλμοί των διακοπών στο Simulink αλλά τα duty cycles κάθε κλάδου. Για τον μετατροπέα της Triphase είναι καθοριστικής σημασίας, το άθροισμα των πολικών τάσεων των τριών κλάδων να είναι σε κάθε χρονική στιγμή μηδέν. Δηλαδή πρέπει να ισχύει:

$$u_U + u_V + u_W = 0 \quad (5.4)$$

Επίσης εξαιτίας της τοπολογίας του μετατροπέα ισχύουν οι σχέσεις 4.4 και 4.5 του προηγούμενου κεφαλαίου. Οι σχέσεις αυτές μπορούν να γραφούν για τον μετατροπέα της Triphase ως εξής.

$$V_g = u_U - u_W \quad (5.5)$$

$$V_L = u_V - u_W \quad (5.6)$$

Λύνοντας τις εξισώσεις αυτές προκύπτει για τις πολικές τάσεις συναρτήσεων των τάσεων εισόδου και εξόδου του μετατροπέα:

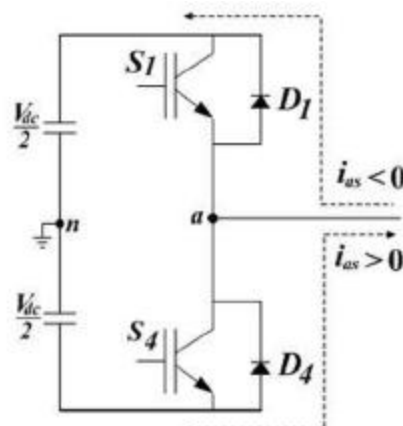
$$u_U = \left(\frac{2}{3}V_g - \frac{1}{3}V_L\right) \quad (5.7)$$

$$u_V = -\left(\frac{1}{3}V_g + \frac{1}{3}V_L\right) \quad (5.8)$$

$$u_W = \left(\frac{2}{3}V_L - \frac{1}{3}V_g\right) \quad (5.9)$$

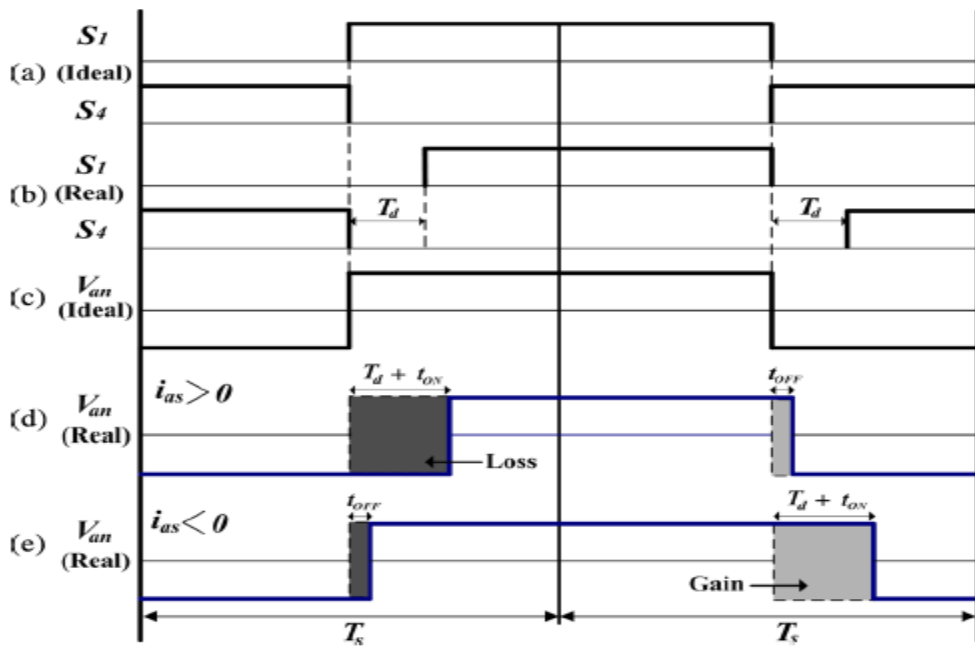
Στη συνέχεια διαιρώντας αυτές τις πολικές τάσεις με το μισό της τάσης στο dc-link λαμβάνουμε το duty cycle κάθε κλάδου.

Όμως επειδή εδώ έχουμε έναν πραγματικό μετατροπέα με πραγματικά διακοπτικά στοιχεία θα πρέπει να συνυπολογίσουμε τον «νεκρό χρόνο» (dead-time) όπως αποκαλείται για να μην έχουμε ταυτόχρονη αγωγή των IGBTs του ίδιου κλάδου και άρα βραχυκύκλωμα στον μετατροπέα. Παρόλο που ο χρόνος αυτός είναι εξαιρετικά μικρός προκαλεί προβλήματα στη λειτουργία του PWM μετατροπέα, γ'αυτό έχουν αναπτυχθεί πολλοί τρόποι επίλυσης αυτού του προβλήματος. Ας θεωρήσουμε τον ένα κλάδο του μετατροπέα μας στο σχήμα 5.24 για να δούμε ευκολότερα τι είναι ο νεκρός χρόνος. Όμοια ισχύουν και για τους υπόλοιπους κλάδους



Σχήμα 5.23 Κλάδος PWM μετατροπέα

Κατά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου T_d και οι δύο διακόπτες του σχήματος 5.23 σταματούν να άγουν, ενώ άγει μία από τις δύο διόδους. Αν η πολικότητα του ρεύματος είναι θετική άγει η κάτω διάδος ενώ σε αντίθετη περίπτωση άγει η πάνω. Με αποτέλεσμα η τάση εξόδου να εξαρτάται από την κατεύθυνση του ρεύματος. Στο σχήμα 5.25 βλέπουμε τους παλμούς και τις αντίστοιχες τάσεις εξόδου για έναν ιδανικό διακόπτη και για ένα πραγματικό. Στην πράξη επειδή ο χρόνος αγωγής κάθε διακοπτικού στοιχείου είναι πεπερασμένος, ο διακόπτης ανοίγει (OFF) ακριβώς τη στιγμή που καθορίζεται στο σχήμα 5.25 (α). Όμως ο χρόνος όπου κλείνει (ON) ο συμπληρωματικός διακόπτης θα καθυστερήσει κατά T_d . Έτσι συνυπολογίζοντας τον νεκρό χρόνο έχουμε στην πράξη τους παλμούς του σχήματος 5.25 (b). Η διαταραχή στην τάση που προκαλείται από τον νεκρό χρόνο μεταξύ αγωγής και σβέσης φαίνεται στο σχήμα 5.25 (d) και (e) ανάλογα με την κατεύθυνση του ρεύματος.

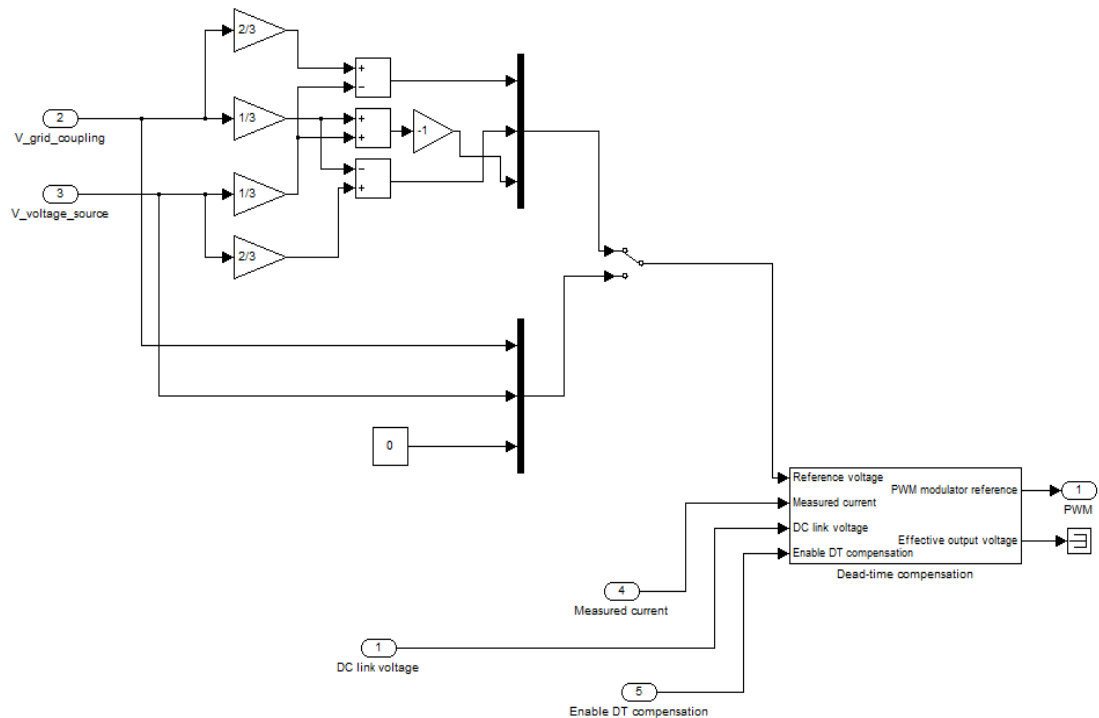


Σχήμα 5.25 (α) Παλμοί για ιδανικό διακόπτη (b) παλμοί με νεκρό χρόνο για πραγματικό διακόπτη (c) Τάση για την ιδανική περίπτωση (d) Τάση με επίδραση νεκρού χρόνου για θετικό ρεύμα (e) Τάση με επίδραση νεκρού χρόνου για αρνητικό ρεύμα

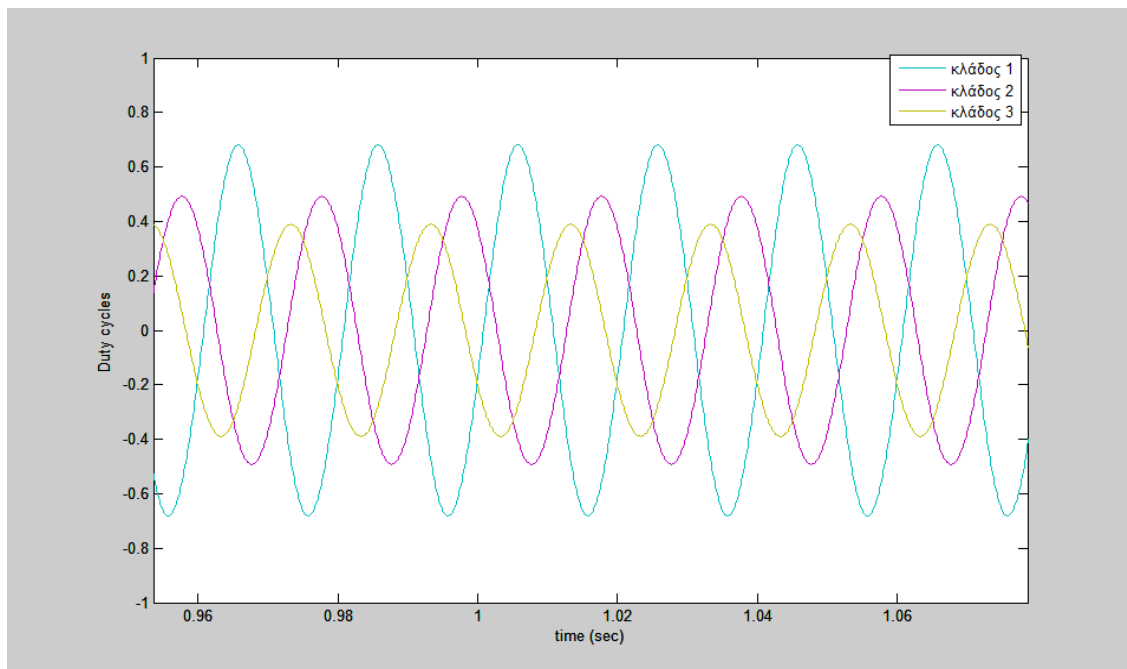
Για την επίλυση αυτού του προβλήματος μπορούμε να εφαρμόσουμε μια από τις πολλές μεθόδους που έχουν προταθεί [25], [26]. Πάντως πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι είναι απολύτως απαραίτητη η ύπαρξη ενός μπλοκ που θα ρυθμίζει το πρόβλημα αυτό για να μπορεί να λειτουργεί σωστά η διάταξη.

Αφού γίνει η επίλυση του προβλήματος νεκρού χρόνου τα παραγόμενα duty cycles (καταλλήλως τροποποιημένα πλέον) οδηγούνται στο FPGA μέσω του Target

PC για να παραχθούν οι PWM παλμοί των διακοπών. Στο σχήμα 5.26 φαίνεται η υλοποίηση της γεννήτριας των duty cycles στο Simulink με τον επιλυτή του προβλήματος νεκρού χρόνου. Στο σχήμα 5.27 φαίνεται ένα παράδειγμα των Duty cycles που παράγονται.



