



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

**Σχεδίαση Αλγορίθμου Ελέγχου Αντιστροφεία για
Εφαρμογή Τεχνικών Ρύθμισης Συχνότητας
και Control Hardware In the Loop
Προσομοίωση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Άλκηστις Χριστίνα Κοντού

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2019



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

**Σχεδίαση Αλγορίθμου Ελέγχου Αντιστροφεία για
Εφαρμογή Τεχνικών Ρύθμισης Συχνότητας
και Control Hardware In the Loop
Προσομοίωση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Άλκηστις Χριστίνα Κοντού

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 22^η Μαρτίου 2019.

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

.....
Γ. Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π.Γεωργιάκης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2019

.....

Άλκηστις Χριστίνα Κοντού

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

Copyright © Άλκηστις Χριστίνα Κοντού, 2019.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της λειτουργίας του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος και η χρήση του για την εφαρμογή στατηγικών ελέγχου συχνότητας, με σκοπό την συμμετοχή του αντιστροφέα μπαταριών στην ρύθμιση συχνότητας, σε αυτόνομο δίκτυο με μεγάλη διείσδυση ΑΠΕ, καθώς και ο έλεγχος των συγκεκριμένων τεχνικών σε πραγματικές συνθήκες.

Αρχικά, παρουσιάστηκαν τα προβλήματα που προκύπτουν από την εκτεταμένη εγκατάσταση μονάδων ΑΠΕ, των οποίων η σύνδεση πραγματοποιείται μέσω ηλεκτρονικών ισχύος. Ύστερα, έγινε αναφορά στις απαιτήσεις που θέτουν οι σύγχρονοι Κώδικες Δικτύου των διεθνών προτύπων για την παροχή βοηθητικών υπηρεσιών των ΑΠΕ στα ΣΗΕ.

Στη συνέχεια, έγινε αναλυτική παρουσίαση της θεωρίας που είναι απαραίτητη για την κατανόηση και τον σχεδιασμό του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, καθώς επίσης και των τεχνικών ρύθμισης συχνότητας που χρησιμοποιήθηκαν. Οι τεχνικές που εφαρμόστηκαν ήταν ο έλεγχος στατισμού και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας.

Για την μελέτη του ελέγχου ρεύματος, στατισμού και εικονικής αδράνειας πρώτα υλοποιήθηκε μία προσομοίωση στο Simulink για να επιβεβαιωθεί ο σχεδιασμός του ελέγχου και των βοηθητικών λειτουργιών.

Τέλος, έγινε η υλοποίηση μιας CHIL προσομοίωσης με χρήση ενός εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS) και ενός επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP). Στον εξομοιωτή έγινε η κατασκευή του αυτόνομου δικτύου, ενώ στον μικροελεγκτή υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, ο έλεγχος στατισμού και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας με σκοπό την επαλήθευση της λειτουργίας τους σε πραγματικό εξοπλισμό και υπο κανονικές συνθήκες, όπως θόρυβο στα σήματα, χρονικές καθυστερήσεις κ.τ.λ.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Αντιστροφέας πηγής τάσης, αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, έλεγχος στατισμού, έλεγχος εικονικής αδράνειας, αυτόνομο δίκτυο, ευστάθεια Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Ανευέσμιμες Πηγές Ενέργειας, Κώδικες Δικτύου, απόκριση συχνότητας, ρύθμιση συχνότητας, Control Hardware In the Loop, εξομοιωτής πραγματικού χρόνου, επεξεργαστής ψηφιακού σήματος.

ABSTRACT

The purpose of the thesis is to study the function of the current control algorithm and its use, in the implementation of frequency control strategies aiming to the participation of the battery inverter in frequency regulation within an autonomous grid, highly penetrated by RES. Also, these control techniques, are tested and assessed in real conditions.

At the beginning, we present the issues that occur from the extensive installation of RES, especially those connected to grid using power electronics. Then, we refer to the prerequisites set by the modern International Grid Codes for the contribution of RES in Power Systems' stability.

Then, an analytical presentation of the theory necessary for the understanding and design of the current control algorithm and the ancillary services that are used, is made. The implemented techniques are droop control and virtual inertia.

As a first step for the study of current control, droop control and virtual inertia, a simulation was made in Simulink in order to validate the circuit construction of the control algorithm and the control techniques.

At the end, a CHIL simulation was performed using a real time digital simulator (RTDS) and a digital signal processor (DSP). The design of the islanded grid was made in the simulator while the current control algorithm, droop control and virtual inertia control implemented in a real microcontroller. This type of simulation was made in order to validate their impacts in the grid, in an environment close to the real one, which imitates the noise of the signals, time delays etc.

KEY WORDS

Voltage source converter, current control, droop control, virtual inertia, autonomous grid, Power System stability, Renewable Energy Sources, Grid Codes, frequency response, frequency control, Control Hardware In the Loop, Real Time Digital Simulator, Digital Signal Processor.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής εργασίας μου, κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα πραγματικά ενδιαφέρον θέμα και να έρθω σε επαφή με τον υπερσύγχρονο εξοπλισμό που διαθέτει το εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας της σχολής Η.Μ.Μ.Υ.

Ευχαριστώ επίσης, τον ερευνητή Δημήτρη Λαγό για την αμέριστη στήριξη και καθοδήγησή του καθόλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους συναδέλφους που με καλωσόρισαν και με έκαναν να αισθανθώ οικεία τις αρκετές ώρες παραμονής μου στον χώρο του εργαστηρίου.

Ευχαριστώ τους καλούς μου φίλους και τους ανθρώπους που με στήριξαν σε όλους τους τομείς, στα φοιτητικά μου χρόνια. Κλείνοντας, ευχαριστώ τους γονείς και τον αδερφό μου που καθόλη την διάρκεια των σπουδών μου με φρόντιζαν και ήταν δίπλα μου σε όλες τις ευχάριστες και δύσκολες στιγμές.

Η εργασία αυτή είναι αφιερωμένη στη μητέρα και τον πατέρα μου, τους οποίους γεμίζει περηφάνια.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή	13
1.1 Γενικά.....	13
1.2 Αντικείμενο της εργασίας	14
1.3 Δομή της εργασίας	15
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Επίδραση ΑΠΕ στο δίκτυο και HIL	17
2.1 Εισαγωγή.....	17
2.2 Περιγραφή του προβλήματος.....	17
2.3 Επίδραση των Α/Γ στα ΣΗΕ	18
2.3.1 Επίδραση στην αξιοπιστία	18
2.3.2 Επίδραση στην ποιότητα ισχύος.....	18
2.3.3 Επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος.....	19
2.3.4 Επίδραση στην μορφολογία του δικτύου.....	19
2.4 Απόκριση συχνότητας του δικτύου στις διαταραχές	20
2.5 Κανόνες Κώδικα Δικτύου (Grid Code Regulations).....	22
2.5 Hardware In the Loop (HIL)	28
2.5.1 Εισαγωγή στο Hardware In the Loop	28
2.5.2 Power Hardware In the Loop (PHIL)	30
2.5.3 Control Hardware In the Loop (CHIL).....	31
2.5.4 Προκλήσεις και προσομοιώσεις HIL	31
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Μοντελοποίηση VSC και ανάλυση της θεωρίας ελέγχου του	33
3.1 Εισαγωγή.....	33
3.2 Ανιστροφείς με πηγή τάσης	33
3.2 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας..	35
3.2.1 Δομή του ιδανικού αντιστροφέα	35
3.2.2 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.....	36
3.2.2 Έλεγχος κλειστού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.....	39
3.3 Συμπεριφορά ελεγκτή σε σύστημα με ημιτονοειδείς μεταβλητές εισόδου...41	
3.4 Μετασχηματισμός ημιτονοειδών σημάτων σε DC	44
3.4.1 Αναπαράσταση συμμετρικών τριφασικών σημάτων με φασιθέτες χώρου .44	
3.4.2 Μετασχηματισμός Clarke και αβ-επίπεδο	46
3.4.3 Μετασχηματισμός Park και dq-επίπεδο	48
3.5 Γενική μορφή του ελέγχου στο dq-πεδίο	52

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 Έλεγχος ισχύος τριφασικού VSC	54
4.1 Εισαγωγή.....	54
4.2 Κυκλωματική δομή τριφασικού αντιστροφέα	54
4.2.1 Μοντέλο και γενική δομή ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης στο dq-επίπεδο.....	55
4.3 Έλεγχος της ισχύος του αντιστροφέα	57
4.3.1 Δυναμικό μοντέλο του συστήματος στο dq-πεδίο.....	59
4.3.2 Υπολογισμός ισχύος αντιστροφέα.....	63
4.3.2 Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control).....	63
4.4 Βοηθητικές λειτουργίες του αντιστροφέα.....	65
4.3.2 Σχέση ενεργού ισχύος-συχνότητας.....	66
4.4.2 Έλεγχος στατισμού.....	67
4.4.3 Έλεγχος εικονικής αδράνειας.....	69
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 Προσομοίωση στο Matlab Simulink.....	70
5.1 Εισαγωγή.....	70
5.1 Αυτόνομο δίκτυο αποτελούμενο από γεννήτρια diesel και μπαταρίες.....	70
5.2 Επίδραση αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος και των τεχνικών έλεγχος στατισμού και εικονική αδράνεια.....	73
5.2.1 Κατασκευή του ΣΗΕ στο Matlab Simulink.....	73
5.2.2 Πείραμα 1 ^ο – Επίδραση αλγορίθμου «current control» σε ισχυρό δίκτυο ..	77
5.2.3 Πείραμα 2 ^ο – Επίδραση της τεχνικής «ελέγχος στατισμού» σε ισχυρό δίκτυο	81
5.2.4 Πείραμα 3 ^ο – Επίδραση της τεχνικής «εικονική αδράνεια» σε ισχυρό δίκτυο	84
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 Επεξεργαστής Ψηφιακού Σήματος (DSP)	87
6.1 Εισαγωγή.....	87
6.2 Παρουσίαση DSP.....	87
6.3 Διαμόρφωση SPWM και υλοποίησή της μέσω του περιφερειακού ePWM.....	90
6.3.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)	90
6.3.2 Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM).....	93
6.4 Μετατροπέας σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter – ADC).....	101
6.5 Εισαγωγή κώδικα ελέγχου στον DSP	102
6.5.1 1 ^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP.....	105
6.5.2 2 ^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP.....	106

6.5.3 3 ^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP	107
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 Προσομοίωση CHIL με χρήση του RTDS	109
7.1 Εισαγωγή	109
7.2 Απλοποιημένη περιγραφή του πειράματος	109
7.3 Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS).....	110
7.4 Περιγραφή της συνολικής διάταξης της προσομοίωσης.....	113
7.5 Προσομοίωση CHIL με προσομοιούμενο δίκτυο με πηγή τάσης.....	118
7.5.1 Μοντελοποίηση ηλεκτρικού δικτύου στο RTDS	118
7.5.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης CHIL με δίκτυο προσομοιούμενο με πηγή τάσης.....	124
7.6 Προσομοίωση CHIL με προσομοιούμε αυτονόμο δίκτυο	132
7.6.1 Μοντελοποίηση ηλεκτρικού δικτύου στο RTDS.....	132
7.6.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης CHIL με προσομοιούμενο αυτονόμο δίκτυο	136

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή

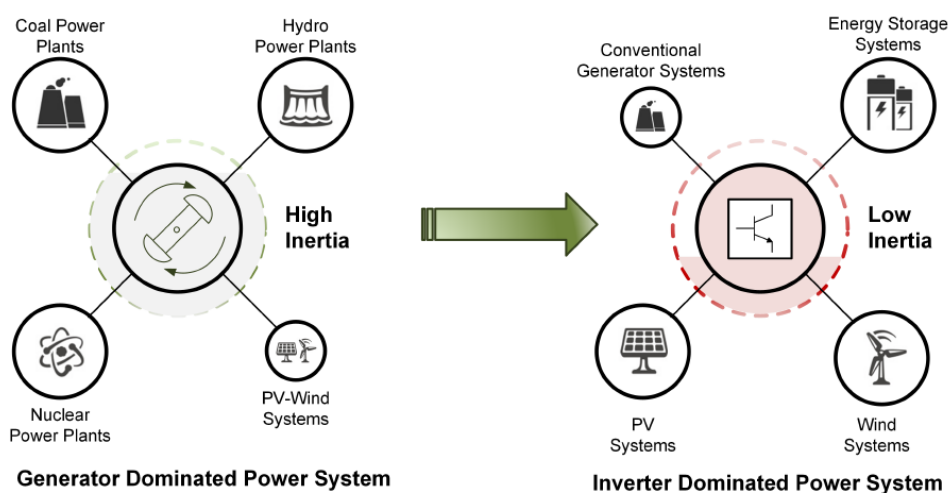
1.1 Γενικά

Στις μέρες μας, η παραγωγή ενέργειας στηρίζεται σε πολύ μεγάλο βαθμό στις σύγχρονες γεννήτριες. Ωστόσο, η οικολογική καταστροφή και η πιθανή κλιματική αλλαγή που έχει επιφέρει η εκτεταμένη χρήση ορυκτών καυσίμων, η μελλοντική εξάντλησή τους και οι συνεχώς αυξανόμενες ενεργειακές ανάγκες των σύγχρονων κοινωνιών έχουν οδηγήσει στην ολοένα και μεγαλύτερη ζήτηση για «καθαρή ενέργεια». Οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ), όπως τα φωτοβολταϊκά (Φ/Β) και οι ανεμογεννήτριες (Α/Γ), έχουν αρχίσει τα τελευταία χρόνια να καταλαμβάνουν ένα σημαντικό ποσοστό του ενεργειακού μείγματος, αντικαθιστώντας τις συμβατικές μονάδες. Επιπλέον, η τάση που έχει εκδηλωθεί για την διεσπαρμένη παραγωγή και την εκτεταμένη εγκατάσταση Φ/Β πεδίων, επιπλέον εντείνουν την διεξόδου των ΑΠΕ στα σύγχρονα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας. Ενδεικτικά αναφέρουμε πως η συνολική εγκατεστημένη ισχύς παγκοσμίως, που αφορά Φ/Β και Α/Γ ξεπέρασε τα 400GW και 500GW αντίστοιχα, στο τέλος του 2017 [1].

Ωστόσο, η εκτεταμένη χρήση ΑΠΕ κρύβει πολλές δυσκολίες για την ποιότητα ισχύος του συστήματος. Εάν συγκρίνουμε τον τρόπο με τον οποίο αντιμετωπίζονται και λειτουργούν οι συμβατικές μονάδες σε ένα δίκτυο, με τον αντίστοιχο για τις ΑΠΕ, θα παρατηρήσουμε ουσιαστικές διαφορές. Καταρχάς, η παραγωγή από συμβατικές μονάδες θεωρείται συνεχώς διαθέσιμη, καθώς οι πρώτες ύλες – καύσιμα – παρέχονται σε μόνιμη βάση. Ως συνέπεια, οι γεννήτριες θεωρούνται πλήρως ελεγχόμενες. Η διαθεσιμότητα, από την άλλη, της «πρώτης ύλης» των ανεμογεννητριών και των φωτοβολταϊκών, ο αέρας και ο ήλιος αντίστοιχα, δεν είναι σταθερή και μπορεί να υπολογιστεί μόνο προσεγγιστικά βάσει προβλέψεων. Αυτό συνεπάγεται, ότι και η αντίστοιχη παρεχόμενη ισχύς των μονάδων ΑΠΕ διακρίνεται από στοχαστικότητα και δεν μπορεί να θεωρείται δεδομένη.

Δευτερευόντως, μια συμβατική μονάδα συνδέεται απευθείας στο δίκτυο μέσω του δρομέα της. Η στρεφόμενη μάζα του δρομέα λειτουργεί ως αποθήκη κινητικής ενέργειας και παρέχει αδράνεια στο σύστημα και στην απόκρισή του. Αυτό είναι ένα σημαντικό χαρακτηριστικό, καθώς όταν προκαλείται μια απότομη μεταβολή στο ισοζύγιο ενεργού ισχύος του δικτύου, λόγω της αδράνειας των μηχανών, οι μεταβολές είναι πιο μικρές, αργές και ομαλοποιημένες.

Τα Φ/Β και οι περισσότερες σύγχρονες Α/Γ μεταβλητών στροφών, συνδέονται στο δίκτυο μέσω αντιστροφών. Η γρήγορα αυξανόμενη διείσδυση των ΑΠΕ, λοιπόν, στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ), οδηγεί στην μετάβαση από συστήματα κυριαρχούμενα από στρεφόμενες-αδρανειακές γεννήτριες, σε συστήματα όπου δεσπόζουν τα ηλεκτρονικά ισχύος. Ενώ λοιπόν, από την άποψη της εκμετάλλευσης των ΑΠΕ, η στροφή αυτή είναι πολύ θετική και επιθυμητή, η διασύνδεση μέσω των ηλεκτρονικών ισχύος, δεν παρέχει μηχανική αδράνεια στο σύστημα και κατ'επέκταση δημιουργούνται προβλήματα ευστάθειας στο δίκτυο.



Σχήμα 1.1: Η εξέλιξη προς ένα ΣΗΕ όπου δεσπόζουν τα ηλεκτρονικά ισχύος. [2]

Με βάση τα καινούργια δεδομένα, λοιπόν, των δικτύων και των δημιουργούμενων προβλημάτων, η έρευνα έχει εστιαστεί στην αναζήτηση τεχνικών οι οποίες θα συμβάλλουν στην ευστάθεια των δικτύων και κατ'επέκταση στη ρύθμιση της συχνότητας σε συστήματα, τα οποία επιδεικνύουν χαμηλή αδρανειακή απόκριση, εξαιτίας της μεγάλης διείσδυσης ΑΠΕ.[3] Ως συνέπεια, η συμμετοχή των ΑΠΕ στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας και η δημιουργία εικονικής αδρανειακής απόκρισης μέσω των ηλεκτρονικών ισχύος των Α/Γ είναι πλέον υποχρεωτική σε πολλές χώρες, και η τάση είναι, αυτή η απαίτηση να επεκταθεί και στα Φ/Β.

1.2 Αντικείμενο της εργασίας

Για να είναι εφικτή λοιπόν, η συνεχής διείσδυση ολοένα και περισσότερων μονάδων ΑΠΕ, πρέπει οι αντιστροφείς τους ή των μπαταριών (σε περίπτωση που υπάρχουν στο δίκτυο) να επιτελούν αρκετές δευτερεύουσες/βοηθητικές λειτουργίες, για την εξασφάλιση της ευστάθειας.

Κύριος στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι, να αναδείξει την επίδραση ενός αντιστροφέα μπαταριών στην ρύθμιση συχνότητας ενός αυτόνομου δικτύου. Έτσι, γίνεται αντιληπτό πόσο σημαντικό ρόλο μπορεί να έχει ο αντιστροφέας στην βελτίωση της απόκρισης συχνότητας ενός αυτόνομου δικτύου και κατ'επέκταση στην ευστάθειά του, όταν σε αυτό συμβαίνει μία απότομη μεγάλη αλλαγή στο ισοζύγιο ισχύος του.

Σε περίπτωση απότομης απώλειας παραγωγής από μονάδες ΑΠΕ, ειδικά σε ένα νησιωτικό δίκτυο που μπορεί να καταλαμβάνουν μεγάλο ποσοστό του ενεργειακού μείγματος, μπορεί να δημιουργηθούν σοβαρά προβλήματα ευστάθειας, όταν στην ρύθμιση συχνότητας συμμετέχει μόνο ο ρυθμιστής στροφών της συμβατικής μονάδας. Για να αποφευχθεί αυτό, συνήθως δεν αξιοποιείται όλη η διαθέσιμη ισχύς των μονάδων ΑΠΕ για να μην λειτουργούν σε επικίνδυνα επίπεδα για την ευστάθεια του συστήματος. Μέσω των αποτελεσμάτων από τις προσομοιώσεις που διεξήχθησαν θα καταστεί φανερό, ότι το πρόβλημα αυτό μπορεί να περιορισθεί αισθητά, όταν το δίκτυο διαθέτει μπαταρίες και συμμετέχει ο αντιστροφέας τους στην ρύθμιση συχνότητας.

Επιπλέον, αναλύονται σε βάθος και υλοποιούνται δύο συγκεκριμένες στατηγικές ρύθμισης συχνότητας, ο έλεγχος στατισμού και εικονικής αδράνειας.

Για τους σκοπούς που περιγράφηκαν παραπάνω, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο Simulink και στον ψηφιακό εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator – RTDS). Στον RTDS έγιναν Control Hardware In the Loop (CHIL) προσομοιώσεις κλειστού βρόχου, και για τον έλεγχο του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκε ένας πραγματικός επεξεργαστής ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor – DSP)

1.3 Δομή της εργασίας

Σε συνέχεια της συνοπτικής παρουσίασης του αντικειμένου της εργασίας, στην παρούσα ενότητα γίνεται αναφορά στην δομή της εργασίας που οργανώνεται σε 7 κεφάλαια, τα οποία περιγράφονται παρακάτω.

- **Κεφάλαιο 1:** Στο πρώτο κεφάλαιο περιγράφεται το γενικότερο πλαίσιο του προβλήματος που καλούνται να αντιμετωπίσουν οι τεχνικές και στρατηγικές που αναλύουμε σε επόμενα κεφάλαια. Επιπλέον παρουσιάζεται το αντικείμενο και η δομή της παρούσας διπλωματικής εργασίας.
- **Κεφάλαιο 2:** Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι επιπτώσεις εξαιτίας της μεγάλης διείσδυσης των ΑΠΕ στα ΣΗΕ, αλλά και στα αυτόνομα δίκτυα. Επιπρόσθετα παρατίθενται ορισμένες από τις απαιτήσεις που ορίζουν οι διεθνείς Κώδικες Δικτύου, για την συμμετοχή των ΑΠΕ στην ευστάθεια των δικτύων. Τέλος, παρουσιάζεται ο όρος και η σημασία των HIL προσομοιώσεων.
- **Κεφάλαιο 3:** Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται η ανάλυση της απαραίτητης θεωρίας για την μοντελοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης και τον σχεδιασμό του ελέγχου του.
- **Κεφάλαιο 4:** Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η θεωρία του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, ο οποίος χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις των επόμενων κεφαλαίων για την υλοποίηση του ελέγχου της ισχύος του αντιστροφέα. Επιπλέον αναλύονται οι τεχνικές ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας, οι οποίες καθορίζουν την εγχεόμενη ισχύ από τον αντιστροφέα.

- **Κεφάλαιο 5:** Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που εκτελέσαμε στο Simulink, τα οποία καταδεικνύουν την λειτουργία του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος και των τεχνικών ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας.
- **Κεφάλαιο 6:** Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο επεξεργαστής ψηφιακού σήματος (DSP), στον οποίο έγινε η υλοποίηση του ελέγχου του αντιστροφέα.
- **Κεφάλαιο 7:** Στο έβδομο κεφάλαιο παρουσιάζεται η προσομοίωση CHIL που υλοποιήσαμε μέσω του εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS), ως επιπλέον στάδιο για την μελέτη και αξιολόγηση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, του ελέγχου στατισμού και του ελέγχου εικονικής αδράνειας, σε συνθήκες που προσομοιώνουν σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Επίδραση Ανανέωσιμων Πηγών Ενέργειας στο δίκτυο και Hardware in the Loop

2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν κάποιες επιπτώσεις που δημιουργεί η μεγάλη διείσδυση των ΑΠΕ στα δίκτυα, τα βασικότερα μέτρα που μπορούν να ληφθούν για να αντιμετωπιστούν τα προβλήματα και η μέθοδος προσομοίωσης Hardware In the Loop.

2.2 Περιγραφή του προβλήματος

Καθώς λοιπόν, τα σύγχρονα δίκτυα στηρίζουν ολοένα και περισσότερο την παραγωγή τους στις ΑΠΕ, οι οποίες αντικαθιστούν τις συμβατικές μονάδες, η αδρανειακή απόκριση των συστημάτων μειώνεται. Αυτό οδηγεί στην αύξηση του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας (Rate Of Change Of Frequency – ROCOF) [2], στην περεταίρω μείωση της ελάχιστης τιμής που λαμβάνει μεταβατικά η συχνότητα και στην μεγαλύτερη διάρκεια και ένταση των ταλαντώσεων των ηλεκτρικών μεγεθών του συστήματος, όταν συμβεί μια ανισορροπία στο ισοζύγιο ισχύος.

Επιπλέον επειδή τα περισσότερα Αιολικά Πάρκα (Α/Π) είναι εξοπλισμένα με διακόπτες συχνότητας, τέτοιες καταστάσεις μπορεί να οδηγήσουν σε τριπάρισμα των διακοπών, αποσυνδέοντας τις μονάδες ΑΠΕ ή μπορεί να προκαλέσουν αποκοπή φορτίου μέσω των Η/Ν Απόρριψης Φορτίου λόγω Υποσυχνότητας (Under-Frequency Load Shedding – UFLS)

Συνοψίζοντας σε σχέση με ένα στιβαρό αδρανειακό σύστημα, τα συστήματα με χαμηλή αδράνεια ενδεχομένως μπορεί να αντιμετωπίζουν τα εξής προβλήματα [4]:

- Χαμηλότερες τιμές της συχνότητας κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων.
- Μεγάλες ταλαντώσεις της συχνότητας.
- Απότομες μεταβολές της συχνότητας (ROCOF).
- Συχνό τριπάρισμα των διακοπών.

Στη συνέχεια περιγράφονται συνοπτικά κάποιες επιπρόσθετες επιπτώσεις της μεγάλης διείσδυση των ΑΠΕ, κυρίως των Α/Π, στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ).

2.3 Επίδραση των ΑΠΕ στα ΣΗΕ

Εξαιτίας της στοχαστικότητας που παρουσιάζουν οι ΑΠΕ, η ενσωμάτωσή τους επηρεάζει σε πολλούς τομείς τη λειτουργία του δικτύου, όπως την αξιοπιστία, την ποιότητα ισχύος, την ευστάθεια και τον προγραμματισμό της επέκτασης του συστήματος. Παρακάτω εξηγείται πιο αναλυτικά πως επηρεάζει η διείσδυση των ΑΠΕ, και κυρίως των Α/Π, καθέναν από τους παραπάνω παράγοντες.

2.3.1 Επίδραση στην αξιοπιστία

Οι Α/Γ, χαρακτηρίζονται από χαμηλή αξιοπιστία όσον αφορά την ενέργεια που παράγουν και τον προγραμματισμό της παροχής ισχύος στο δίκτυο. Η διακοπόμενη παραγωγή των Α/Γ αυξάνουν τον βαθμό αβαιότητας της παραγωγής, καθώς επίσης και την απαραίτητη εφεδρεία λειτουργίας (στρεφόμενη και μη) που πρέπει να τηρείται στο δίκτυο. Αυτό με την σειρά του μεταφράζεται, σε αυξημένο κόστος παραγωγής. Σε χαμηλά επίπεδα διείσδυσης των ΑΠΕ, η διακύμανση της παραγωγής τους αντιμετωπίζεται από το δίκτυο ως διακυμάνσεις στο φορτίο και στην κατανάλωση. Σε αυτήν την περίπτωση, οι αδρανειακές μονάδες παραγωγής, όπως οι ατμοηλεκτρικοί σταθμοί και τα υδροηλεκτρικά, μπορούν να παρακολουθούν τις μεταβολές του ισοζυγίου ισχύος, χωρίς την χρήση επιπλέον εφεδρείας λειτουργίας. Ωστόσο, δεν ισχύει το ίδιο για τις περιπτώσεις υψηλής διείσδυσης των ΑΠΕ. Η απόκριση των συμβατικών μονάδων πρέπει να είναι αρκούντως γρήγορη κατά την διάρκεια μεγάλων αλλαγών στην παραγωγή από μονάδες ΑΠΕ, γεγονός που δεν ισχύει εάν δεν εισάγουμε νέες στρατηγικές ρύθμισης της ισχύος στο δίκτυο. Πέρα από αυτό, στο δίκτυο απαιτείται να διατηρείται επιπλέον στρεφόμενη εφεδρεία.

2.3.2 Επίδραση στην ποιότητα ισχύος

Η ποιότητα ισχύος αφορά την διατήρηση ή μη της τάσης και της συχνότητας στις ονομαστικές τους τιμές, καθώς και την παρουσία ηλεκτρικού θορύβου στο δίκτυο. Αξιολογείται από τις διακυμάνσεις που παρουσιάζουν οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος, ως προς τις ονομαστικές τους τιμές. Κυρίως αφορά, τα επίπεδα flicker και των αρμονικών αλλοιώσεων.

Η κακή ποιότητα ισχύος δημιουργεί προβλήματα στα συστήματα μεταφοράς και διανομής, όπως επίσης και βλάβες στον ηλεκτρικό και ηλεκτρονικό εξοπλισμό του καταναλωτή. Για παράδειγμα, οι αυξημένες αρμονικές αλλοιώσεις μπορούν να προκαλέσουν προβλήματα στις διατάξεις πυκνωτών και φθορές στα μέσα ζεύξης.

2.3.3 Επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η παραγωγή των ΣΗΕ βασίζεται σε μεγάλο βαθμό στις σύγχρονες γεννήτριες, των οποίων η αδράνεια παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην διατήρηση της ευστάθειας του δικτύου, κατά την διάρκεια μιας διαταραχής. Η αδράνεια, καθορίζει πόσο μεγάλη θα είναι η διακύμανση της συχνότητας σε μια απότομη μεταβολή του ισοζυγίου ενεργού ισχύος. Επηρεάζει τις ιδιοτιμές και τα ιδιοδιανύσματα του συστήματος.

Οι Α/Γ σταθερών στροφών συνδέονται απευθείας στο δίκτυο και συμβάλλουν στην συνολική αδράνεια. Ωστόσο οι γεννήτριες τελευταίας τεχνολογίας είναι μεταβλητών στροφών, και συνδέονται μέσω ηλεκτρονικών ισχύος με αποτέλεσμα να μην συνεισφέρει η αδράνειά τους στην συνολική αδράνεια του συστήματος. Η μείωση λοιπόν της συνολικής αδράνειας οδηγεί στην μειωμένη ευστάθεια συχνότητας του δικτύου.

Πολλά σφάλματα των ΣΗΕ, εκκαθαρίζονται από τους διακόπτες προστασίας του συστήματος μεταφοράς, είτε μέσω της αποσύνδεσης στοιχείων από το δίκτυο, είτε μέσω της αποσύνδεσης και της άμεσης επανασύνδεσής τους. Αρκετές φορές τυχαίνει, για σύντομα χρονικά διαστήματα η τάση να πέφτει κάτω από το αποδεκτό κατώφλι, και στη συνέχεια η τιμή της να επανέρχεται. Αυτό το φαινόμενο καλείται βύθιση τάσης. Όταν συμβαίνουν, τέτοιες βυθίσεις, οι Α/Γ αποσυνδέονται από το δίκτυο και επανασυνδέονται όταν το σφάλμα εκκαθαριστεί και η τιμή της τάσης επανέλθει στην ονομαστική. Σε περιπτώσεις λοιπόν, αυξημένης διείσδυσης Α/Γ και γενικότερα ΑΠΕ στο δίκτυο, όταν η παραγωγή από ένα μεγάλης ισχύος Α/Π χαθεί, θα προκληθεί ακόμα μεγαλύτερη απώλεια παραγωγής ισχύος. Αυτό, με τη σειρά του θα οδηγήσει σε μεγαλύτερη πτώση της συχνότητας και της τάσης και πιθανά σε μπλακ αουτ. Είναι πολύ σημαντικό, λοιπόν, οι Α/Γ να μην αποσυνδέονται όταν συμβαίνει μια διαταραχή στο δίκτυο. Για τον λόγο αυτό, τίθενται διάφορες απαιτήσεις από τους Κώδικες Δικτύου για την σύνδεση και λειτουργία των καινούριων Α/Γ, όπως για παράδειγμα απαιτείται να έχουν την Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας (Fault Ride-Through – FRT) (βλ. Παράγραφο 2.5). [5]

2.3.4 Επίδραση στην μορφολογία του δικτύου

Οι Α/Γ συνήθως εγκαθίστανται σε απομακρυσμένες περιοχές, μακριά από την κατανάλωση και για αυτό είναι απαραίτητη η ανάπτυξη γραμμών μεταφοράς για την παροχή της ενέργειας. Επιπλέον, οι γραμμές για να μεταφέρουν την μεταβλητή και με κάποια στοχαστικότητα ισχύ, πρέπει να κατασκευάζονται σύμφωνα με κάποιες νέες τεχνικές απαιτήσεις.

Εξαιτίας αυτής της διασποράς των Α/Γ, η μορφή των δικτύων στο μέλλον φαίνεται να ενσωματώνει την ύπαρξη πολλών μικροδικτύων (microgrids) όπου η ενέργεια θα καταναλώνεται τοπικά, εκεί που παράγεται. [5] Με αυτόν τον τρόπο, μπορεί να αποφευχθεί το μεγάλο κόστος επένδυσης για την κατασκευή των γραμμών και επιπλέον να οδηγηθούμε σε περαιτέρω εξοικονόμηση αφού δεν θα αντιμετωπίζεται το πρόβλημα των απωλειών ισχύος εξαιτίας της μεταφοράς σε μεγάλες αποστάσεις.

Έτσι τα πιο συγκεντρωτικά δίκτυα θα συνυπάρχουν μαζί με τα τοπικά. Ακόμη, χτίζοντας «γέφυρες» μεταξύ των δύο τύπων δικτύων, θα εξασφαλίζεται παράλληλα καλύτερος έλεγχος της παροχής ενέργειας και η μία μορφή δικτύου θα υποστηρίζει την άλλη.

2.4 Απόκριση συχνότητας του δικτύου στις διαταραχές

Μία από τις πιο σημαντικές παραμέτρους ενός ηλεκτρικού δικτύου είναι η συχνότητα. Είναι απαραίτητη προϋπόθεση για την σωστή λειτουργία και την ποιότητα ισχύος του, η συχνότητα να διατηρείται εντός προκαθορισμένων ορίων. Προϋπόθεση αυτού είναι, το ισοζύγιο ισχύος να είναι μηδέν, δηλαδή η παραγωγή να ισούται με την κατανάλωση. Η απόκριση συχνότητας των σύγχρονων γεννητριών σε μεγάλες διαταραχές χωρίζεται σε διαφορετικά στάδια, ανάλογα με την χρονική στιγμή που εξετάζουμε. Τα στάδια ελέγχου της συχνότητας, κατά την απώλεια ενός μεγάλου φορτίου ή την απώλεια παραγωγής από ΑΠΕ, είναι τα εξής: [6]

- 1) **Ηλεκτρομαγνητικό Στάδιο (Electromagnetic Stage):** Επειδή η ταχύτητα του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας δεν μπορεί να αλλάξει ακαριαία εξαιτίας της αδράνειάς του, η κινητική ενέργεια που είναι αποθηκευμένη σε αυτόν δεν απελευθερώνεται την στιγμή ακριβώς της διαταραχής. Έτσι εκείνη την στιγμή, ενέργεια διοχετεύεται από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο της γεννήτριας. Το φαινόμενο αυτό διαρκεί περίπου 1/3 του δευτερολέπτου και εξαρτάται από την στιγμή που συμβαίνει η διαταραχή [6].
- 2) **Αδρανειακή απόκριση:** ακολουθεί αμέσως μετά το πρώτο στάδιο. Κατά την διάρκεια αυτού του σταδίου, η κινητική ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στο στρεφόμενο μέρος της γεννήτριας, χρησιμοποιείται για την κάλυψη της αυξημένης ζήτησης. Καθώς λοιπόν, η κινητική ενέργεια στον δρομέα μειώνεται και μετατρέπεται σε ηλεκτρική, η διαφορά ανάμεσα στην μηχανική ισχύ εισόδου και στην ηλεκτρική ισχύ εξόδου αρχίζει να αυξάνει σταδιακά.
Το μέγεθος της μεταβολής της ηλεκτρικής ισχύος εξόδου εξαρτάται από την συνολική αδράνεια του συστήματος και κατ'επέκταση από τον ρυθμό μεταβολή της ταχύτητας του δρομέα. Επιπλέον, η μεταβολή της ταχύτητας του δρομέα, είναι ίση με την μεταβολή της συχνότητας του δικτύου.
Σημειώνεται ότι, τα συστήματα με μεγαλύτερη αδράνεια παρουσιάζουν μικρότερο ρυθμό μεταβολής της συχνότητας (Rate Of Change Of Frequency – ROCOF) κατά τη διάρκεια διαταραχών. Ο λόγος, λοιπόν, για τον οποίο επιθυμούμε τα δίκτυα να χαρακτηρίζονται από μεγάλη αδράνεια είναι ότι, βοηθάει μεταβατικά να μην παρουσιάζεται μια πολύ απότομη και μεγάλη μεταβολή στην συχνότητα, υποστηρίζοντάς την μέχρι να προλάβει να επενεργήσει η πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Η αδρανειακή απόκριση επενεργεί μέσα στα πρώτα 10 δευτερόλεπτα μετά τη διαταραχή.
- 3) **Πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας:** Η εξισορρόπηση της παραγόμενης ισχύος με την καταναλισκόμενη και η σταθεροποίηση της συχνότητας σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται κατά κύριο λόγο από τους ρυθμιστές στροφών

των γεννητριών, οι οποίοι ελέγχουν τη μηχανική ισχύ που παράγεται από τις κινητήριες μηχανές. Για τον σκοπό αυτό, στα δίκτυα διατηρείται πρωτεύουσα στρεφόμενη εφεδρεία.