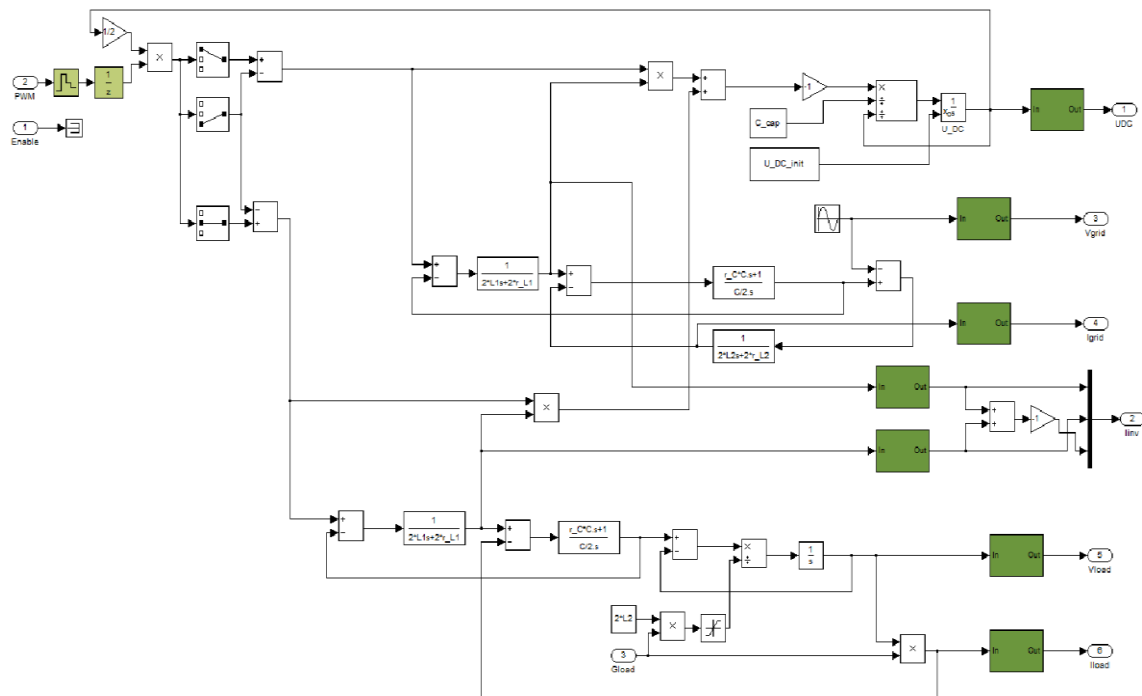
Σχήμα 5.26 Υπολογισμός των duty cycles στο Simulink με ρύθμιση για το φαινόμενο νεκρού χρόνου



Σχήμα 5.27 duty cycles για κάθε κλάδο

5.5 Προσομοίωση του αλγορίθμου ελέγχου στο Simulink

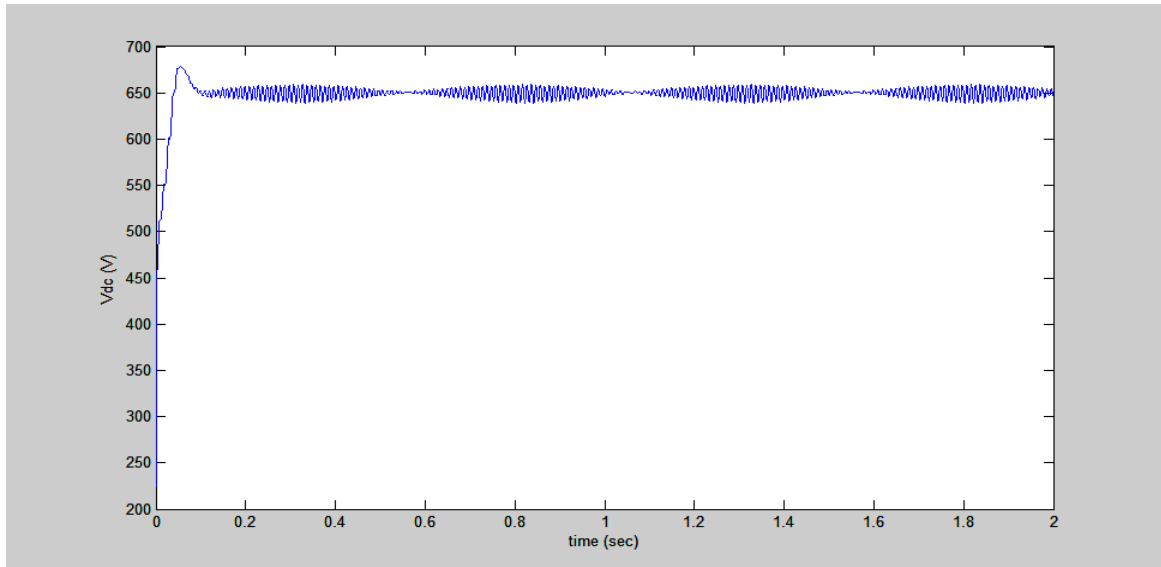
Πριν εφαρμοστεί ο αλγόριθμος ελέγχου στον μετατροπέα της Triphase είναι απολύτως απαραίτητο να προηγηθεί η προσομοίωση της λειτουργίας του στο Simulink. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να δούμε σφάλματα που μπορεί να προκύψουν εξαιτίας κάποιας απροσεξίας στη σχεδίαση ή να ελέγξουμε την ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Κατά την προσομοίωση στο Simulink δεν πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κανένα από τα μπλοκ επικοινωνίας με την πραγματική συσκευή καθώς δεν θα υπάρχει επικοινωνία. Για το λόγο αυτό η εταιρεία παρέχει μαζί με τη συσκευή και το υπόλοιπο λογισμικό κι ένα μπλοκ που μοντελοποιεί το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα. Έτσι δίνεται η δυνατότητα δοκιμής του αλγορίθμου ελέγχου σε όσο το δυνατόν ακριβέστερες συνθήκες. Το μπλοκ αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.27



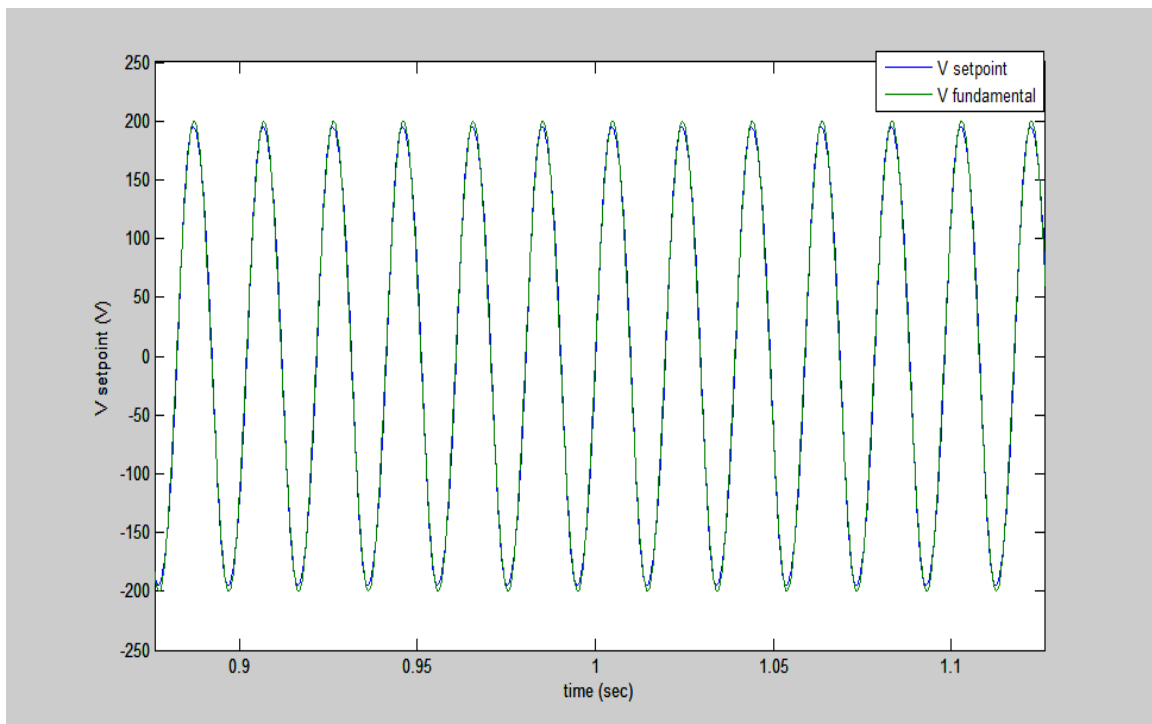
Σχήμα 5.28 Μπλοκ προσομοίωσης του κυκλώματος του μετατροπέα της Triphase

Στη συνέχεια φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για ωμικό φορτίο 20 Ω.

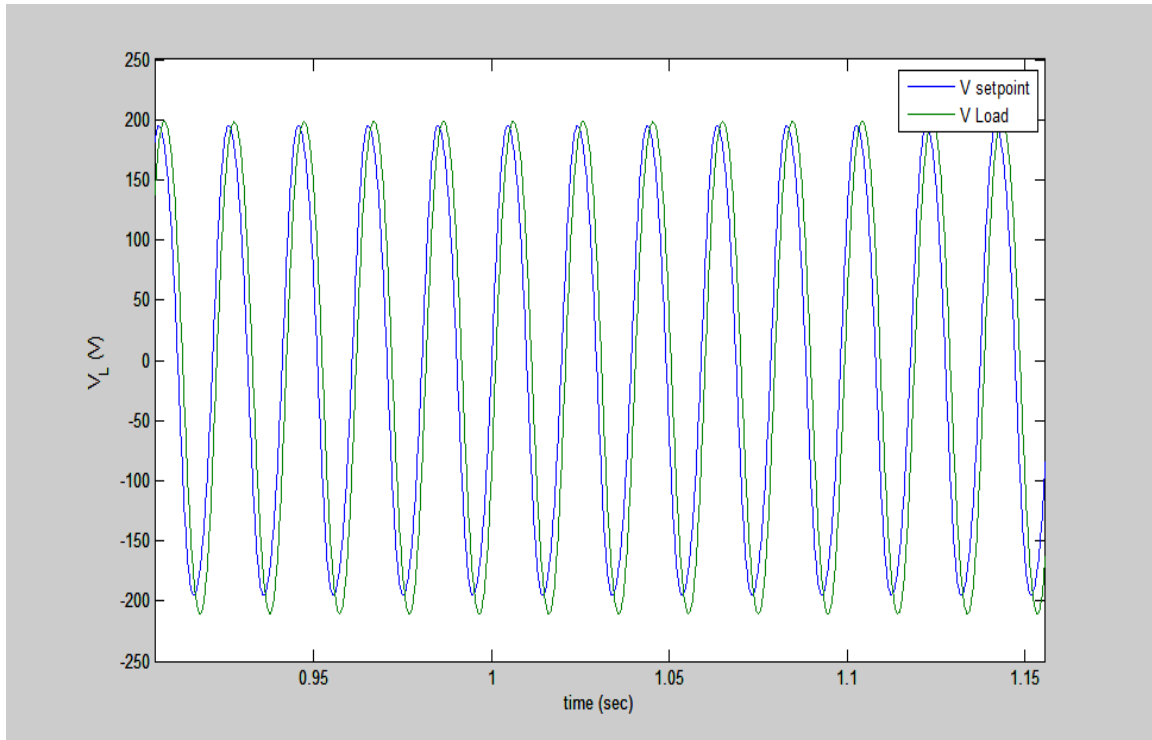
$$V_{dc}^* = 650 \text{ V}$$



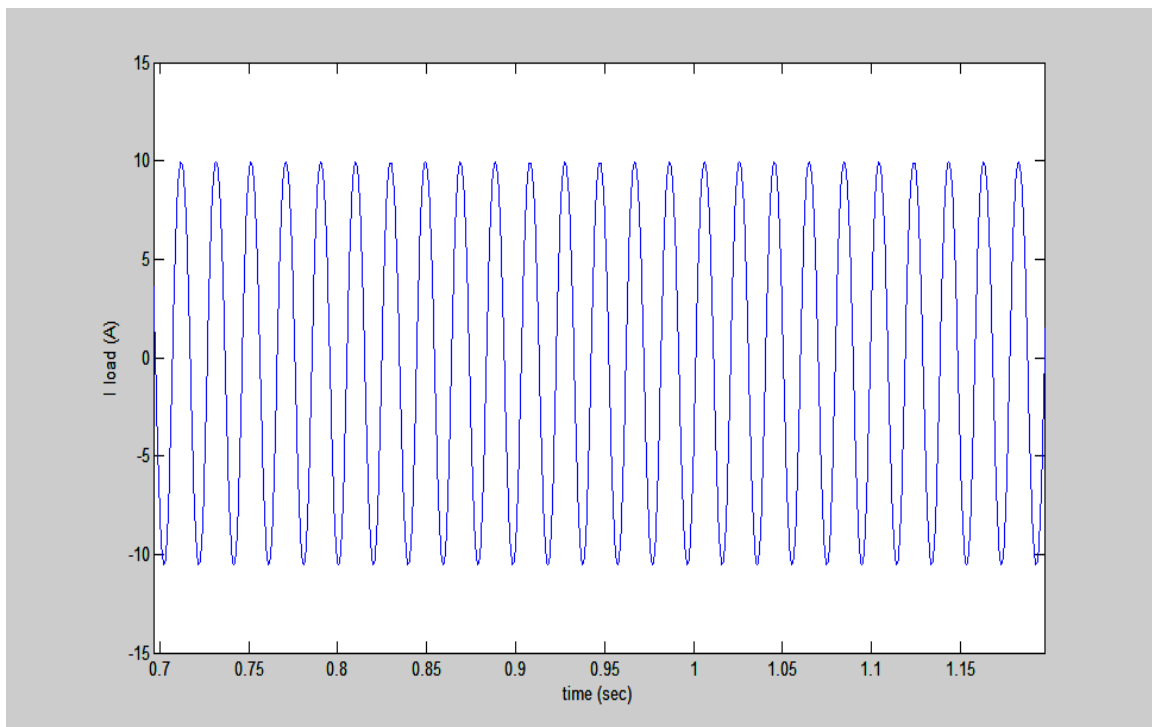
Σχήμα 5.29 Τάση στο dc-link



Σχήμα 5.30 Τάση στην έξοδο της γεννήτριας τάσης αναφοράς συγκρινόμενη με την θεμελιώδη τάση εισόδου



Σχήμα 5.31 Τάση εξόδου του μετατροπέα συγκρινόμενη με την τάση αναφοράς



Σχήμα 5.32 Ρεύμα φορτίου

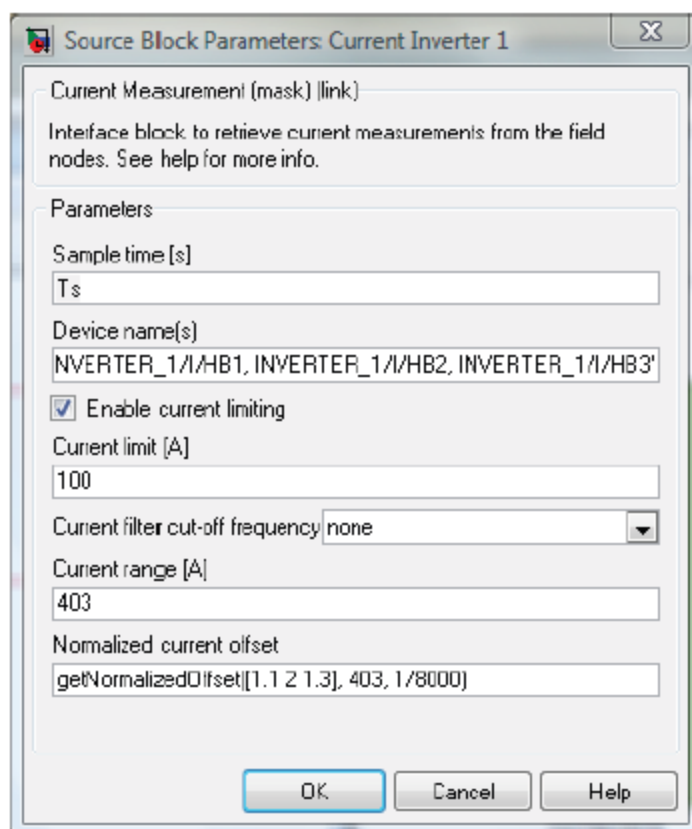
Από την προσομοίωση αυτή συμπεραίνουμε ότι ο αλγόριθμος ελέγχου μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά και στο πραγματικό κύκλωμα. Οπότε για να τον χρησιμοποιήσουμε στην πράξη πρέπει να αφαιρέσουμε το μπλοκ του σχήματος

5.28 και να χρησιμοποιήσουμε τα κατάλληλα μπλοκ επικοινωνίας με την πραγματική συσκευή (μπλοκ σχημάτων 5.8 με 5.10). Αφού κάνουμε αυτές τις αλλαγές ο αλγόριθμος ελέγχου είναι έτοιμος για να «ανέβει» (upload) στο Target PC για να εκτελεστεί σε πραγματικό χρόνο. Πριν όμως λειτουργήσουμε τον ενισχυτή σε πραγματικές συνθήκες για πρώτη φορά με τον αλγόριθμο που έχει σχεδιαστεί, είναι απαραίτητη η βαθμονόμηση (calibration) των μετρητικών οργάνων της διάταξης. Αυτό εξηγείται στο επόμενο υποκεφάλαιο.

5.6 Βαθμονόμηση των μετρητικών οργάνων (measurement calibration)

Όπως είδαμε και στο σχήμα 5.8 οι μετρήσεις που χρειάζονται για τον αλγόριθμο ελέγχου του μετατροπέα της Triphase είναι τα ρεύματα των τριών κλάδων, η τάση στο dc-link, η τάση του δικτύου, η τάση εξόδου του μετατροπέα, το ρεύμα εξόδου και το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα. Οι μετρήσεις αυτές εξαιτίας της μετατροπής από αναλογικά σε ψηφιακά σήματα έχουν ένα offset διάφορο του μηδενός ακόμα και όταν ο ενισχυτής δεν είναι συνδεδεμένος με το δίκτυο και δεν λειτουργεί. Αυτό το offset σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας δίνει λάθος μετρήσεις στον χρήστη (που επιβλέπει το σύστημα μέσω του υπολογιστή του και του Simulink). Άρα πριν την πρώτη χρήση του μηχανήματος πρέπει οπωσδήποτε να ρυθμιστούν τα μετρητικά όργανα του μετατροπέα.

Τα μπλοκ του σχήματος 5.8 που εισάγουν τις μετρήσεις στο περιβάλλον του Simulink για να λειτουργήσουν πρέπει να συμπληρωθούν τα πεδία των παραμέτρων τους που φαίνονται στο σχήμα 5.33.



Σχήμα 5.33 Παράμετροι για τα μπλοκ των μετρήσεων

Αρχικά πρέπει να συμπληρώσουμε την διακοπτική περίοδο (ίδια με την αντίστοιχη στην οποία θα λειτουργήσει ο ενισχυτής), το όνομα της μεταβλητής που θέλουμε να μετρηθεί και το μέγιστο ρεύμα που θα επιτρέπεται να περάσει ως ένα είδος προστασίας της διάταξης. Στη συνέχεια υπάρχουν τα πεδία για το εύρος (range) και το offset της μέτρησης, η συμπλήρωση των οποίων πρέπει να γίνει με συγκεκριμένη μέθοδο για να έχουμε σωστές μετρήσεις.

Πρώτα πρέπει να υπολογίσουμε το εύρος της μέτρησης και στη συνέχεια το offset. Για τον υπολογισμό του εύρους υπάρχουν δύο μέθοδοι που μπορούν να ακολουθηθούν.

1. Χρησιμοποιούμε πηγές τάσης ή ρεύματος (για τη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος αντίστοιχα) των οποίων γνωρίζουμε με απόλυτη ακρίβεια την τιμή που παράγουν. Στη συνέχεια τις τάσεις αυτές και τα ρεύματα τις μετράμε και μέσω των μπλοκ του Simulink. Η σύγκριση των τάσεων/ρευμάτων που μετρήσαμε με τις πραγματικές τιμές που ξέρουμε ότι παράγουν οι πηγές, δίνουν το επιθυμητό εύρος της μέτρησης.
2. Χρησιμοποιούμε αξιόπιστα εξωτερικά μετρητικά όργανα για κάθε μέτρηση που θέλουμε να πάρουμε. Η σύγκριση των τιμών που μετρήσαμε με τις τιμές που προκύπτουν στο Simulink δίνει το εύρος της μέτρησης.

Στο εργαστήριο πραγματοποιήθηκε τελικά η δεύτερη μέθοδος. Για τη σύγκριση των μετρήσεων, του εξωτερικού οργάνου με την αντίστοιχη που παρατηρούμε στο Simulink, χρησιμοποιείται το πρόγραμμα Excel. Για παράδειγμα θα δούμε αναλυτικά την εύρεση του εύρους για την μέτρηση της τάσης στο φορτίο. Με ίδιο τρόπο προκύπτουν και τα εύρη για τις υπόλοιπες μετρήσεις.

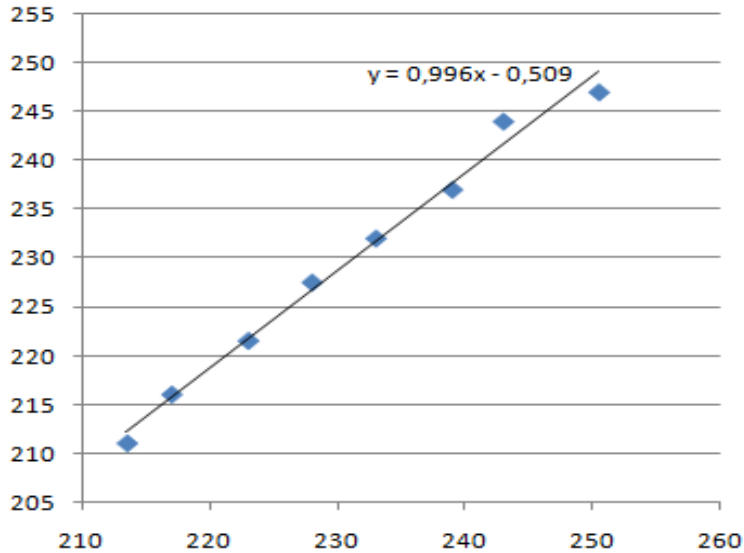
Αρχικά φτιάχνουμε ένα πίνακα ο οποίος περιλαμβάνει την rms τιμή της τάσης αναφοράς για το φορτίο, την τιμή που μετράει το εξωτερικό μετρητικό όργανο για την τάση του φορτίου και την μέτρηση της τάσης του φορτίου που βλέπουμε στο Simulink. Μεταβάλλουμε την τάση αναφοράς και συμπληρώνουμε τον πίνακα ως εξής:

V_{load} Simulink (V)	V_{load} external measurement (V)
213,5	211
217	216
223	221,5
228	227,5
233	232
239	237
243	244

250,5	247
-------	-----

Πίνακας 5.2 Μετρήσεις για την βαθμονόμηση της μέτρησης της τάσης του φορτίου

Στη συνέχεια υπολογίζουμε στο Excel την ευθεία που προκύπτει από τα σημεία της εξωτερικής μέτρησης και της μέτρησης που εμφανίζεται στο Simulink. (y και x αντίστοιχα). Η ευθεία που προκύπτει για τις τιμές του πίνακα 5.2 φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 5.34 Ευθεία που ορίζεται από τις μετρήσεις της τάσης φορτίου από το εξωτερικό όργανο μέτρησης και τα αντίστοιχα μετρητικά όργανα στο Simulink

Τέλος βρίσκουμε το παλιό εύρος που αναγράφεται στο μπλοκ μέτρησης της τάσης φορτίου (σχήμα 5.8) και το πολλαπλασιάζουμε με την κλίση της ευθείας του σχήματος 5.34 για να προκύψει το νέο εύρος. Στην συνέχεια εισάγουμε το εύρος αυτό στα αντίστοιχα πεδία των παραμέτρων του μπλοκ μέτρησης όπως φαίνονται στο σχήμα 5.33. Για την τάση του φορτίου ισχύει τελικά:

$$\text{Old range} = 1027,2$$

$$\text{New range} = \text{Old range} * 0,996 = 1023,4$$

Με τον ίδιο τρόπο προέκυψαν και τα εύρη για τις υπόλοιπες μετρήσεις. Να σημειωθεί εδώ ότι για την μέτρηση της τάσης στο dc bus δεν απαιτείται εύρεση του εύρους ούτε βαθμονόμηση καθώς δεν είναι τόσο σημαντική η ακρίβεια της μέτρησης αυτής.

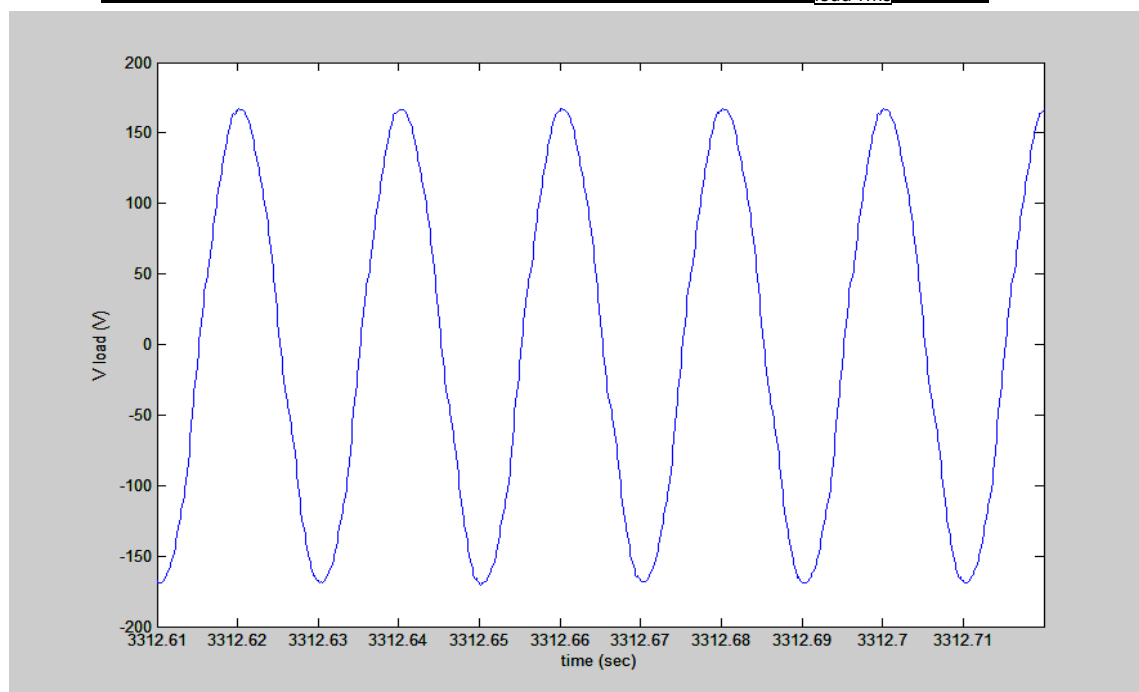
Αφού έχουμε υπολογίσει το εύρος των μετρήσεων και έχουμε συμπληρώσει τα αντίστοιχα πεδία στις παραμέτρους, πρέπει να υπολογίσουμε στη συνέχεια το offset κάθε μέτρησης. Για να πραγματοποιηθεί αυτή η μέτρηση πρέπει να αποσυνδέσουμε τα φορτία και γενικά να έχουμε μια κατάσταση όπου όλα τα ρεύματα και οι τάσεις(εκτός από την τάση στο dc-link) θα πρέπει να έχουν μηδενική τιμή. Όμως αυτό που παρατηρούμε τελικά είναι ότι οι μετρήσεις στο Simulink δεν δίνουν μηδενική τιμή. Αυτή η τιμή προστίθεται στην προυπάρχουσα τιμή του offset

της μέτρησης και το άθροισμα αυτό αποτελεί το νέο offset. Συμπληρώνουμε το νέο offset στο αντίστοιχο πεδίο των παραμέτρων του μπλοκ μέτρησης και έτσι έχουμε ολοκληρώσει τη βαθμονόμηση. Είναι σημαντικό να ελέγξουμε ξανά ότι δεν υπάρχει πλέον offset και ότι οι μετρήσεις των εξωτερικών οργάνων συμφωνούν με τις αντίστοιχες που φαίνονται στο Simulink. Αν δεν συμβαίνει αυτό, θα πρέπει να επαναλάβουμε τη διαδικασία βαθμονόμησης μέχρι να δούμε τα επιθυμητά αποτελέσματα.