Οι ρυθμιστές στροφών ανιχνεύουν την αλλαγή στην συχνότητα και αποκρίνονται στα πρώτα 10-30 δευτερόλεπτα μετά τη διαταραχή. Η ταχύτητα της απόκρισης, εξαρτάται από την ταχύτητα του κυκλώματος ελέγχου τους και την ταχύτητα απόκρισης του μηχανικού του μέρους.

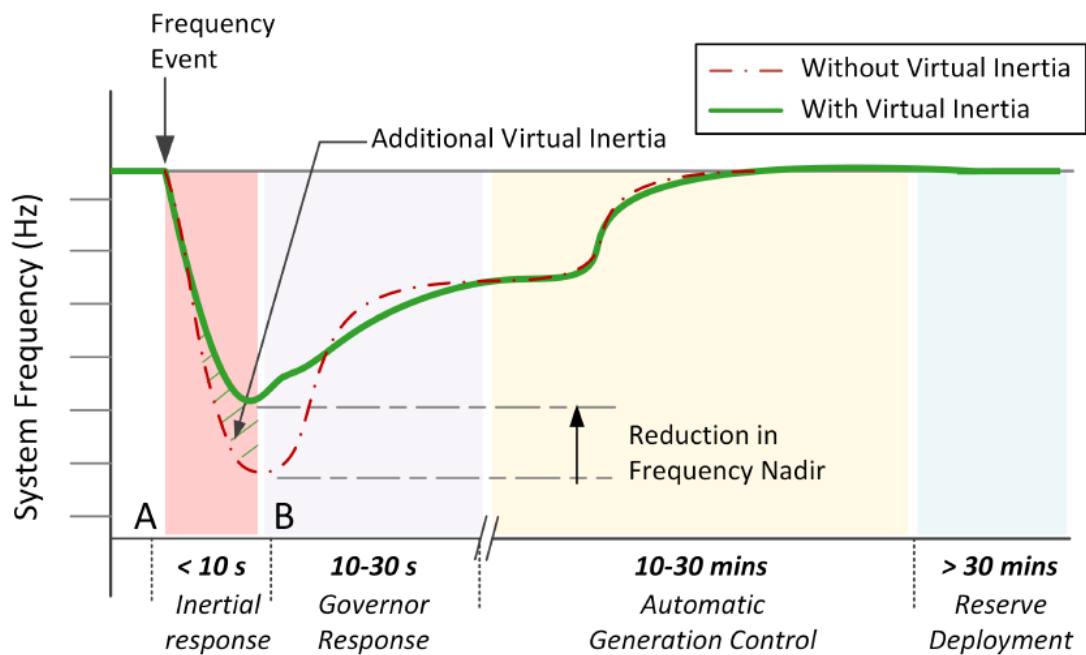
Ωστόσο, η συχνότητα μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση δεν επανέρχεται στην ονομαστική της τιμή, αλλά παραμένει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Για να εξαληφθεί αυτό το σφάλμα πρέπει να επενεργήσει η δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας.

- 4) **Δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας:** Για να εξαληφθεί το παραμένον σφάλμα στην συχνότητα μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση και να εναρμονιστεί η παραγωγή με την κατανάλωση του συστήματος, είναι απαραίτητο να ενεργοποιηθεί η δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας ή όπως ονομάζεται διαφορετικά, ο μηχανισμός αλλαγής στροφών.

Η ρύθμιση αυτή γίνεται κεντρικά στα μεγάλα συστήματα. Μετρίεται το σφάλμα συχνότητας του συστήματος μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, καθώς και τυχόν διαφορές στη διακινούμενη ισχύ των εξωτερικών διασυνδέσεων, και με κατάλληλη στρατηγική ελέγχου, η οποία καθορίζεται από τον διαχειριστή, αποστέλλονται σήματα που αντιστοιχούν σε μια νέα παραγωγή για κάθε γεννήτρια. Επίσης με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται και η ανακατανομή του φορτίου στις μονάδες του συστήματος. Αυτός ο έλεγχος επενεργεί στα πρώτα 10-30 λεπτά, μετά την μεταβολή του φορτίου στο δίκτυο.[7]

- 5) **Τριτεύουσα Ρύθμιση:** αφορά την λειτουργία μονάδων εφεδρείας, που απαιτούν μεγαλύτερο χρόνο για να εκκινήσουν και στόχο έχουν να επαναφέρουν στο σύστημα την στρεφόμενη και μη εφεδρεία για την μελλοντική χρήση τους σε διαταραχές.

Τα διάφορα στάδια της απόκρισης συχνότητας που περιγράφηκαν παραπάνω φαίνονται στο διάγραμμα του Σχ.2.1. Επιπλέον φαίνεται πως βελτιώνεται η απόκριση συχνότητας κατά την διάρκεια ενός μεταβατικού, σε ένα σύστημα με αδράνεια (πραγματική ή εικονική) σε σχέση με ένα σύστημα με χαμηλή αδράνεια.



Σχήμα 2.1: Χρονικά στάδια απόκρισης συχνότητας που ακολουθούν μια μεταβολή του ισοζυγίου ισχύος σε ένα ΣΗΕ. [2]

2.5 Κανόνες Κώδικα Δικτύου (Grid Code Regulations)

Καθώς λοιπόν, όπως είδαμε προηγουμένως, η μεγάλη διείσδυση των ΑΠΕ και ειδικότερα των Α/Γ στο δίκτυο έχει επιφέρει αρκετά προβλήματα στην ευστάθεια, οι διαχειριστές του δικτύου καλούνται να λάβουν υπόψη αυτά τα προβλήματα και να προσπαθήσουν να τα επιλύσουν. Για αυτό έχουν δημιουργηθεί κάποιες τεχνικές απαιτήσεις τις οποίες πρέπει να ικανοποιούν οι Α/Γ, ώστε όχι μόνο να μετριαστεί η αρνητική επίδρασή τους στην ευστάθεια, αλλά παράλληλα να συμμετέχουν και ενεργά στην διατήρησή της.

Οι Κανόνες Κώδικα Δικτύου, διαμορφώνονται από τους διαχειριστές του δικτύου και προσδιορίζουν τα δικαιώματα και τις υποχρεώσεις των παραγωγών και των καταναλωτών που συνδέονται στο δίκτυο μεταφοράς και διανομής.

Στο παρελθόν, οι Κώδικες Δικτύου δεν περιελάμβαναν κανέναν κανονισμό για τις Α/Γ, ως προς τις βοηθητικές λειτουργίες που πρέπει να παρέχουν, καθώς το ποσοστό διείσδυσής τους ήταν πολύ μικρό σε σχέση με αυτό των συμβατικών μονάδων. Ωστόσο το γεγονός αυτό άλλαξε τις τελευταίες δεκαετίες, αφού πολλές χώρες αύξησαν ραγδαία την συνολική εγκατεστημένη ισχύ από Α/Γ, γεγονός που προκάλεσε την εμφάνιση προβλημάτων ευστάθειας στα ΣΗΕ.

Για να διασφαλιστεί η εύρυθμη λειτουργία των συστημάτων, οι διαχειριστές σε πολλές χώρες επιβάλλουν αυστηρές τεχνικές απαιτήσεις για τα μεγάλα Α/Π. Οι κανονισμοί απαιτούν από τα Α/Π όχι μόνο να λαμβάνουν τα απαραίτητα μέτρα ώστε να μην αποσυνδέονται σε διάφορες διαταραχές του δικτύου, αλλά επιπλέον να

υποστηρίζουν την ευστάθειά του, με την παροχή βοηθητικών υπηρεσιών, όπως κάνουν και οι συμβατικές μονάδες.

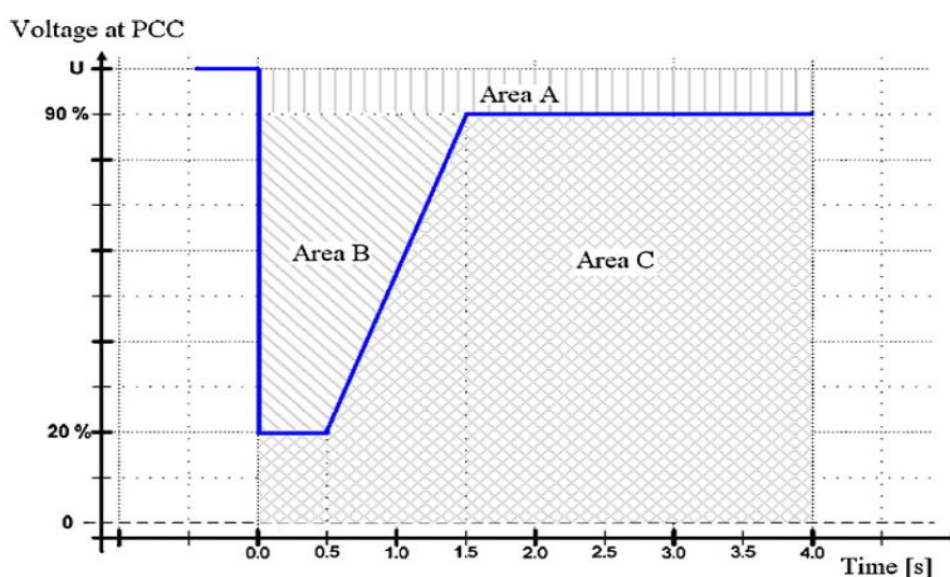
Μια ανασκόπηση των διεθνών κωδικών δείχνει ότι, οι τεχνικές απαιτήσεις που επιβάλλονται στα μεγάλα Α/Π μπορούν γενικά να διαιρεθούν σε πέντε κατηγορίες. [8]

1) Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας (FRT)

Όταν συμβεί μία διαταραχή σε κάποιο σημείο του δικτύου, η τάση βυθίζεται και φτάνει μια κατώτατη τιμή, μέχρι οι μηχανισμοί προστασίας να ανιχνεύσουν την περιοχή με το σφάλμα, και να την απομονώσουν από το υπόλοιπο δίκτυο. Κατά το διάστημα αυτό, οι Α/Γ αντιμετωπίζουν και αυτές μια ελάττωση της τάσης στους ακροδέκτες τους, όπως κάθε άλλο στοιχείο, μείωση η οποία εξαρτάται από τον τύπο του σφάλματος και το σημείο στο οποίο συνέβει. Αυτό μπορεί να οδηγήσει στην αποσύνδεση των Α/Γ.

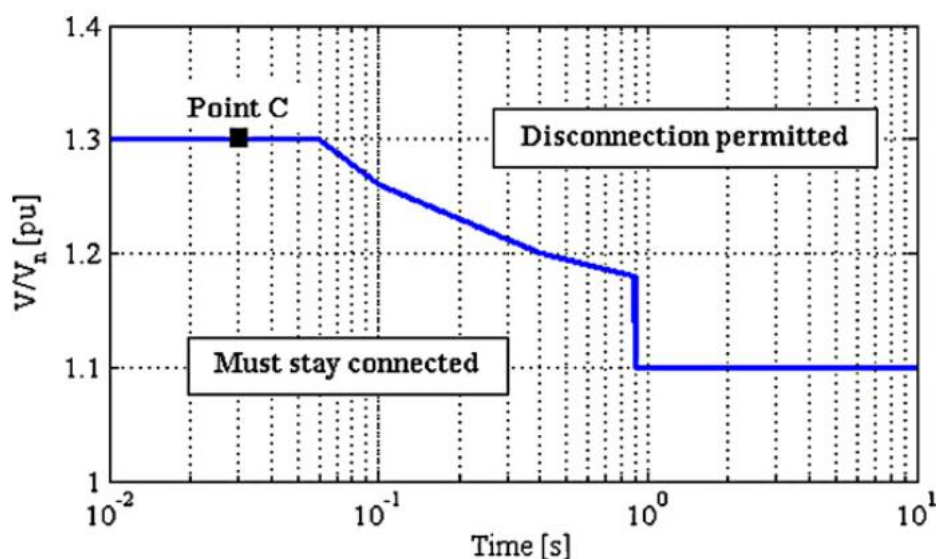
Η αποσύνδεση Α/Π εξαιτίας διαταραχών τάσης είναι μη αποδεκτή, ειδικά όταν η αιολική παραγωγή αποτελεί ένα σημαντικό ποσοστό της συνολικής παραγωγής του δικτύου. Για τον λόγο αυτό, οι σύγχρονοι κώδικες απαιτούν οι Α/Γ να συνεχίσουν την αδιάλειπτη λειτουργία τους κάτω από διάφορες καταστάσεις σφάλματος που οδηγούν σε πώση της τάσης. Αυτές οι απαιτήσεις συχνά αναφέρονται ως ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας υπό χαμηλή τάση (Low Voltage Ride Through – LVRT).

Ένα πρακτικό παράδειγμα αποτελεί το παρακάτω, όπου ο Διαχειριστής του δικτύου της Δανίας όρισε την καμπύλη LVRT που φαίνεται στο Σχ.2.2, για την λειτουργία των Α/Γ που συνδέονται στο σύστημα μεταφοράς ($V > 110\text{kV}$). Συγκεκριμένα απαιτήσε: «ένα Α/Π πρέπει να παραμένει συνδεδεμένο στο σύστημα μεταφοράς κάτω από συνθήκες σφάλματος, όταν η τάση που μετράται στους ακροδέκτες Υψηλής Τάσης (ΥΤ) του μετασχηματιστή που συνδέεται στο δίκτυο (Σημείο Κοινής Σύνδεσης – ΣΚΣ), παραμένει εντός της Περιοχής Β που διαφαίνεται στο Σχ.2.2». Συνεπώς, το Α/Π επιτρέπεται να αποσυνδεθεί από το δίκτυο όταν η τάση βρεθεί στην Περιοχή C.



Σχήμα 2.2: Απαιτήσεις LVRT στη Δανία. [8]

Τα τελευταία χρόνια, οι Κώδικες μερικών χωρών, όπως της Αυστραλίας, της Δανίας και της Ισπανίας επιβάλλουν την αδιάλειπτη λειτουργία των Α/Γ και σε περιπτώσεις αύξησης της τάσης. Ανύψωση τάσης μπορεί να συμβεί σε περιπτώσεις ξαφνικής αποσύνδεσης μεγάλων φορτίων, σύνδεσης πυκνωτών αντιστάθμισης (energizing capacitor banks) ή ύπαρξης σφαλμάτων στο δίκτυο. Αυτές οι απαιτήσεις αναφέρονται ως ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας υπό υψηλή τάση (High Voltage Ride Through – HVRT). Για παράδειγμα, στην συνέχεια παρατίθεται η HVRT καμπύλη που δίνουν οι διαχειριστές του δικτύου της Αυστραλίας, Σχ.2.3.



Σχήμα 2.3: Απαιτήσεις HVRT στην Αυστραλία. [8]

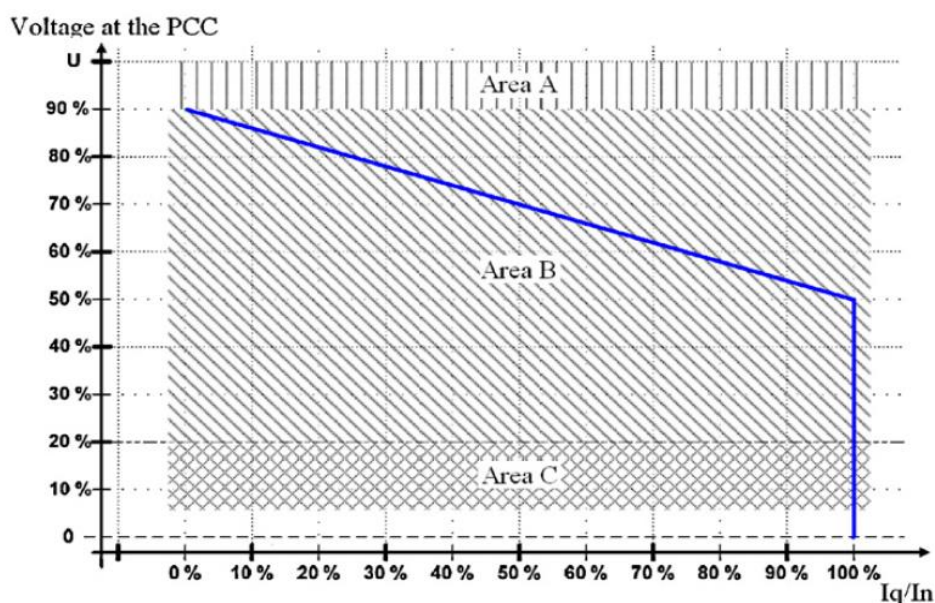
Φυσικά, οι σύγχρονοι Κώδικες απαιτούν, τα Α/Π να δείχνουν αντοχή και στις έντονες μεταβολές της συχνότητας οι οποίες μπορούν να παρατηρηθούν στο δίκτυο, όταν δημιουργούνται μεγάλες ανισορροπίες στο ισοζύγιο ενεργού ισχύος.

2) Απόκριση ενεργού και αέργου ισχύος μετά από διαταραχές

Κάποιοι διεθνείς κώδικες απαιτούν από μεγάλα Α/Π να παρέχουν υποστήριξη αέργου ισχύος κατά την διάρκεια σφαλμάτων και/ή να παρουσιάζουν γρήγορη αποκατάσταση της ενεργού ισχύος εξόδου τους κατά την επαναφορά της τάσης στην ονομαστική της τιμή. Αυτές οι ρυθμίσεις επιβάλλονται με σκοπό την πλήρη εκμετάλλευση της δυνατότητας ελέγχου που διαθέτουν τα σύγχρονα Α/Π υποστηρίζοντας την ευστάθεια του συστήματος, μετά από διάφορες διαταραχές.

Για παράδειγμα, ο Κώδικας Δικτύου της Δανίας απαιτεί από τα μεγάλα Α/Π να υποστηρίζουν την μεταβατική ευστάθεια της τάσης του δικτύου, μέσω της παροχής αέργου ισχύος σύμφωνα με την χαρακτηριστική που φαίνεται στο διάγραμμα του Σχ.2.4. Συγκεκριμένα: «καθώς η τάση στο ΣΚΣ πέφτει περισσότερο από 10% (βρισκόμαστε εντός της Περιοχής Β, Σχ.2.4), το άεργο ρεύμα εξόδου του Α/Π πρέπει να ακολουθεί την χαρακτηριστική του διαγράμματος». Εύκολα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι αυτό μεταφράζεται σε μια αύξηση κατά 2.5% της συνιστώσας I_q

του Α/Π, για κάθε 1% πτώση της τάσης στο ΣΚΣ. Εκτός αυτού, ο διαχειριστής της Δανίας απαιτεί την επαναφορά της ενεργού ισχύος του Α/Π στα επίπεδα που βρισκόταν πριν το σφάλμα, αμέσως μετά την εκκαθάρισή του.

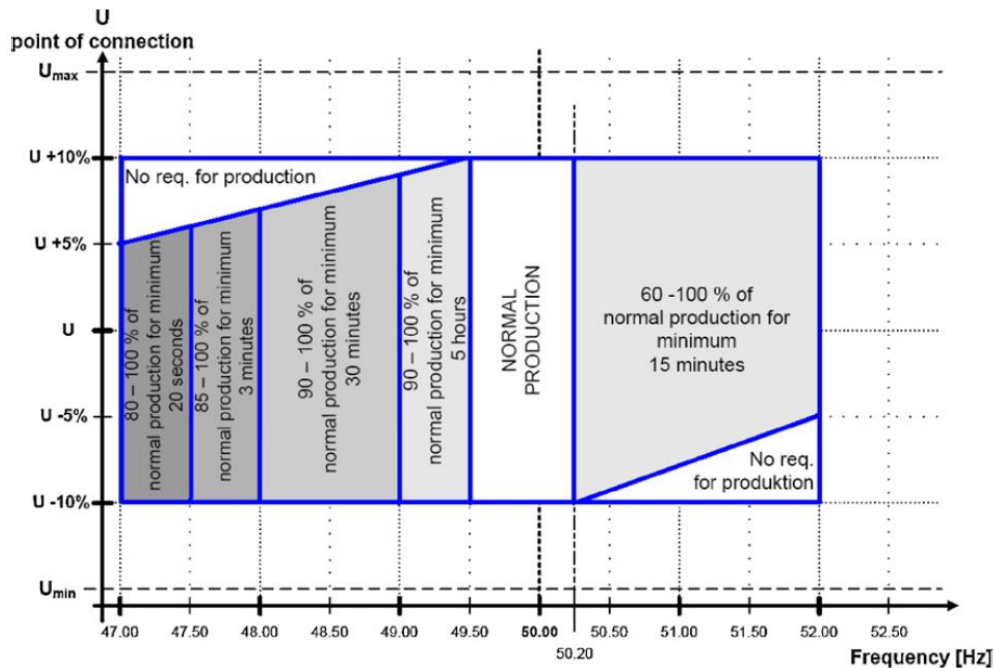


Σχήμα 2.4: Απαιτήσεις του Κώδικα Δικτύου της Δανίας, όσον αφορά την υποστήριξη αέργου ισχύος. [8]

3) Εκταταμένο εύρος διακύμανσης της τάσης και της συχνότητας

Κάποιοι διεθνείς Κώδικες Δικτύου απαιτούν, τα μεγάλης ισχύος Α/Π να λειτουργούν αδιάλειπτα κατά την διάρκεια μικρών διακυμάνσεων της τάσης ή της συχνότητας. Το εύρος αυτών των διακυμάνσεων συχνά αναφέρονται ως «περιοχή κανονικής λειτουργίας».

Για παράδειγμα, ο Κώδικας Δικτύου της Δανίας ορίζει την κανονική περιοχή λειτουργίας όπως αυτή περιγράφεται από το διάγραμμα του Σχ. 2.5. Από αυτό φαίνεται ότι, τα Α/Π πρέπει να διατηρούν τουλάχιστον 60% της ονομαστικής τους ισχύος για 15 λεπτά όταν η συχνότητα βρίσκεται στο εύρος από 50.2Hz έως 52Hz, ενώ ταυτόχρονα μπορεί να μεταβάλλεται και η τάση στο ΣΚΣ στο εύρος $\pm 10\%$.



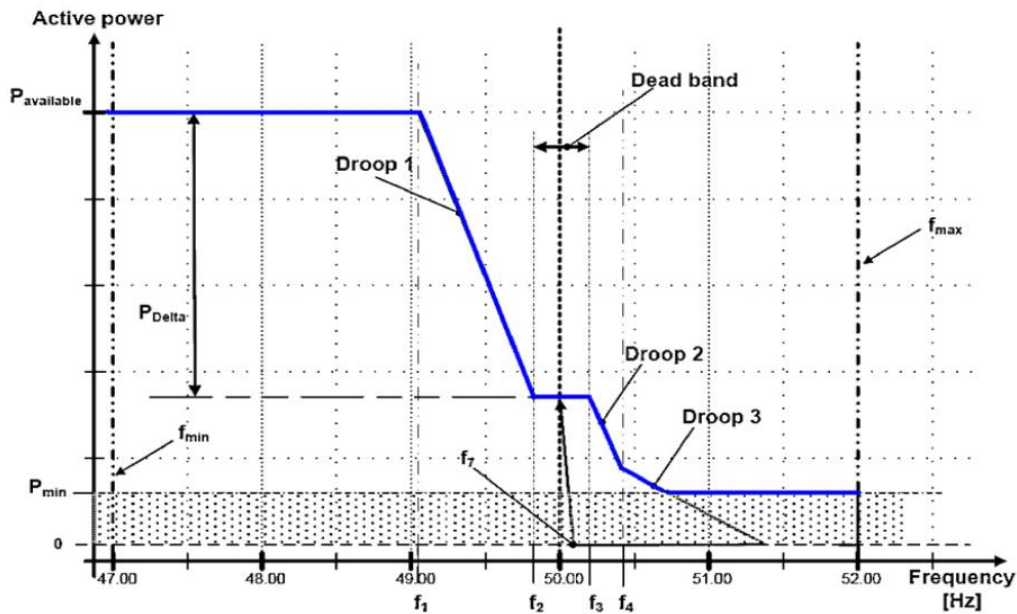
Σχήμα 2.5: Κανονική περιοχή λειτουργίας, όπως ορίζεται στον Κώδικα Δικτύου της Δανίας. [8]

4) Έλεγχος ενεργού ισχύος/έλεγχος συχνότητας

Εκτός από τις ρυθμίσεις που αφορούν την μεταβατική απόκριση των μεγάλων Α/Π, οι διαχειριστές του συστήματος, συχνά απαιτούν την ενεργή συμμετοχή των Α/Π στην παροχή βοηθητικών υπηρεσιών. Συγκεκριμένα, πρέπει να δύνανται να ελέγχουν την ενεργό ισχύ εξόδου τους, και άρα να παρέχουν βραχυπρόθεσμη και μακροπρόθεσμη υποστήριξη της συχνότητας του δικτύου.

Μία πολύ σημαντική τεχνική για την συμμετοχή των ΑΠΕ στην ρύθμιση συχνότητας, η οποία βρίσκει εφαρμογή στις μέρες μας, είναι ο έλεγχος στατισμού. Σύμφωνα με αυτήν, μετράται η τιμή της συχνότητας σε ένα δίκτυο και εγγέεται ισχύς ανάλογα με την μεταβολή της. Η λειτουργία της στρατηγικής αυτής γίνεται κατανοητή μέσα από το επόμενο παράδειγμα.

Ο Κώδικας Δικτύου της Δανίας θέτει: «όταν η συχνότητα του δικτύου μεταβάλλεται από τα 50Hz, τα Α/Π πρέπει να παρέχουν ενεργό ισχύ για την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή σύμφωνα με το διάγραμμα του Σχ. 2.7». Επιπλέον πρέπει τα f_{min} , f_{max} καθώς και f_1 - f_7 να μπορούν να οριστούν σε οποιαδήποτε τιμή στο εύρος $50\text{Hz} \pm 3.00\text{Hz}$. Τα σημεία f_1 - f_4 , διαμορφώνουν την «νεκρή ζώνη» στην οποία δεν απαιτείται μεταβολή της ισχύος, και την ζώνη ελέγχου για την πρωτεύουσα ρύθμιση. Παρατηρούμε ότι η P_{Delta} είναι η διαφορά μεταξύ της περιορισμένης ισχύς του σημείου λειτουργίας σε σχέση με την διαθέσιμη, ώστε αυτή να μπορεί να διατεθεί για την πρωτεύουσα ρύθμιση. Τέλος, όπως βλέπουμε και στο διάγραμμα του Σχ. 2.7, μπορεί να χρησιμοποιούνται διάφορες τιμές για το στατισμό ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας.



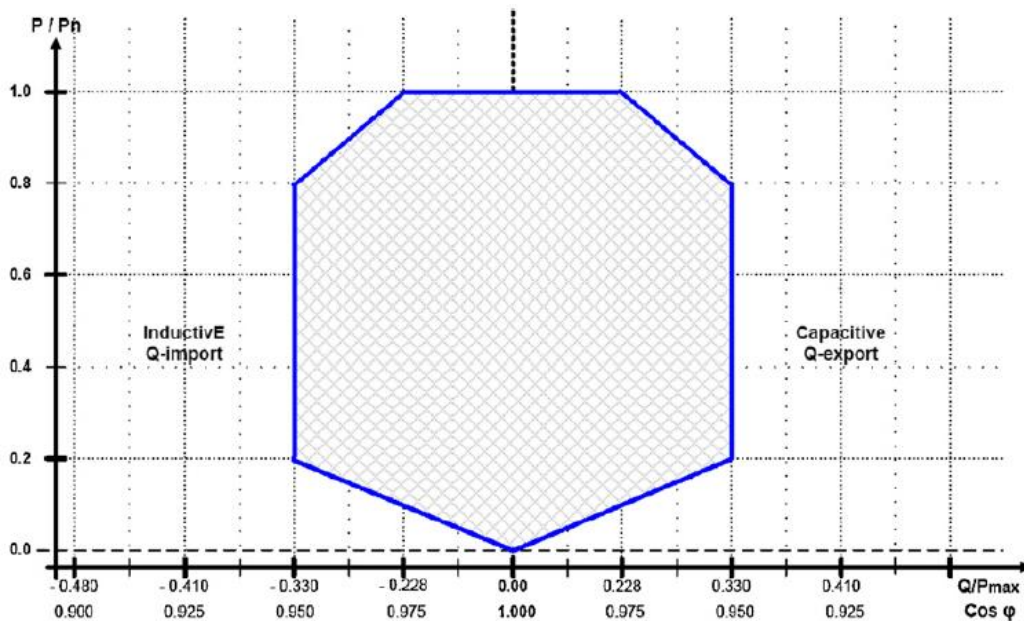
Σχήμα 2.7: Προτεινόμενη καμπύλη φορτίου-συχνότητας από τον Κώδικα Δικτύου της Δανίας. [8]

Ο έλεγχος στατισμού αναλύεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια στην ενότητα 4.4.2.

5) Έλεγχος αέργου ισχύος/έλεγχος τάσης

Παρομοίως, όταν η τάση αποκλίνει από την ονομαστική της τιμή, τα Α/Π πρέπει να συμμετέχουν στην ρύθμισή της, μέσω τεχνικών όπως ο έλεγχος στατισμού. Αυτό επιτυγχάνεται με την έγχυση ή την απορρόφηση αέργου ισχύος, μεταβάλλοντας τον συντελεστή ισχύος των Α/Γ από χωρητικό σε επαγωγικό και αντίστροφα.

Για παράδειγμα στο διάγραμμα του Σχ. 2.8, φαίνονται οι απαιτήσεις που τίθενται από τον Κώδικα Δικτύου της Δανίας όσον αφορά την ρύθμιση της αέργου ισχύος και του συντελεστή ισχύος των Α/Π. Σύμφωνα με το παρακάτω διάγραμμα, τα Α/Π πρέπει να λειτουργούν με συντελεστή ισχύος ο οποίος μπορεί να κυμαίνεται από 0,95 χωρητικό έως 0,95 επαγωγικό, όταν η συνολική παραγωγή τους αποτελεί περισσότερο από 20% της ονομαστικής ισχύος. Επιπλέον, τα Α/Π πρέπει να κατασκευάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε το σημείο λειτουργίας τους να μπορεί να βρίσκεται οπουδήποτε μέσα στην γραμμοσκιασμένη περιοχή του διαγράμματος στο Σχ. 2.8, για να συμβάλλουν στην ρύθμιση της τάσης στην μόνιμη κατάσταση, ελέγχοντας την εγχεόμενη αέργου ισχύ..



Σχήμα 2.8: Απαιτήσεις αέργου ισχύος και συντελεστή ισχύος που ορίζονται από τον Κώδικα Δικτύου της Δανίας. [8]

2.5 Hardware In the Loop (HIL)

2.5.1 Εισαγωγή στο Hardware In the Loop

Στις μέρες μας, οι ηλεκτρονικές συσκευές, τα ηλεκτρονικά ισχύος και τα συστήματα ελέγχου τους, γίνονται όλο και πιο πολύπλοκα. Επιπλέον, ο αριθμός τους αυξάνεται ραγδαία, τόσο εξαιτίας της μεγάλης διεύθυνσης των ΑΠΕ όσο και του ψηφιακού μετασχηματισμού που συντελείται σταδιακά στα δίκτυα.

Ενώ, λοιπόν, η πολυπλοκότητα και το κόστος των καινοτόμων έργων αυξάνεται, ταυτόχρονα υπάρχουν έντονες πιέσεις από την αγορά για γρήγορη αφομοίωση αυτής της τεχνολογίας, και ελαχιστοποίηση του χρόνου που μεσολαβεί από την κατασκευή μέχρι την διάθεσή της. Ως εκ τούτου, ο έλεγχος και η πιστοποίηση της σωστής λειτουργίας των καινούριων τεχνολογιών, έχει γίνει ένα θέμα μείζονος σημασίας.

Οι παραδοσιακές τεχνικές ελέγχου της λειτουργίας του εξοπλισμού, αφορούν την off-line προσομοίωση της λειτουργίας της συσκευής στο στάδιο του σχεδιασμού, και την on-line προσομοίωση μετά την ολοκλήρωση της κατασκευής του. Ωστόσο, το χάσμα που ενυπάρχει μεταξύ των δύο σταδίων ενέχει πολλούς κινδύνους σχετικά με την επιτυχημένη ενσωμάτωση στο τελικό στάδιο, των πολλών διαφορετικών μερών. Επιπλέον, η off-line, μη πραγματικού χρόνου προσομοίωση, που πραγματοποιείται στο στάδιο του σχεδιασμού, μπορεί να καταστεί τρομερά αργή και χρονοβόρα, ακόμα και για μετρίως πολύπλοκα συστήματα. Ακόμα, συχνά είναι απαραίτητο, να γίνει αλλαγή ή βελτίωση ενός μόνο τμήματος ενός σύνθετου συστήματος. Είναι πολύ ριψοκίνδυνο λοιπόν, να γίνει ο έλεγχος του καινούριου τμήματος ή ακόμα να δοκιμαστεί ένας νέος

αλγόριθμος ελέγχου, σε μία πολύ ακριβή συσκευή, κατευθείαν στο τελικό σύστημα μετά την off-line προσομοίωση.

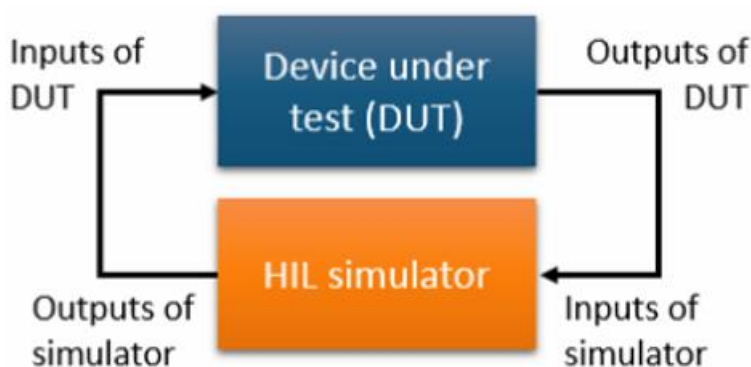
Για τους λόγους που παρουσιάστηκαν, τα τελευταία χρόνια έχει καταστεί απαραίτητη η γεφύρωση του χάσματος, ανάμεσα στις off-line και on-line προσομοιώσεις. Η λύση που προτείνεται είναι ο έλεγχος του εξοπλισμού μέσω ψηφιακών προσομοιώσεων πραγματικού χρόνου (Real Time – RT), οι οποίες μέχρι πρότινος πραγματοποιούνταν μόνο για τον έλεγχο πολύ μεγάλων και σύνθετων έργων.

Η τεχνική, λοιπόν, που χρησιμοποιείται για την ανάπτυξη και τον έλεγχο της λειτουργίας λιγότερο ή περισσότερο σύνθετων συστημάτων, σε διάφορα στάδια της κατασκευαστικής τους πορείας, ονομάζεται προσομοίωση Hardware-in-the-Loop (HIL). Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται μέσω ψηφιακών προσομοιωτών πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator – RTDS), και αφορούν προσομοιώσεις κλειστού βρόχου πραγματικού χρόνου. Στις προσομοιώσεις HIL, γίνεται η προσομοίωση του φυσικού συστήματος με τη χρήση ισοδύναμων υπολογιστικών μοντέλων, στον υψηλών δυνατοτήτων υπολογιστή, ενώ παράλληλα είναι εφοδιασμένος με εισόδους και εξόδους για την διασύνδεση του με πραγματικό εξοπλισμό. Έτσι ο εξομοιωτής HIL, μπορεί να προσομοιώσει με μεγάλη ακρίβεια την δυναμική συμπεριφορά ενός συστήματος, παρέχοντας ολοκληρωμένο έλεγχο κλειστού βρόχου, καθιστώντας κάποιες φορές ακόμη και μη απαραίτητο τον έλεγχο στο πραγματικό σύστημα. [9]

Τα οφέλη από τις προσομοιώσεις HIL είναι πολλά, αλλά στη συνέχεια αναφέρουμε τα πιο βασικά. Τα πλεονεκτήματα λοιπόν αφορούν, την εξοικονόμηση του υψηλού κόστους των προσομοιώσεων στο πραγματικό σύστημα, την αποφυγή του κινδύνου καταστροφής του εξοπλισμού εξαιτίας της έκθεσής του απευθείας στις πραγματικές συνθήκες, την δυνατότητα για επανάληψη των πειραμάτων και την αύξηση της αξιοπιστίας και της ποιότητας των αποτελεσμάτων σε σχέση με τις προσομοιώσεις που γίνονται εξ ολοκλήρου στον υπολογιστή. [10]

Στο Σχ. 2.9 φαίνεται η τοπολογία ενός συστήματος HIL. Αυτό αποτελείται από δύο βασικά μέρη:

- Το προσομοιούμενο σύστημα στον εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (HIL simulator)
- Την υπό εξέταση συσκευή (Device under Test – DUT)



Σχήμα 2.9: Τοπολογία ενός συστήματος HIL. [11]

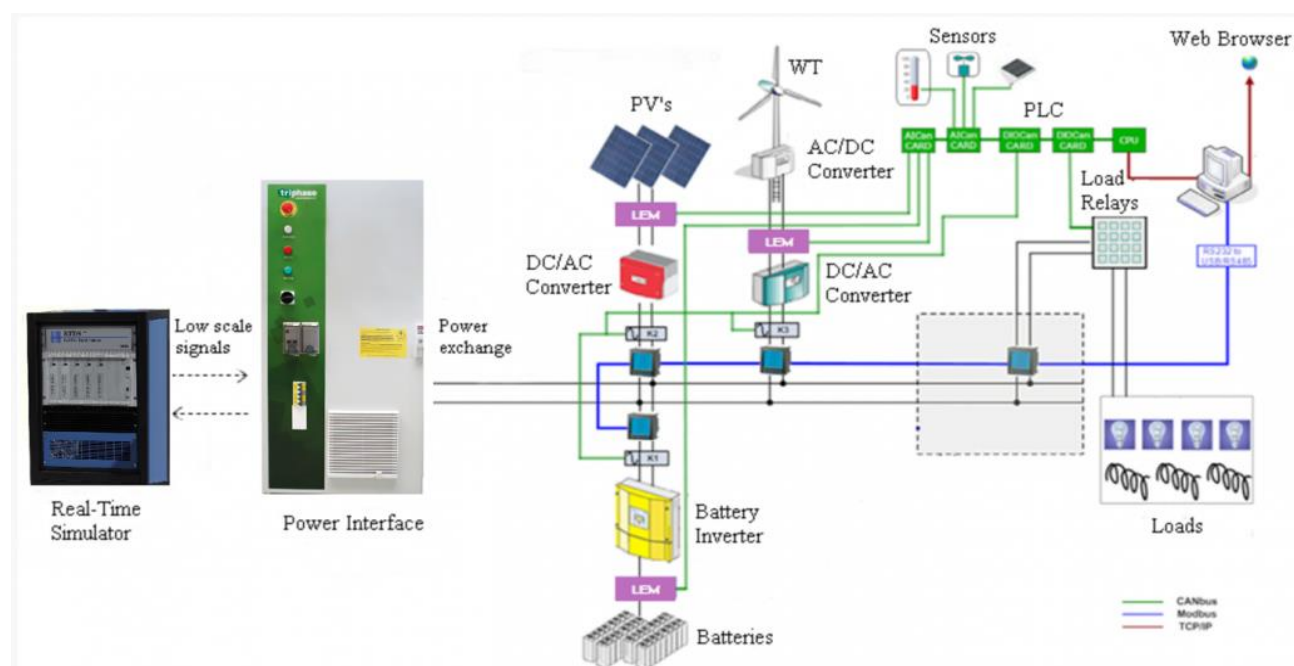
Από το Σχ. 2.9 βλέπουμε ότι, η υπό εξέταση συσκευή βγάζει κάποια σήματα εξόδου (αναλογικά ή ψηφιακά) τα οποία τροφοδοτούνται ως είσοδος στον προσομοιωτή, και αντίστοιχα ο τελευταίος βγάζει κάποιες εξόδους (αναλογικές ή ψηφιακές), οι οποίες δίνονται ως είσοδος στην συσκευή που τεστάρεται. Έτσι ολοκληρώνεται ο βρόχος ανάδρασης.

Η τεχνική Hardware in the Loop χωρίζεται σε δύο υποκατηγορίες, ανάλογα με τον τύπο του υπό εξέταση εξοπλισμού, το Power Hardware in the Loop (PHIL) και το Control Hardware in the Loop (CHIL).

2.5.2 Power Hardware In the Loop (PHIL)

Το Power Hardware in the Loop είναι μια ειδική περίπτωση HIL, η οποία χρησιμοποιείται κατά κόρον στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. Ο προς έλεγχο εξοπλισμός είναι μια συσκευή μεγάλης ισχύος, όπως ένας κινητήρας ή ένας αντιστροφέας. Σε αυτήν την περίπτωση προσομοίωσης χρησιμοποιείται ένας ψηφιακός προσομοιωτής πραγματικού χρόνου, ο οποίος προσομοιώνει το ηλεκτρικό δίκτυο, αλλά επιπλέον είναι απαραίτητη και η χρήση μιας συσκευής διασύνδεσης μεταξύ του προσομοιωτή και της συσκευής, για την ρύθμιση της διακινούμενης ισχύος. Η συσκευή που διασυνδέει τα δύο μέρη, δέχεται τα σήματα χαμηλής τάσης από την έξοδο του προσομοιωτή, τα ενισχύει και τα δίνει ως είσοδο στην συσκευή. Στη συνέχεια, η έξοδος της εξεταζόμενης συσκευής ισχύος, μέσω του εξοπλισμού διασύνδεσης υποβιβάζεται πάλι και παρέχεται ως είσοδος στον προσομοιωτή. Έτσι κλείνει ο βρόχος ανάδρασης του ελέγχου. [12]

Στο Σχ. 2.10 παρουσιάζεται το σύστημα PHIL προσομοίωσης που διαθέτει το εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας της σχολής HMMY.



Σχήμα 2.10: Σύστημα PHIL του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. [13]

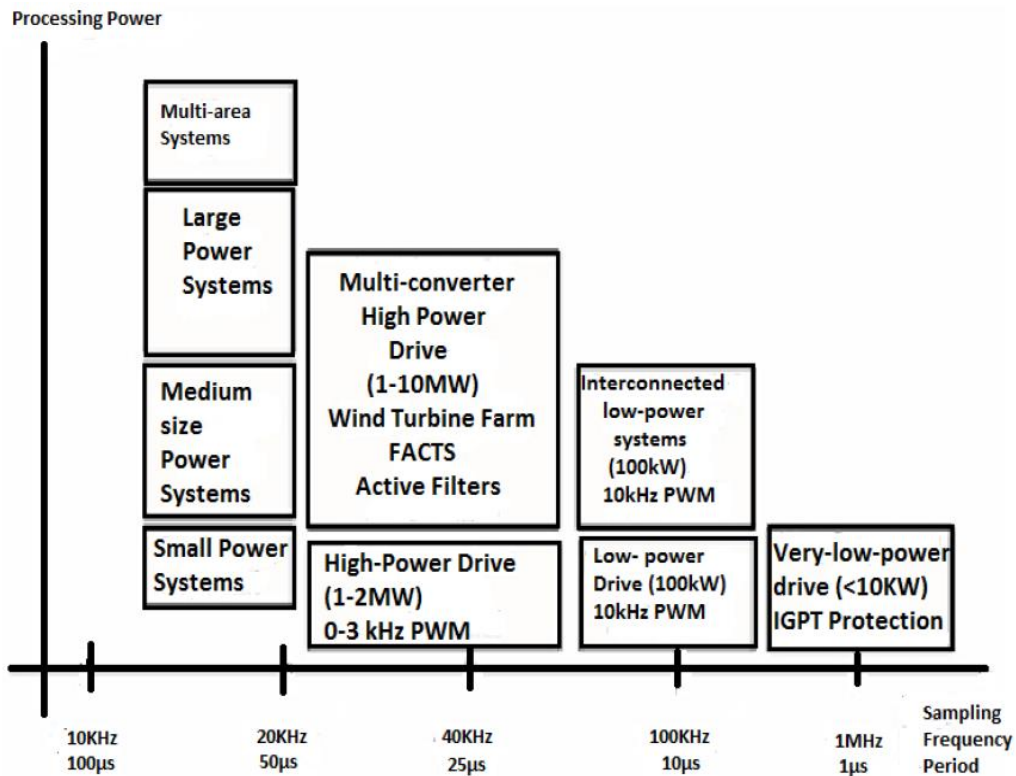
2.5.3 Control Hardware In the Loop (CHIL)

Το Control Hardware In the Loop είναι και αυτό μια ειδική περίπτωση HIL όπου, ο υπό εξέταση εξοπλισμός είναι ένας ελεγκτής. Σε αντίθεση με την προσομοίωση PCHIL, στην CHIL δεν χρειάζεται η χρήση ενδιάμεσου εξοπλισμού διακίνησης ισχύος και υποβιβασμού/ανύψωσης της τάσης των σημάτων, καθώς όλα τα σήματα που ανταλλάσσονται μεταξύ του προσομοιωτή και του εξεταζόμενου εξοπλισμού είναι σήματα μικρής ισχύος. Μέσω λοιπόν της προσομοίωσης CHIL, επιτυγχάνεται ο έλεγχος της λειτουργίας ενός πραγματικού ελεγκτή σε ρεαλιστικές συνθήκες, όπως είναι η ύπαρξη θορύβου στα σήματα, οι χρονικές καθυστερήσεις κ.ο.κ.

2.5.4 Προκλήσεις και προσομοιώσεις HIL

Όταν αναφερόμαστε σε προσομοιώσεις πραγματικού χρόνου, δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι και αυτές αποτελούν ψηφιακές προσομοιώσεις, που σημαίνει ότι το συνολικό κύκλωμα στον προσομοιωτή επιλύεται σε διακριτά χρονικά βήματα.

Πρόκληση αποτελεί η κατάλληλη επιλογή ενός βήματος (digital time-step) αρκετά μικρού, αλλά ταυτόχρονα αρκετά μεγάλου ώστε να μην δημιουργούνται αστοχίες κατά την επίλυση. Η πρόκληση αυτή γίνεται ακόμα μεγαλύτερη όταν στην προσομοίωσή μας συμπεριλαμβάνονται ηλεκτρονικά ισχύος, των οποίων η διακοπτική συχνότητα μπορεί να φτάνει πολύ υψηλές τιμές. Επιπλέον, τα τελευταία αποτελούν έντονα μη γραμμικά στοιχεία. Οι δύο αυτοί παράγοντας δημιουργούν την απαίτηση για χρήση πολύ μικρού χρονικού βήματος ή ρυθμού δειγματοληψίας και υψηλή υπολογιστική δύναμη για να μπορεί να διαχειριστεί την μεγάλη πολυπλοκότητα, ειδικά όταν προσομοιώνονται πολυεπίπεδοι αντιστροφείς με πολλά διακοπτικά στοιχεία. Στη συνέχεια, παρατίθεται ένα σχηματικό διάγραμμα που συσχετίζει τις ανάγκες σε υπολογιστική ισχύ και ρυθμό δειγματοληψίας ανάλογα με το είδος του ηλεκτρικού συστήματος που θέλουμε να προσομοιώσουμε σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 2.11: Ανάγκες σε υπολογιστική δύναμη και ρυθμό δειγματοληψίας για Real Time προσομοίωση, ανάλογα με το προσομοιούμενο ηλεκτρικό σύστημα. [12]

Το διάγραμμα λοιπόν μας υποδηλώνει ότι, ανάλογα με το ηλεκτρικό σύστημα που θέλουμε να προσομοιώσουμε υπάρχει μία ελάχιστη απαίτηση σε υπολογιστική ισχύ και ρυθμό δειγματοληψίας. Επιπλέον, συσχέτιση υπάρχει και ανάμεσα στην διακοπτική συχνότητα των ηλεκτρονικών ισχύος και τον ρυθμό δειγματοληψίας ώστε να μην χάνεται πληροφορία στο ενδιάμεσο μεταξύ των υπολογισμών που πραγματοποιούνται σε δύο διαδοχικά διακριτά βήματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

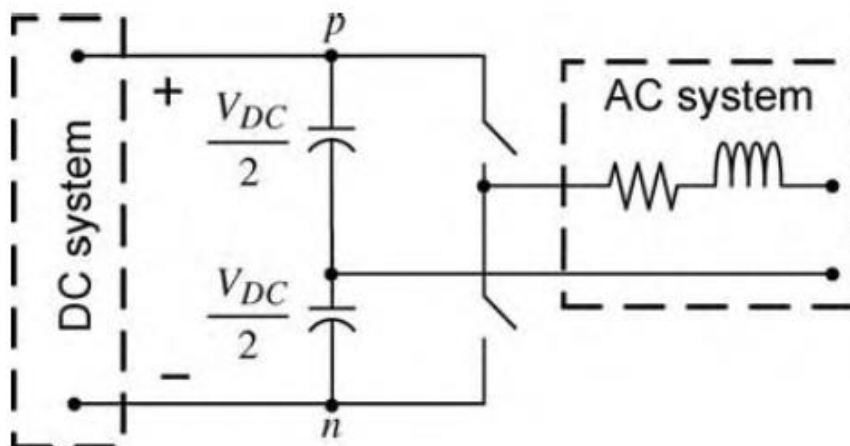
Μοντελοποίηση του αντιστροφέα πηγής τάσης και ανάλυση της θεωρίας ελέγχου του

3.1 Εισαγωγή

Τόσο στην προσομοίωση στο Simulink όσο και σε αυτήν που πραγματοποιήσαμε με τη βοήθεια του RTDS, σχεδιάσαμε έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSC- Voltage Source Converter) μέσω του οποίου επιτεύχθηκε ο έλεγχος ισχύος στο αυτόνομο δίκτυο. Στη συνέχεια παρατίθεται η απαραίτητη θεωρία και αναλύεται η μοντελοποίηση του αντιστροφέα, πάνω στην οποία βασιστήκαμε για την ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς του κυκλώματος. [14]

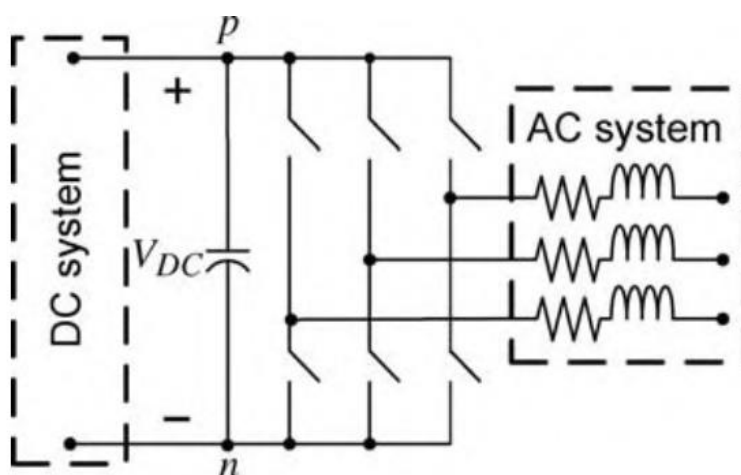
3.2 Ανιστροφείς με πηγή τάσης

Στο Σχ. 3.1 παρουσιάζεται το βασικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας. Η ημιγέφυρα αποτελείται από τον πάνω και τον κάτω ημιαγωγικό διακόπτη, ενώ σε κάθε διακόπτη είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα μια διόδος ελεύθερης διέλευσης, η οποία δίνει τη δυνατότητα αμφίπλευρης ροής ρεύματος. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μεταφέρεται ηλεκτρική ενέργεια από την είσοδο προς την έξοδο αλλά και από την έξοδο προς την είσοδο. Παράλληλα στους διακόπτες είναι συνδεδεμένοι δύο ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές με μεγάλη χωρητικότητα έτσι ώστε η τάση στα άκρα τους να είναι σταθερή. Ο αντιστροφέας καλείται δύο επιπέδων καθώς η τάση εξόδου του κάθε στιγμής μπορεί να πάρει μία εκ των δύο τιμών, ή αυτή του κόμβου p ($+V_{DC}/2$), ή αυτή του κόμβου n ($-V_{DC}/2$), ανάλογα με το ποιος διακόπτης άγει κάθε φορά.



Σχήμα 3.1: Σχηματικό διάγραμμα μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, δύο επιπέδων.

Εάν συνδέσουμε παράλληλα τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς ημιγέφυρας, προκύπτει ο τριφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται το κύκλωμά του.



Σχήμα 3.3: Σχηματικό διάγραμμα τριφασικού αντιστροφέα.

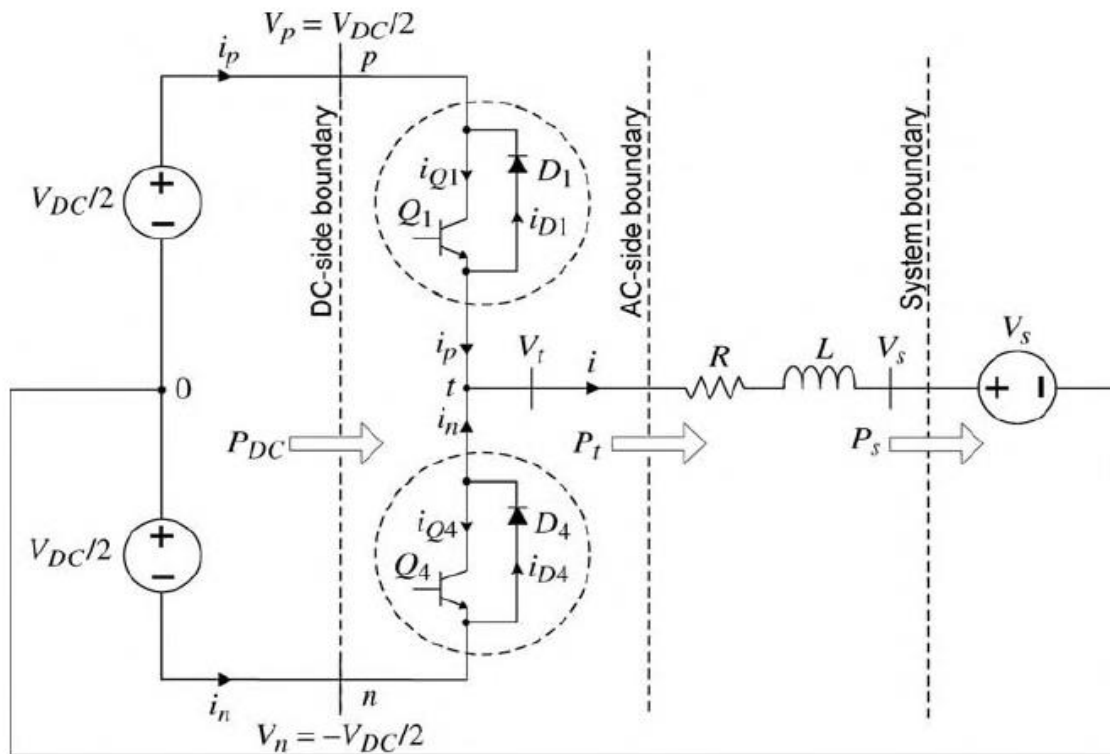
Για την περιγραφή και κατανόηση του πειράματος και του αλγορίθμου ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης, είναι απαραίτητη η μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του. Η ανάλυση αυτή βασίζεται στην ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας, καθώς όπως αναφέραμε και πιο πάνω, ο τριφασικός αντιστροφέας συνίσταται από τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς ημιγέφυρας.

3.2 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

Στην παρούσα ενότητα εξετάζεται ο μονοφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας, ως ένα δομικό στοιχείο του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η μόνιμη κατάσταση και το δυναμικό μοντέλο του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, και η ανάλυση γίνεται σε αυτόν τον βαθμό ώστε να είναι εφικτή η άμεση εκμετάλλευση των αποτελεσμάτων για την μελέτη του τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης.

3.2.1 Δομή του ιδανικού αντιστροφέα

Στο Σχ. 3.4 παρουσιάζεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.



Σχήμα 3.4: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, ο αντιστροφέας αποτελείται από δύο διακοπικά στοιχεία Q_1 και Q_2 , τα οποία μπορεί να είναι ελεγχόμενα ή μη (τρανζίστορς ή διόδοι), και δύο διόδους D_1 και D_2 οι οποίες είναι συνδεδεμένες αντιπαράλληλα, η κάθεμία με το αντίστοιχο διακοπτικό στοιχείο. Σε κάθε τρανζίστορ, όπως φαίνεται και στο σχήμα, η θετική ροή του ρεύματος είναι αυτή όταν κατευθύνεται από τον συλλέκτη στον

εκπομπό. Αντίστοιχα στην δίοδο, η θετική φορά του ρεύματος υποτίθεται όταν αυτό ρέει από την άνοδο προς την κάθοδο. Εάν ορίσουμε ως i_p το ρεύμα που εξέρχεται από τον συνδυασμό του τρανζίστορ 1 και της διόδου 1, και αντίστοιχα ως i_n το ρεύμα που εξέρχεται από τον συνδυασμό του τρανζίστορ 4 και της διόδου 4, με θετικές φορές αυτές που διαφαίνονται στο σχήμα, τότε ισχύει $i_p = i_{Q1} - i_{D1}$ και $i_n = i_{Q4} - i_{D4}$.

Οι κόμβοι p και n είναι οι τερματικοί ακροδέκτες της DC πλευράς, και η διακεκομμένη ευθεία που περνάει από αυτούς τους δύο κόμβους, ορίζει το τέλος της DC πλευράς του αντιστροφέα. Στην DC πλευρά του ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από δύο πανομοιότυπες πηγές συνεχούς τάσης $V_{DC}/2$.

Ο κόμβος t (ο οποίος μπορεί να βρίσκεται οπουδήποτε στο ευθύγραμμο τμήμα με αρχή το t, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.4, και πέρας το σημείο στο οποίο τέμνει η διακεκομμένη γραμμή AC-side boundary το κύκλωμα) ορίζει τον τερματικό ακροδέκτη της AC πλευράς του αντιστροφέα (ο δεύτερος τερματικός ακροδέκτης είναι αυτός της γείωσης). Οι ακροδέκτες εξόδου της AC πλευράς συνδέονται, μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου με ωμική αντίσταση R και αυτεπαγωγή L, στο δίκτυο εναλλασσόμενης τάσης. Θεωρούμε το δίκτυο εναλλασσόμενης τάσης πολύ μεγαλύτερο (άπειρο) σε σχέση με το αυτόνομο, και για αυτό το παριστάνουμε ως μία ανεξάρτητη πηγή τάσης V_s (η τιμή της οποίας δεν μεταβάλλεται όταν αλλάζουν οι δυναμικές του αυτόνομου δικτύου). Ο αρνητικός ακροδέκτης της πηγής V_s συνδέεται με τον κόμβο 0, ο οποίος σηματοδοτεί το κοινό σημείο σύνδεσης των δύο πηγών συνεχούς τάσης. Αυτόν τον κόμβο επιλέγουμε ως κόμβο αναφοράς, για τον υπολογισμό των διαφορών τάσεων του κυκλώματος.

Η τάση V_t είναι η τάση στους ακροδέκτες εξόδου της AC πλευράς του αντιστροφέα, ή με άλλα λόγια η τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η τάση αυτή έχει την μορφή ενός διακοπτικού τετραγωνικού παλμού, και κατά συνέπεια περιέχει ανεπιθύμητες αρμονικές (ιδανικά θα θέλαμε στην έξοδο να έχουμε ημιτονοειδή παλμό). Συνεπώς, ο κλάδος της σύνθετης αντίστασης που συνδέεται στους ακροδέκτες εξόδου της AC πλευράς, λειτουργεί ως ένα χαμηλοπερατό φίλτρο, το οποίο συμβάλλει στην δημιουργία τάσης εξόδου, με μειωμένη αλλοίωση από ανεπιθύμητες αρμονικές (σχεδόν ημιτονοειδή).

Στη συνέχεια παρατίθενται οι εξισώσεις λειτουργίας και το μοντέλο του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

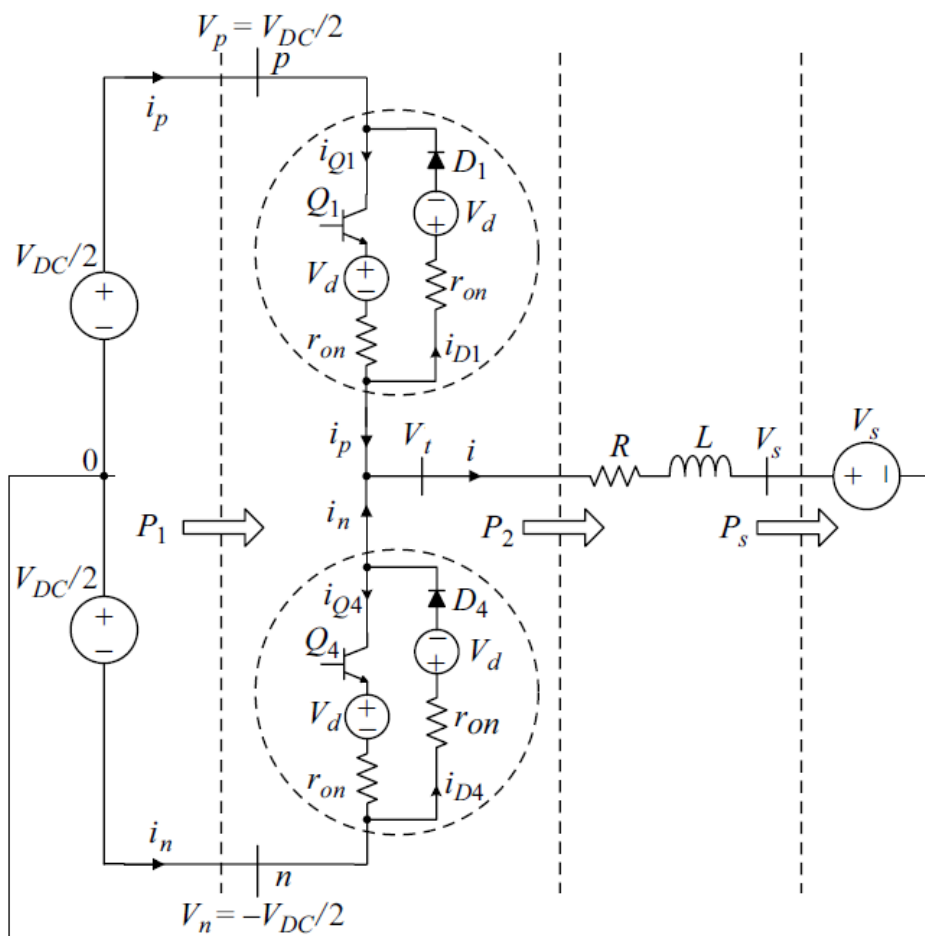
3.2.2 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε τον μη ιδανικό αντιστροφέα ημιγέφυρας και θα αναλύσουμε τις εξισώσεις και τον τρόπο με τον οποίο επιτυγχάνουμε τον έλεγχο αυτού. Στην ανάλυσή μας θα συμπεριλάβουμε τις εσωτερικές τάσεις και αντιστάσεις των τρανζίστορ και των διόδων, ώστε στο πείραμά μας να εντάξουμε τις διάφορες παραμέτρους, με στόχο να προσεγγίσουμε όσο δύναται περισσότερο τις πραγματικές συνθήκες.

Για την ανάλυσή μας κάνουμε τις εξής υποθέσεις:

- 1) Κατά την περίοδο αγωγής τους, τα διακοπτικά στοιχεία (τρανζίστορ και δίοδοι) μοντελοποιούνται ως μία εσωτερική πηγή τάσης σε σειρά με μία αντίσταση.
- 2) Κατά την περίοδο αποκοπής, τα διακοπτικά στοιχεία (τρανζίστορ και δίοδοι) μοντελοποιούνται ως ασυνέχεια του κυκλώματος (ανοικτό κύκλωμα).
- 3) Η μετάβαση από την αποκοπή στην αγωγή των διακοπτικών στοιχείων (τρανζίστορ και δίοδοι), είναι ακαριαία.
- 4) Αντίθετα, η μετάβαση από την αγωγή στην απόκοπή των τρανζίστορ, υπόκειται στο φαινόμενο ρεύματος απορροής, και η αντίστοιχη μετάβαση των δίοδων, υπόκειται στο φαινόμενο αντίστροφου ρεύματος ανάκαμψης.

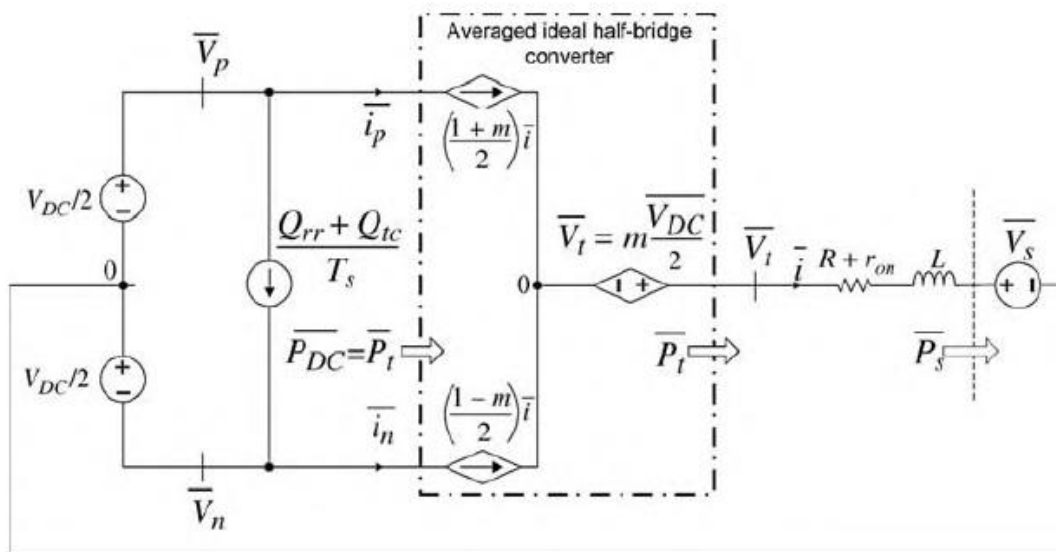
Στο Σχ. 3.5 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μη ιδανικού μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας. Παρατηρούμε ότι, για κάθε τρανζίστορ και δίοδο η πηγή V_d αντιπροσωπεύει την εσωτερική πτώση τάσης του στοιχείου, ενώ αντίστοιχα η αντίσταση r_{on} την εσωτερική αντίσταση του στοιχείου, κατά την περίοδο αγωγής του.



Σχήμα 3.5: Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα πηγής τάσης.

Για την μελέτη του αλγορίθμου ελέγχου του αντιστροφέα, θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο μέσου όρου. Έτσι οι μεταβλητές των εξισώσεων που θα παρουσιαστούν στην συνέχεια αντιστοιχούν σε μέσες τιμές στη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου. Ωστόσο για ευκολία χρήσης των εξισώσεων, το σύμβολο της μέσης τιμής θα παραλείπεται.

Το ισοδύναμο απλοποιημένο κύκλωμα μέσω του μη ιδανικού αντιστροφέα ημιγέφυρας είναι το εξής.



Σχήμα 3.6: Ισοδύναμο απλοποιημένο κύκλωμα μέσω του μη ιδανικού μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Με βάση αυτό το κύκλωμα, η δυναμική συμπεριφορά της AC πλευράς του αντιστροφέα περιγράφεται από την σχέση:

$$L \frac{di(t)}{dt} + (R + r_{on})i(t) = V_t(t) - V_s(t), \quad (3.1)$$

$$\text{όπου } V_t(t) = \frac{V_{DC}}{2} m(t), |m(t)| \leq 1, \quad (3.2)$$

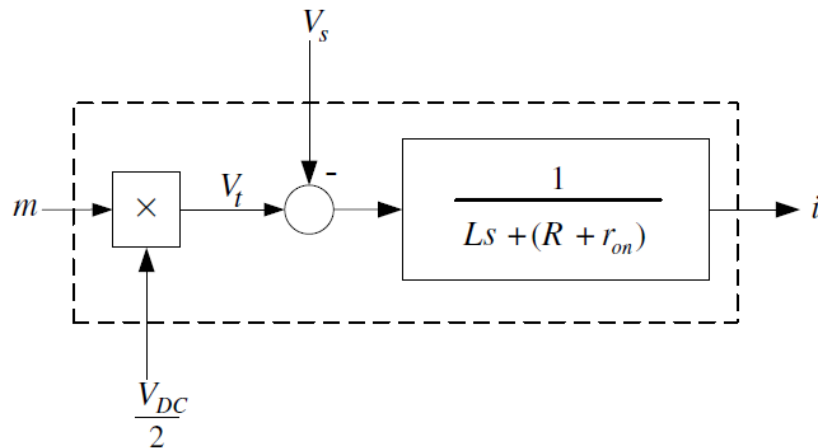
Οι σχέσεις (3.1), (3.2) αναπαριστούν ένα σύστημα όπου:

- το ρεύμα i είναι η μεταβλητή κατάστασης, δηλαδή αυτή περιγράφει την κατάσταση του δυναμικού συστήματος στις διάφορες χρονικές στιγμές,
- η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα V_t είναι η είσοδος ελέγχου. Αυτό σημαίνει ότι ο έλεγχος υλοποιείται μέσω της ρύθμισης της τιμής αυτής της μεταβλητής,
- η τάση του δικτύου V_s είναι η εισερχόμενη στο σύστημα διαταραχή, δηλαδή είναι μια μεταβλητή η οποία επηρεάζει την δυναμική του συστήματος, της οποίας όμως την τιμή δεν μπορούμε να επηρεάσουμε.