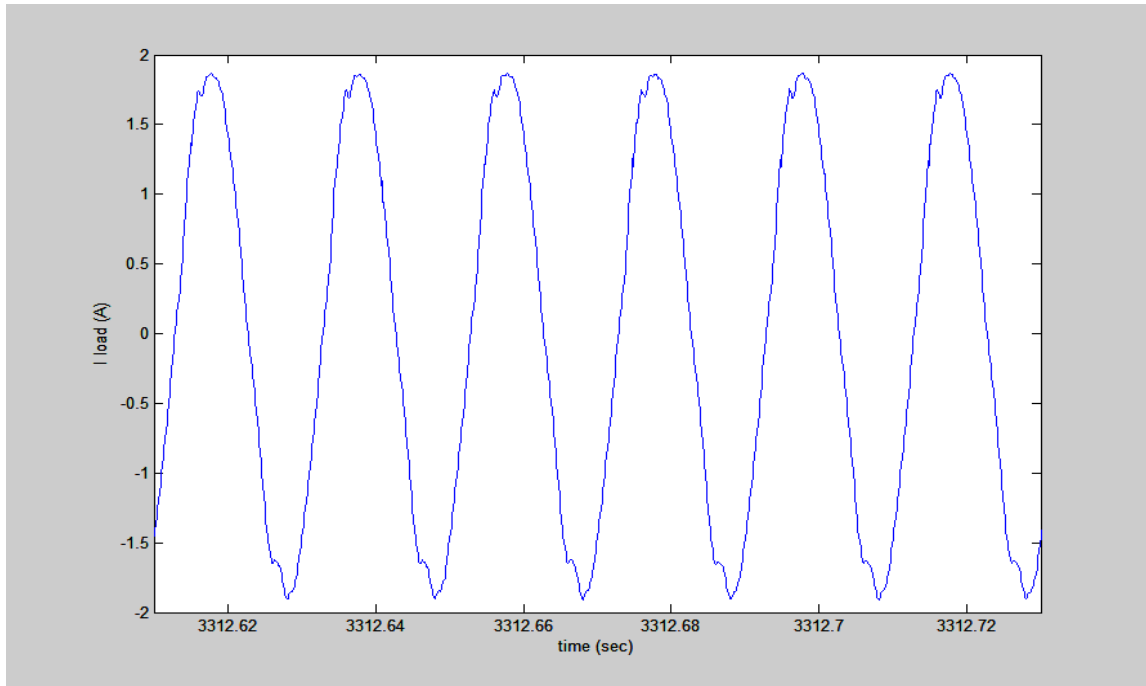
5.7 Πειραματικά αποτελέσματα

Στην συνέχεια φαίνονται οι σημαντικότερες γραφικές παραστάσεις καθώς χρησιμοποιήθηκε ο ενισχυτής της Triphase ως πηγή τάσης με διάφορα φορτία (χωρητικά και επαγωγικά). Η τάση στο dc-link επιλέχθηκε να είναι 650 V. Επίσης ακολουθούν και πίνακες με τις rms τιμές τάσεων και ρευμάτων.

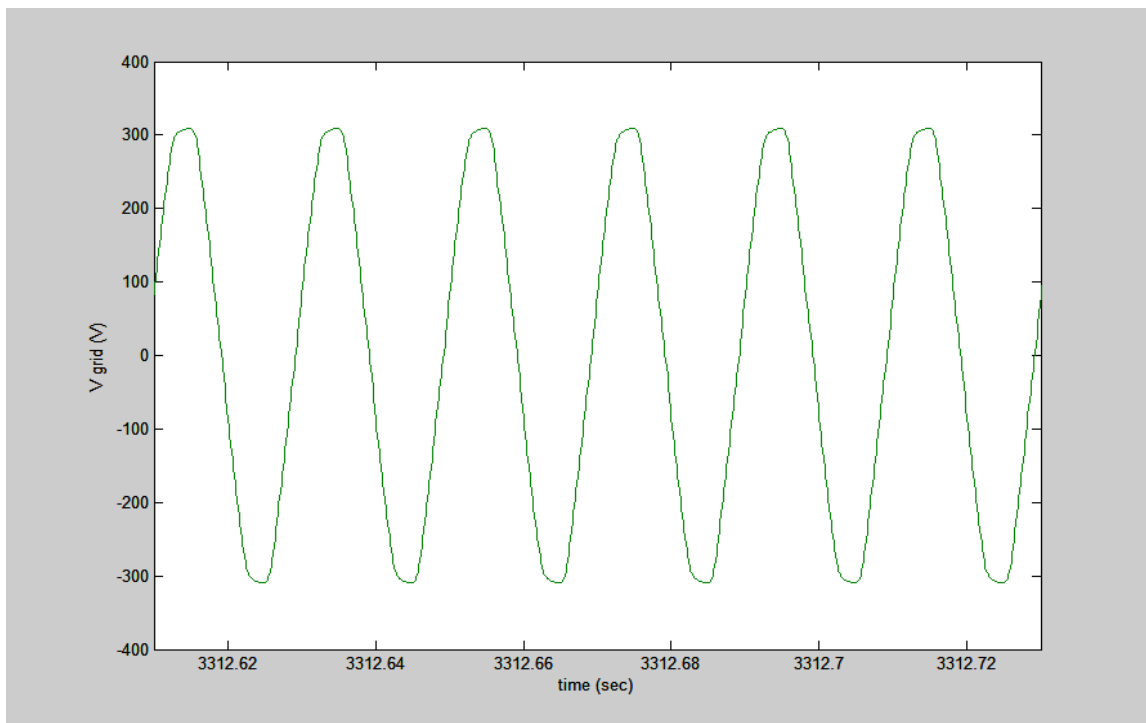
1. Φορτίο $R=60\ \Omega$ $C=39,2\ \mu\text{F}$ $\cos\phi=0.65$ χωρητικό και $V_{\text{load-rms}}^*=120\ \text{V}$



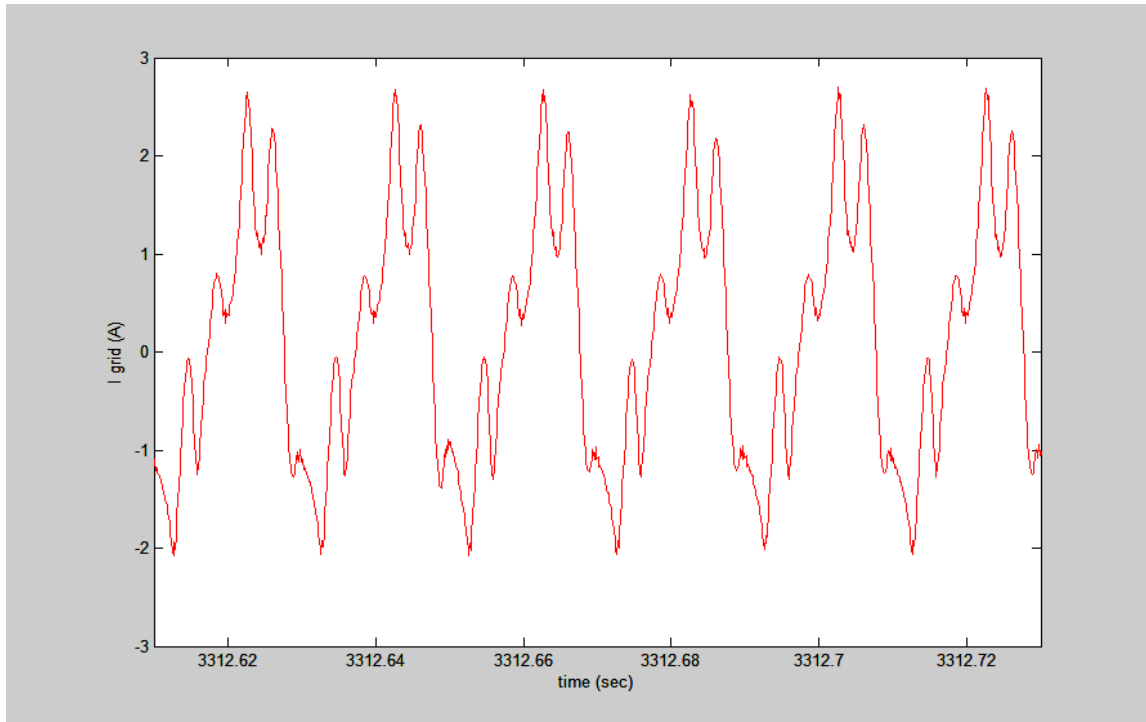
Σχήμα 5.35 Τάση φορτίου



Σχήμα 5.36 Ρεύμα φορτίου



Σχήμα 5.37 Τάση δικτύου

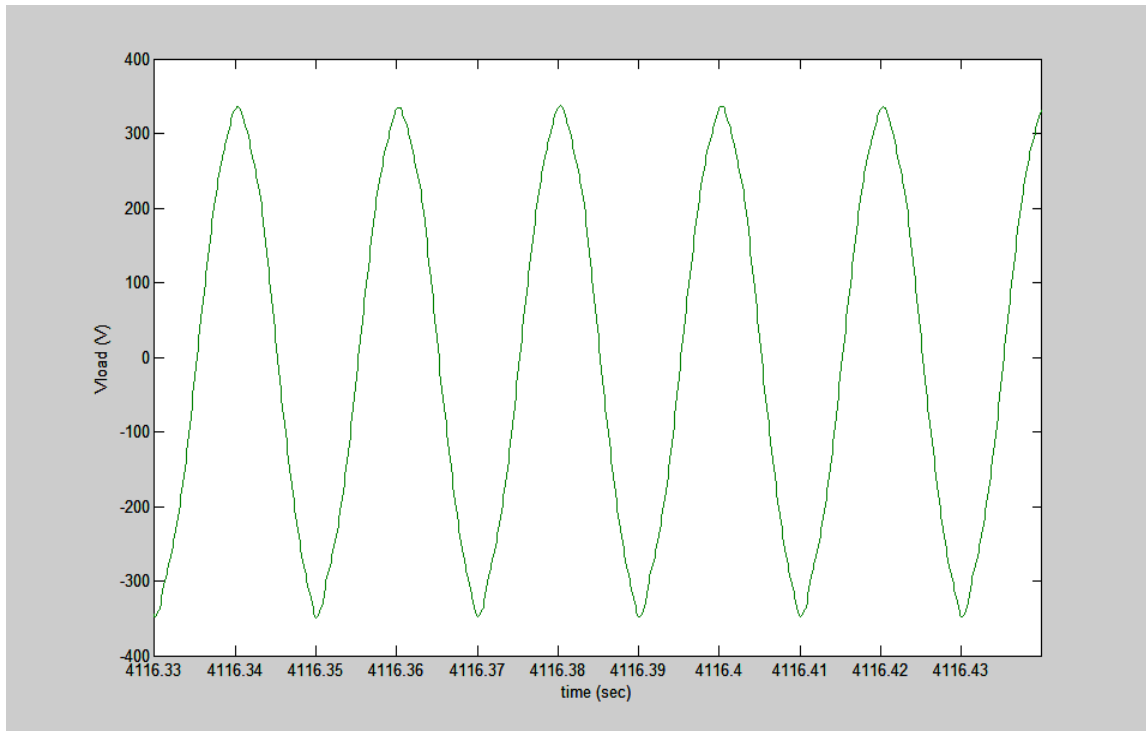


Σχήμα 5.38 Ρεύμα εισόδου

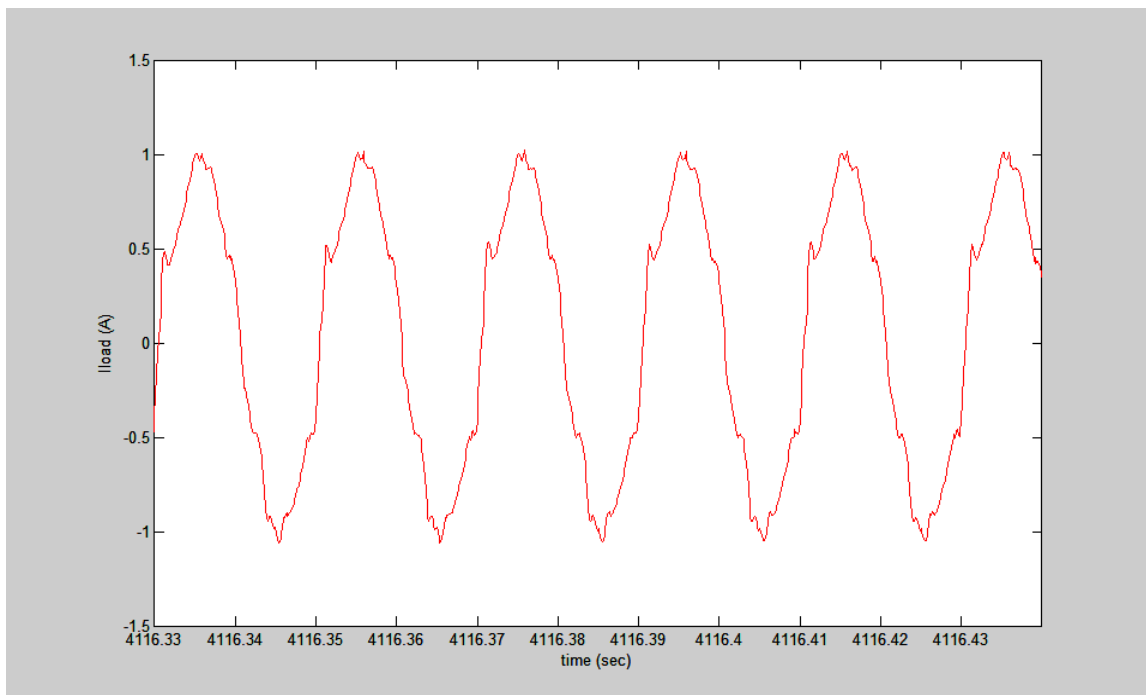
	THD (%)	Θεμελιώδης	Συνολική
V_{load} (V)	4.01	119,1	119,2
I_{load} (A)	10.26	1,332	1,339
I_{grid} (A)	52.97	1,132	1,281