Από την σχέση (3.2) λοιπόν, παρατηρούμε ότι η είσοδος ελέγχου, V_t είναι ανάλογη του σήματος διαμόρφωσης πλάτους m , με σταθερά αναλογίας το $V_{DC}/2$, και κατά συνέπεια η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα μπορεί να ελεγχθεί από αυτό (m). Το σήμα διαμόρφωσης πλάτους, προκύπτει από την τεχνική ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα (SPWM), την οποία θα περιγράψουμε στην συνέχεια.

Το Σχ. 3.7 απεικονίζει το διάγραμμα ελέγχου με την χρήση μπλοκς, του συστήματος που περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.1) και (3.2), στις οποίες

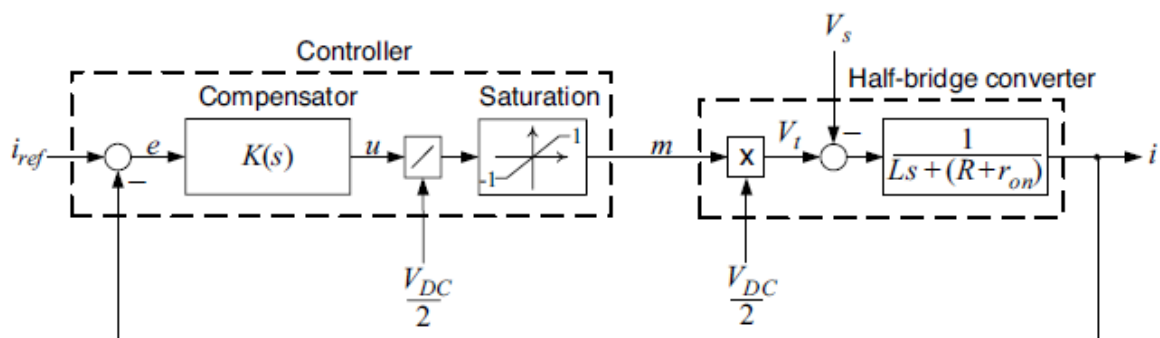
βασίζομαστε για να σχεδιάσουμε το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα. Όπως διαφαίνεται στην εικόνα, ο έλεγχος που έχουμε περιγράψει μέχρι στιγμής αντιστοιχεί σε έναν έλεγχο ανοχτού βρόχου, καθώς λείπει ο κλάδος ανάδρασης που ολοκληρώνει τον κλειστό βρόχο. Στην αμέσως επόμενη ενότητα θα παρουσιάσουμε πως επιτελείται ο έλεγχος κλειστού βρόχου, μέσω του οποίου θα ρυθμίζουμε το ρεύμα εξόδου στην τιμή αναφοράς του.



Σχήμα 3.7: Σχήμα ελέγχου ανοιχτού βρόχου του αντιστροφέα πηγής τάσης.

3.2.2 Έλεγχος κλειστού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας

Όπως αναφέραμε και πιο πάνω, για να κλείσουμε το βρόχου ελέγχου προς επίτευξη του ελέγχου του ρεύματος εξόδου, καθώς αυτό αποτελεί την παράμετρο που μας δείχνει την κατάσταση του συστήματος, πρέπει να προσθέσουμε στο σύστημα ανοιχτού βρόχου (Σχ. 3.7) έναν κλάδο ανάδρασης, ώστε να συγκρίνεται η έξοδος -το ρεύμα- με την τιμή αναφοράς. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μέσω του κλειστού συστήματος που παρουσιάζεται στο Σχ. 3.8.



Σχήμα 3.8: Σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου του αντιστροφέα πηγής τάσης.

Το ρεύμα εξόδου i συγκρίνεται με την τιμή αναφοράς i_{ref} και προκύπτει το σφάλμα $e = i_{ref} - i$ (δηλαδή υπολογίζεται η διαφορά ανάμεσα στην επιθυμητή τιμή του

ρεύματος και στο μετρούμενο ρεύμα). Στη συνέχεια, ο ελεγκτής με συνάρτηση μεταφοράς $K(s)$ επεξεργάζεται το σήμα e και στην έξοδό του παρέχεται το σήμα ελέγχου u . Ύστερα, το u διαιρείται με το $V_{DC}/2$ για την παραγωγή του σήματος διαμόρφωσης πλάτους, m . Τέλος η έξοδος του ελεγκτή περνάει μέσα από έναν περιοριστή, ο οποίος περιορίζει το σήμα m στο εύρος $[-1,1]$, καθώς είναι απαραίτητη προϋπόθεση να ικανοποιείται η ανίσωση $|m| \leq 1$ για την αποφυγή της υπερδιαμόρφωσης από την SPWM γεννήτρια.

Η επιλογή της κατάλληλης συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή $K(s)$ εξαρτάται από τη μορφή του σήματος αναφοράς και την επιθυμητή λειτουργία του. Συγκεκριμένα, στο πείραμα που διεξάγουμε, το σήμα αναφοράς (i_{ref}) θεωρούμε ότι μεταβάλλεται βηματικά και το σήμα διαταραχής V_s το μετασχηματίζουμε κατάλληλα ώστε να πάρει τη μορφή DC σήματος (περισσότερες λεπτομέρειες δίνονται στο κεφαλαίο 4). Για τις συγκεκριμένες προδιαγραφές του συστήματος λοιπόν, είναι επαρκής η χρήση ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI), ο οποίος έχει γενική συνάρτηση μεταφοράς

$$K(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \Leftrightarrow K(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (3.3)$$

Ο ολοκληρωτικός όρος του ελεγκτή εγγυάται ότι το ρεύμα i παρακολουθεί την τιμή του ρεύματος αναφοράς i_{ref} με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, ανεξάρτητη από την επίδραση της διαταραχής V_s .

Με βάση το Σχ. 3.7, η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφή είναι η εξής:

$$l(s) = K(s) * \frac{1}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow l(s) = \frac{\frac{k_p s + k_i}{s}}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow l(s) = \frac{k_p s + k_i}{s[Ls + (R + r_{on})]}$$

Διαιρώντας αριθμητή και παρονομαστή με $\frac{k_p}{Ls}$ προκύπτει:

$$l(s) = \frac{k_p}{Ls} * \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{(R + r_{on})}{L}}$$

Το σύστημα αυτό λοιπόν, έχει έναν ευσταθή πόλο, καθώς αυτός βρίσκεται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο (R, r_{on}, L θετικά μεγέθη), τον $s = -\frac{R+r_{on}}{L}$. Για τυπικές τιμές των παραμέτρων, ο πόλος αυτός βρίσκεται πολύ κοντά στην αρχή των αξόνων και αντιστοιχεί σε μία αργή φυσική απόκριση συχνότητας. Για να βελτιώσουμε την απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου του συστήματος, μπορούμε να εξουδετερώσουμε τον ευσταθή πόλο τοποθετώντας ένα αντίστοιχο μηδενικό στον αριθμητή της συνάρτησης μεταφοράς του PI ελεγκτή. Για να το πετύχουμε αυτό, πρέπει να επιλέξουμε κατάλληλες τιμές για τα κέρδη του ελεγκτή ώστε να ισχύει $\frac{k_i}{k_p} = \frac{(R+r_{on})}{L}$.

Έτσι, με αυτές τις τιμές, η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφέα γίνεται $l(s) = \frac{k_p}{Ls}$.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφέα δίνεται από την εξής σχέση:

$$G(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{Ls}}{1 + \frac{k_p}{Ls}} \Rightarrow G(s) = \frac{k_p}{k_p + Ls} \Rightarrow$$

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{k_p}s}$$

Ο όρος $\frac{L}{k_p}$ αντιστοιχεί στην χρονική απόκριση του ελέγχου. Με άλλα λόγια καθορίζει το πόσο γρήγορα θα πραγματοποιείται ο έλεγχος του συστήματος. Συνεπώς $\frac{L}{k_p} = \tau_i$. Τελικά η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφέα γίνεται

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s}, \quad (3.4)$$

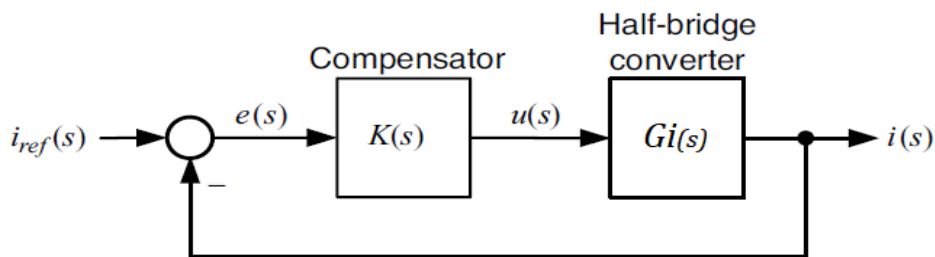
η οποία αντιστοιχεί σε μία συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης με μοναδιαίο κέρδος.

Η τιμή του τ_i πρέπει να επιλέγεται μικρή για να οδηγούμαστε σε γρήγορο και αποτελεσματικό έλεγχο του ρεύματος. Ωστόσο, ο όρος $\frac{1}{\tau_i}$ αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου και για το λόγο αυτό πρέπει να είναι μικρός, τουλάχιστον δέκα φορές μικρότερος από την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, για να μην προστίθενται στο σύστημα οι αρμονικές αλλοιώσεις από την υψηλή αυτή συχνότητα. Συμπερασματικά, για την ικανοποίηση των παραπάνω απαιτήσεων πρέπει να γίνει η επιλογή ενός τ_i μικρού αλλά ταυτόχρονα αρκούντως μεγάλου.

3.3 Συμπεριφορά ελεγκτή σε σύστημα με ημιτονοειδείς μεταβλητές εισόδου

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιάσουμε τους λόγους για τους οποίους είναι απαραίτητο για τον αποτελεσματικό έλεγχο του συστήματός μας, τα σήματα εισόδου να είναι DC.

Ας θεωρήσουμε το παρακάτω κλειστό σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα, το οποίο παρουσιάζεται σε απλοποιημένη διαγραμματική μορφή στο Σχ. 3.9.



Σχήμα 3.9: Απλοποιημένο σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος είναι

$$\frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = G(s) = \frac{l(s)}{1 + l(s)}, \quad \text{Σ. Μ. ανοιχτού βρόχου: } l(s) = K(s)G_i(s)$$

όπου, $K(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή και $G_i(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Επειδή το σύστημά μας είναι γραμμικό και χρονικά αναλοίωτο, η απόκριση συχνότητας του κλειστού συστήματος δίνεται ως:

$$G(s)|_{s=j\omega} = \frac{l(j\omega)}{1 + l(j\omega)}, \quad (3.5)$$

η οποία σε πολικές συντεταγμένες εκφράζεται

$$G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\delta}$$

όπου $|G(j\omega)|$ είναι το πλάτος και $e^{j\delta}$ είναι η φάση της συνάρτησης μεταφοράς.

Σύμφωνα με τον ορισμό της απόκρισης συχνότητας, όταν ένα ημιτονοειδές σήμα, μιας συγκεκριμένης συχνότητας ω_0 , εισέρχεται σε ένα LTI (γραμμικό-χρονικά αμετάβλητο) σύστημα, το σήμα εξόδου του συστήματος έχει την ίδια συχνότητα με το σήμα διέγερσης, το πλάτος του είναι ίσο με το πλάτος του σήματος εισόδου διηρημένο με την ποσότητα $|G(j\omega_0)|$ και η φάση του είναι αυτή του σήματος εισόδου με επιπλέον καθυστέρηση ίση με δ .

Για να ακολουθεί το σήμα εξόδου το σήμα αναφοράς με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, πρέπει το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς $|G(j\omega_0)|$ να ισούται με τη μονάδα και η καθυστέρηση δ να είναι ίση με μηδέν. Βασιζόμενοι στην εξίσωση (3.5), αυτό επιτυγχάνεται όταν το κέρδος ανοιχτού βρόχου $|l(j\omega_0)|$ είναι άπειρο, στην συχνότητα του σήματος αναφοράς.

Στο δίκτυο λοιπόν που προσομοιώνουμε και σύμφωνα με τα όσα προείπαμε, η εισερχόμενη διαταραχή στο σύστημα ελεγκτή-αντιστροφέα (V_s), αντιστοιχεί στην φασική τάση του δικτύου, η οποία ως γνωστόν είναι ημιτονοειδής συνάρτηση του χρόνου σταθερής κυκλικής συχνότητας ω_0 . Το ίδιο ισχύει και για το ρεύμα της γραμμής. Το ω_0 είναι σταθερό αφού και η συχνότητα του δικτύου f είναι σταθερή στα 50Hz ($\omega_0=2\pi f$). Συνεπώς ο ελεγκτής θα πρέπει να είναι ικανός να ακολουθεί το σήμα

αναφοράς, το οποίο στην περίπτωση μας είναι ημιτονοειδούς μορφής και έχει την εξής μορφή

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

Το I είναι το πλάτος του σήματος αναφοράς, το φ είναι η αρχική του φάση και $\text{unit}(t)$ είναι η μοναδιαία βηματική συνάρτηση.

Στη συνέχεια, εάν υποθέσουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφή δίνεται από τη σχέση (3.4), η έξοδος του συστήματος στην μόνιμη κατάσταση θα έχει τη μορφή

$$i(t) = \frac{I}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}} \cos(\omega_0 t + \varphi + \delta), \quad (3.6)$$

Όπου δ είναι η μετατόπιση φάσης και δίνεται ως $\delta = -\tan^{-1}(\tau_i \omega_0)$ (3.7).

Σύμφωνα με τις εξισώσεις (3.6), (3.7) εάν χρησιμοποιήσουμε έναν PI ελεγκτή τότε το ρεύμα εξόδου i ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς με σφάλματα τόσο στο πλάτος όσο και στην φασική γωνία. Όπως παρατηρούμε, το ρεύμα εξόδου είναι αντιστρόφως ανάλογο με τον όρο $\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}$ και άρα το πλάτος του είναι μικρότερο από αυτό του ρεύματος αναφοράς. Επιπλέον, το i έπεται του i_{ref} κατά την γωνία δ . Και τα δύο σφάλματα εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την τιμή του γινομένου $(\tau_i \omega_0)^2$ και κατ'επέκταση από το τ_i , δηλαδή την χρονική απόκριση του ελεγκτή.

Η δυνατότητα του συστήματος κλειστού βρόχου να ακολουθεί, με μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς εξαρτάται από το εύρος ζώνης του συστήματος. Όπως είδαμε και πιο πάνω, το εύρος ζώνης υπολογίζεται ως ο λόγος $\frac{1}{\tau_i}$. Συνεπώς, ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς μπορεί να ακολουθηθεί με αμελητέα σφάλματα στο πλάτος και στη φασική γωνία, μόνο όταν η τιμή του τ_i είναι επαρκώς μικρή. Ωστόσο, η επιλογή μίας πολύ μικρής σταθεράς χρόνου τ_i μπορεί να μην είναι εφικτή εξαιτίας πρακτικών περιορισμών του συστήματος ή και απαιτήσεων. Για παράδειγμα, ενώ ένας ελεγκτής ρεύματος κλειστού βρόχου με χρονική απόκριση $\tau_i = 2\text{ms}$ θεωρείται αρκετά γρήγορος για τα περισσότερα συστήματα με μετατροπείς μεγάλης ισχύος, σε ένα σύστημα των 50Hz, το ρεύμα εξόδου του έχει σφάλμα πλάτους 15,33% σε σχέση με το επιθυμητό ρεύμα και έπεται αυτού κατά γωνία 32,14°.

Για να επιτύχουμε μικρότερα σφάλματα κατά τον έλεγχο ημιτονοειδών σημάτων, θα έπρεπε να επιλέξουμε έναν ελεγκτή με μία πολύ πιο περίπλοκη συνάρτηση μεταφοράς, μεγαλύτερης τάξης, κάτι που θα ήταν ανεπιθύμητο. Επίσης θα έπρεπε να σχεδιάσουμε έναν βρόχο ελέγχου με πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Όπως προείπαμε όμως, πρέπει να κρατήσουμε το εύρος ζώνης του βρόχου αρκετά μικρό για να μην επηρεάζεται το δίκτυο και η ποιότητα των χαρακτηριστικών μεγεθών του, από την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Επιπλέον, σε τριφασικά συστήματα με μετατροπείς πηγής τάσης συχνά απαιτείται να παρακολουθείται το σήμα αναφοράς, με πολύ μικρά σφάλματα μόνιμης κατάστασης, το οποίο παράλληλα υπόκειται σε διάφορες ταχείες μεταβολές. Ένας ελεγκτής με απλοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς είναι απαραίτητος για αυτόν τον σκοπό.

Συνοψίζοντας, για τον αποτελεσματικό έλεγχο του ανιστροφέα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε έναν απλοποιημένο ελεγκτή, με μικρό εύρος ζώνης, ο οποίος θα είναι ικανός να ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια το συχνά μεταβαλλόμενο σήμα αναφοράς. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητο να μετατρέψουμε τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς σε DC, με σκοπό να χρησιμοποιήσουμε έναν PI ελεγκτή ο οποίος παρουσιάζει την απαραίτητη ικανοποιητική συμπεριφορά, όταν δίνεται σε αυτόν ως διέγερση ένα συνεχές σήμα. Στην επόμενη ενότητα εξηγείται η μέθοδος που θα χρησιμοποιήσουμε για τον μετασχηματισμό των ημιτονοειδών σημάτων σε DC.

3.4 Μετασχηματισμός ημιτονοειδών σημάτων σε DC

3.4.1 Αναπαράσταση συμμετρικών τριφασικών σημάτων με φασιθέτες χώρου

Ας θεωρήσουμε το ακόλουθο σύστημα συμμετρικών τριφασικών σημάτων:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0), \\ f_b(t) &= \hat{f} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right), \\ f_c(t) &= \hat{f} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3.8)$$

όπου \hat{f} είναι το πλάτος, ω η κυκλική συχνότητα και θ_0 η αρχική φάση του ημιτονοειδούς σήματος.

Εφόσον αναφερόμαστε σε συμμετρικά τριφασικά σήματα, και οι τρεις φάσεις θα έχουν ίδιο πλάτος και κυκλική συχνότητα, και κάθε μία φάση θα έχει διαφορά φάσης από την επόμενη 120° .

Η αναπαράσταση των τριών αυτών σημάτων με φασιθέτη χώρου είναι η εξής:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right], \quad (3.9)$$

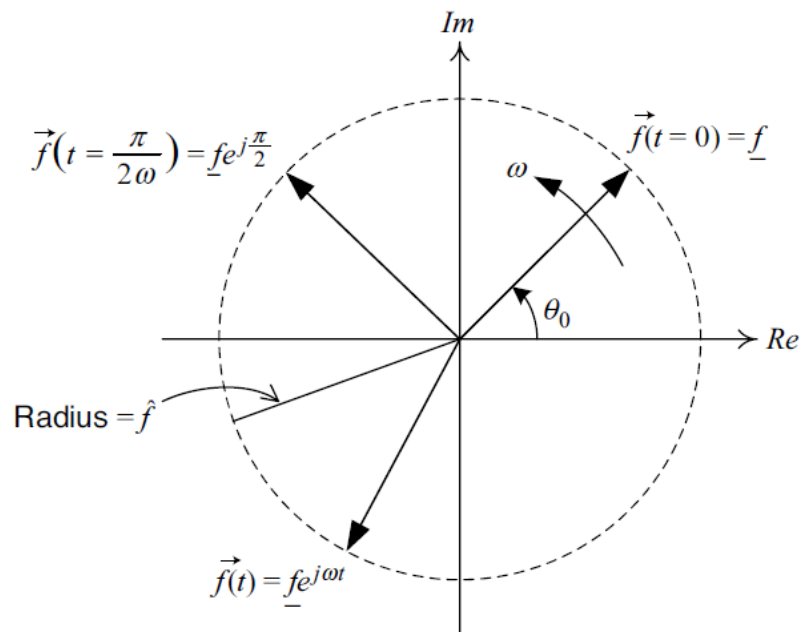
Αντικαθιστώντας τα $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ στην σχέση (3.9) με τις εξισώσεις τους (3.8), και κάνοντας χρήση των ταυτοτήτων $\cos\theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ και $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} \equiv 0$, καταλήγουμε στη σχέση:

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} e^{j\theta_0}) e^{j\omega t} = \tilde{f} e^{j\omega t}, \quad \text{όπου } \tilde{f} = (\hat{f} e^{j\theta_0}), \quad (3.10.1)$$

Το πλάτος \tilde{f} αποτελεί μιγαδικό αριθμό και μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα διάνυσμα στο μιγαδικό επίπεδο. Όταν το \tilde{f} είναι σταθερός μιγαδικός αριθμός, ανιστοιχεί ουσιαστικά στον κλασσικό φασιθέτη που χρησιμοποιείται για την ανάλυση γραμμικών κυκλωμάτων στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας τους. Σε αυτήν την περίπτωση, το πέρασ του διανύσματος κινείται στην περιφέρεια κύκλου με κέντρο την αρχή των αξόνων του μιγαδικού επιπέδου.

Με βάση την εξίσωση (3.10.1), ο φασιθέτης χώρου $\vec{f}(t)$ αναπαριστά τον φασιθέτη \tilde{f} ο οποίος παράλληλα περιστρέφεται αντιωρολογιακά, με κυκλική συχνότητα ω . Σημειώνεται ότι, η αναπαράσταση αυτή του $\vec{f}(t)$ διατηρεί την μορφή της και στην περίπτωση που το \hat{f} δεν είναι σταθερό, αλλά μεταβάλλεται. Όταν, λοιπόν το \hat{f} είναι συνάρτηση του χρόνου, το ίδιο θα ισχύει και για τον φασιθέτη \tilde{f} .

Στη συνέχεια παρατίθεται σχετικό διάγραμμα με τις αναπαραστάσεις των διάφορων φασιθετών.



Σχήμα 3.10: Αναπαράσταση φασιθετών στο μιγαδικό επίπεδο.

Ο ορισμός των φασιθετών χώρου μπορεί να επεκταθεί ώστε να αναπαριστά ένα τριφασικό σύστημα συμμετρικών σημάτων, με μεταβαλλόμενη όμως συχνότητα. Ας θεωρήσουμε λοιπόν το τριφασικό συμμετρικό σύστημα, στο οποίο η συχνότητα μπορεί να μεταβάλλεται:

$$f_a(t) = \hat{f}(t) \cos[\theta(t)] ,$$

$$f_b(t) = \hat{f}(t) \cos\left[\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right] ,$$

$$f_c(t) = \hat{f}(t) \cos\left[\theta(t) - \frac{4\pi}{3}\right] ,$$

$$\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$$

Με βάση λοιπόν τις παραπάνω εξισώσεις, καταλήγουμε στην πιο γενική μορφή του χωρικού φασιθέτη η οποία περικλύει πληροφορία για το πλάτος, την φασική γωνία και τη συχνότητα του αρχικού συμμετρικού τριφασικού συστήματος. Η έκφρασή του, κάνοντας χρήση της (3.9) είναι η εξής:

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

Αντίστροφα, οι εξισώσεις των τριφασικών σημάτων μπορούν να προκύψουν από τον φασιθέτη μέσω των εξισώσεων:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Re}\{\vec{f}(t)e^{-j0}\}, \\ f_b(t) &= \text{Re}\{\vec{f}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}\}, \\ f_c(t) &= \text{Re}\{\vec{f}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}\}, \end{aligned} \quad (3.10.2)$$

3.4.2 Μετασχηματισμός Clarke και αβ-επίπεδο

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί και να περιγραφεί πλήρως από τους χωρικούς φασιθέτες, οι οποίοι εκφράζονται σε πολικές συντεταγμένες. Ωστόσο για την εφαρμογή ελέγχου σε ένα τριφασικό σύστημα, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιούνται εξισώσεις και απεικονίσεις στο Καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων όπου, κανείς καλείται να διαχειριστεί πραγματικές συναρτήσεις του χρόνου. Για τον λόγο αυτό, σε αυτήν την ενότητα θα περάσουμε από το μιγαδικό επίπεδο και του φασιθέτες χώρου στο αβ πεδίο το οποίο είναι ένα δισδιάστατο πεδίο, μέσω της χρήσης του μετασχηματισμού Clarke.

Ο φασιθέτης $\vec{f}(t)$ μπορεί να αναλυθεί σε πραγματική και φανταστική συνιστώσα:

$$\vec{f}(t) = f_a(t) + jf_\beta(t), \quad (3.11)$$

όπου, το f_a αναφέρεται ως συνιστώσα του άξονα α του φασιθέτη $\vec{f}(t)$, και αντίστοιχα το f_β αναφέρεται ως συνιστώσα του άξονα β .

Αν αντικαταστήσουμε την σχέση (3.11) στην σχέση (3.9) της προηγούμενης ενότητας και εξισώσουμε πραγματικά και φανταστικά μέρη, προκύπτει ο μετασχηματισμός από το abc στο αβ πεδίο:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\text{όπου } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Αντίστοιχα, με βάση τις εξισώσεις (3.10.2), (3.11) μπορούμε να εκφράσουμε τα σήματα $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ συναρτήσει των συνιστωσών $f_a(t)$, $f_\beta(t)$, και να προκύψει ο αντίστροφος μετασχηματισμός, δηλαδή από το αβ στο abc πεδίο, ως εξής:

$$f_a(t) = \text{Re}\{[f_a(t) + jf_\beta(t)]e^{-j0}\} = f_a(t)$$

$$f_b(t) = \text{Re} \left\{ [f_a(t) + jf_\beta(t)] e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_a(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t)$$

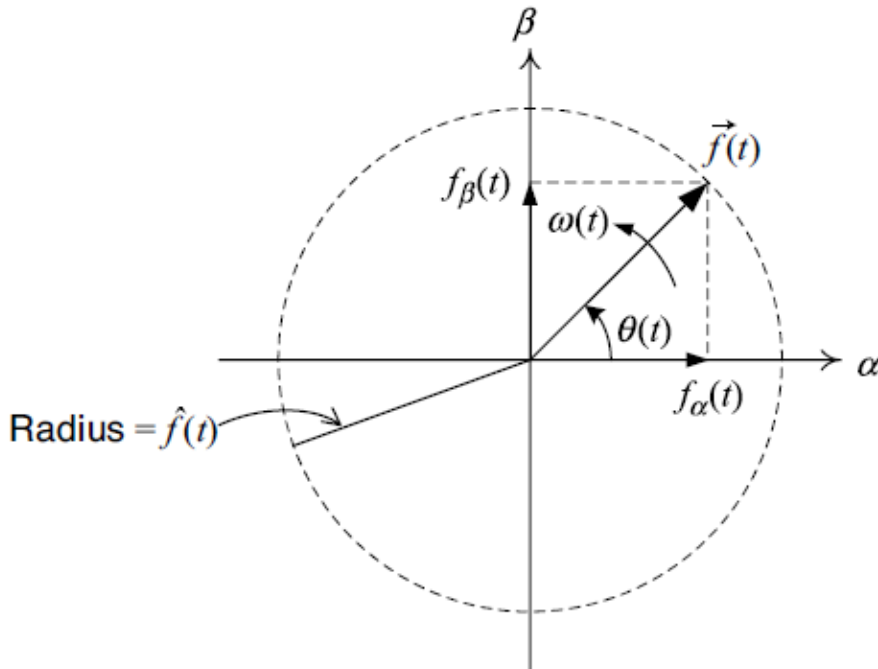
$$f_c(t) = \text{Re} \left\{ [f_a(t) + jf_\beta(t)] e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_a(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t), \quad (3.13)$$

Οι οποίες σε μορφή πινάκων γράφονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}^T \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\text{όπου } \mathbf{C}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Παρατηρώντας κανείς το Σχ. 3.11 μπορεί να συμπεράνει ότι οι συνιστώσες $f_a(t)$ και $f_\beta(t)$ είναι οι προβολές του διανύσματος $\vec{f}(t)$ στον πραγματικό και φανταστικό άξονα αντίστοιχα. Έτσι μπορούμε να μετονομάσουμε τους άξονες από πραγματικό και φανταστικό σε α και β . Η ανάλυση του φασιθέτη χώρου στις συνιστώσες του στο $\alpha\beta$ -πεδίο φαίνεται στο Σχ. 3.11.



Σχήμα 3.11: Απεικόνιση του φασιθέτη $\vec{f}(t)$ στο $\alpha\beta$ -επίπεδο.

Από το Σχ. 3.11, γίνεται εύκολα κατανοητό ότι ισχύουν οι εξής εξισώσεις

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

$$\cos[\theta(t)] = \frac{f_a(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_a(t)}{\sqrt{f_a^2(t) + f_\beta^2(t)}} \Rightarrow f_a(t) = \hat{f}(t) \cos[\theta(t)]$$

$$\sin[\theta(t)] = \frac{f_\beta(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_\beta(t)}{\sqrt{f_a^2(t) + f_\beta^2(t)}} \Rightarrow f_\beta(t) = \hat{f}(t) \sin[\theta(t)]$$

Από τις παραπάνω σχέσεις συμπεραίνουμε ότι τα $f_a(t)$ και $f_\beta(t)$ είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου με πλάτος $\hat{f}(t)$ και κυκλική συχνότητα $\omega = \frac{d\theta}{dt}$.

Τέλος, εάν εκφράσουμε τα τριφασικά ρεύματα και τις τάσεις στο αβ- επίπεδο θα ισχύει $\vec{v}(t) = v_a(t) + jv_\beta(t)$ και $\vec{i}(t) = i_a(t) + ji_\beta(t)$.

Εφόσον λοιπόν η στιγμιαία φαινόμενη ισχύς δίνεται από την σχέση $s(t) = \vec{v}(t) \vec{i}^*(t)$, οι σχέσεις για την στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ διαμορφώνονται ως εξής:

$$p(t) = \frac{3}{2} [v_a(t)i_a(t) + v_\beta(t)i_\beta(t)],$$

$$q(t) = \frac{3}{2} [-v_a(t)i_\beta(t) + v_\beta(t)i_a(t)],$$

3.4.3 Μετασχηματισμός Park και dq-επίπεδο

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, ενώ περάσαμε από τις πολικές συντεταγμένες και τους φασιθέτες στο καρτεσιανό επίπεδο, οι συνιστώσες των τριφασικών σημάτων στο αβ επίπεδο είναι και πάλι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου. Όμως, έχουμε ήδη εξηγήσει σε προηγούμενη ενότητα ότι δεν είναι εφικτό να πετύχουμε αποδοτικό έλεγχο του συστήματος, όταν τα σήματα εισόδου είναι ημιτονοειδή. Για τον λόγο αυτό, θα κάνουμε χρήση του μετασχηματισμού Park, και μέσω αυτού θα περάσουμε στο πεδίο dq, το οποίο παρουσιάζει τα πλεονεκτήματα του αβ επιπέδου μαζί με τα ακόλουθα:

- Όταν ο έλεγχος εφαρμόζεται στο πεδίο dq, το πρόβλημα της παρακολούθησης ημιτονοειδών σημάτων αναφοράς μετασχηματίζεται σε πρόβλημα παρακολούθησης DC σημάτων. Κατά συνέπεια, η χρήση ενός PI ελεγκτή είναι εφικτή.
- Είναι αρκετά σύνηθες, διάφορα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας μεγάλης ισχύος να αναλύονται στο dq-επίπεδο. Συνεπώς η αναπαράσταση των μετατροπέων και των συστημάτων ελέγχου τους στο dq πεδίο, μας δίνει την δυνατότητα να εφαρμόσουμε ήδη ευρέως χρησιμοποιούμενες μεθοδολογίες που αφορούν ηλεκτρικά συστήματα. Τέλος, όλη η ανάλυση γίνεται στο ενιαίο πλαίσιο, ενός και μόνο πεδίου.

Έστω ο φασιθέτης χώρου, ο οποίος είναι εκφρασμένος στις συνιστώσες α,β:

$$\vec{f}(t) = f_a(t) + jf_\beta(t), \quad (3.15)$$

Ο μετασχηματισμός από το αβ-πεδίο στο dq ορίζεται ως εξής:

$$f_d + jf_q = [f_a(t) + jf_\beta(t)]e^{-j\varepsilon(t)}, \quad (3.16)$$

ο οποίος ισοδυναμεί με την μετατόπιση φάσης του $\vec{f}(t)$ κατά τη γωνία $-\varepsilon(t)$. Όπως είδαμε και πιο πάνω, στην γενική περίπτωση όπου μπορεί να μεταβάλλεται και η συχνότητα του συστήματος, η γενική μορφή του $\vec{f}(t)$ είναι η εξής:

$$\vec{f}(t) = f_a(t) + jf_\beta(t) = \hat{f}(t)e^{j[\theta_0 + \int \omega(\tau)d\tau]}$$

Εάν επιλεγεί $\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau)d\tau$, τότε με βάση τις (3.15) και (3.16) η αναπαράσταση στο dq πεδίο του $\vec{f}(t)$ γίνεται:

$$f_d + jf_q = \hat{f}(t)e^{j(\theta_0 - \varepsilon_0)},$$

το οποίο είναι σταθερός μιγαδικός αριθμός, και κατ'επέκταση οι συνιστώσες των αντίστοιχων τριφασικών σημάτων είναι DC. Υπογραμμίζεται ότι αυτό ισχύει με την προϋπόθεση ότι ενώ τα $\theta(t)$ και $\varepsilon(t)$ δεν πρέπει να είναι απαραίτητα ίσα, τα $\frac{d\theta(t)}{dt}$ και $\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ πρέπει να είναι.

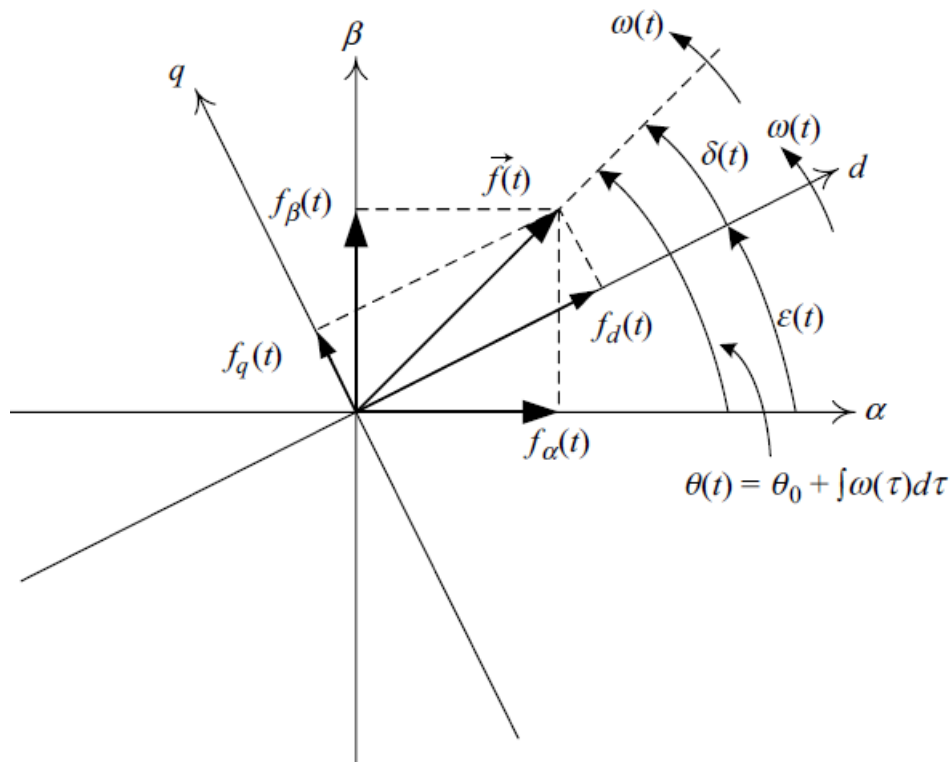
Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, για να περάσουμε από το dq πεδίο στο αβ, βρίσκεται από την σχέση (3.16) εάν την πολλαπλασιάσουμε με τον όρο $e^{j\varepsilon(t)}$, οπότε και προκύπτει:

$$\vec{f}(t) = f_a(t) + jf_\beta(t) = (f_d + jf_q)e^{j\varepsilon(t)}, \quad (3.17)$$

Για να μπορέσουμε να κατανοήσουμε καλύτερα το dq πεδίο ας ξαναγράψουμε τη σχέση (3.17) ως εξής:

$$\vec{f}(t) = f_d(1 + 0j)e^{j\varepsilon(t)} + f_q(0 + 1j)e^{j\varepsilon(t)}, \quad (3.18)$$

Βασιζόμενη στη σχέση (3.18), παρατηρούμε ότι οι συνιστώσες του διανύσματος $\vec{f}(t)$, f_d και f_q , αναπαρίστανται σε ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων του οποίου οι άξονες και τα μοναδιαία διανύσματα $(1 + 0j)e^{j\varepsilon(t)}$, $(0 + 1j)e^{j\varepsilon(t)}$ συμπίπτουν. Επιπλέον, τα $(1 + 0j)$ και $(0 + 1j)$ είναι τα μοναδιαία διανύσματα που βρίσκονται πάνω στους α , β άξονες του αβ-επίπεδου, αντίστοιχα. Επομένως, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι οι συνιστώσες του διανύσματος $\vec{f}(t)$ βρίσκονται σε ένα σύστημα συντεταγμένων, το οποίο περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα $\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ σε σχέση με το αβ-επίπεδο. Για αυτό το λόγο, στη βιβλιογραφία το dq αναφέρεται και ως περιστρεφόμενο επίπεδο αναφοράς. Τέλος, συνήθως η ταχύτητα περιστροφής του dq πεδίο επιλέγεται ίση με αυτή του διανύσματος $\vec{f}(t)$. Όλα τα παραπάνω φαίνονται αναλυτικά στο Σχ. 3.12.



Σχήμα 3.12: Αναπαράσταση σε κοινό διάγραμμα των $\alpha\beta$ και dq επιπέδων.

- $\varepsilon(t)$: η γωνία μεταξύ του επιπέδου $\alpha\beta$ και dq
- $\delta(t)$: η γωνία του διανύσματος $\vec{f}(t)$ από τον άξονα d
- $\theta(t) = \delta(t) + \varepsilon(t)$: η γωνία του διανύσματος $\vec{f}(t)$ από τον άξονα α
- $\omega(t) = d\theta(t)/dt = d\varepsilon(t)/dt$: η ταχύτητα περιστροφής του διανύσματος $\vec{f}(t)$ και του πεδίου dq

Κάνοντας χρήση την ταυτότητα του Euler $e^{j\varphi} = \cos(\varphi) + j\sin(\varphi)$, ο μετασχηματισμός από το $\alpha\beta$ πεδίο στο dq , μπορεί να γραφεί σε μορφή πινάκων ως:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

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

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, από το dq στο $\alpha\beta$ επίπεδο, σε μορφή πινάκων είναι ο εξής:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

$$\text{όπου } \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] = \mathbf{R}[-\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & -\sin\varepsilon(t) \\ \sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix}$$

Εάν αντικαταστήσουμε τη σχέση (3.12) στην σχέση (3.19), προκύπτει απευθείας ο μετασχηματισμός από το $\alpha\beta$ στο dq επίπεδο:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \Rightarrow$$

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

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

Αντίστοιχα, ο μετασχηματισμός από το dq επίπεδο απευθείας στο abc προκύπτει αν αντικαταστήσουμε την σχέση (3.20) στην σχέση (3.14) και είναι ο εξής:

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

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

Τέλος, παρατηρώντας το Σχ. 3.12 καταλήγουμε στις παρακάτω σχέσεις:

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

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

$$\sin[\theta(t)] = \frac{f_q(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}} \Rightarrow f_q(t) = \hat{f}(t) \sin[\delta(t)]$$

$$\text{όπου } \delta(t) = \theta(t) - \varepsilon(t)$$

Οι συνιστώσες $f_d(t)$, $f_q(t)$ απλοποιούνται σε DC μεγέθη, όταν κρατάμε την γωνία $\delta(t)$ σταθερή. Το $\delta(t)$ είναι η γωνία του διανύσματος $\vec{f}(t)$ με τον άξονα d, και άρα όταν εξαναγκάζουμε το πεδίο dq να περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με αυτήν που περιστρέφεται το διάνυσμα $\vec{f}(t)$, τότε η γωνία αυτή κρατείται σταθερή. Εάν επιπλέον, ρυθμίσουμε την αρχική γωνία δ_0 να ισούται με το μηδέν, δηλαδή $\theta(t)=\varepsilon(t)$, τότε για τις συνιστώσες θα ισχύει, $f_d(t) = \hat{f}(t)$ και $f_q(t) = 0$.

Τέλος, εάν εκφράσουμε τα τριφασικά ρεύματα και τις τάσεις στο dq- επίπεδο θα ισχύει $\vec{V}(t) = [V_d(t) + jV_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}$ και $\vec{i}(t) = [i_d(t) + ji_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}$.

Εφόσον λοιπόν η στιγμιαία φαινόμενη ισχύς δίνεται από την σχέση $s(t) = \vec{v}(t) \vec{i}^*(t)$, οι σχέσεις για την στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ διαμορφώνονται ως εξής:

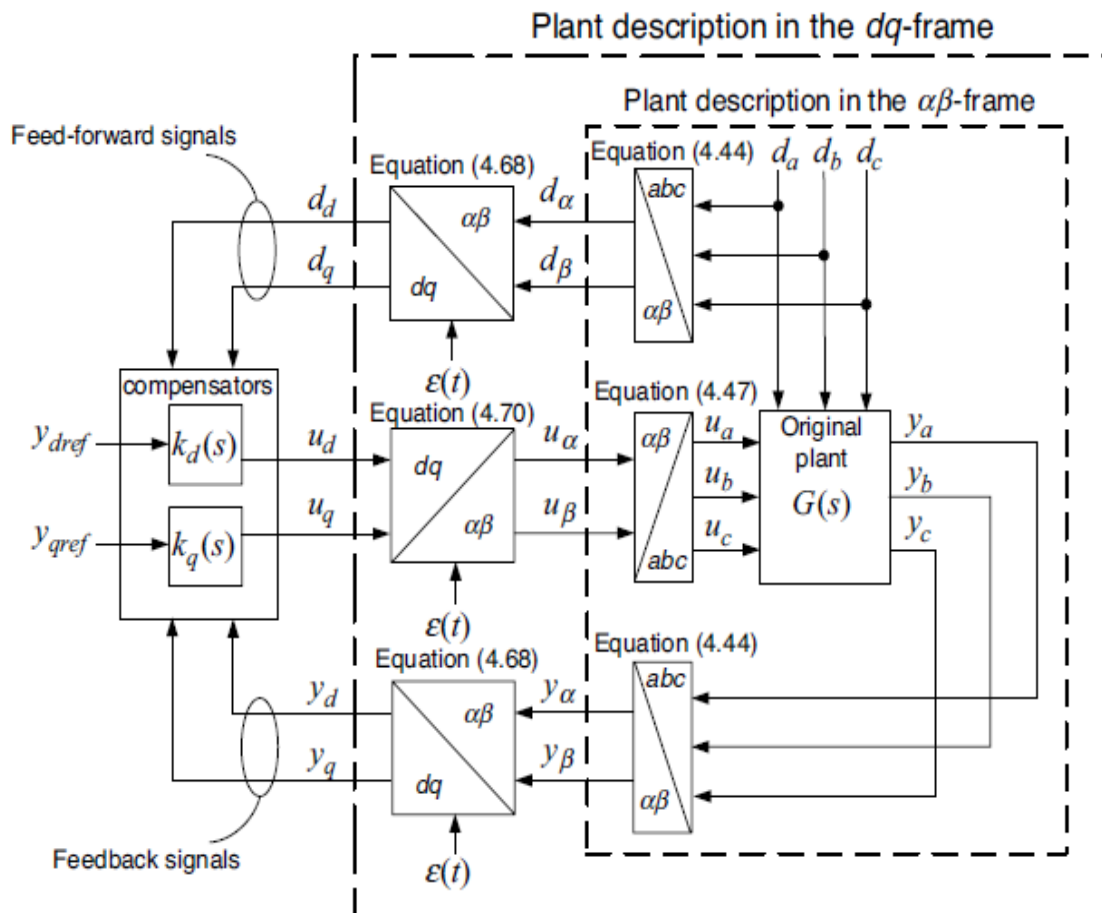
$$P(t) = \frac{3}{2} [V_d(t)i_d(t) + V_q(t)i_q(t)],$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-V_d(t)i_q(t) + V_q(t)i_d(t)], \quad (3.21)$$

Στην περίπτωση λοιπόν, που με τον τρόπο που εξηγήσαμε πιο πάνω, ρυθμίσουμε τις συνιστώσες dq του διανύσματος της τάσης ώστε $v_d(t) = \hat{v}(t)$ και $v_q(t) = 0$, τότε παρατηρούμε από τις εξισώσεις (3.21) ότι η ενεργός ισχύς γίνεται ευθέως ανάλογη του $i_d(t)$ και η άεργος ισχύς του $i_q(t)$. Οι σχέσεις σε αυτήν τους την μορφή, όπως θα παρουσιαστεί αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο, χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο τριφασικών συστημάτων με μετατροπείς.

3.5 Γενική μορφή του ελέγχου στο dq-πεδίο

Στο Σχ. 3.13, παρουσιάζεται το γενικό διάγραμμα ελέγχου των τριφασικών συστημάτων, που ενσωματώνουν μετατροπείς πηγής τάσης, στο dq πεδίο.



Σχήμα 3.13: Γενικό διάγραμμα ελέγχου τριφασικών συστημάτων με μετατροπείς πηγής τάσης.

Το διάγραμμα σχεδιαστεί με μπλοκς, για την απλούστευσή του και την πιο εύκολη κατανόηση της γενικής δομής του ελέγχου. Όπως παρατηρούμε, τα βασικά βήματα που πρέπει να ακολουθήσουμε είναι:

- 1) ο μετασχηματισμός των τριφασικών ημιτονοειδών σημάτων εισόδου (d_a, d_b, d_c) του συστήματος στο αβ-πεδίο (d_α, d_β) - σήματα διαταραχής - και στη συνέχεια στο πεδίο dq (d_d, d_q).
- 2) ο έλεγχος των σημάτων στο dq-πεδίο, όπου τα διαφορά σήματα είναι DC
- 3) η παραγωγή και αντίστροφη μετατροπή των σημάτων ελέγχου από το πεδίο dq (u_d, u_q) στο αβ (u_α, u_β) και στη συνέχεια στο abc (u_a, u_b, u_c)
- 4) η απόκριση του ελεγχόμενου συστήματος στο πεδίο abc (y_a, y_b, y_c)
- 5) και τέλος η ανάδραση της απόκρισης του συστήματος στους ελεγκτές, αφού πρώτα κάνουμε τις μετατροπές των σημάτων από το πεδίο abc στο αβ-πεδίο (y_α, y_β) και στη συνέχεια στο dq (y_d, y_q)

Στο κεφάλαιο 4 λοιπόν, παρουσιάζεται ο αλγόριθμος ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα που θα χρησιμοποιήσουμε στο πείραμά μας, ο οποίος έχει αναπτυχθεί στο dq πεδίο και κάνει χρήση της θεωρίας που αναπτύξαμε στο παρόν κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Έλεγχος ισχύος τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης

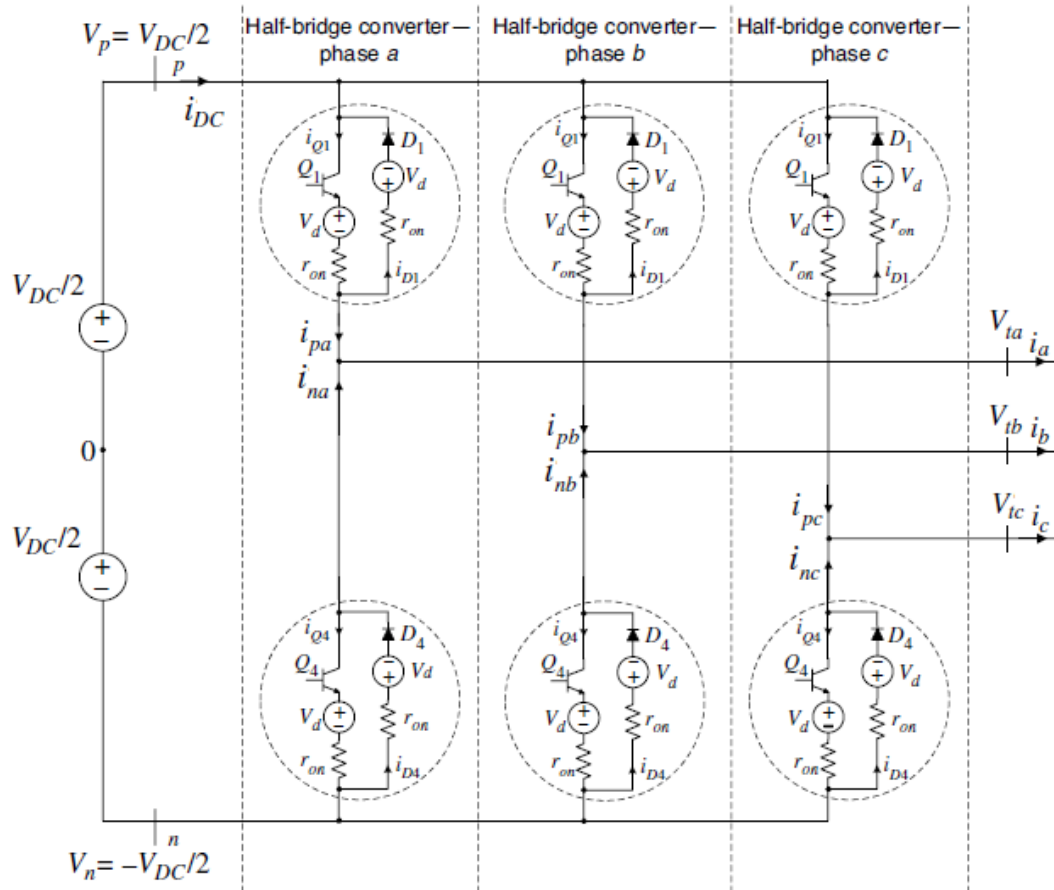
4.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθεί ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος για τον έλεγχο της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Επιπλέον, θα παρουσιαστούν οι στρατηγικές ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας, με βάση τις οποίες καθορίζονται οι τιμές αναφοράς της ισχύος, που πρέπει να υλοποιήσει ο έλεγχος ρεύματος. [14]

4.2 Κυκλωματική δομή τριφασικού αντιστροφέα

Το κυκλωματικό διάγραμμα του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, συντίθεται από τον παραλληλισμό των αντίστοιχων κυκλωμάτων τριών πανομοιότυπων μονοφασικών αντιστροφέων ημιγέφυρας. Το σχηματικό του διάγραμμα παρουσιάζεται στο Σχ. 4.1.

Ο τριφασικός αντιστροφέας καλείται δύο επιπέδων καθώς όπως φαίνεται και στο κύκλωμα, στην AC πλευρά κάθε ημιγέφυρας, η τάση εναλλάσσεται μεταξύ των τιμών $-V_{DC}$ και V_{DC} . Επιπρόσθετα, οι ακροδέκτες στην AC πλευρά κάθε ημιγέφυρας συνδέονται με μία φάση του τριφασικού δικτύου. Οι DC πλευρές, αντίστοιχα, κάθε ημιγέφυρας συνδέονται παράλληλα με μία κοινή DC πηγή τάσης. Τέλος, ο τριφασικός αντιστροφέα προσφέρει αμφίδρομη ροή ισχύος μεταξύ της DC πηγής και του AC συστήματος.



Σχήμα 4.1: Σχηματικό διάγραμμα τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.

4.2.1 Μοντέλο και γενική δομή ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης στο dq-επίπεδο

Σε αυτήν την ενότητα θα παραθέσουμε τις δυναμικές εξισώσεις του τριφασικού αντιστροφέα στο dq πεδίο. Η μεταφορά από το abc πεδίο στο dq γίνεται με βάση την θεωρία που αναπτύχθηκε στο προηγούμε κεφάλαιο.

Με βάση τη σχέση (3.2) που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3, και η οποία μας δίνει την τάση στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, παίρνουμε την τάση στην AC πλευρά της κάθε φάσης του τριφασικού αντιστροφέα.

$$V_{ta}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_a(t),$$

$$V_{tb}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_b(t),$$

$$V_{tc}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_c(t), \quad (4.1)$$

όπου, το σήμα διαμόρφωσης πλάτους $m_{abc}(t)$ αποτελεί ένα συμμετρικό τριφασικό σήμα το οποίο μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\begin{aligned}
m_a(t) &= \hat{m}(t)\cos\varepsilon(t), \\
m_b(t) &= \hat{m}(t)\cos\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right], \\
m_c(t) &= \hat{m}(t)\cos\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right], \quad (4.2)
\end{aligned}$$

όπου, το $\varepsilon(t)$ εμπεριέχει την συχνότητα και την αρχική φάση.

Οι εξισώσεις (4.2) μπορούν να γραφούν και σε μορφή φασιθέτη χώρου ως εξής:

$$\vec{V}_t(t) = \frac{V_{DC}}{2}\vec{m}(t), \quad (4.3)$$

Όπως ήδη έχουμε δει, χρησιμοποιώντας αντίστροφο μετασχηματισμό Park προκύπτει:

$$\vec{V}_t(t) = [V_{td}(t) + jV_{tq}(t)]e^{j\varepsilon(t)} \text{ και } \vec{m}(t) = [m_d(t) + jm_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}, \quad (4.4)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (4.4) στην σχέση (4.3) παίρνουμε:

$$[V_{td}(t) + jV_{tq}(t)]e^{j\varepsilon(t)} = \frac{V_{DC}}{2}[m_d(t) + jm_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}, \quad (4.5)$$

Στη συνέχεια εξισώνουμε πραγματικά και φανταστικά μέρη, οπότε

$$\begin{aligned}
V_{td}(t) &= \frac{V_{DC}}{2}m_d(t), \\
V_{tq}(t) &= \frac{V_{DC}}{2}m_q(t), \quad (4.6)
\end{aligned}$$

Από τις εξισώσεις (4.6) βλέπουμε ότι οι $V_{td}(t)$, $V_{tq}(t)$ συνιστώσες της τάσης στην AC πλευρά του τριφασικού αντιστροφέα είναι ευθέως ανάλογες με τις συνιστώσες $m_d(t)$, $m_q(t)$, αντίστοιχα, του σήματος διαμόρφωσης, με σταθερά αναλογίας $\frac{V_{DC}}{2}$. Συνεπώς, το τριφασικό σύστημα ελεγκτή-αντιστροφέα στο dq πεδίο, περιγράφεται από δύο γραμμικά υποσυστήματα.

Ως γνωστόν, οι ισχείς στην DC και AC πλευρά των αντιστροφέων είναι περίπου ίσες (αν αμελήσουμε τις εσωτερικές απώλειες ισχύος εξαιτίας των διακοπτικών στοιχείων), οπότε ισχύει:

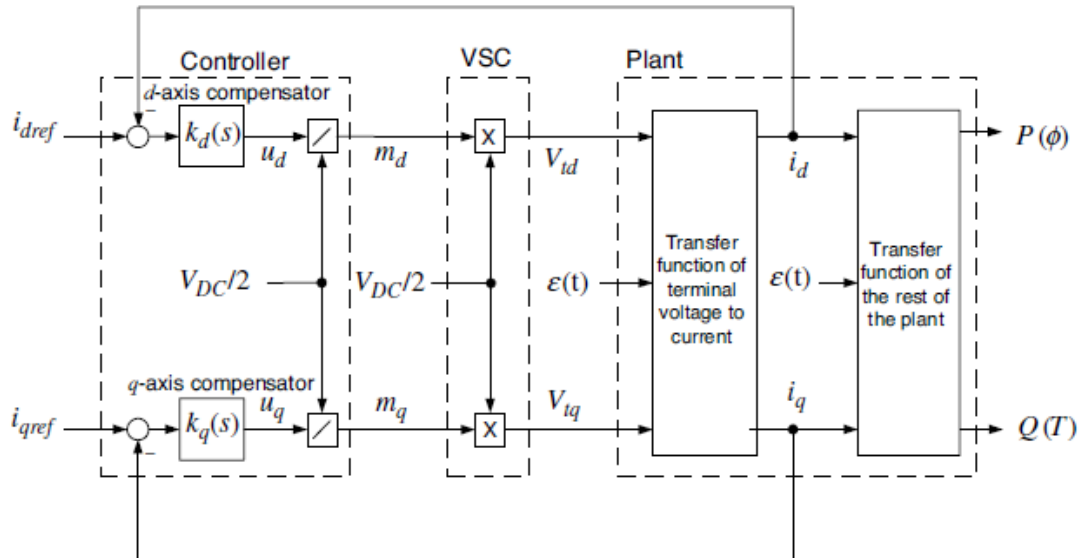
$$\begin{aligned}
P_{DC}(t) &= P_t(t) \Rightarrow \\
V_{DC}(t)i_{DC}(t) &= V_{ta}(t)i_{ta}(t) + V_{tb}(t)i_{tb}(t) + V_{tc}(t)i_{tc}(t), \quad (4.7)
\end{aligned}$$

Εάν την ισχύ την εκφράσουμε στο dq επίπεδο, τότε η (4.6) γίνεται:

$$V_{DC}(t)i_{DC}(t) = \frac{3}{2}[V_{td}(t)i_d(t) + V_{tq}(t)i_q(t)], \quad (4.8)$$

Οι εξισώσεις (4.5), (4.6) λοιπόν, αποτελούν το μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, εκφρασμένο στο πεδίο dq.

Στο Σχ. 4.2, παρατίθεται ένα γενικό διαγράμμα το οποίο παρουσιάζει σε απλουστευμένη μορφή τον έλεγχο κλειστού βρόχου του τριφασικού αντιστροφέα στο dq πεδίο.



Σχήμα 4.2: Γενικό σχήμα ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα στο dq-επίπεδο.

Με βάση αυτό, βλέπουμε ότι στο σύστημα εφαρμόζεται έλεγχος ρεύματος, καθώς αυτό είναι το μέγεθος που μετράται (i_d , i_q), δίνεται ως ανάδραση στον ελεγκτή και ρυθμίζεται σύμφωνα με μια επιθυμητή τιμή αναφοράς. Ο έλεγχος του ρεύματος πραγματοποιείται μέσω της ρύθμισης της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα (V_{id} , V_{iq}), η οποία με την σειρά της ρυθμίζεται μέσω του σήματος διαμόρφωσης (m_d , m_q). Απώτερος σκοπός του ελέγχου ρεύματος, είναι η ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος, οι οποίες ανταλλάσσονται μεταξύ του αντιστροφέα και του υπόλοιπου AC δικτύου. Τέλος, οι τιμές αναφοράς i_{dref} , i_{qref} υπολογίζονται, όπως θα παρουσιαστεί και στη συνέχεια, με βάση τις επιθυμητές τιμές της ισχύος. Έτσι ολοκληρώνεται το σύστημα ελέγχου, με αυτό το επιπλέον επίπεδο το οποίο δεν παρουσιάζεται στο Σχ. 4.2, αλλά θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

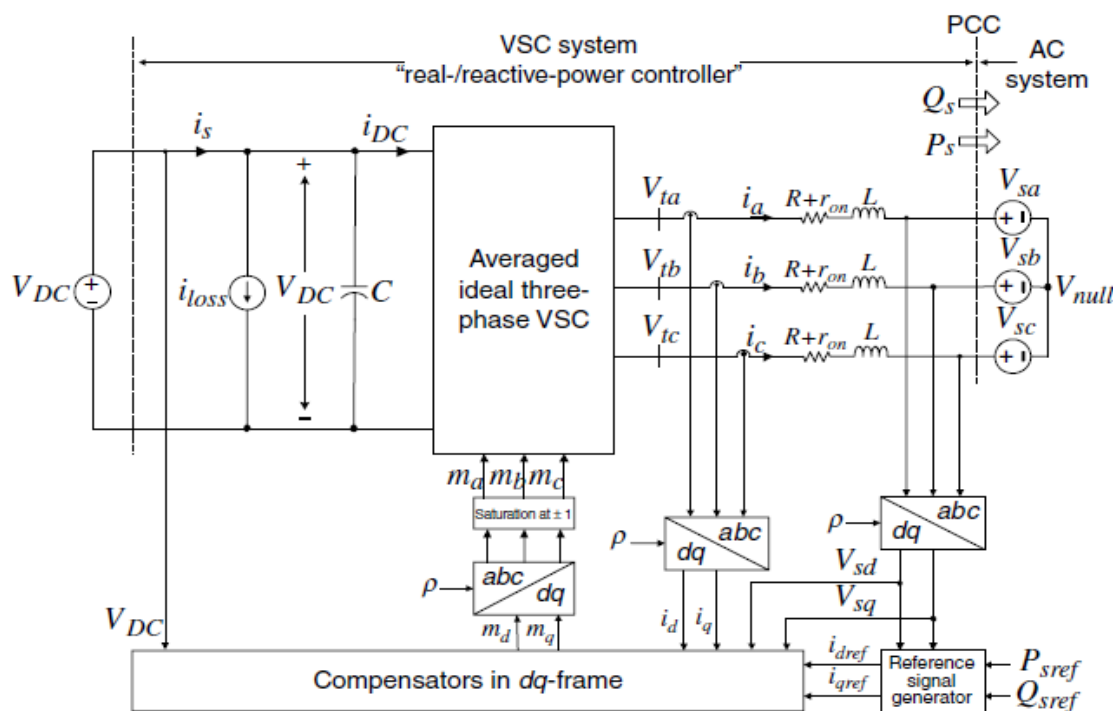
4.3 Έλεγχος της ισχύος του αντιστροφέα

Δύο είναι οι κύριες μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο της ενεργού P_s και άεργου Q_s ισχύος στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα. Η πρώτη μέθοδος είναι γνωστή ως αλγόριθμος ελέγχου τάσης (Voltage Control) και η δεύτερη ως αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control). Ο έλεγχος τάσης έχει κυριαρχήσει σε εφαρμογές υψηλής τάσης και ισχύος, όπως οι ελεγκτές FACTS (Flexible AC Transmission Systems), και σε μικρότερο βαθμό έχει βρει εφαρμογή στη βιομηχανία. Τα πλεονεκτήματα αυτού του αλγορίθμου είναι ότι είναι απλός και έχει μικρό αριθμό βρόχων ελέγχου. Ωστόσο, το κύριο μειονέκτημά του είναι ότι δεν διαθέτει κλειστό

βρόχο ελέγχου του ρεύματος γραμμής του δικτύου, και κατά συνέπεια ο τριφασικός αντιστροφέας δεν προστατεύεται έναντι υπερεντάσεων. Επιπλέον, το ρεύμα μπορεί να υποστεί μεγάλες ταλαντώσεις, εάν επιβάλλουμε στο σύστημα γρήγορες μεταβολές ισχύος ή συμβούν σφάλματα στην AC πλευρά του συστήματος. Η δεύτερη μέθοδος είναι γνωστή ως αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος. Σε αυτήν την περίπτωση, εφαρμόζεται αυστηρός έλεγχος του ρεύματος της γραμμής, μεταβάλλοντας την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Συνεπώς, με αυτόν τον αλγόριθμο, σε αντίθεση με τον έλεγχο της τάσης, ο αντιστροφέας προστατεύεται από τις πιθανές υπερεντάσεις που μπορεί να προκύψουν. Άλλα πλεονεκτήματα αυτού του αλγορίθμου είναι ότι είναι ανθεκτικός και ανταπεξέρχεται με μεγάλη αξιοπιστία στις μεταβολές των παραμέτρων του συστήματος, καθώς επίσης πετυχαίνει έλεγχο μεγάλης ακρίβειας.

Στις προσομοιώσεις μας, επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος για τους λόγους που αναφέραμε παραπάνω. Στο Σχ. 4.3 παρατίθεται το σχηματικό διάγραμμα του συστήματος στο οποίο εφαρμόζεται έλεγχος ισχύος μέσω της ρύθμισης του ρεύματος της γραμμής, στο dq πεδίο (έλεγχος ρεύματος).

Όπως βλέπουμε στο Σχ. 4.3 και όπως έχουμε δει και νωρίτερα, η ενεργός ισχύς P_s ελέγχεται από τη συνιστώσα i_d του ρεύματος της γραμμής και η άεργος ισχύς Q_s ελέγχεται από τη συνιστώσα i_q . Αρχικά τα σήματα εισόδου και ανάδρασης μετασχηματίζονται στο πεδίο dq και στη συνέχεια εισάγονται στους ελεγκτές, οι οποίοι με την σειρά τους παράγουν τα σήματα ελέγχου. Τελικά, τα σήματα ελέγχου μετασχηματίζονται στο πεδίο abc και τροφοδοτούνται στον αντιστροφέα.



Σχήμα 4.3: Σχηματικό διάγραμμα ελέγχου ρεύματος για την ρύθμιση ισχύος ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.

- V_{DC} : σταθερή τιμή, DC πηγή τάσης.
- V_{sabc} : συμμετρική τριφασική τάση του δικτύου. Το πλάτος και η συχνότητά της διατηρούνται σταθερά και για αυτό μοντελοποιείται ως μια ιδανική ανεξάρτητη τριφασική πηγή τάσης.
- V_{tabc} : συμμετρική τριφασική τάση στην έξοδο του αντιστροφέα.
- R, L : φίλτρο για την μείωση των αρμονικών τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.
- r_{on} : αντίσταση αγωγής των διακοπτικών στοιχείων.
- P_s, Q_s : ισχύεις που ανταλλάσσονται με το δίκτυο.
- m_{abc} : σήματα διαμόρφωσης πλάτους.
- P_{sref}, Q_{sref} : οι επιθυμητές τιμές των ισχύων – τιμές αναφοράς – με βάση τις οποίες πραγματοποιείται ο έλεγχος.

4.3.1 Δυναμικό μοντέλο του συστήματος στο dq-πεδίο

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τις AC φασικές τάσεις του δικτύου είναι οι εξής:

$$\begin{aligned} V_{sa}(t) &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0), \\ V_{sb}(t) &= \hat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right), \\ V_{sc}(t) &= \hat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (4.9)$$

Όπου, \hat{V}_s είναι το πλάτος της πηγής τάσης, ω_0 είναι η κυκλική συχνότητα του δικτύου και θ_0 είναι η αρχική φάση της πηγής. Ο φασιθέτης χώρου της V_{sabc} είναι:

$$\vec{V}_s(t) = \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}, \quad (4.10)$$

Η δυναμική συμπεριφορά της AC πλευράς του συστήματος περιγράφεται με τη χρήση φασιθετών χώρου από τη σχέση:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s, \quad (4.11)$$

Αντικαθιστώντας την (4.10) στην (4.11) παίρνουμε:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}, \quad (4.12)$$

Για να εκφράσουμε την σχέση (4.12) στο dq πεδίο, χρησιμοποιούμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό park για τα $\vec{i} = (i_d + ji_q)e^{j\varepsilon(t)}$ και $\vec{V}_t = (V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)}$. Έτσι, αντικαθιστώντας στην σχέση (4.12):

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} [(i_d + ji_q)e^{j\varepsilon(t)}] \\ = -(R + r_{on})(i_d + ji_q)e^{j\varepsilon(t)} + (V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)} - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$L \frac{d}{dt} (i_d + ji_q) + jL \frac{d\varepsilon(t)}{dt} (i_d + ji_q) = -(R + r_{on})(i_d + ji_q) + (V_{td} + jV_{tq}) - \hat{V}_s e^{j[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)]}$$

Χωρίζοντας πραγματικά και φανταστικά μέρη προκύπτει το σύστημα των δύο εξισώσεων:

$$L \frac{di_d}{dt} = L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - \hat{V}_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)],$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - \hat{V}_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)], \quad (4.13)$$

Για να φέρουμε τις εξισώσεις (4.13) στην κλασική μορφή των εξισώσεων κατάστασης θέτουμε τη μεταβλητή ελέγχου $\omega(t) = \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$.

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t)i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - \hat{V}_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)],$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t)i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - \hat{V}_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)],$$

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega(t), \quad (4.14)$$

Στις εξισώσεις (4.14), τα i_d , i_q και $\varepsilon(t)$ είναι οι μεταβλητές κατάστασης και τα V_{td} , V_{tq} και $\omega(t)$ είναι οι είσοδοι ελέγχου. Το σύστημα των εξισώσεων (4.14) είναι μη γραμμικό εξαιτίας των όρων $\omega(t)i_q$, $\omega(t)i_d$, $\cos[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)]$, $\sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)]$.

Η χρησιμότητα λοιπόν του dq πεδίου φαίνεται σε αυτό ακριβώς το σημείο. Επιλέγοντας κατάλληλες τιμές για τα $\omega(t)$ και $\varepsilon(t)$, μπορούμε να γραμμικοποιήσουμε και συνεπώς να απλοποιήσουμε τις εξισώσεις (4.14). Θέτοντας, λοιπόν, $\omega(t)=\omega_0$ και $\varepsilon(t)=\omega_0 t + \theta_0$ παίρνουμε

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - \hat{V}_s,$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq}, \quad (4.15)$$

οι οποίες περιγράφουν ένα γραμμικό σύστημα δεύτερης τάξης, το οποίο διεγείρεται από την σταθερή είσοδο \hat{V}_s (πλάτος της τάσης του δικτύου) και δίνουν τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Έτσι, αν οι ποσότητες V_{td} , V_{tq} είναι DC στην μόνιμη κατάσταση, τότε το ίδιο θα ισχύει και για τις μεταβλητές i_d , i_q . Ο μηχανισμός ο οποίος μας διασφαλίζει ότι ισχύει $\varepsilon(t)=\omega_0 t + \theta_0$, αναφέρεται ως PLL (Phase-Locked Loop). Στην επόμενη υποενότητα παρουσιάζουμε την δομή και το μοντέλο του PLL.

4.3.1.1 Phase-Locked Loop (PLL)

Το PLL είναι ένα σύστημα ελέγχου, το οποίο παράγει ένα σήμα εξόδου του οποίου η φάση σχετίζεται με την φάση του σήματος εισόδου.