Πίνακας 5.3 Rms τιμές τάσεων και ρευμάτων

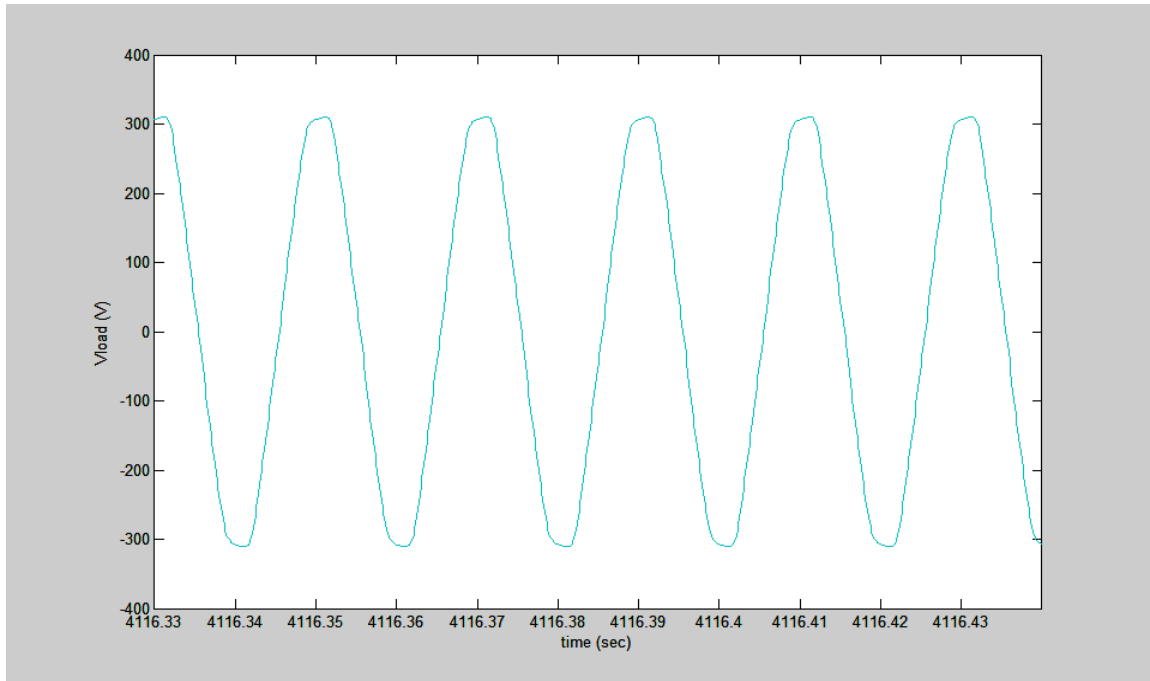
2. Φορτίο $R=100\ \Omega$ $C=9,7\ \mu\text{F}$ $\cos\phi=0.483$ χωρητικό και $V_{\text{load-rms}}^*=230\ \text{V}$



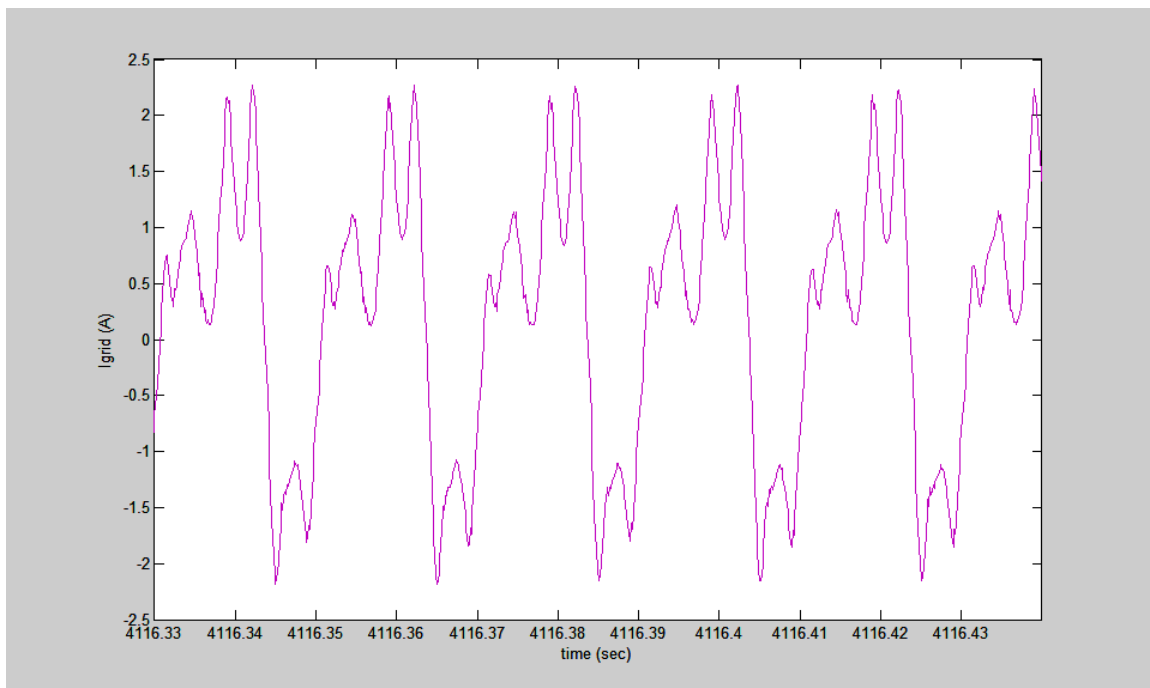
Σχήμα 5.39 Τάση φορτίου



Σχήμα 5.40 Ρεύμα φορτίου



Σχήμα 5.41 Τάση δικτύου

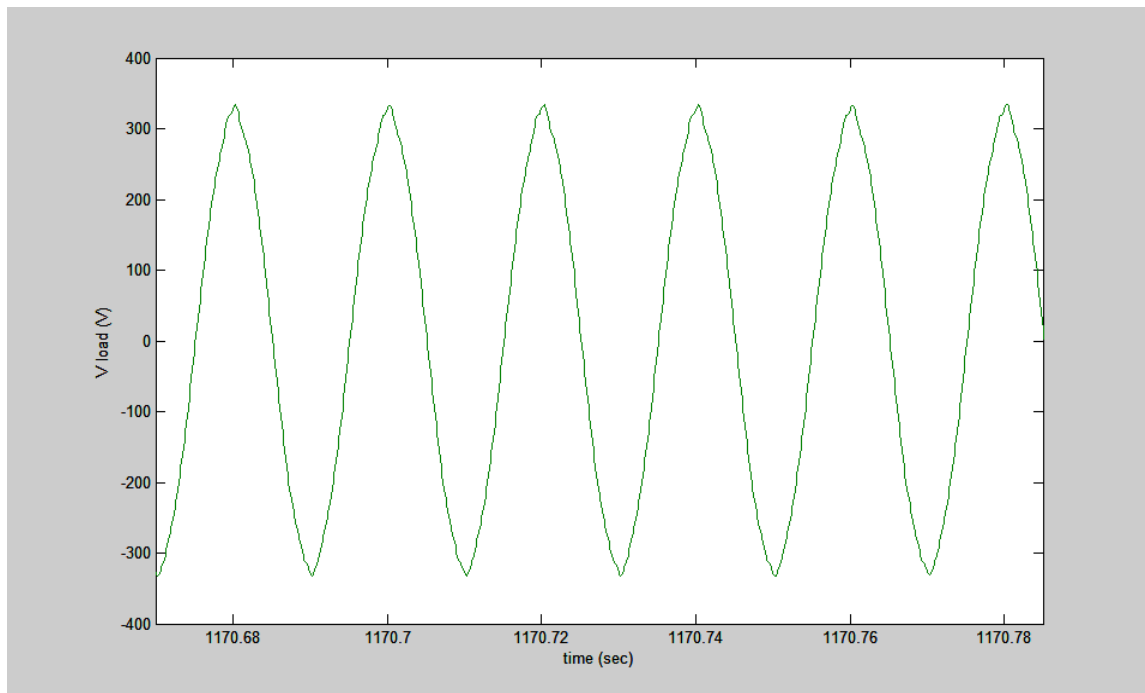


Σχήμα 5.42 Ρεύμα εισόδου

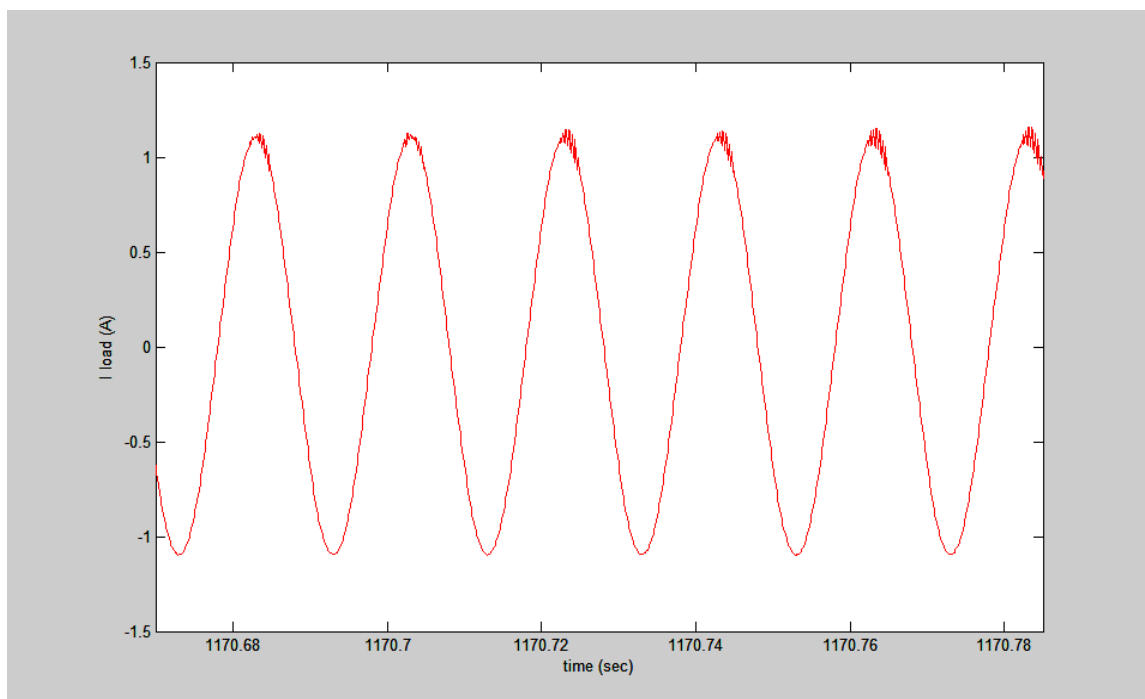
	THD (%)	Θεμελιώδης	Συνολική
V_{load} (V)	2.93	232,3	232,4
I_{load} (A)	8.97	0,6972	0,7
I_{grid} (A)	80.07	0,9578	1,227

Πίνακας 5.4 Rms τιμές τάσεων και ρευμάτων

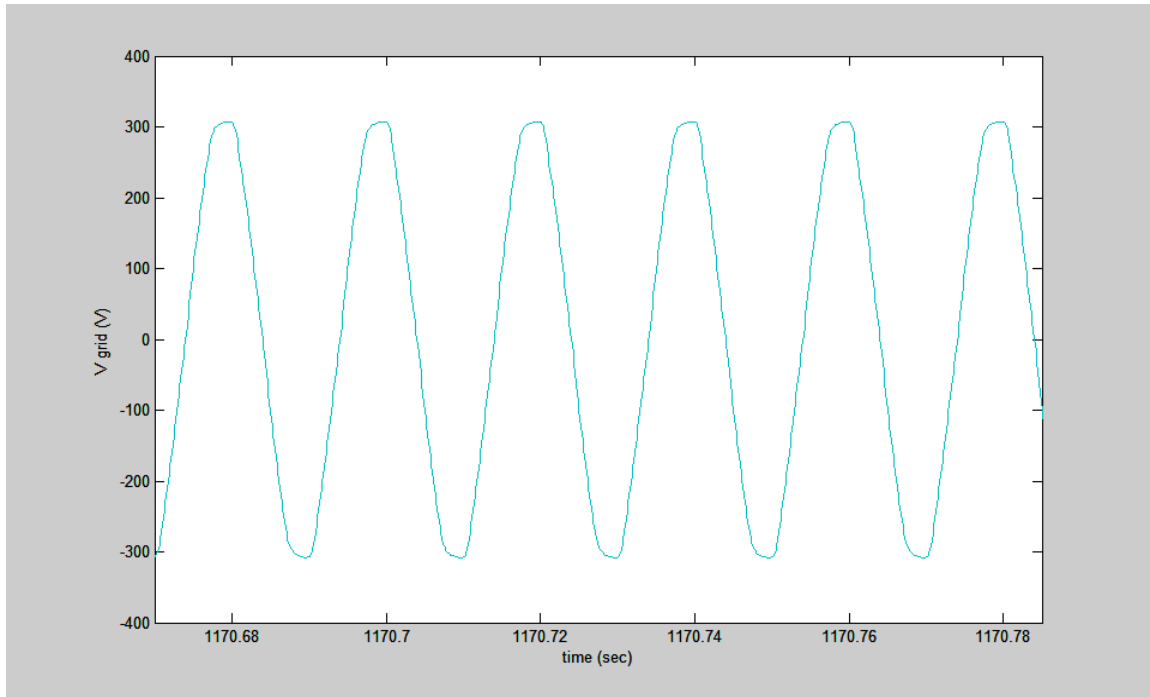
3. Φορτίο $R= 160 \Omega$ $L= 0,794 \text{ H}$ $\cos\phi= 0.625$ επαγωγικό και $V_{\text{load-rms}}^* = 230 \text{ V}$