Από το μετασχηματισμό Park γνωρίζουμε ότι ισχύει:

$$V_{sd} + jV_{sq} = \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} e^{-j\varepsilon(t)} \xrightarrow{e^{j\varphi} = \cos(\varphi) + j\sin(\varphi)}$$

$$V_{sd} + jV_{sq} = \hat{V}_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)] + j\hat{V}_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)] \Rightarrow$$

$$V_{sd} = \hat{V}_s \cos[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)] \text{ και } V_{sq} = \hat{V}_s \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)], \quad (4.16)$$

Οι σχέσεις (4.16) μπορούν να ξαναγραφούν με βάσεις τις (4.15) ως εξής:

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

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

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega(t), \quad (4.17)$$

Όπως είδαμε και προηγουμένως, αν ρυθμίσουμε το $\varepsilon(t) = \omega_0 t + \theta_0$ τότε από την δεύτερη εξίσωση εκ των δύο (4.16) θα ισχύει $V_{sq} = 0$. Συνεπώς, κατασκευάζουμε ένα μηχανισμό ο οποίος θα κάνει την ρύθμιση αυτή. Αυτό, επιτυγχάνεται με βάση την εξής ανάδραση:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t), \quad (4.18)$$

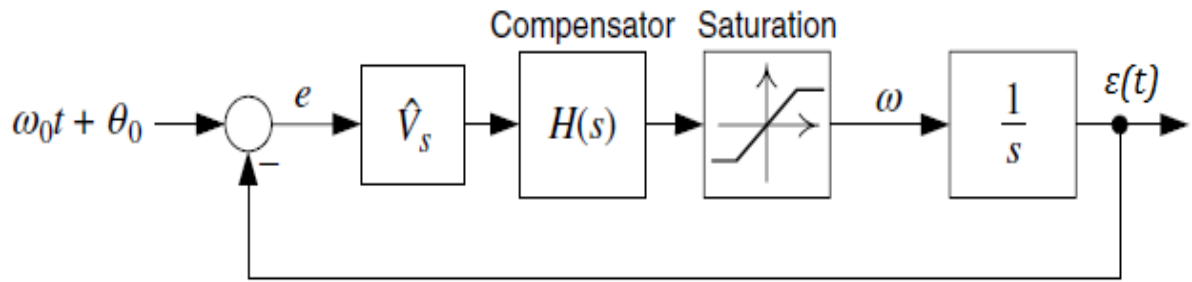
όπου το $H(p)$ είναι μια γραμμική συνάρτηση μεταφοράς και $p = \frac{d(\cdot)}{dt}$ είναι ο διαφορικός τελεστής. Αντικαθιστώντας στην τρίτη εκ των (4.17) τις εξισώσεις (4.18) και την δεύτερη εκ των (4.16), καταλήγουμε:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \hat{V}_s H(p) \sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)], \quad (4.19)$$

Η εξίσωση (4.19) περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του PLL. Εφόσον λοιπόν το PLL πετυχαίνει την ρύθμιση $\varepsilon(t) = \omega_0 t + \theta_0$, ο όρος $\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)$ θα είναι σχεδόν μηδενικός, οπότε μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ισχύει $\sin[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)] \approx \omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)$. Με βάση αυτήν την απλοποίηση η εξίσωση (4.19) γίνεται:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \hat{V}_s H(p)[\omega_0 t + \theta_0 - \varepsilon(t)], \quad (4.20)$$

Η σχέση (4.20) αναπαριστά έναν κλασσικό έλεγχο κλειστού βρόχου, με σήμα αναφοράς το $(\omega_0 t + \theta_0)$, έξοδο το $\varepsilon(t)$ και συνάρτηση μεταφοράς $\hat{V}_s H(p)$. Το διάγραμμα με χρήση μπλοκ, που δείχνει την δομή του PLL φαίνεται στο Σχ. 4.8.



Σχήμα 4.8: Διάγραμμα ελέγχου του PLL.

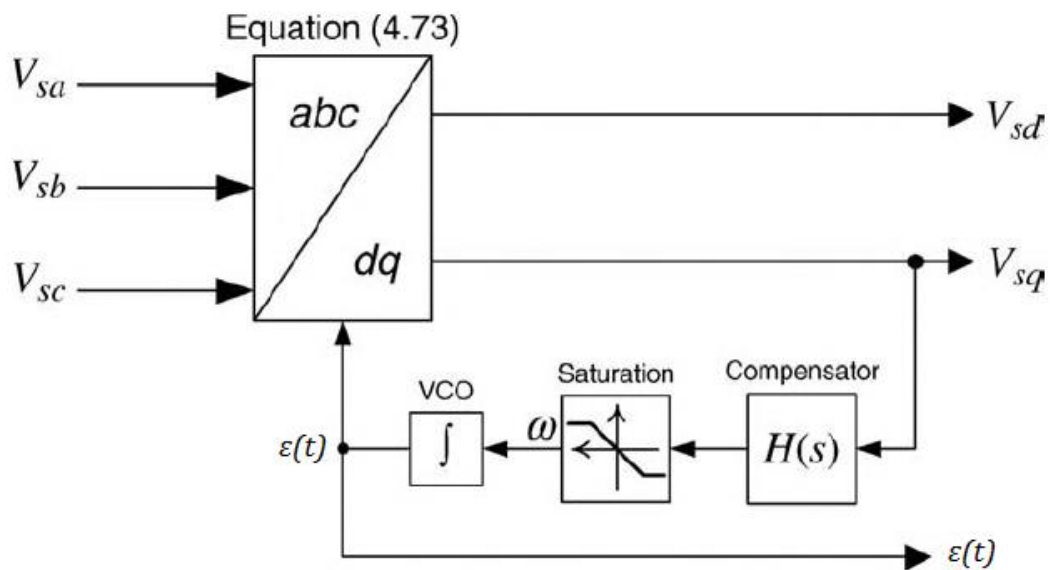
Έφροσον μέσω του PLL πετυχαίνουμε την ρύθμιση $\varepsilon(t) = \omega_0 t + \theta_0$ και κατά συνέπεια $\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega_0$, οι εξισώσεις (4.16) γίνονται:

$$V_{sd} = \hat{V}_s$$

$$V_{sq} = 0$$

δηλαδή, η συνιστώσα d της τάσης (V_{sd}) είναι ίση με το πλάτος της φασικής τάσης της πηγής και η συνιστώσα q της τάσης (V_{sq}) είναι ίση με μηδέν.

Κλείνοντας, παρατίθεται το σχηματικό διάγραμμα του PLL, με βάση το οποίο, όπως θα δούμε στο κεφάλαιο 6, σχεδιάσαμε ένα PLL διακριτού χρόνου, για τους σκοπούς του πειράματος.



Σχήμα 4.9: Σχηματικό διάγραμμα του PLL

Η αναγκαστική χρήση του PLL, για την σωστή λειτουργία του ελέγχου, μπορούμε να πούμε ότι είναι το μειονέκτημα του ελέγχου στο dq-πεδίο, καθώς εξαιτίας των μη γραμμικών χαρακτηριστικών, μπορεί να παρουσιάσει μη ικανοποιητική συμπεριφορά κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες. Επιπλέον, η επίδοση του PLL επηρεάζεται σε πολύ μεγάλο βαθμό από την κατάλληλη επιλογή της συνάρτησης

μεταφοράς $H(s)$, η οποία σε αρκετές περιπτώσεις μπορεί να απαιτείται να έχει μια αρκετά περίπλοκη μορφή.

4.3.2 Υπολογισμός ισχύος αντιστροφέα

Η ενεργός και άεργος ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα, εκφρασμένες στο πεδίο dq, έχουν την εξής μορφή:

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)], \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)], \end{aligned} \quad (4.21)$$

Με χρήση, λοιπόν, του PLL και όταν είμαστε στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας θα ισχύει $V_{sd} = \hat{V}_s$ και $V_{sq} = 0$. Άρα οι σχέσεις (4.21), γίνονται

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2} \hat{V}_s i_d(t), \\ Q_s(t) &= -\frac{3}{2} \hat{V}_s i_q(t), \end{aligned} \quad (4.22)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις συμπεραίνουμε ότι η ενεργός και άεργος ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα μπορούν να ελεγχθούν από τα $i_d(t)$ και $i_q(t)$, αντίστοιχα. Αν λύσουμε τις εξισώσεις (4.22) ως προς τις συνιστώσες του ρεύματος και στις ισχύεις βάλουμε τις επιθυμητές ισχύεις που θέλουμε να διοχετεύουμε ή να απορροφούμε από το σύστημα προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\begin{aligned} i_{dref}(t) &= \frac{2}{3\hat{V}_s} P_{sref}(t), \\ i_{qref}(t) &= -\frac{2}{3\hat{V}_s} Q_{sref}(t), \end{aligned} \quad (4.23)$$

Έτσι, εάν ο ελεγκτής μπορεί να παρέχει γρήγορο και αποδοτικό έλεγχο του ρεύματος στις τιμές αναφοράς, δηλαδή $i_d \approx i_{dref}$ και $i_q \approx i_{qref}$ τότε πετυχαίνουμε και τον αντίστοιχο έλεγχο των ισχύων $P_s \approx P_{sref}$, $Q_s \approx Q_{sref}$.

4.3.2 Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control)

Οι εξισώσεις (4.15) δίνουν το μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα, στο πεδίο dq. Εξαιτίας της παρουσίας των όρων $L\omega_0$, αυτές είναι συζευγμένες ως προς τα i_d και i_q . Εάν πάρουμε τα m_d , m_q έτσι ώστε:

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

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q - L\omega_0 i_d + V_{sq}) = \frac{2}{V_{DC}} (u_q - L\omega_0 i_d), \quad (4.24)$$

όπου τα u_d και u_q είναι δύο καινούριες είσοδοι ελέγχου. Αν τα αντικαταστήσουμε στις εξισώσεις (4.24), τότε:

$$V_{td}(t) = (u_d - L\omega_0 i_q + \hat{V}_s),$$

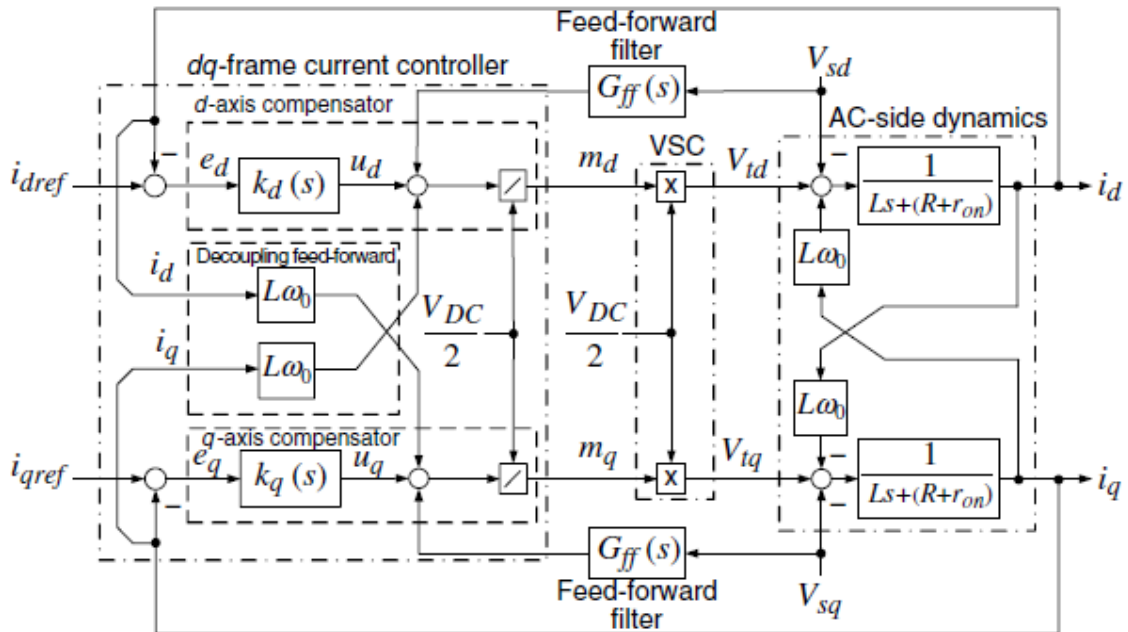
$$V_{tq}(t) = (u_q - L\omega_0 i_d), \quad (4.25)$$

Εάν τώρα, αντικαταστήσουμε τις εξισώσεις (4.25) στις (4.15), θα καταλήξουμε στις σχέσεις

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

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_q, \quad (4.26)$$

Μέσω αυτής της διαδικασίας καταφέραμε, λοιπόν, να δημιουργήσουμε δύο ασύζευκτες, γραμμικές εξισώσεις, δευτέρου βαθμού. Με τον όρο ασύζευκτες εννοούμε ότι κάθε εξίσωση περιλαμβάνει μεταβλητές μόνο της μίας συνιστώσας, d ή q. Με άλλα λόγια, δημιουργήσαμε δύο ανεξάρτητα συστήματα, στα οποία μπορούμε να ελέγχουμε τα i_d και i_q , μέσω των σημάτων ελέγχου u_d και u_q , αντίστοιχα. Στο Σχ. 4.10 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος σε ένα διάγραμμα με μπλοκς.



Σχήμα 4.10: Διάγραμμα ελέγχου ρεύματος για αντιστροφή

Σύμφωνα με το σχήμα, για κάθε συνιστώσα ρεύματος αντιστοιχεί η ίδια διαδικασία. Αρχικά υπολογίζεται η τιμή αναφοράς του ρεύματος i_{dref} από τη σχέση πρώτη εκ των σχέσεων (4.23). Στη συνέχεια, μετράται η τιμή του ρεύματος της γραμμής και μετατρέπεται στο πεδίο dq (i_d). Στον ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς $k_d(s)$, δίνεται ως είσοδος το σφάλμα του ρεύματος, δηλαδή η διαφορά $e_d = i_{dref} - i_d$, και στην έξοδό του παρέχεται το σήμα u_d . Από το τελευταίο αφαιρείται ο όρος $L\omega_0 i_q$ και στη συνέχεια διαιρείται με το $\frac{V_{DC}}{2}$ για την παραγωγή του σήματος διαμόρφωσης-σήμα ελέγχου m_d . Το σήμα αυτό, αφού το μεταφέρουμε στο πεδίο abc, δίνεται ως είσοδος στον αντιστροφέα, και είναι υπεύθυνο για την μεταβολή της τάσης στην έξοδό του (V_t). Μέσω των δυναμικών του συστήματος στην AC πλευρά, μια κατάλληλη μεταβολή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα θα επιφέρει τελικά, και την επιθυμητή μεταβολή του ρεύματος, το οποίο μετράται και επανατροφοδοτείται, κλείνοντας έτσι τον βρόχο ελέγχου.

4.4 Βοηθητικές λειτουργίες του αντιστροφέα

Ως γνωστόν τα τελευταία χρόνια, η αύξηση της χρήσης Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας για την κάλυψη ενεργειακών αναγκών, αποτελεί μείζον ζήτημα σε παγκόσμιο επίπεδο. Προέκταση αυτής της κατάστασης είναι, η δημιουργία υβριδικών μικροδικτύων αλλά και αυτόνομων δικτύων – νησιωτικών – τα οποία είναι ασύμφορο να διασυνδεθούν με το υπόλοιπο δίκτυο. Σε αυτές τις δύο περιπτώσεις είναι απαραίτητος ο βοηθητικός έλεγχος της συχνότητας και της τάσης, μέσω του αντιστροφέα.

Τα μικρά αυτόνομα δίκτυα διαθέτουν από μία έως λίγες γεννήτριες με αποτέλεσμα η συνολική μηχανική αδράνειά τους να είναι μικρή, κατάσταση που επιδεινώνεται με την ύπαρξη διεσπαρμένης παραγωγής, η οποία είναι μη αδρανειακή. Προέκταση αυτού του γεγονότος είναι η εξής: σε μια απότομη μεταβολή του φορτίου – είτε αυτό σημαίνει αύξηση/μείωση της κατανάλωσης, είτε απώλεια παραγωγής από ΑΠΕ – εξαιτίας της μικρής αδράνειας του δικτύου, η συχνότητα και η τάση υπόκεινται σε μεγάλες μεταβατικές μεταβολές, καθώς επίσης παραμένει και κάποιο σημαντικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση. [15]

Αυτές οι δύο επιπτώσεις μπορούν να μετριαστούν σημαντικά, εάν στην ρύθμιση συχνότητας συμβάλλει και ο αντιστροφέας, μέσω του οποίου διασυνδέονται μπαταρίες στο δίκτυο. Σε ώρες λοιπόν, που η παραγωγή υπερβαίνει την κατανάλωση, ενέργεια θα αποθηκεύεται στις μπαταρίες – γεγονός που μεταφράζεται και σε καλύτερη αξιοποίηση των ΑΠΕ – και κατά την απώλεια μιας πηγής ΑΠΕ, ισχύς θα εγχέεται στο δίκτυο από τις μπαταρίες μέσω του αντιστροφέα, βοηθώντας στην ρύθμιση συχνότητας.

Συνοψίζοντας, ο έλεγχος της διακυνόμενης ισχύος ενός αυτόνομου δικτύου είναι καθοριστικής σημασίας, ώστε να διατηρείται η ευστάθεια του δικτύου. Η συχνότητα και η τάση του αυτόνομου δικτύου πρέπει να κρατούνται όσο το δυνατόν πιο σταθερές και εντός προκαθορισμένων ορίων. Ενώ σε ισχυρά δίκτυα, λοιπόν, οι διακυμάνσεις της συχνότητας είναι πολύ μικρές, στα μικρά δίκτυα μπορεί να είναι μεγάλες. Κατά συνέπεια, είναι απαραίτητη η χρήση στρατηγικών ώστε να

αποσβαίνονται οι μεταβατικές ταλαντώσεις των μεγεθών, και να επιτυγχάνονται μικρότερα μεταβατικά σφάλματα και μόνιμης κατάστασης.

Οι τεχνικές τις οποίες θα αναλύσουμε και θα χρησιμοποιήσουμε για την συμμετοχή του αντιστροφέα στην ρύθμιση συχνότητας, είναι ο έλεγχος στατισμού (droop control) και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας (virtual inertia). Στη συνέχεια παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο πίσω από αυτές τις δύο τεχνικές.

4.3.2 Σχέση ενεργού ισχύος-συχνότητας

Η σχέση μεταξύ της ισχύος και της συχνότητας προκύπτει από το μηχανικό μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας, το οποίο είναι το εξής

$$\Delta T_m - \Delta T_e = 2H \frac{d(\Delta\omega)}{dt}, \quad (4.27)$$

- T_m : η α.μ. μεταβολή της μηχανικής ροπής του δρομέα της γεννήτριας.
- T_e : η α.μ. μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της γεννήτριας.
- $H = \frac{J\omega_s^2}{2S_{gen}}$ (s): η ανηγμένη σταθερά αδράνειας. Είναι ένα μέγεθος που περιγράφει τον χρόνο που απαιτείται για να φτάσει η γεννήτρια από την ακινησία την ονομαστική της ταχύτητα, όταν επιταχύνεται από σταθερή ροπή ίση με την ονομαστική της, χωρίς την παρουσία κάποιου φορτίου.
- $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$: η α.μ. απόκλιση από την ονομαστική ταχύτητα της γεννήτριας.

Η εξίσωση (4.27) ονομάζεται και εξίσωση επιταχύνσεως της γεννήτριας, καθώς μας δείχνει πως θα μεταβληθεί η ταχύτητά της εάν μεταβληθεί η μηχανική ή ηλεκτρομαγνητική ροπή της. Για τις α.μ. τιμές της ροπής και της ισχύος καθώς επίσης και για τις α.μ. τιμές της κυκλικής συχνότητας και της συχνότητας της γεννήτριας, ισχύει:

$$\Delta P \approx \Delta T \text{ και } \Delta\omega = \Delta f$$

Οπότε η εξίσωση (4.27) μπορεί να γραφτεί και με την εξής μορφή:

$$\Delta P_m - \Delta P_e = 2H \frac{d(\Delta f)}{dt}, \quad (4.28)$$

Από την τελευταία σχέση φαίνεται άμεσα πως, μια διαφορά ανάμεσα στην παραγωγή και την κατανάλωση ισχύος οδηγεί στην μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας και κατ'επέκταση της συχνότητας του δικτύου.

4.4.2 Έλεγχος στατισμού

Στον συμβατικό έλεγχο συχνότητας με την τεχνική του στατισμού, κάθε γεννήτρια του συστήματος – είτε αυτή συνδέεται απευθείας στο δίκτυο, είτε μέσω ηλεκτρικών ισχύος – μετράει την τιμή της συχνότητας στο σημείο σύνδεσής της, και την χρησιμοποιεί για να διοχετεύσει στο δίκτυο την απαιτούμενη ποσότητα ενεργού ισχύος. Επειδή, λοιπόν, πάντα το ισοζύγιο ενεργού ισχύος σε ένα δίκτυο πρέπει να είναι μηδέν, δηλαδή όση ενέργεια παράγεται τόση πρέπει και να καταναλώνεται ώστε η συχνότητα να μην έχει μεταβολές, όταν μια γεννήτρια ανιχνεύσει τιμή συχνότητας διαφορετική από την ονομαστική, αναγνωρίζει ότι έχει συμβεί κάποια μεταβολή στο ισοζύγιο. Συγκεκριμένα, όταν η συχνότητα είναι μεγαλύτερη από την ονομαστική, αυτό μεταφράζεται ως ότι η παραγωγή είναι μεγαλύτερη από την κατανάλωση και άρα πρέπει να μειωθεί η παρεχόμενη ισχύς στο δίκτυο και αντίθετα, όταν η συχνότητα πέφτει κάτω από την ονομαστική της τιμή, αυτό σημαίνει ότι η κατανάλωση υπερβαίνει την παραγωγή και άρα περισσότερη ισχύς πρέπει να διοχετευθεί στο δίκτυο. [15]

Το droop ή στατισμός στα ελληνικά, ορίζεται ως ο λόγος της ανά μονάδα μεταβολής της συχνότητας (ίση με την ανά μονάδα μεταβολή της κυκλικής συχνότητας) που παραμένει μετά τη λειτουργία της πρωτεύουσας ρύθμισης, προς την ανά μονάδα μεταβολή του φορτίου, η οποία προκάλεσε τη μεταβολή $\Delta\omega$. Η σχέση που τον περιγράφει είναι η εξής: [7]

$$R = -\frac{\Delta f}{\Delta P}, \quad (4.29)$$

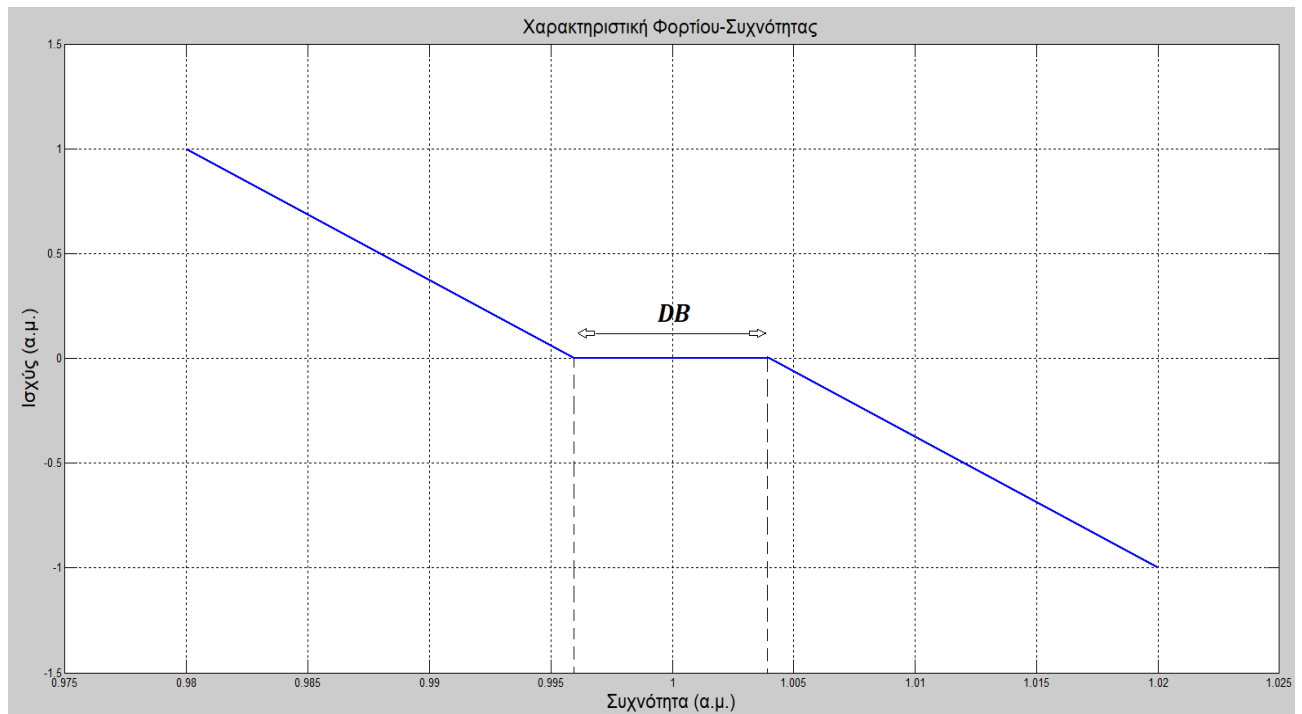
Ο στατισμός μετριέται συνήθως σε ποσοστό επί τοις εκατό. Για να γίνει πιο αντιληπτό, για παράδειγμα $R=2\%$ αντιστοιχεί σε μόνιμη μεταβολή της συχνότητας 2%, μετά από μεταβολή φορτίου ίση με την ονομαστική ισχύ της γεννήτριας.

Με βάση τη σχέση (4.29), προκύπτει η χαρακτηριστική καμπύλη στατισμού, γνωστή και ως χαρακτηριστική φορτίου-συχνότητας:

$$f = f_0 + R(P_1 - P)$$

- f_0 : ονομαστική συχνότητα (α.μ.)
- R : στατισμός (α.μ)
- P_1 : η τιμή του φορτίου που αντιστοιχεί στην ονομαστική συχνότητα

Στη συνέχεια θα σχεδιάσουμε την καμπύλη φορτίου-συχνότητας., η οποία αντιστοιχεί στον αντιστροφέα του πειράματος που υλοποιήσαμε. Όπως βλέπουμε και στο διάγραμμα του Σχ. 4.11, ο αντιστροφέας παρέχει την ονομαστική του ισχύ όταν η συχνότητα είναι $0,98f_{nom}$, και όταν η συχνότητα είναι ονομαστική τότε δεν παρέχει ισχύ. Αντίθετα όταν η συχνότητα είναι $-0,98f_{nom}$, ο αντιστροφέας απορροφάει ονομαστική ισχύ. Επίσης παρατηρούμε ότι υπάρχει ένα εύρος, από $0,994f_{nom}$ έως $1,004f_{nom}$ όπου ο αντιστροφέας δεν μεταβάλλει την ισχύ του. Αυτό, ονομάζεται «νεκρή ζώνη» και το ρυθμίζουμε έτσι ώστε ο έλεγχός μας να μην είναι ευαίσθητος στις πολύ μικρές μεταβολές της συχνότητας.



Σχήμα 4.11: Καμπύλη Φορτίου-Συχνότητας που αντιπροσωπεύει τον έλεγχο στατισμού που υλοποιήσαμε στις προσομοιώσεις, για την συμμετοχή του αντιστροφέα στη ρύθμιση συχνότητας

Ο στατισμός που χρησιμοποιήσαμε για τον αντιστροφέα είναι $R=2\%$.

Τονίζεται ότι, παρά την λειτουργία του ρυθμιστή στροφών της γεννήτριας και την συμμετοχή του αντιστροφέα στην ρύθμιση της συχνότητας, κάθε μεταβολή φορτίου αφήνει πάντα ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Ωστόσο το σφάλμα αυτό περιορίζεται σημαντικά όταν συμμετέχει ο αντιστροφέας των μπαταριών στην ρύθμιση. Επίσης, πρέπει να είναι ξεκάθαρο ότι, η χαρακτηριστική φορτίου συχνότητας αφορά τη μόνιμη κατάσταση μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση. Η μεταβατική μεταβολή της συχνότητας είναι πολύ μεγαλύτερη.

Κλείνοντας αναφέρουμε ότι, σε κάθε μέρος του συστήματος που συμμετέχει στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας, αντιστοιχεί ένας συντελεστής στατισμού. Αυτός, διαφοροποιεί τον ρόλο της κάθε μονάδας στο σύστημα. Για παράδειγμα, εάν μια μονάδα έχει μικρό στατισμό, τότε για σχετικά μικρή μεταβολή της συχνότητας, μεταβάλλει σημαντικά το φορτίο της. Μια τέτοια μονάδα λέγεται ρυθμίζουσα, γιατί συμβάλλει καθοριστικά στη ρύθμιση της συχνότητας. Αντίθετα, οι μονάδες με μεγάλο στατισμό, όταν αλλάζει η συχνότητα, μεταβάλλουν ελάχιστα το φορτίο τους. Αυτές, ονομάζονται μονάδες βάσης. Τέλος, ο στατισμός καθορίζει τον τρόπο με τον οποίο οι μονάδες του συστήματος, διαμοιράζονται το συνολικό φορτίο. [7]

4.4.3 Έλεγχος εικονικής αδράνειας

Η μεγάλη διείσδυση των αιολικών και φωτοβολταϊκών πάρκων στο δίκτυο, καθώς και η εκτεταμένη χρήση τους στα αυτόνομα δίκτυα, αντικαθιστούν σιγα σιγά τις συμβατικές μονάδες, γεγονός που οδηγεί στην συνολική μείωση της αδράνειας των διαφόρων συστημάτων (αυτόνομων και μη). Ως συνέπεια, παρατηρείται μεγάλος ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (ROCOF-Rate Of Change Of Frequency) κατά την διάρκεια απότομων μεταβολών του φορτίου. Για τον λόγο αυτό, στις μέρες μας γίνεται σημαντική έρευνα ώστε να βρεθούν τεχνικές με τις οποίες τα ηλεκτρικά συστήματα με μικρή συνολική μηχανική αδράνεια να μπορούν να συνεισφέρουν στην υποστήριξη της συχνότητας των δικτύων.[16]

Η εικονική αδράνεια είναι μια τεχνική που στόχο έχει να μιμηθεί την αδρανειακή απόκριση που παρουσιάζουν οι στρεφόμενες γεννήτριες. Επιτυγχάνεται με τον έλεγχο της ισχύος που παρέχεται από τους αντιστροφείς που μπορεί να είναι συνδεδεμένοι σε μια Α/Γ, είτε με μπαταρίες. Έτσι, η φιλοσοφία της τεχνικής αυτής είναι η δημιουργία μιας συμπεριφοράς του ανιστροφέα προς το δίκτυο που να προσομοιάζει την δυναμική συμπεριφορά του δρομέα μιας σύγχρονης γεννήτριας, στον έλεγχο συχνότητας.

Η ενσωμάτωση συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας, μπορεί να βοηθήσει καταλυτικά στην δημιουργία εικονικής αδρανειακής απόκρισης, παρά την μικρή πραγματική αδράνεια ενός δικτύου. Ο έλεγχος μέσω των μπαταριών για την δημιουργία εικονικής αδράνειας, εκμεταλλεύεται την παράγωγο της συχνότητας, άρα τον ρυθμό μεταβολής της. Δηλαδή, επενεργεί πιο έντονα, εγχέοντας μεγάλη ποσότητα ισχύος όταν ο όρος $|df/dt|$ είναι μεγαλύτερος. Επειδή στην μόνιμη κατάσταση η συχνότητα είναι σταθερή (και ας έχει κάποιο σφάλμα), ο όρος df/dt μηδενίζεται και σταματάει η έγχυση ισχύος στο σύστημα.

Η ισχύς που εγχέεται από τις μπαταρίες δίνεται από την εξής σχέση:

$$P_{bat} = -M \frac{df}{dt}$$

όπου M το κέρδος της εικονικής αδράνειας. Μέσω αυτού, μπορούμε να ελέγξουμε ουσιαστικά, την ποσότητα της αδράνειας J του συστήματος,.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Προσομοίωση στο Matlab Simulink

5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, αρχικά θα προσομοιώσουμε ένα αυτόνομο δίκτυο το οποίο υποστηρίζεται μόνο από μία γεννήτρια diesel και μπαταρίες, για να δείξουμε την επίδραση των τεχνικών εικονικής αδράνειας και έλεγχου στατισμού στην ρύθμιση συχνότητας, όταν συνεισφέρει και ο αντιστροφάς των μπαταριών στην αδρανειακή απόκριση και στην πρωτεύουσα ρύθμιση.

Στη συνέχεια, θα προσομοιώσουμε ένα ισχυρό δίκτυο, ένα δίκτυο δηλαδή στο οποίο δεν μεταβάλλεται η συχνότητα, και θα δείξουμε την ορθή λειτουργία του αλγορίθμου που θα χρησιμοποιήσουμε στην προσομοίωση πραγματικού χρόνου, δηλαδή τον έλεγχο ρεύματος (current control), για τον έλεγχο ισχύος. Επιπλέον θα παρουσιάσουμε και την λειτουργία του ελέγχου στατισμού και της εικονικής αδράνειας.

5.1 Αυτόνομο δίκτυο αποτελούμενο από γεννήτρια diesel και μπαταρίες

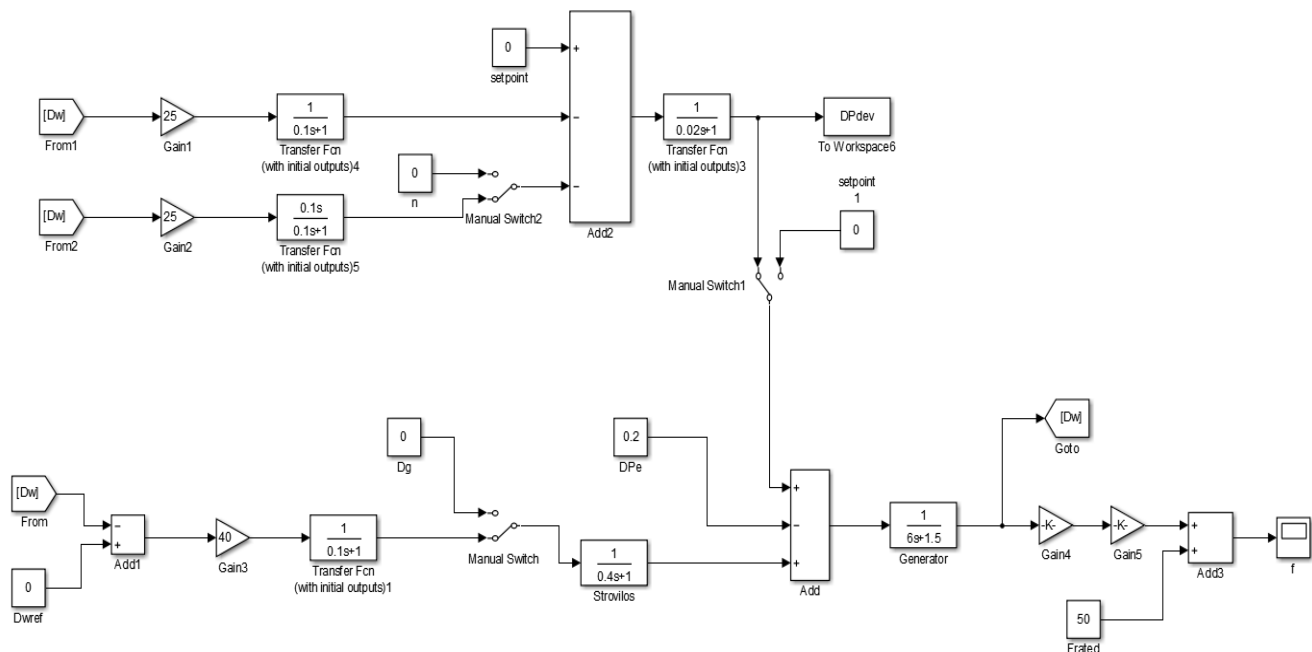
Στο Σχ. 5.1 παρουσιάζεται το αυτόνομο δίκτυο, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink, το οποίο αποτελείται από μία γεννήτρια diesel και τον αντιστροφή με τις μπαταρίες.