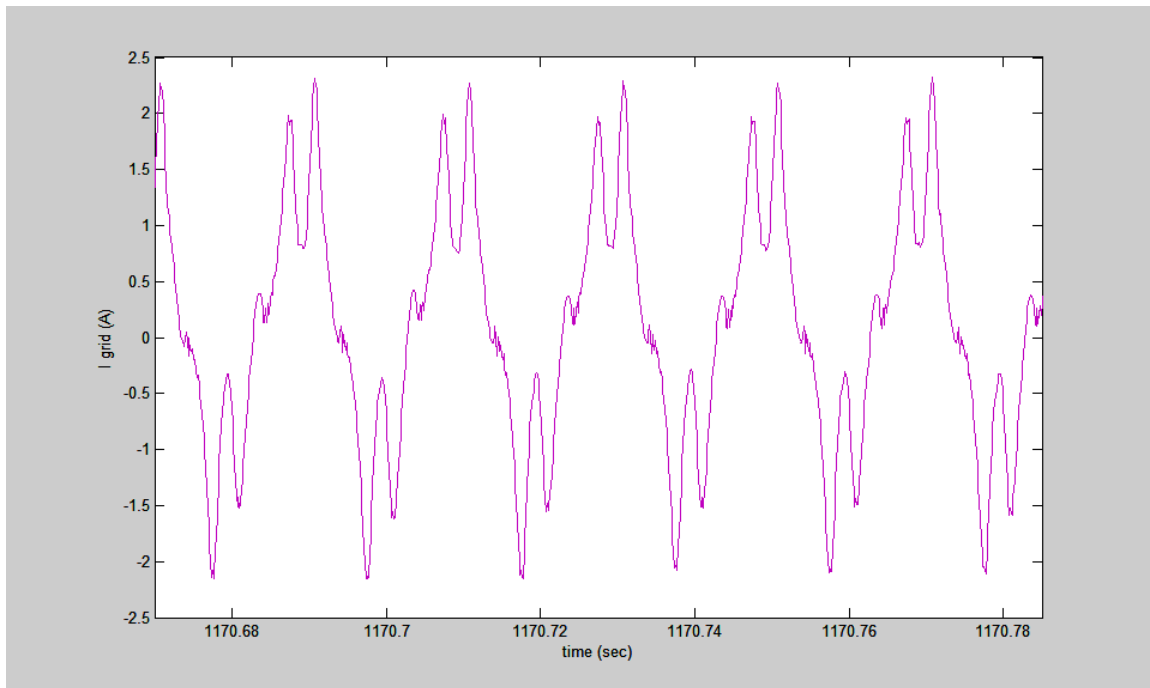
Σχήμα 5.43 Τάση φορτίου



Σχήμα 5.44 Ρεύμα φορτίου



Σχήμα 5.45 Τάση δικτύου

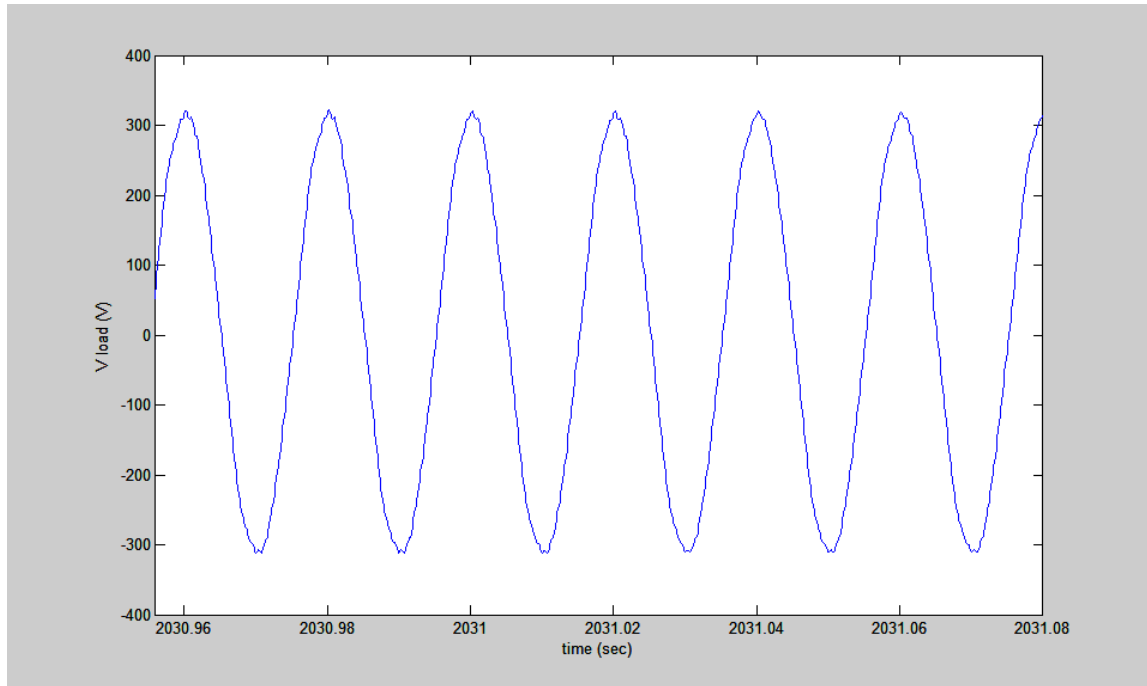


Σχήμα 5.46 Ρεύμα εισόδου

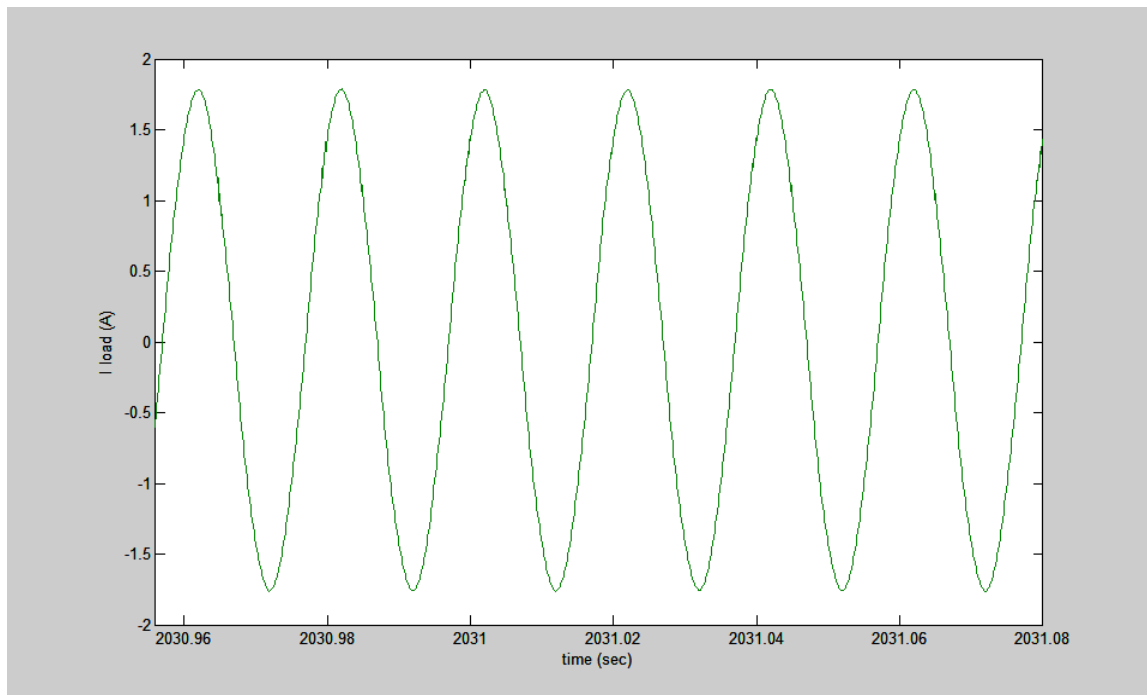
	THD (%)	Θεμελιώδης	Συνολική
V_{load} (V)	0	230,1	230,1
I_{load} (A)	0	0,7762	0,7762
I_{grid} (A)	50.9	0,98	1,1

Πίνακας 5.5 Rms τιμές τάσεων και ρευμάτων

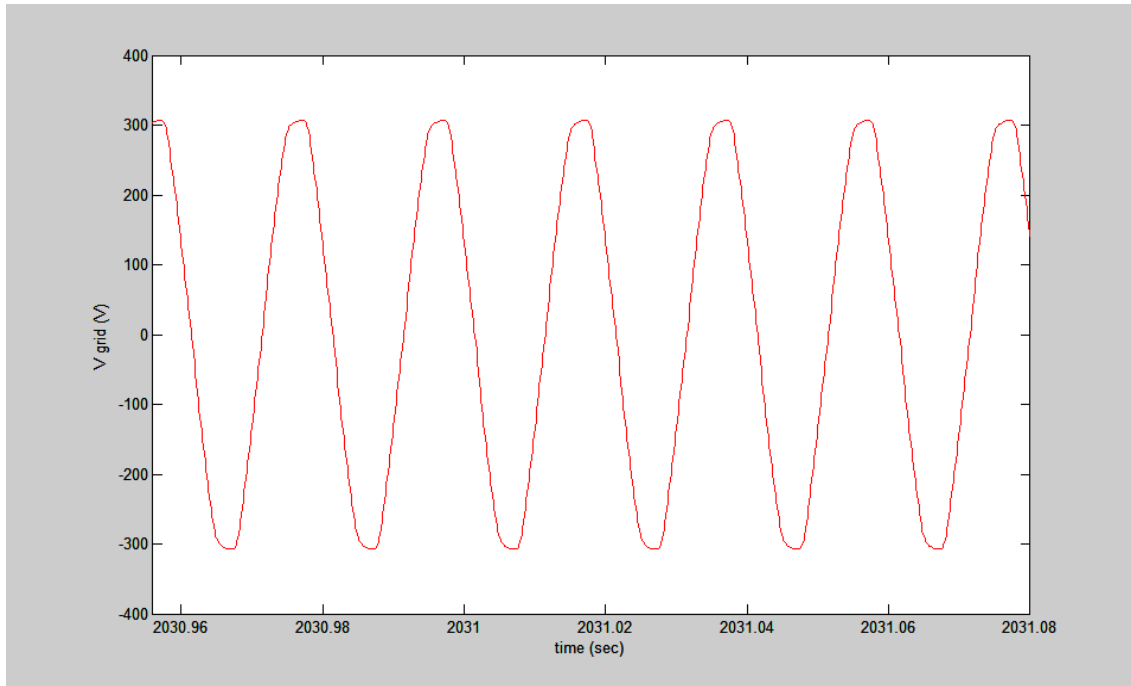
4. Φορτίο $R=142\ \Omega$ $L=0,346\ \text{H}$ $\cos\phi=0.753$ επαγωγικό και $V_{\text{load-rms}}^*=230\ \text{V}$



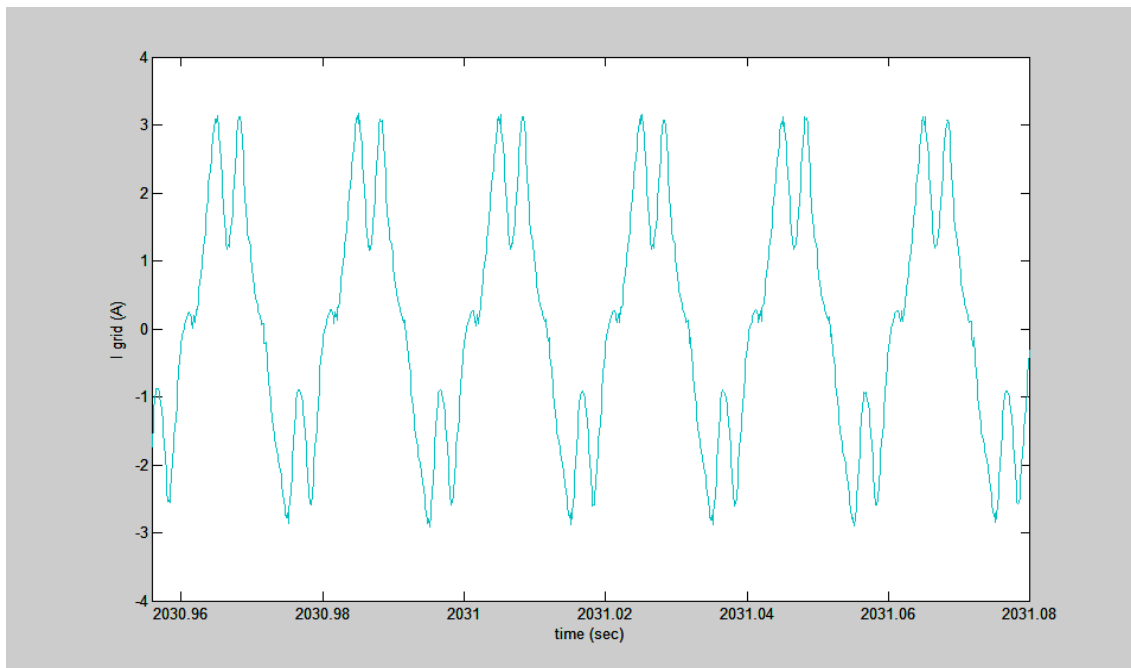
Σχήμα 5.47 Τάση φορτίου



Σχήμα 5.48 Ρεύμα φορτίου



Σχήμα 5.49 Τάση δικτύου

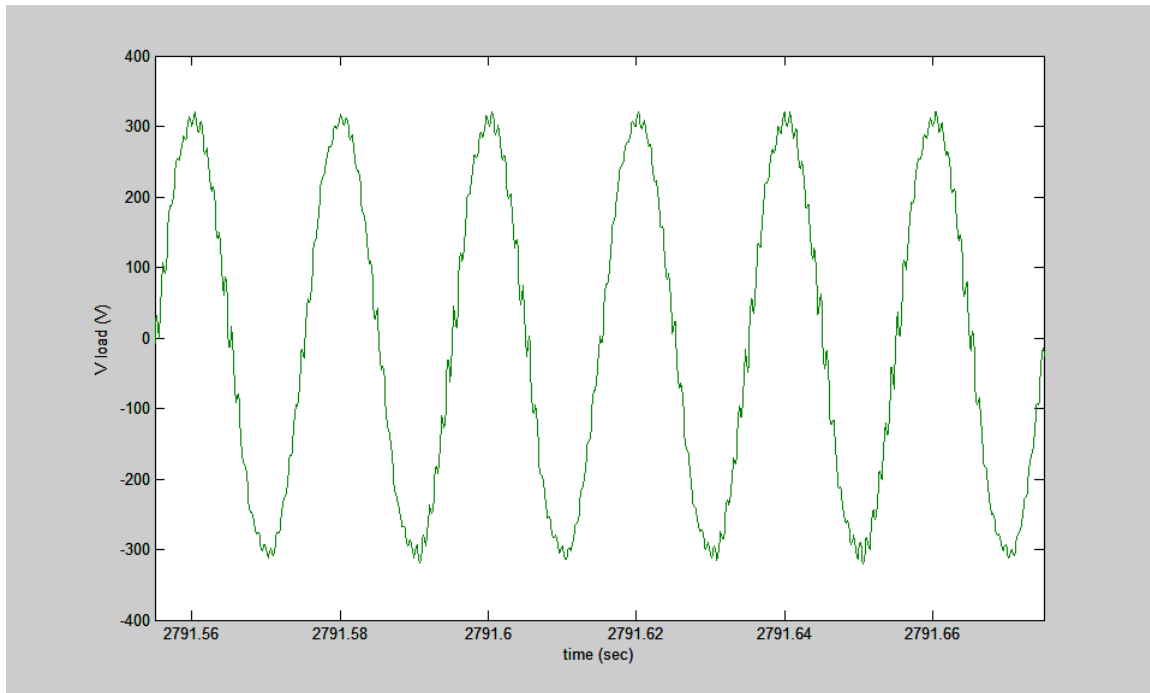


Σχήμα 5.50 Ρεύμα εισόδου

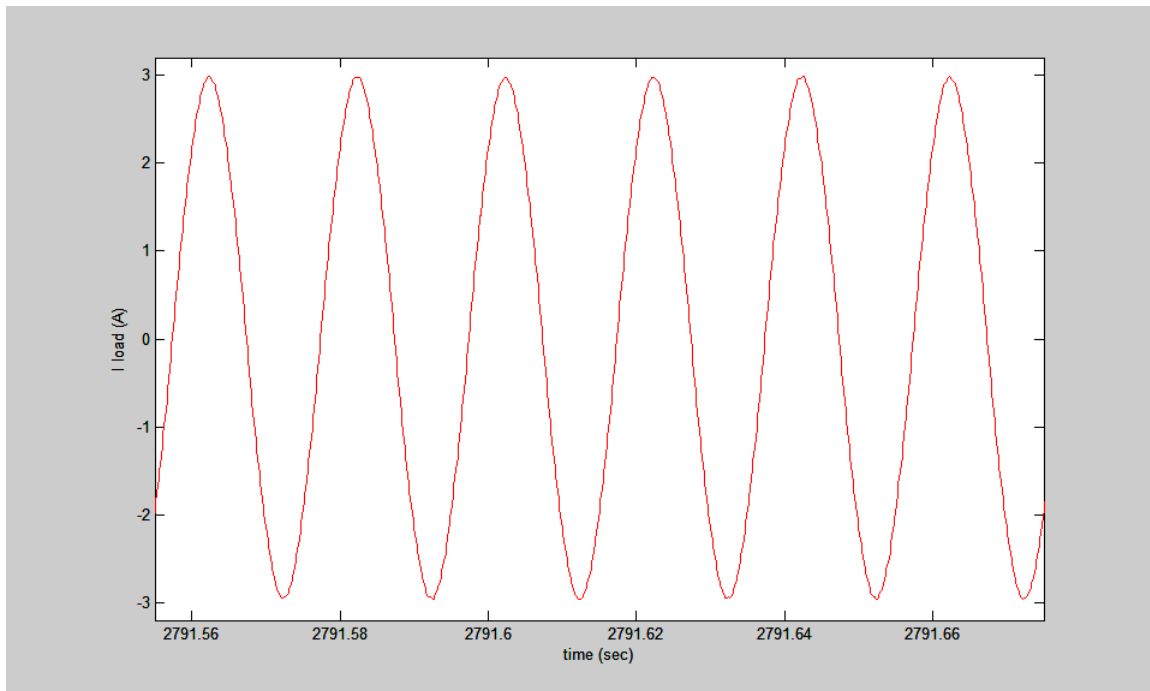
	THD (%)	Θεμελιώδης	Συνολική
V_{load} (V)	0	222,8	222,8
I_{load} (A)	0	1,245	1,245
I_{grid} (A)	36.85	1,628	1,735

Πίνακας 5.6 Rms τιμές τάσεων και ρευμάτων

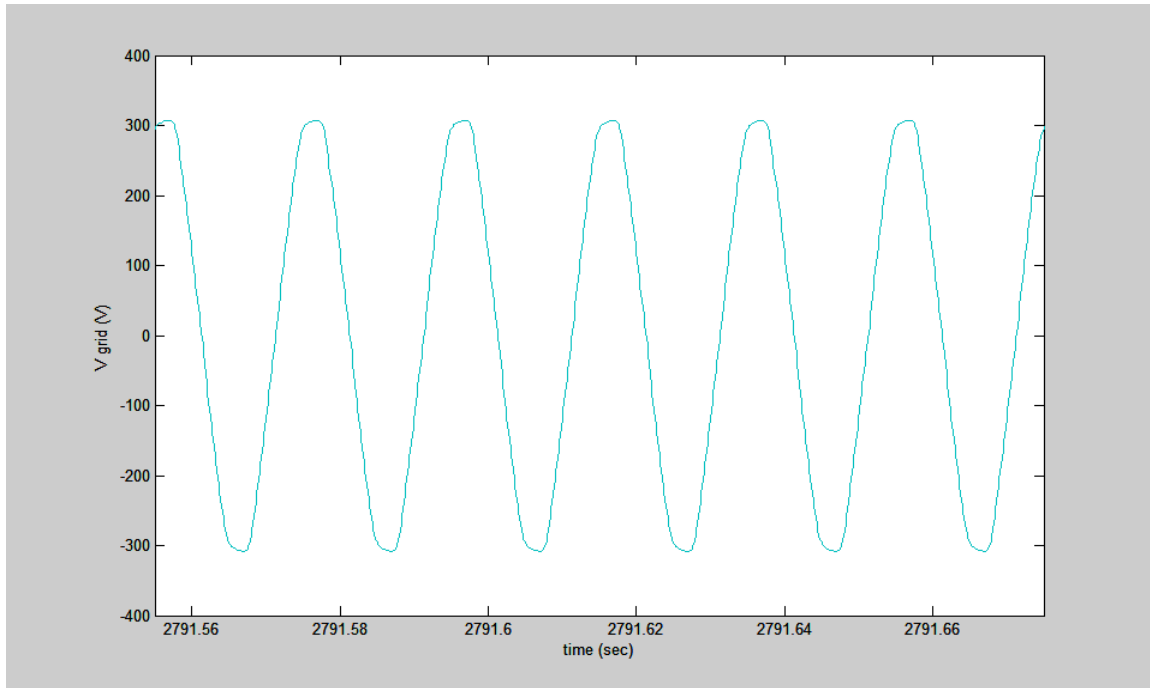
5. Φορτίο $R=74\ \Omega$ $L=0,236\ H$ $\cos\phi=0,707$ επαγωγικό και $V_{load-rms}^*=230\ V$



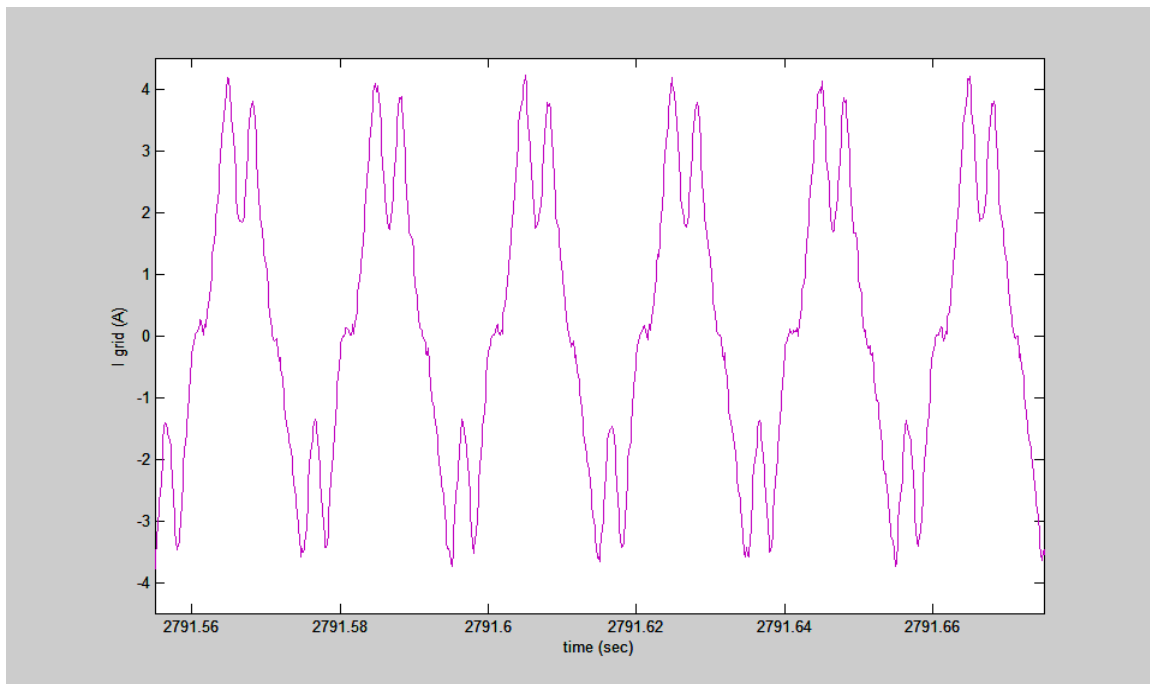
Σχήμα 5.51 Τάση φορτίου



Σχήμα 5.52 Ρεύμα φορτίου



Σχήμα 5.53 Τάση δικτύου



Σχήμα 5.54 Ρεύμα δικτύου

	THD (%)	Θεμελιώδης	Συνολική
V_{load} (V)	5.24	218	218,3
I_{load} (A)	0	2,082	2,082
I_{grid} (A)	31.92	2,173	2,281

Πίνακας 5.7 Rms τιμές τάσεων και ρευμάτων

5.8 Προσομοίωση PHIL του εργαστηρίου ΣΗΕ

Από τις γραφικές παραστάσεις που προηγήθηκαν είναι φανερό ότι ο μετατροπέας της Triphase μπορεί να τροφοδοτήσει και χωρητικά και επαγωγικά φορτία, με την τάση την οποία επιβάλλουμε ως αναφορά στην είσοδο του αλγορίθμου ελέγχου. Έχει τη δυνατότητα να παράγει και να καταναλώνει άεργο ισχύ όπως αναμενόταν. Άρα συμπεραίνουμε μετά από αυτή τη διαδικασία των μετρήσεων με διάφορα φορτία, πως με τον συγκεκριμένο αλγόριθμο ελέγχου ο μετατροπέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ασφάλεια και ακρίβεια στην προσομοίωση PHIL του εργαστηρίου.