Τα στοιχεία που συνθέτουν το δίκτυο είναι τα εξής:

- Η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{6s+1.5}$ αντιπροσωπεύει το μηχανικό μοντέλο της γεννήτριας, όπου $2H = 6 \text{ sec} \Rightarrow H = 3 \text{ sec}$ η ανηγμένη σταθερά αδρανείας. Ο όρος $D=1,5$ αφορά τον συντελεστή αυτορρύθμισης φορτίου, ο οποίος έχει διαστάσεις αντίστροφου στατισμού.
- Η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{0.4s+1}$ αντιπροσωπεύει έναν ατμοστρόβιλο μιας βαθμίδας. Η σταθερά χρόνου 0,4 καθορίζει τη χρονική καθυστέρηση που

μεσολαβεί για να αντιδράσει ο στρόβιλος σε μια μεταβολή του ανοίγματος της δικλίδας του ατμού.

- Τον βρόχο ανάδρασης έρχεται να κλείσει ο ρυθμιστής στροφών του ατμοστροβίλου, με συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{0.1s+1}$ και στατισμό $R=1/40=2,5\%$. Ο όρος 0,1 καθορίζει την χρονική απόκριση του ρυθμιστή.
- Η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{0.1s+1}$ με κέρδος 25 που αντιστοιχεί σε στατισμό $R_{inv}=4\%$, στο πάνω μέρος του κυκλώματος, αφορά την απόκριση του ελέγχου στατισμού (droop control) που υλοποιείται μέσω του αντιστροφέα.
- Η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{0.1s}{0.1s+1}$ με κέρδος 25, αφορά την απόκριση της εικονικής αδράνειας που υλοποιείται μέσω του αντιστροφέα.
- Τέλος, η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{0.02s+1}$ αντιστοιχεί στην απόκριση του αλγορίθμου ελέγχου ισχύος που χρησιμοποιείται, για τον έλεγχο του αντιστροφέα.



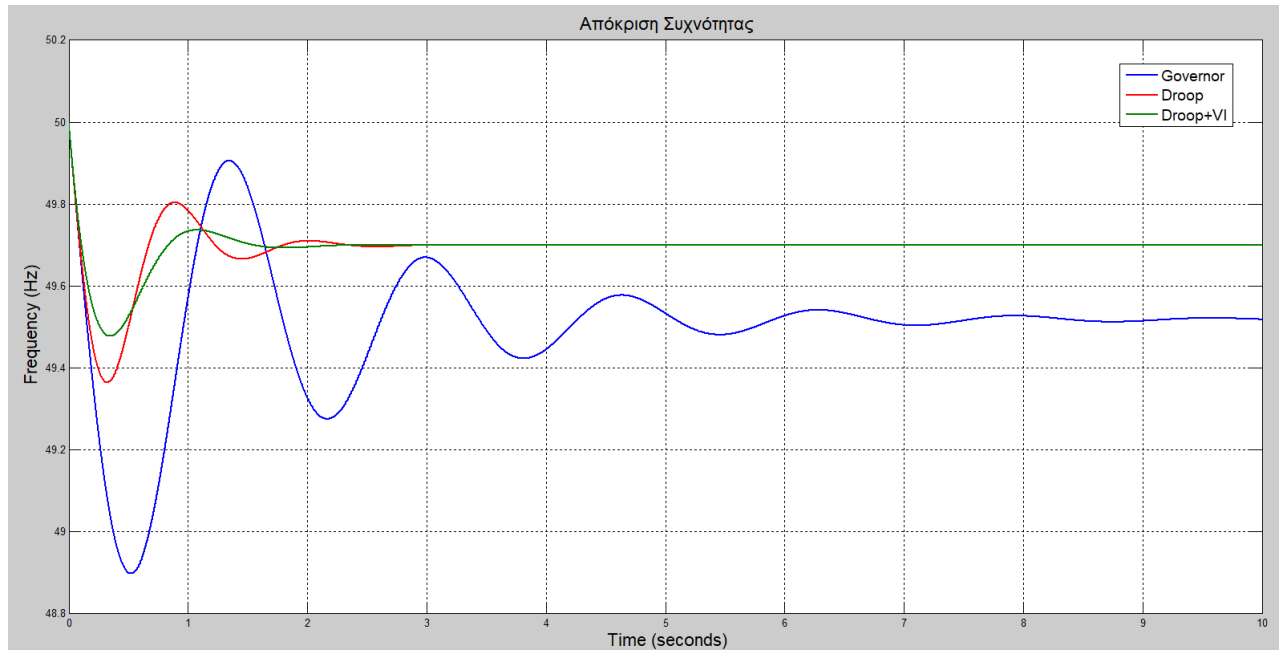
Σχήμα 5.1: Αυτόνομο δίκτυο με γεννήτρια diesel και μπαταρίες, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Όλο το σύστημα αφορά συναρτήσεις και μεγέθη εκφρασμένα σε ανά μονάδα τιμές.

Θεωρούμε αρχικά λοιπόν ότι, οι μπαταρίες προσφέρουν μηδενική ισχύ στο δίκτυο και κάποια χρονική στιγμή γίνεται μια μεταβολή στο συνολικό φορτίο, αυξάνοντας την απαιτούμενη ηλεκτρική ισχύ (DPe). Συγκεκριμένα θεωρούμε ότι το φορτίο αυξάνεται κατά 40%. Στο Σχ. 5.2 απεικονίζονται σε ένα κοινό διάγραμμα η απόκριση συχνότητας στην περίπτωση τρεις περιπτώσεις:

- 1) Όταν ο αντιστροφέας δεν συμμετέχει καθόλου στην ρύθμιση της συχνότητας.

- 2) Όταν ο αντιστροφέας συμμετέχει στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας μέσω του ελέγχου στατισμού.
- 3) Όταν ο αντιστροφέας συμμετέχει και στην πρωτεύουσα ρύθμιση μέσω του ελέγχου στατισμού, αλλά και στην αδρανειακή απόκριση συχνότητας εισάγοντας εικονική αδράνεια στο σύστημα.



Σχήμα 5.2: Απόκριση συχνότητας αυτόνομου δικτύου στις τρεις περιπτώσεις όταν στην ρύθμιση: 1) συμμετέχει μόνο ο ρυθμιστής στροφών της γεννήτριας (μπλε καμπύλη), 2) συμμετέχει και ο αντιστροφέας με χρήση της τεχνικής ελέγχου στατισμού (κόκκινη καμπύλη), 3) συμμετέχει και ο αντιστροφέας με χρήση των τεχνικών ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας (πράσινη καμπύλη).

Στο Σχ. 5.2, η καμπύλη με το μπλε χρώμα, αντιπροσωπεύει την απόκριση συχνότητας όταν στο σύστημα επενεργεί μόνο ο ρυθμιστής στροφών της γεννήτριας. Βλέπουμε ότι, μεταβατικά η συχνότητα κάνει μία πολύ απότομη μεταβολή, φτάνοντας μέχρι και τιμή μικρότερη από τα 49Hz. Μια τόσο μεγάλη μεταβολή είναι πολύ αρνητική γιατί μπορεί να οδηγήσει μέχρι και σε τριπάρισμα κάποιου διακόπτη του συστήματος, με αποτέλεσμα να επιδεινωθεί ακόμα περισσότερο η κατάσταση αν χαθεί παραγωγή από το δίκτυο. Επιπλέον παρατηρούμε ότι η συχνότητα κάνει αρκετές ταλαντώσεις και απαιτείται πολύς χρόνος, (πάνω από 7 δευτερόλεπτα) για να ισορροπήσει. Και αυτή η κατάσταση είναι αρνητική διότι καταπονείται μηχανικά ο δρομέας της γεννήτριας.

Όταν εφαρμόσουμε τον έλεγχο στατισμού στο δίκτυο (κόκκινη καμπύλη) παρατηρούμε τρεις σημαντικές βελτιώσεις στην απόκριση συχνότητας. Πρώτον, η μεταβατική απόκριση της συχνότητας βελτιώνεται αισθητά, αυξάνοντας την ελάχιστη τιμή από τα 48,9Hz στα 49,4Hz περίπου. Δεύτερον πραγματοποιούνται λιγότερες ταλαντώσεις των ηλεκτρικών μεγεθών του συστήματος, το οποίο φτάνει σε ισορροπία πολύ νωρίτερα, συγκριμένα μέσα σε περίπου 2 δευτερόλεπτα. Τρίτον, η συχνότητα

μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, ισορροπεί σε μία τιμή πιο κοντά στην ονομαστική σε σχέση με πριν.

Όταν πέρα από τον έλεγχο στατισμού, ο αντιστροφέας συνεισφέρει και στην αδρανειακή απόκριση μέσω του ελέγχου εικονικής αδράνειας (πράσινη καμπύλη), παρατηρούμε ότι τα πλάτη των μεταβατικών ταλαντώσεων της συχνότητας μικραίνουν ακόμα περισσότερο και το σύστημα φτάνει σε κατάσταση ισορροπίας ακόμα πιο γρήγορα, συγκεκριμένα μέσα περίπου σε 1 δευτερόλεπτο. Όπως είναι ήδη γνωστόν και έχουμε εξηγήσει σε προηγούμενο κεφάλαιο, ο έλεγχος εικονικής αδράνειας επενεργεί μόνο μεταβατικά και δεν συνεισφέρει στην βελτίωση της μόνιμης κατάστασης.

Συνοψίζοντας, σύμφωνα με το παράδειγμα που παρουσιάσαμε καταφέραμε να δούμε ποιοτικά πως επιδρά ο έλεγχος στατισμού και εικονικής αδράνειας στο σύστημα και με ποιο τρόπο βελτιώνει την απόκριση συχνότητας. Στην επόμενη ενότητα, θα κατασκευάσουμε ένα ολοκληρωμένο ηλεκτρικό σύστημα, το οποίο τροφοδοτείται από πηγή τάσης για να κρατείται σταθερή η συχνότητα, και στο οποίο είναι συνδεδεμένες μπαταρίες μέσω αντιστροφέα. Σκοπός μας θα είναι να παρουσιάσουμε την επίδραση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος για την ρύθμιση της εγχεόμενης ισχύος μέσω του αντιστροφέα, καθώς επίσης και των τεχνικών έλεγχος στατισμού και εικονική αδράνεια.

5.2 Επίδραση αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος και των τεχνικών έλεγχος στατισμού και εικονική αδράνεια.

5.2.1 Κατασκευή του ΣΗΕ στο Matlab Simulink

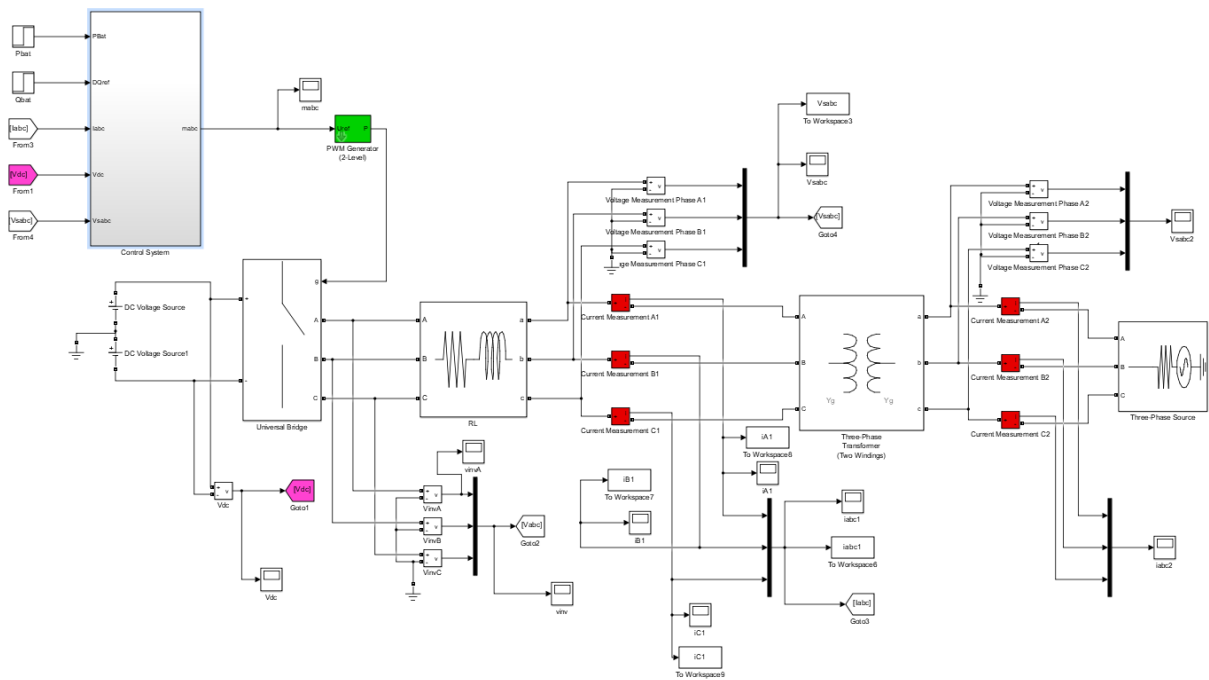
Για την υλοποίηση της προσομοίωσης, αρχικά κατασκευάσαμε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας το οποίο αποτελείται από μια πηγή σταθερής τάσης και συχνότητας και μπαταρίες, οι οποίες συνδέονται στο δίκτυο μέσω αντιστροφέα. Ύστερα σχεδιάσαμε τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος για τον έλεγχο του αντιστροφέα, και τέλος προσθέσαμε τον έλεγχο στατισμού και εικονικής αδράνειας.

Στη συνέχεια παρατίθεται το κύκλωμα που σχεδιάσαμε στο Simulink (Σχ. 5.3) και ακολουθεί η ανάλυσή του.

Ξεκινάμε την ανάλυση του κυκλώματος από δεξιά προς τα αριστερά. Στο δεξιότερο άκρο του σχήματος βλέπουμε μια τριφασική πηγή τάσης (Three Phase Source). Με αυτήν αναπαριστούμε το άπειρο τριφασικό δίκτυο μέσης τάσης, καθώς αυτό το μπλοκ μας δίνει την δυνατότητα να δημιουργήσουμε τις κυματομορφές της τάσης, οι οποίες είναι καθαρά ημιτονοειδείς και παραμένουν αναλλοίωτες ανεξάρτητα με τις μεταβολές των διαφόρων μεγεθών στο δίκτυο. Το άπειρο δίκτυο, λοιπόν, συνδέεται μέσω ενός Μ/Σ ανύψωσης τάσης σε συνδεσμολογία αστέρα-αστέρα (Three-Phase Transformer) στην έξοδο του αντιστροφέα, όπου έχουμε τοποθετήσει και ένα βαθυπερατό φίλτρο RL. Το φίλτρο βοηθάει στην εξάλειψη των υψίσυχνων αρμονικών συνιστωσών της τάσης, που δημιουργούνται εξαιτίας της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα. Πριν το φίλτρο βρίσκεται ο αντιστροφέας (universal Bridge), μέσω του

οποίου συνδέονται οι μπαταρίες στο δίκτυο. Για την αναπαράσταση των μπαταριών χρησιμοποιήσαμε δύο DC πηγές.

Στη συνέχεια παρατίθενται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά κάθε ηλεκτρικού στοιχείου του κυκλώματος.



Σχήμα 5.3: ΣΗΕ σταθερής τάσης και συχνότητας στο οποίο συνδέονται μπαταρίες μέσω αντιστροφέα, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Όλο το δίκτυο χαρακτηρίζεται από συχνότητα ονομαστική τιμής 50Hz

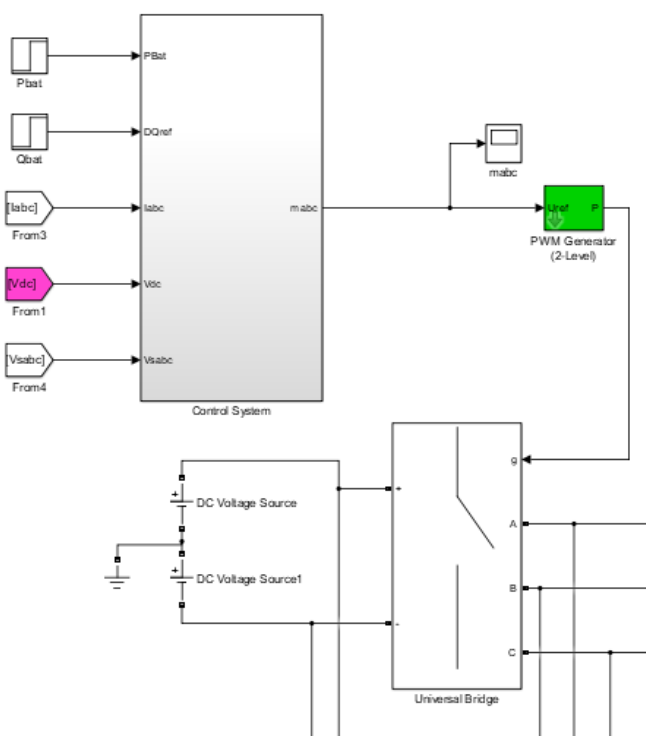
- Δίκτυο: $\tilde{V}_{sL-L} = 15kV$ (πολική τάση)
 $r_s = 0,01\Omega$ (εσωτερική αντίσταση πηγής)
- Μετασχηματιστής: Πρωτεύον: $\tilde{V}_{1M/\Sigma} = 15kV$
Δευτερεύον: $\tilde{V}_{2M/\Sigma} = 0,4kV$
 $Yg-yg$
 $S_{M/\Sigma} = 2MVA$
 $r = 0,01 \text{ p.u.}, x = 0,06 \text{ p.u.}$
- Φίλτρο: $R = 0,001\Omega, L = 0,01H$
- Inverter: Μοντελοποιείται με τη χρήση ιδανικών διακοπών
 $S_{inv} = 1,8MVA$
 $r_{on} = 0,00001\Omega$ (αντίσταση αγωγής των διακοπών)
- Μπαταρίες: $V_{DC} = 26.100Vp$
- Γεννήτρια PWM: $f_{PWM} = 8,33kHz$

Συνεχίζοντας την ανάλυση του κυκλώματος, παρατηρούμε ότι στην είσοδο g (gate) του αντιστροφέα δίνεται ένα σήμα από τη γεννήτρια PWM (PWM Generator).

Η γεννήτρια αυτή δημιουργεί τους παλμούς που δίνονται ως είσοδοι στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

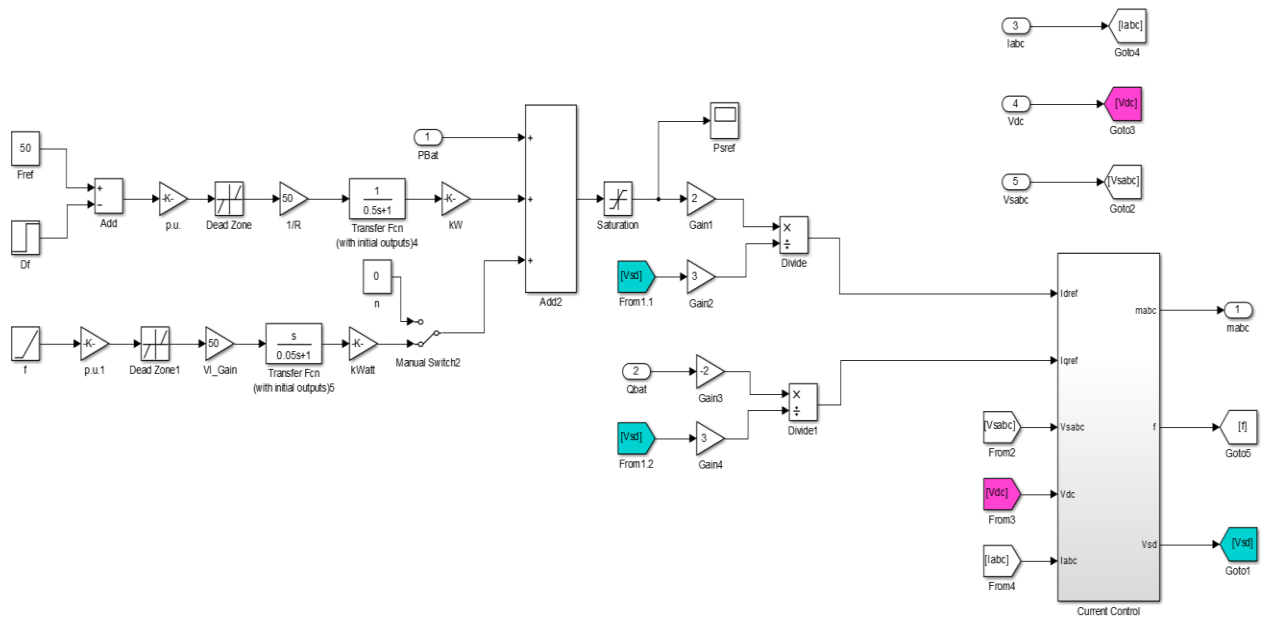
Οι παλμοί που ελέγχουν τελικά την τάση εξόδου του αντιστροφέα, προκύπτουν από τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος, ο οποίος στο παραπάνω κύκλωμα έχει σχεδιαστεί μέσα στο υποσύστημα «Control System». Όπως έχουμε δει και σε προηγούμενη ενότητα, ο έλεγχος ρεύματος δημιουργεί τα κατάλληλα σήματα διαμόρφωσης m , τρία στον αριθμό, ένα για κάθε φάση. Τα σήματα m είναι ημιτονοειδή, με πλάτος που κυμαίνεται στο εύρος $[-1,1]$ και έχουν διαφορά φάσης 120° . Με βάση αυτά τα σήματα λοιπόν, η γεννήτρια PWM παράγει τους κατάλληλους παλμούς που ρυθμίζουν την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στο Σχ. 5.4, φαίνεται απομονωμένο το σύστημα του αντιστροφέα, με την γεννήτρια PWM, το υποσύστημα ελέγχου και τις μπαταρίες.



Σχήμα 5.4: Σύστημα αντιστροφέα μπαταριών, γεννήτριας PWM και υποσυστήματος ελέγχου, όπως σχεδιάστηκαν στο Simulink.

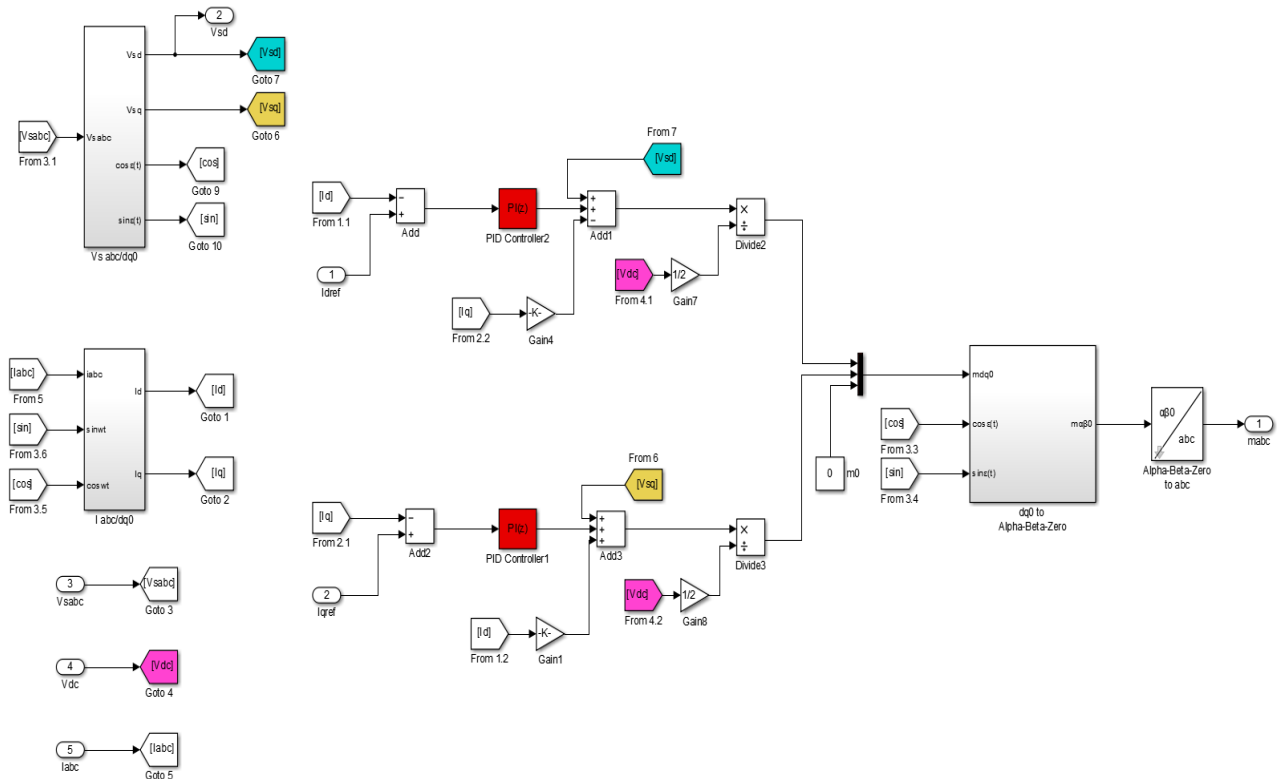
Στο Σχ. 5.5 παρουσιάζεται το εσωτερικό κύκλωμα του υποσυστήματος «Control System».



Σχήμα 5.5: Εσωτερικό κύκλωμα του υποσυστήματος «Control System», όπως σχεδιάστηκε στο Simulink

Στο εσωτερικό του «Control System», έχει υλοποιηθεί το ο έλεγχος στατισμού, εικονικής αδράνειας καθώς επίσης και ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος.

Στο Σχ. 5.6 παρουσιάζεται το εσωτερικό κύκλωμα του υποσυστήματος «Current Control».



Σχήμα 5.6: Κύκλωμα αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, υλοποιήθηκε ως εξής:

Αρχικά μετατρέπουμε την τριφασική τάση της πηγής V_{sabc} και το τριφασικό ρεύμα της γραμμής I_{abc} στο πεδίο dq . Για την μετατροπή, κατασκευάσαμε δικά μας μπλοκς για να μπορέσουμε να παρακάμψουμε την χρήση του PLL, το οποίο όπως θα δούμε και στη συνέχεια δεν μπορεί να μεταφραστεί σε κώδικα C και να φορτωθεί στον DSP, για την υπολοποίηση του ελέγχου. Όπως φαίνεται και στο Σχ.5.6, από την μετατροπή του V_{sabc} στο πεδίο dq , πήραμε ως έξοδο τα $\cos\theta(t)$ και $\sin\theta(t)$, και τα δώσαμε ως είσοδο στο μπλοκ που υλοποιεί την αντίστροφη μετατροπή (από το dq - abc).

Τα μετρούμενα ρεύματα i_d και i_q αφαιρούνται από τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς, i_{dref} , i_{qref} και προκύπτουν τα σφάλματα $e_d = i_{dref} - i_d$ και $e_q = i_{qref} - i_q$. Αυτά, δίνονται ως είσοδοι στους PI ελεγκτές των οποίων τα κέρδη, υπολογίζονται από την επίλυση του συστήματος $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R+r_{on}}{L} \frac{L}{k_p} = \tau_i$, όπως έχουμε δείξει σε προηγούμενο κεφάλαιο. Για $\tau_i = 3,183ms$, προκύπτουν τα κέρδη $k_p = 3,1416$ και $k_i = 0,31416$.

Στην έξοδο των ελεγκτών παίρνουμε τα σήματα u_d και u_q . Σε αυτά προστίθενται οι είσοδοι V_{sd} και V_{sq} , αντίστοιχα, καθώς επίσης αφαιρούνται οι όροι που δημιουργούν την απόζευξη των μεγεθών d και q , $i_q L \omega_0$ και $i_d L \omega_0$ ($u_d + V_{sd} - i_q L \omega_0$, $u_q + V_{sq} - i_d L \omega_0$). Στη συνέχεια, τα δύο αυτά αθροίσματα διαιρούνται με $V_{DC}/2$ και προκύπτουν τα σήματα διαμόρφωσης m_d , m_q . Τα τελευταία μεταφέρονται πάλι στο πεδίο abc και δίνονται ως είσοδος στην γεννήτρια PWM.

Σημειώνεται ότι οι ελεγκτές που χρησιμοποιούμε στον έλεγχο ρεύματος, είναι διακριτού χρόνου και έχουν συνάρτηση μεταφοράς της μορφής $P + IT_s \frac{1}{z-1}$.

5.2.2 Πείραμα 1^ο – Επίδραση αλγορίθμου «έλεγχος ρεύματος» σε ισχυρό δίκτυο

Αρχικά θα εξετάσουμε την λειτουργία του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος στο άπειρο δίκτυο που κατασκευάσαμε. Για τον σκοπό αυτό, θα ορίσουμε με μια βηματική συνάρτηση (P_{bat}) την ενεργό ισχύ που θέλουμε να παρέχουμε στο δίκτυο μέσω του αντιστροφέα, κάποια χρονική στιγμή. Το ίδιο θα κάνουμε και για την έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο (Q_{bat}).

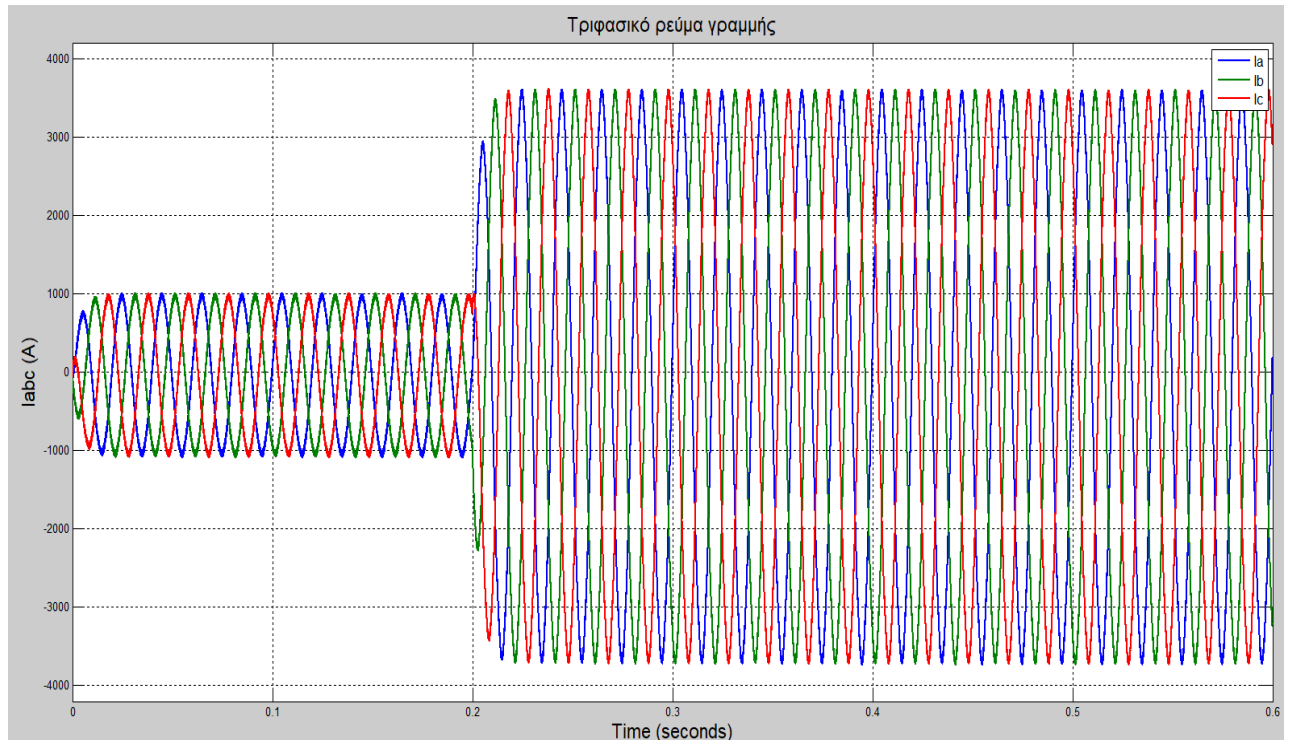
5.2.2.1 Αύξηση εγγεόμενης ενεργού ισχύος από $P_{bat}=0,5MW$ στο $P_{bat}=1,8MW$, την $t=0,2sec$

Αρχικά, οι μπαταρίες παρέχουν στο δίκτυο ενεργό ισχύ $0,5MW$ και την χρονική στιγμή $t=0,2sec$ δίνουμε την εντολή να αυξηθεί η εγγεόμενη ισχύς στην ονομαστική τιμή, δηλαδή στα $1,8MW$.

Από την πρώτη εκ των δύο σχέσεων (4.23), υπολογίσαμε τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς για τις δύο αυτές τιμές ισχύος. Οι τιμές που προέκυψαν είναι:

- Για $P_{\text{sref}} = 0,5 \text{ MW} \Rightarrow i_{\text{dref}} = 1025,64 \text{ A}$
- Για $P_{\text{sref}} = 1,8 \text{ MW} \Rightarrow i_{\text{dref}} = 3692,3 \text{ A}$

Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



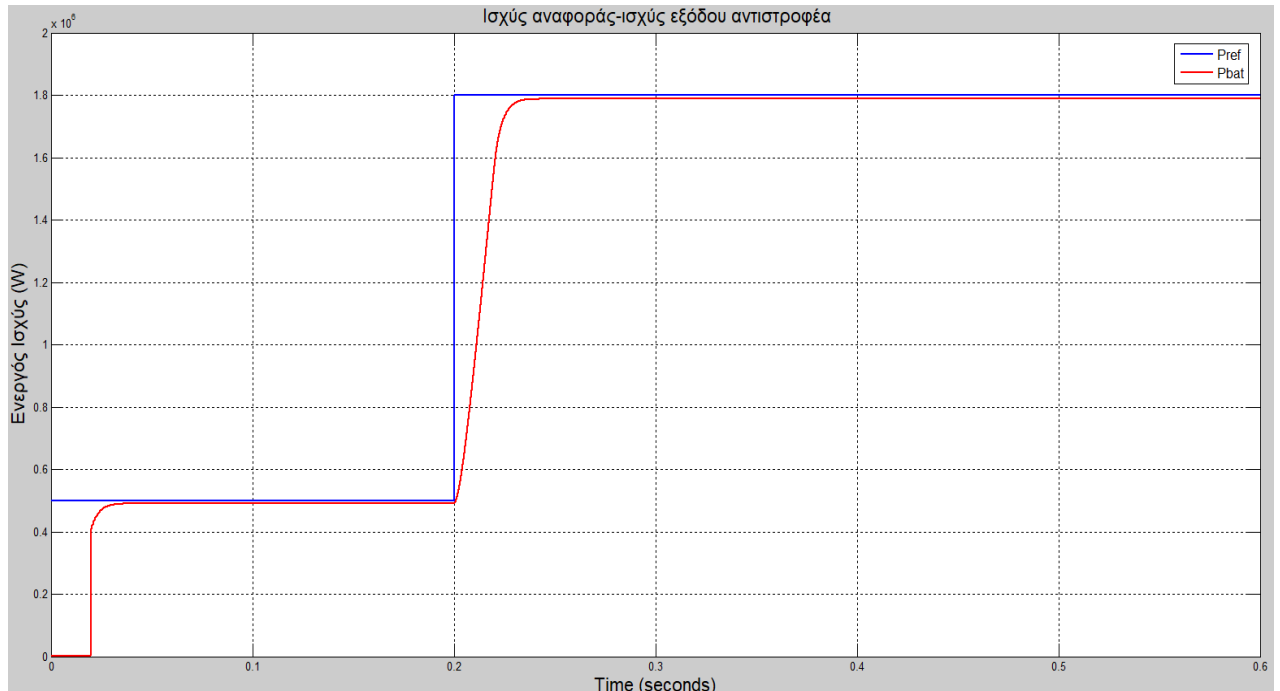
Σχήμα 5.7: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στο Σχ. 5.7 βλέπουμε το τριφασικό ρεύμα γραμμής. Αρχικά και μέχρι την χρονική στιγμή $t=0,2\text{sec}$ το ρεύμα γραμμής έχει πλάτος $1025,64\text{A}$, ενώ μετά αυξάνεται μέχρι την ονομαστική του τιμή, $3692,3\text{A}$. Επίσης παρατηρούμε ότι ο χρόνος που μεσολαβεί μέχρι το ρεύμα να φτάσει την τιμή αναφοράς, δηλαδή η χρονική απόκριση του ελέγχου, είναι περίπου $0,01\text{sec}$.