Στο εργαστήριο το πείραμα PHIL θα υλοποιηθεί με τα εξής βασικά στοιχεία:

- RTDS
- Ενισχυτής της Triphase
- Εργαστηριακό μικροδίκτυο

Η συσκευή που θέλουμε να εξετάσουμε στην προσομοίωση αυτή (HUT) είναι το εργαστηριακό μικροδίκτυο. Για να εξετάσουμε το μικροδίκτυο αυτό θα πρέπει να το συνδέσουμε με ένα σύστημα που θα αποτελείται από μετασχηματιστές, γραμμές μεταφοράς, γεννήτριες, πηγές, φορτία κ.α. Το σύστημα αυτό του οποίου επιλέγουμε εμείς τα χαρακτηριστικά, προσομοιώνεται στο RTDS. Το RTDS με τη σειρά του παρέχει στην αναλογική του έξοδο την κανονικοποιημένη τάση που αντιστοιχεί στην τάση που έχουμε επιλέξει να μετράμε στο προσομοιούμενο δίκτυο που σχεδιάσαμε. Η τάση αυτή θέλουμε να φτάνει αυτούσια στο HUT για να έχουμε πραγματική αλληλεπίδραση μεταξύ αυτού και του δικτύου που έχει προσομοιωθεί στο RTDS. Για να επιτευχθεί αυτό η τάση αυτή πρέπει να παραχθεί από τον ενισχυτή της Triphase. Ο ενισχυτής θα πάρει σαν είσοδο το κανονικοποιημένο σήμα το οποίο πολλαπλασιαζόμενο με το κατάλληλο κέρδος θα δίνει την πραγματική τιμή της τάσης που θέλουμε να φτάσει στο HUT. Το σήμα εισόδου του ενισχυτή από το RTDS θα περάσει μέσα από το μπλοκ της γεννήτριας τάσης αναφοράς του αλγορίθμου ελέγχου του Triphase. Στην έξοδο αυτού του μπλοκ θα έχουμε την τάση εισόδου φιλτραρισμένη από αρμονικές που μπορεί να προέκυψαν κατά την A/D μετατροπή ή για οποιοδήποτε άλλο λόγο. Ο ενισχυτής μέσω του AC/DC/AC μετατροπέα που διαθέτει παράγει την ζητούμενη τάση στα άκρα της εξόδου όπου έχει συνδεθεί το HUT. Για να κλείσει ο βρόχος της προσομοίωσης πρέπει και η μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει τελικά το HUT, όταν του επιβληθεί η πραγματική τάση, να επιστρέφει στο RTDS και άρα στο προσομοιούμενο σύστημα. Όταν κλείσει ο βρόχος έχουμε πραγματική αλληλεπίδραση των VSS και HUT με αποτέλεσμα να παραχθεί μια καινούρια τάση στο σημείο σύνδεσης η οποία θα φτάσει στα άκρα του HUT μέσω του ενισχυτή συνεχίζοντας σε πραγματικό χρόνο την ίδια διαδικασία και επιτρέποντας στο χρήστη να δοκιμάσει και να εξετάσει διάφορα σενάρια παρατηρώντας αποτελέσματα που θα είναι πολύ κοντά σ'αυτά που θα εμφανιστούν στον πραγματικό κόσμο. Να σημειωθεί ότι η διαδικασία αυτή είναι περίπου ίδια για

κάθε HUT που μπορεί να επιλεγεί και δεν αφορά μόνο το εργαστηριακό μικροδίκτυο.

6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ- ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ-ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ ΣΥΝΕΧΙΣΗΣ

Τα πειράματα PHIL (Power Hardware In Loop) αποτελούν ιδιαίτερα χρήσιμο εργαλείο για τις δοκιμές ηλεκτρικών συσκευών. Ιδιαίτερα σημαντική είναι η χρησιμοποίηση τους στην δοκιμή μικροδικτύων διεσπαρμένης παραγωγής καθώς με αυτό τον τρόπο μπορεί να υποβληθεί το μικροδίκτυο σε διάφορα σενάρια και αρκετές συνθήκες λειτουργίας. Έτσι μπορεί να παρατηρηθεί η απόκριση του σε πραγματικές συνθήκες χωρίς όμως να είναι συνδεδεμένο με ένα πραγματικό ηλεκτρικό δίκτυο ή σύστημα.

Καθοριστικό ρόλο στις PHIL προσομοιώσεις παίζει το RTDS (εξομοιωτής πραγματικού χρόνου), που μπορεί να προσομοιώσει ολόκληρα ηλεκτρικά συστήματα, και το οποίο θα συνδεθεί με τη συσκευή που βρίσκεται υπό δοκιμή. Όμως για να πραγματοποιηθεί η σύνδεση αυτή απαιτείται η παρουσία ενός «ενδιάμεσου» (Interface) που να μπορεί να παράγει ή να καταναλώνει ισχύ και να επιβάλλει μια ελεγχόμενη τάση στην έξοδο του. Κυρίως ως Interface χρησιμοποιούνται AC/DC/AC μετατροπείς. Ένας τέτοιος μονοφασικός μετατροπέας 3 κλάδων περιγράφηκε στην παρούσα εργασία. Ο μετατροπέας αυτός είδαμε ότι παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τον συμβατικό μετατροπέα 4 κλάδων. Εξαιτίας του κοινού κλάδου που χρησιμοποιείται και για τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα απαιτείται μια εξειδικευμένη τεχνική ελέγχου η οποία παρουσιάστηκε. Επίσης περιγράφηκε μια μέθοδος συγχρονισμού τάσεων με χρήση PLL για βελτίωση των επιδόσεων του μετατροπέα 3 κλάδων. Το PLL που προτάθηκε διαθέτει σύστημα παραγωγής ορθογώνιων τάσεων με ολοκληρωτή δεύτερης τάξης SOGI. Αυτό του δίνει το πλεονέκτημα ταυτόχρονου φιλτραρίσματος της τάσης εισόδου χωρίς την εισαγωγή καθυστέρησης.

Έπειτα παρουσιάστηκε ο ενισχυτής της Triphase που θα χρησιμοποιηθεί ως Interface στο πείραμα PHIL του εργαστηρίου συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Ο ενισχυτής αυτός στηρίζεται σε ένα μονοφασικό AC/DC/AC μετατροπέα 3 κλάδων καθώς και σε διάφορες περιφερειακές συσκευές που υποστηρίζουν τη λειτουργία του και την επικοινωνία με τον χρήστη. Περιγράφηκε ο αλγόριθμος ελέγχου του ενισχυτή αυτού καθώς και οι ιδιαιτερότητες που αυτός παρουσιάζει. Αφού πραγματοποιήθηκαν όλες οι απαραίτητες τροποποιήσεις του αλγορίθμου ελέγχου του ενισχυτή για να μπορεί να επιτευχθεί η σύνδεση του με το RTDS και το HUT (Hardware Under Test) πραγματοποιήθηκαν πειραματικές μετρήσεις για να δοκιμαστεί η λειτουργία του. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι ο συγκεκριμένος

μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει με τον επιθυμητό τρόπο για διάφορα είδη φορτίων και για κάθε επίπεδο τάσης λειτουργίας.

Η εργασία αυτή παρουσίασε μόνο τεχνικές ελέγχου του ρεύματος και της τάσης με χρήση PI ελεγκτών. Επίσης δεν παρουσιάστηκε τεχνική ελέγχου του ρεύματος εισόδου για τον μετατροπέα 3 κλάδων του κεφαλαίου 4. Θα μπορούσε σε μια μελλοντική εργασία να αναπτυχθούν διαφορετικοί μέθοδοι ελέγχου με καλύτερα αποτελέσματα. Άλλωστε οι πλέον σύγχρονες μέθοδοι ελέγχου χρησιμοποιούν προβλεπτικούς ελεγκτές, deadbeat ελεγκτές και fuzzy ελεγκτές. Ακόμα θα μπορούσε να υλοποιηθεί μια διαφορετική τεχνική παραγωγής των duty cycles και συνεπώς των παλμών οδήγησης των IGBTs για τον μετατροπέα της Triphase.

Τέλος πρέπει να σημειώσουμε εδώ ότι πριν ολοκληρωθεί η σύνδεση του πειράματος PHIL του εργαστηρίου απαιτείται η μελέτη της ευστάθειας και της ακρίβειας του συστήματος. Αυτές αποτελούν βασικές προτεραιότητες για την επιβεβαίωση της χρησιμότητας, της υλοποιησιμότητας και της αξιοπιστίας της προσομοίωσης PHIL. Επίσης πολύ σημαντικό είναι να καθοριστούν τα σενάρια της προσομοίωσης και η γενικότερη κατεύθυνση του τι πρέπει και αξίζει να μελετηθεί. Τα παραπάνω έχουν ιδιαίτερη αξία και θα παρουσίαζαν ιδιαίτερο ενδιαφέρον να μελετηθούν σε κάποια μελλοντική εργασία.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] World Energy Outlook 2010
- [2] Αναστόπουλος Χ., “Ανάλυση της λειτουργίας εργαστηριακού πρωτότυπου μικροδικτύου”, Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π. 2004
- [3] Ren W., Steurer M., Woodruff S., “Applying Controller and Power Hardware-in-the-Loop Simulation in Designing and Prototyping Apparatuses for Future All Electric Ship”, Electric Ships Technology Symposium 2007. ESTS '07. IEEE pp 443-448, 21-23 May 2007
- [4] Ren W., Suryanarayanan S., Steurer M., Ribeiro P. F., Heydt G. T., “A Real-Time Controller Concept Demonstration for Distributed Generation Interconnection”, Power Engineering Society General Meeting, 2006, IEEE, Montreal Que., 16 October 2006
- [5] Αδάμου Γ., “Έλεγχος ρυθμίσεων ηλεκτρονόμου διαφορικής προστασίας με τον ψηφιακό εξομοιωτή πραγματικού χρόνου”, Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π 2008
- [6] Ren W., “Accuracy evaluation of Power hardware-in-the loop (PHIL) simulation”, Doctoral Thesis, Florida University USA, July 2007
- [7] Real-Time Digital Simulator Hardware Manual, RTDS Technologies 2001
- [8] Strasser T., Lehfuss F., “Power Hardware-in-the-Loop Simulations Focused on Distributed Generation using photovoltaic inverters at AIT Energy” Presentation, AIT, 7 February 2010
- [9] Roscoe A.J., Mackay A., Burt G.M., McDonald J.R., “Architecture of a Network-in-the-Loop Environment for Characterizing AC Power-System Behavior”, Industrial Electronics, IEEE Transactions, vol. 57, pp 1245-1253, 16 June 2009
- [10] Rasheed M.H., “Power Electronics Handbook”, Academic Press, 2001
- [11] Bauer J., “Single Phase Pulse Width Modulated Rectifier”, Acta Polytechnica vol.48, March 2009
- [12] Park H.W., Park S.J., Park J.G., Kim C.U., “A Novel High-Performance Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources”, Industrial Electronics IEEE Transactions, vol. 48, pp. 554-562, June 2001
- [13] Wu R., Dewan S., Slemon G., “Analysis of an ac to dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control”, in Conf.Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, San Diego, CA, October 1989, pp1156-1163

- [14] Holtz J., "Pulsewidth modulation-A survey", IEEE Transactions, Industrial Electronics, vol 39, pp. 410-420, December 1992
- [15] Hirao N., Satonaga T., Uematsu T., Kohama T., Ninomiya T., Kawamoto H., "Analytical considerations on power loss in a three-arm-type uninterruptible power supply", Proc. IEEE PESC '98, pp.1889-1891, 1998
- [16] N. Papanikolaou, "Optimum design of DC power supplies with high power factor regulation", PhD Dissertation, Electromechanical Energy Conversion Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Patras, Greece, 2002.
- [17] Holmes G., Lipo T., "Pulse width modulation for Power Converters", John Wiley and Sons, 2003
- [18] Blasko V., "Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods", IEEE Transactions, Industrial Applications, vol. 33, no. 3, pp. 756-764, May/June 1996
- [19] Τσαμπούρης Ε., "Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών", Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π., 2008
- [20] Holtz J., "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", Proc. IEEE, vol. 82, no. 8, pp 1194-1214, August 1994
- [21] Jacobina C.B., Oliveira T.M., da Silva E.R.C., "Control of the Single-Phase Three-Leg AC/AC Converter", IEEE Transactions, Industrial Electronics, vol. 53, no.2, pp. 467-476, 2 April 2006
- [22] Silva S.M., Lopes B.M., Filho B.J.C., Campana R.P., "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid connected systems", Industry Applications Conference 2004, vol. 4, pp. 2259-2263
- [23] Ciobotaru M., Teodorescu R., Blaabjerg F., "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator", Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06, pp. 1-6, 18-22 June 2006
- [24] De Bruyne F., Keppens H., "Triphase Tutorial", 2010
- [25] Lin J.L., "A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.49, no. 4, pp. 476-483, April 2002
- [26] Oliveira A.C., Jacobina C.B., Lima A.N.M., "Improved Dead-Time Compensation for Sinusoidal PWM Inverters Operating at High Switching Frequencies", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 2295- 2304, August 2007

- [27] Γεωργιάκας Κ., “Μελέτη Αέργου Ισχύος και Μέθοδοι Βελτίωσης Συντελεστή Ισχύος και Βαθμού Απόδοσης Συστημάτων Μετατροπής Ενέργειας Αποτελούμενα από Ηλεκτρονικούς Μετατροπείς Εξαναγκασμένης Μετάβασης”, Διδακτορική Διατριβή, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2009
- [28] Γάκης Φ., “Έλεγχος Αντιστροφών Ισχύος Μονάδων Διανεμημένης Παραγωγής που Συνδέονται στο Δίκτυο”, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π., 2005
- [29] Κόλλιας Κ., “Εφαρμογή Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Καταστάσεων για την Απευθείας Ρύθμιση της Ισχύος σε AC/DC/AC Μετατροπέα”, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π., 2010
- [30] Παπαβασιλείου Α., “Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφών Πηγής Τάσης για Σύνδεση στο δίκτυο με LCL φίλτρο”, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π., 2006
- [31] Γιαννούτσος Σ., “Μελέτη και Σχεδίαση Τεχνικών Ελέγχου ενός Συστήματος Αποθήκευσης Ενέργειας σε Συσσωρευτές (Battery Energy Storage Systems-BESS) για Αυτόνομα Νησιωτικά Συστήματα”, Διπλωματική Εργασία, 2010
- [32] Picardi C., Sgro D., Gioffre G., “ A simple and low-cost PLL structure for single-phase grid connected inverters”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010
- [33] Matavelli P., Buso S., “Digital Control in Power Electronics”, Morgan and Claypool, 2006
- [34] Ciobotaru M., Kerekes T., Teodorescu R., Bouscayrol A., “PV inverter simulation using MATLAB/Simulink graphical environment and PLECS blockset”, IEEE Industrial Electronics IECON 2006, pp. 5313-5318, November 2007
- [35] Εχειρίδιο του MATLAB, “Using Matlab”, June 2001
- [36] Choi J.H., Kwon J.M., Jung J.H., Kwon B.H., “High Performance Online UPS Using Three-Leg-Type Converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 889-897, June 2005
- [37] S. J. Chiang, T. S. Lee, and J. M. Chang, “Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter,” Proc. IEE—Elect. Power Appl., vol. 147, no. 5, pp. 379–384, Sep. 2000.
- [38] Nash G., “Phase Locked Loop Design Fundamentals”, Freescale Semiconductor, February 2006