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι, ο έλεγχος ρεύματος επενεργεί πολύ γρήγορα και πετυχαίνει την ρύθμιση, με αρκετά καλή ακρίβεια.

Από το διάγραμμα του Σχ, 5.7 παρατηρούμε ότι, είναι σαν να προστίθεται στο ρεύμα μια πολύ μικρή DC συνιστώσα, η οποία μετατοπίζει το κέντρο της ταλάντωσης από τον οριζόντιο άξονα λίγο πιο κάτω. Αυτό μπορεί να οφείλεται στην τεχνική που έχουμε επιλέξει για την διαμόρφωση των παλμών (SPWM) που ελέγχουν τον αντιστροφέα ή/και στο φίλτρο που έχουμε επιλέξει. Έγιναν αρκετές δοκιμές τιμών RL και αυτές που επιλέχθηκαν τελικά, οδηγούσαν στα βέλτιστα αποτελέσματα. Η αρκικής μελέτη για την βέλτιστη επιλογή των χαρακτηριστικών του φίλτρου, ξεφεύγει από τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής.

Στη συνέχεια παρατίθεται σε κοινό διάγραμμα (Σχ. 5.8) οι τιμές αναφοράς της ισχύος, που δώσαμε εμείς στον έλεγχο ρεύματος (Pbat-μπλε καμπύλη), και η ισχύς που αποδίδεται τελικά στην έξοδο του αντιστροφέα (Pout-κόκκινη καμπύλη).



Σχήμα 5.8: Σύγκριση τριφασικής ισχύος αναφοράς και υλοποιούμενης στην έξοδο του αντιστροφέα.

Και από το Σχ. 5.8 παρατηρούμε ότι ο έλεγχος της ισχύος με χρήση του αλγορίθμου ελέγχου ρευματος, είναι πολύ ικανοποιητικός αφού στην έξοδο παίρνουμε την ισχύ που αναμένουμε με μία ελάχιστη απόκλιση, σχεδόν μηδαμινή.

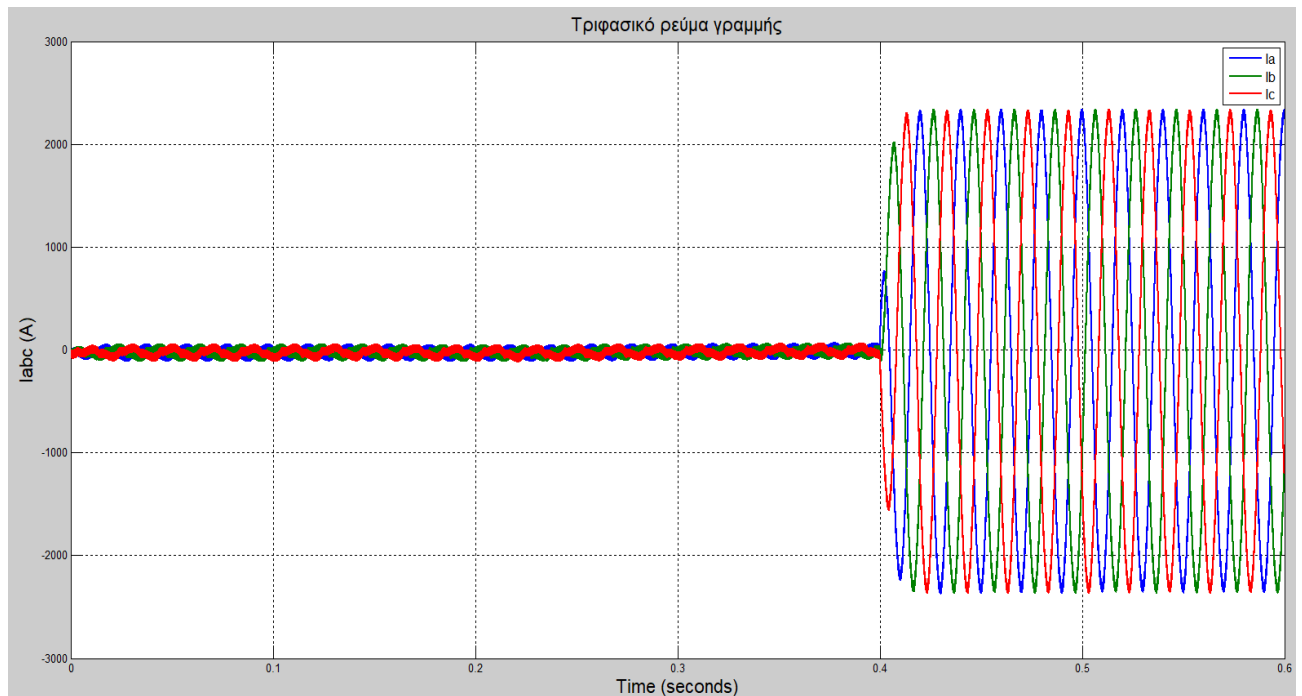
5.2.2.2 Απορρόφηση αέργου ισχύος $Q_{bat}=-1MVar$, την $t=0.4sec$

Αρχικά, οι μπαταρίες δεν παρέχουν ούτε απορροφούν από το δίκτυο άεργο ισχύ και τη χρονική στιγμή $t=0,4sec$ δίνουμε την εντολή για απορρόφηση αέργου ισχύος 1MVar.

Από την δεύτερη εκ των δύο σχέσεων (4.23), υπολογίσαμε το αντίστοιχο ρεύμα αναφοράς. Η τιμή που προέκυψε είναι η παρακάτω:

- Για $Q_{sref} = -1 MVar \Rightarrow i_{qref} = 2051,28A$

Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

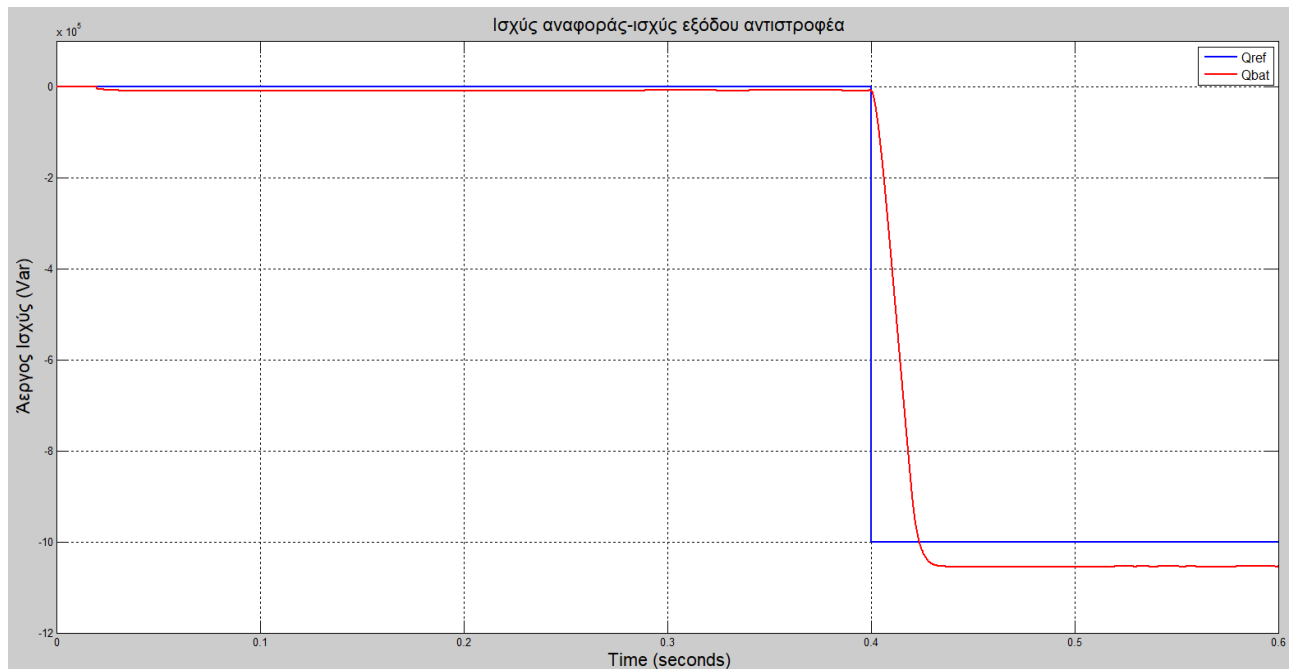


Σχήμα 5.9: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στο Σχ. 5.9 βλέπουμε το τριφασικό ρεύμα γραμμής. Αρχικά και μέχρι την χρονική στιγμή $t=0,4\text{sec}$ είναι μηδενικό, ενώ μετά αυξάνεται και φτάνει την τιμή 2300A περίπου. Παρατηρούμε ότι ο χρόνος που μεσολαβεί μέχρι το ρεύμα να φτάσει την τιμή αναφοράς, δηλαδή η χρονική απόκριση του ελέγχου, είναι περίπου 0,01sec.

Ωστόσο σε αυτήν την περίπτωση, υπάρχει μια απόκλιση από την τιμή του ρεύματος αναφοράς. Αυτό μπορεί να οφείλεται στην επιλογή του συγκεκριμένου φίλτρου για τον αντιστροφέα ή τη μέθοδο διαμόρφωσης των παλμών καθώς ο έλεγχος δουλεύει ικανοποιητικά για την ενεργό ισχύ, χωρίς σφάλμα.

Στο επόμενο διάγραμμα απεικονίζεται η άεργος ισχύς αναφοράς και η τελικά υλοποιούμενη ισχύς εξόδου του αντιστροφέα. Εφόσον υπάρχει απόκλιση στο υλοποιούμενο ρεύμα, αναμενόμενο είναι να υπάρχει απόκλιση και στην προκύπτουσα άεργο ισχύ.

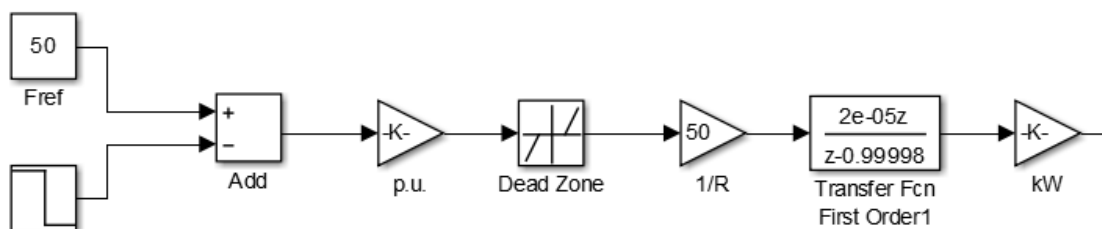


Σχήμα 5.10: Σύγκριση τριφασικής ισχύος αναφοράς και υλοποιούμενης στην έξοδο του αντιστροφέα.

5.2.3 Πείραμα 2^ο – Επίδραση της τεχνικής «έλεγχος στατισμού» σε ισχυρό δίκτυο

Στην ενότητα 4.4.2 έχουμε παρουσιάσει τη λειτουργία του ελέγχου στατισμού. Όπως καταλαβαίνουμε σε ένα άπειρο δίκτυο, όπου θεωρούμε ότι η συχνότητα διατηρείται σταθερή και μια μεταβολή της ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο από τις μπαταρίες, δεν μπορεί να μεταβάλλει τη συχνότητα του δικτύου, δεν έχει νόημα να μιλάμε για ρύθμιση συχνότητας. Ωστόσο, για λόγους πληρότητας παρουσιάζουμε στη συνέχεια την λειτουργία του droop control στο άπειρο σύστημα. Αυτό που κάνουμε ουσιαστικά, είναι να δίνουμε ως είσοδο στον έλεγχο droop μια βηματική συνάρτηση Δf, μέσω της οποίας ορίζουμε να γίνει μια συγκεκριμένη μεταβολή της ισχύος, σε μια δεδομένη χρονική στιγμή της προσομοίωσης.

Στο Σχ. 5.11 απομονώνεται το κομμάτι του ελέγχου στατισμού από το υπόλοιπο κύκλωμα.



Σχήμα 5.11: Κύκλωμα ελέγχου στατισμού, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

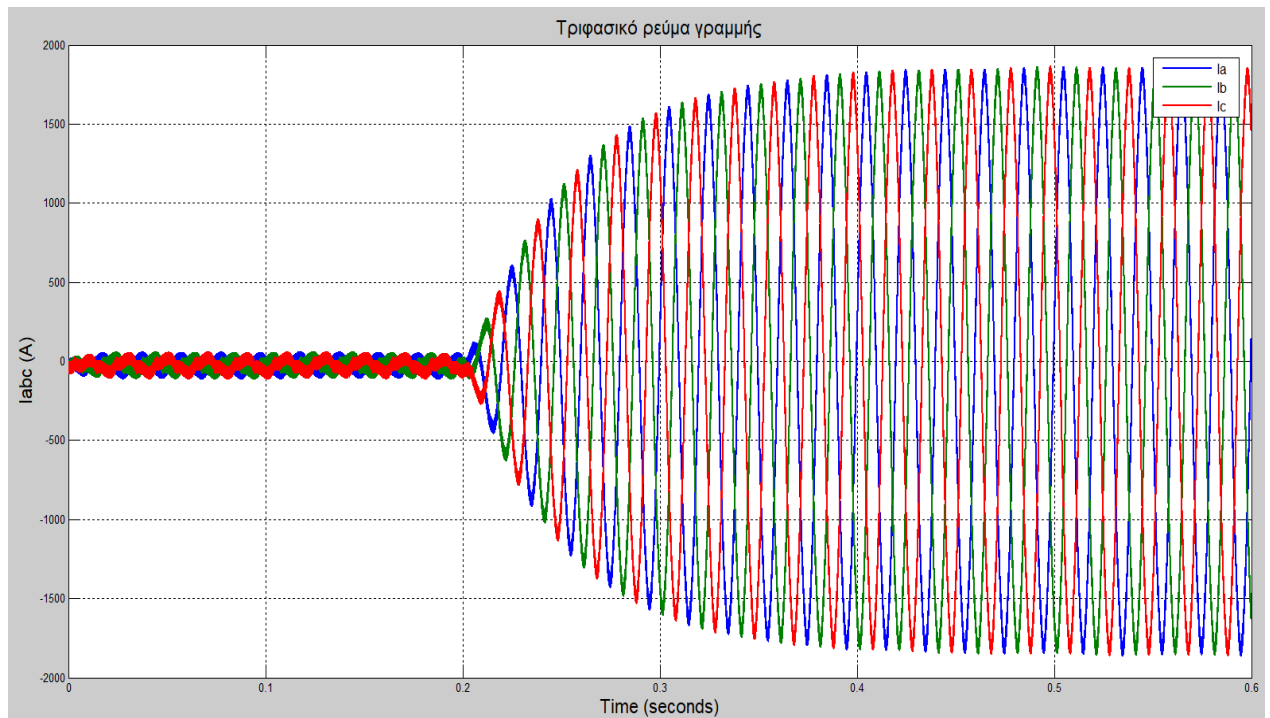
Βλέπουμε ότι ως τιμή αναφοράς της συχνότητας δίνουμε την ονομαστική, 50Hz, και ορίζουμε στην βηματική συνάρτηση, να γίνει μια μεταβολή της συχνότητας από τα 50Hz στα 49.5Hz την χρονική στιγμή $t=0.2\text{sec}$. Στην συνέχεια το σφάλμα $e=F_{\text{ref}}-Df$, που είναι η διαφορά ανάμεσα στην τελική τιμή της συχνότητας και στην ονομαστική τιμή, κανονικοποιείται (διαιρείται διά 50) και δίνεται ως είσοδος σε έναν ελεγκτή διακριτού χρόνου με συνάρτηση μεταφοράς $\frac{2e-0.5z}{z-0.99998}$, και κέρδος 50, το οποίο προκύπτει, σύμφωνα με την θεωρία, ως ο αντίστροφος στατισμός $1/R$. Πριν την συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή, παρατηρούμε ότι υπάρχει ένα μπλοκ με την ονομασία «Dead Zone». Αυτό, ουσιαστικά δημιουργεί μια «νεκρή ζώνη» με σκόπο να μην ενεργοποιείται ο έλεγχος για πολύ μικρές μεταβολές της συχνότητας. Συγκεκριμένα, η νεκρή ζώνη περιλαμβάνει τις τιμές από 0,996f_{nom} έως 1,004f_{nom}. Τέλος η έξοδος από τον ελεγκτή πολλαπλασιάζεται με την ονομαστική τιμή της ισχύος του αντιστροφέα 1,8MW, για να υπολογίσουμε την ισχύ που πρέπει να παρέχουν ή να απορροφήσουν οι μπαταρίες από το δίκτυο. Σημειώνεται, ότι προφανώς όσο το σφάλμα συχνότητας το κρατάμε στο μηδέν, ο έλεγχος Droop δεν έχει καμία επίδραση στο σύστημα.

Για τον υπολογισμό του στατισμού R , θεωρήσαμε ότι ο αντιστροφέας πρέπει να εγγεί την ονομαστική του ισχύ όταν η συχνότητα πέσει στα 49Hz, και ότι στα 50Hz δεν παρέχει καθόλου ισχύ στο σύστημα. Για αυτήν την υπόθεση, προκύπτει $R=2\%$.

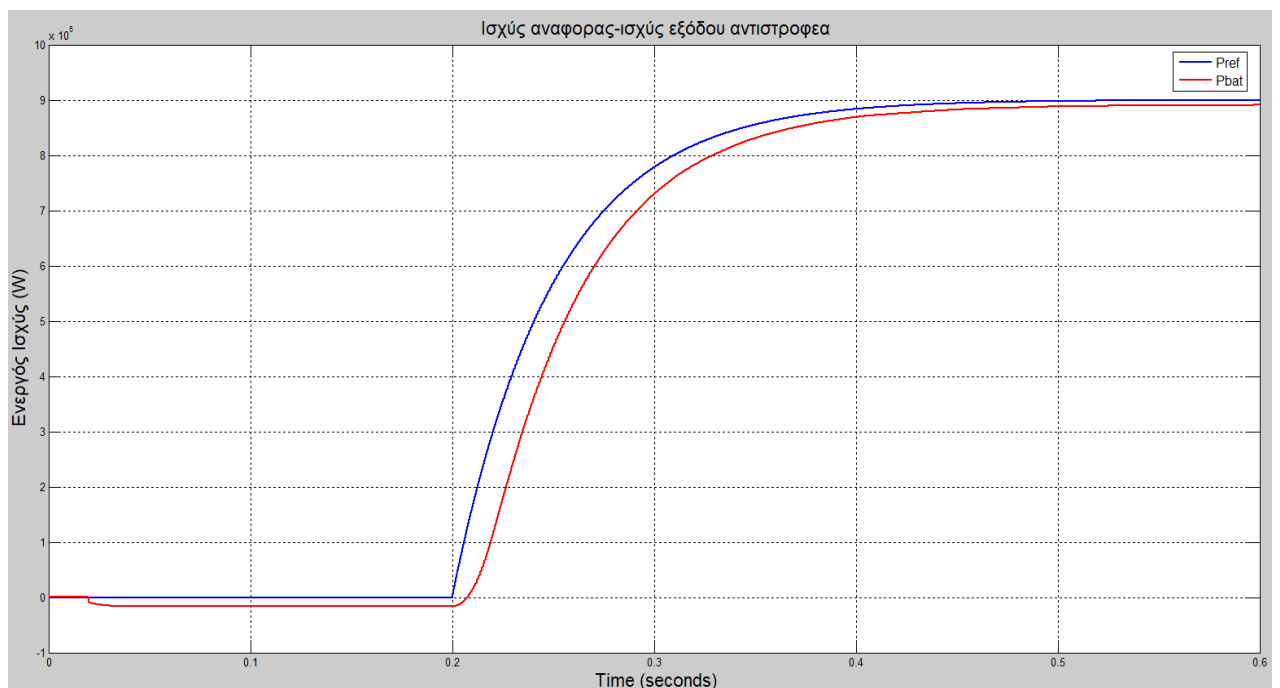
Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα του πειράματος.

Στο διάγραμμα του Σχ. 5.12 βλέπουμε ότι αρχικά το ρεύμα της γραμμής ήταν περίπου μηδενικό. Την χρονική στιγμή $t=0.2\text{sec}$ που συμβαίνει η αλλαγή της τιμής της συχνότητας, το ρεύμα αυξάνεται και φτάνει την τιμή 1846A περίπου. Για αυτήν την τιμή του ρεύματος υπολογίζουμε την αντίστοιχη ισχύ που καλείται ο αντιστροφέας να παρέχει στο σύστημα, από την πρώτη σχέση εκ των δύο (4.22), $P_{sref} = \frac{3V_s}{2} i_{dref}$
 $\Rightarrow P_{sref} = 900kW$.

Επιπλέον παρατηρούμε ότι, ο χρόνος που μεσολαβεί από την στιγμή που γίνεται η αλλαγή στην συχνότητα και ενεργοποιείται ο έλεγχος droop, μέχρι η εγχεόμενη ισχύς να φτάσει την τιμή αναφοράς, είναι περίπου 0.2sec.



Σχήμα 5.12: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην έξοδο του αντιστροφέα.



Σχήμα 5.13: Σύγκριση τριφασικής ισχύος αναφοράς και υλοποιούμενης στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στο Σχ. 5.13, έχουν σχεδιαστεί σε ένα κοινό διάγραμμα η τιμή αναφοράς της ισχύος που πρέπει να δοθεί στο σύστημα όταν η συχνότητα μεταβάλλεται από την ονομαστική της τιμή στα 49.5Hz (Pref-μπλε καμπύλη), και η ισχύς που αποδίδεται

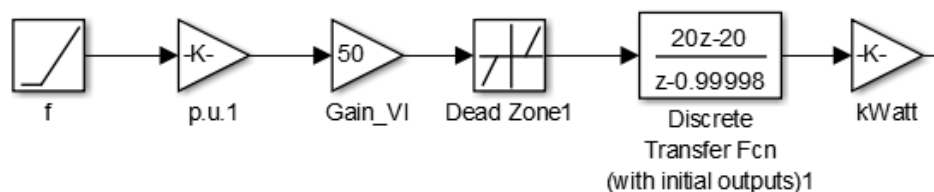
τελικά στην έξοδο του αντιστροφέα (Pout-κόκκινη καμπύλη). Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος της ισχύος είναι πολύ ικανοποιητικός και ότι στην έξοδο παίρνουμε την ισχύ που αναμένουμε με κάποιες μικρές απώλειες που πιθανόν οφείλονται, όπως έχουμε ήδη αναφέρει στην τεχνική που έχουμε επιλέξει για την διαμόρφωση των παλμών (SPWM) που ελέγχουν τον αντιστροφέα ή/και στο φίλτρο που έχουμε επιλέξει.

5.2.4 Πείραμα 3^ο – Επίδραση της τεχνικής «εικονική αδράνεια» σε ισχυρό δίκτυο

Έχουμε ήδη παρουσιάσει το θεωρητικό υπόβαθρο για την εικονική αδράνεια, σε προηγούμενο κεφάλαιο. Όπως και στην περίπτωση του ελέγχου στατισμού, η λειτουργία της εικονικής αδράνειας σε ένα σύστημα όπου θεωρούμε ότι η συχνότητα δεν μεταβάλλεται, δεν μπορεί να φανεί, όσον αφορά την βελτίωση της μεταβατικής απόκρισης της συχνότητας σε μια μεταβολή του ισοζυγίου ισχύος. Ωστόσο πάλι για λόγους πληρότητας, θα δείξουμε ότι και αυτό το κομμάτι του ελέγχου λειτουργεί έτσι όπως αναμένουμε. Για τον σκοπό αυτό, θα δώσουμε ως είσοδο στο τμήμα που υλοποιεί την εικονική αδράνεια, μια συνάρτηση ράμπας με σταθερή κλίση, η οποία ουσιαστικά θα αντιπροσωπεύει την μεταβατική απόκριση της συχνότητας.

Το κέρδος της τεχνικής αυτής το υπολογίσαμε έτσι ώστε, όταν η συχνότητα μεταβάλλεται με ρυθμό -1Hz/sec, ο αντιστροφέας να παρέχει την ονομαστική του ισχύ και όταν δεν υφίσταται κάποια μετάβολη, ο αντιστροφέας να παρέχει μηδενική ισχύ στο δίκτυο. Για αυτήν την υπόθεση, το κέρδος εικονικής αδράνειας προκύπτει 50.

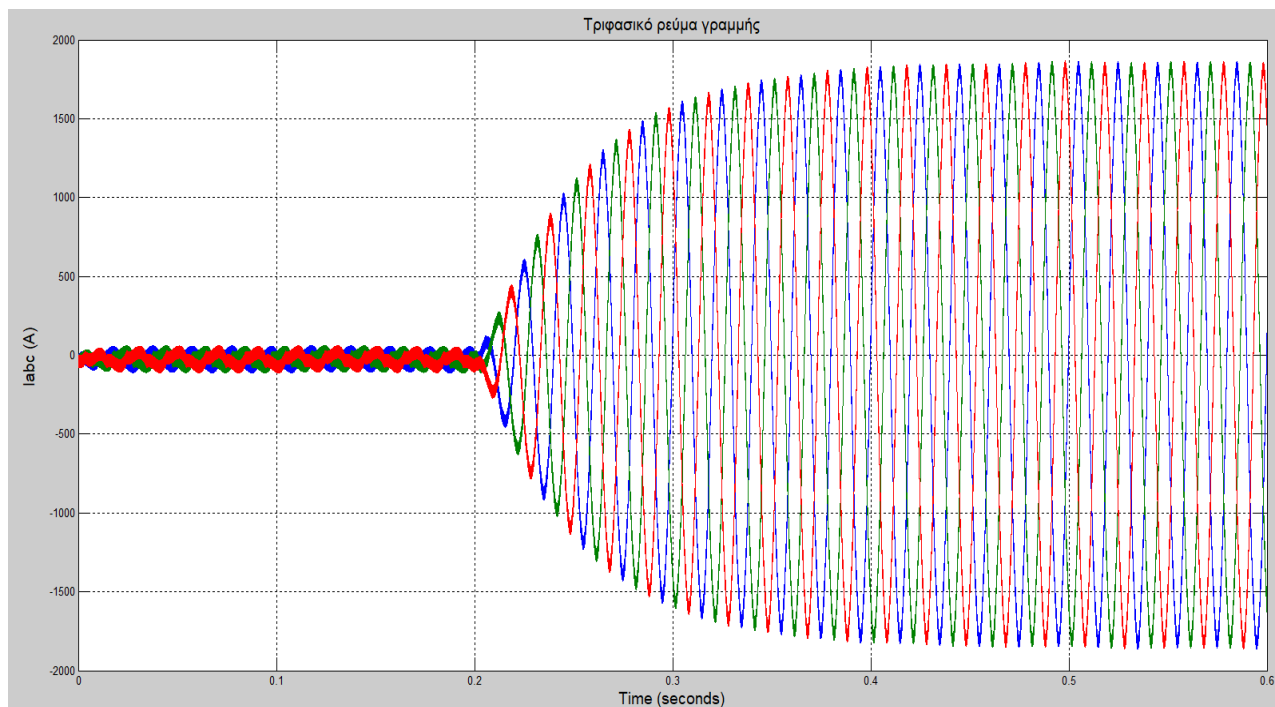
Στο Σχ. 5.14 απομονώνεται το κομμάτι της εικονικής αδράνειας από το υπόλοιπο κύκλωμα.



Σχήμα 5.14: Κύκλωμα ελέγχου εικονικής αδράνειας, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Όπως είπαμε, δίνουμε ως είσοδο μία συνάρτηση ράμπας η οποία αναπαριστά τη συχνότητα. Αρχικά λοιπόν, η συχνότητα διατηρείται σταθερή στα 50Hz και την χρονική στιγμή $t=0.2\text{sec}$ αρχίζει να μειώνεται με σταθερή κλίση -0.5Hz/sec . Το πρώτο μπλοκ διαιρεί τη συχνότητα με 50 για να τη μετατρέψουμε σε ανά μονάδα. Στη συνέχεια, πολλαπλασιάζεται με το κέρδος εικονικής αδράνειας, δίνεται ως είσοδος στον ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς $\frac{20z-20}{z-0.99998}$ και τέλος το αποτέλεσμα πολλαπλασιάζεται με την ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα για την εύρεση της ισχύος που παρέχεται στο δίκτυο. Πριν την συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή, παρατηρούμε ότι υπάρχει ένα μπλοκ με την ονομασία «Dead Zone». Αυτό, ουσιαστικά δημιουργεί

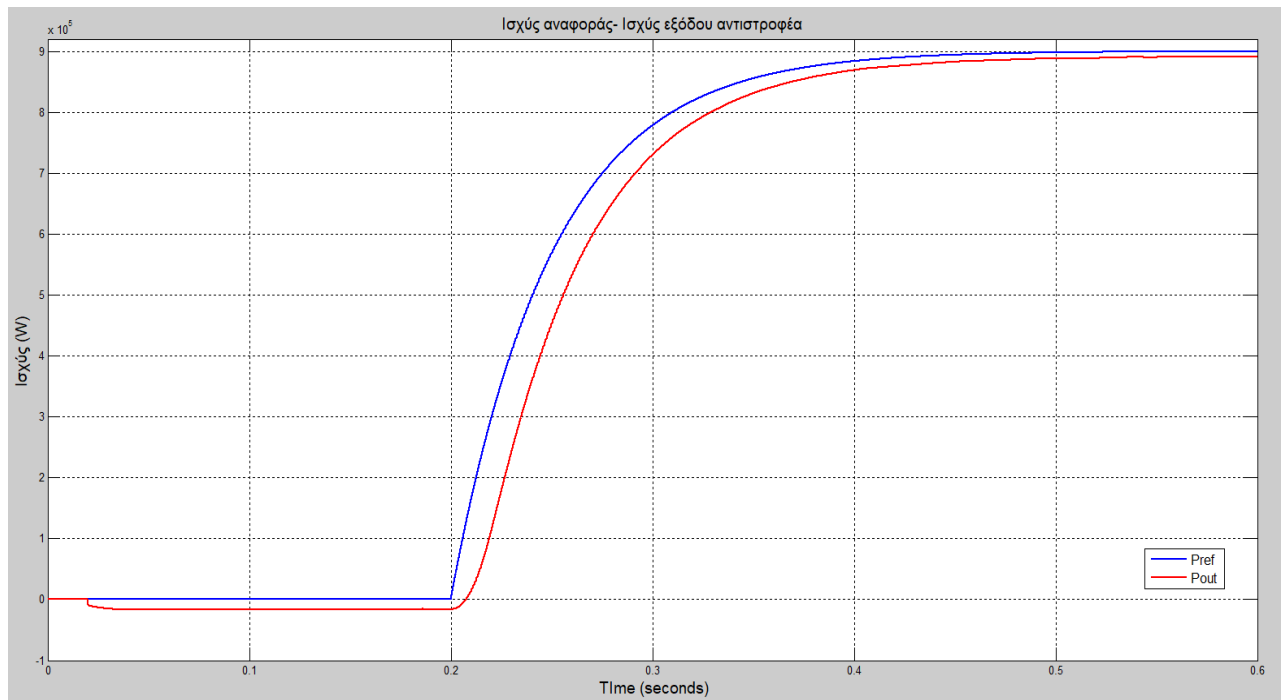
για μια «νεκρή ζώνη» με στόχο να μην ενεργοποιείται ο έλεγχος για πολύ μικρές μεταβολές της συχνότητας. Συγκεκριμένα, η νεκρή ζώνη περιλαμβάνει τις τιμές του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας (df/dt) από $-0,002$ έως $0,002$ α.μ., με άλλα λόγια για τιμές του df/dt σε αυτό το εύρος δεν ενεργοποιείται ο έλεγχος εικονικής αδράνειας.



Σχήμα 5.15: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στο διάγραμμα του Σχ. 5.15 βλέπουμε ότι αρχικά το ρεύμα της γραμμής ήταν περίπου μηδενικό. Την χρονική στιγμή $t=0.2\text{sec}$ που η συχνότητα αρχίζει να μεταβάλλεται, το ρεύμα αυξάνεται και φτάνει περί τα 1846A . Για αυτήν την τιμή του ρεύματος υπολογίζουμε την αντίστοιχη ισχύ που καλείται ο αντιστροφέας να παρέχει στο σύστημα, από την σχέση: $P_{sref} = \frac{3\hat{V}_s}{2} i_{dref} \Rightarrow P_{sref} = 900\text{kW}$.

Επιπλέον παρατηρούμε ότι, ο χρόνος που μεσολαβεί από την στιγμή που η συχνότητα αρχίζει να μεταβάλλεται και γίνεται η ενεργοποίηση του μηχανισμού εικονικής αδράνειας, μέχρι η εγγεόμενη ισχύς να φτάσει την τιμή αναφοράς, είναι περίπου 0.2sec . Αυτή είναι δηλαδή η χρονική απόκριση του ελέγχου.



Σχήμα 5.16: Σχήμα 5.13: Σύγκριση τριφασικής ισχύος αναφοράς και υλοποιούμενης στην έξοδο του αντιστροφεία.

Στο Σχ. 5.13, έχουν σχεδιαστεί σε ένα κοινό διάγραμμα η τιμή αναφοράς της ισχύος που πρέπει να δοθεί στο σύστημα όταν η συχνότητα αρχίζει να μεταβάλλεται με σταθερό ρυθμό -0.5Hz/s (Pref-μπλε καμπύλη), και η ισχύς που αποδίδεται τελικά στην έξοδο του αντιστροφεία (Pout-κόκκινη καμπύλη). Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος της ισχύος είναι πολύ ικανοποιητικός αφού στην έξοδο παίρνουμε την ισχύ που αναμένουμε με κάποιες μικρές απώλειες.

Υπό κανονικές συνθήκες, όταν η συχνότητα θα άρχιζε να μεταβάλλεται, εξαιτίας κάποιας αλλαγής στο ισοζύγιο ισχύος, η εικονική αδράνεια θα επενεργούσε, παρέχοντας ισχύ αλλά όταν θα σταθεροποιούνταν η συχνότητα, δεν θα είχε πια καμία επίδραση στο σύστημα. Ωστόσο στο δικό μας παράδειγμα δεν το βλέπουμε αυτό καθώς, έχουμε υποθέσει ότι η συχνότητα μεταβάλλεται με σταθερό ρυθμό, και για αυτό παρέχεται και σταθερή ισχύς μέσω του ελέγχου εικονικής αδράνειας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Επεξεργαστής Ψηφιακού Σήματος (Digital Signal Processor – DSP)

6.1 Εισαγωγή

Για την προσομοίωση CHIL, χρησιμοποιήσαμε έναν επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor – DSP) στον οποίο φορτώσαμε τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος (current control), τον έλεγχο στατισμού και εικονικής αδράνειας για να υλοποιεί τον έλεγχο του αντιστροφέα που προσομοιώνουμε στον RTDS. Με τη χρήση αυτού του αλγορίθμου, ο DSP παράγει τους κατάλληλους παλμούς που πρέπει να δοθούν ως είσοδοι στα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα, για την παραγωγή της επιθυμητής τάσης στην έξοδό του. Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστεί συνοπτικά ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήσαμε, κάποιες δυνατότητες του και τα χαρακτηριστικά του.

6.2 Παρουσίαση DSP

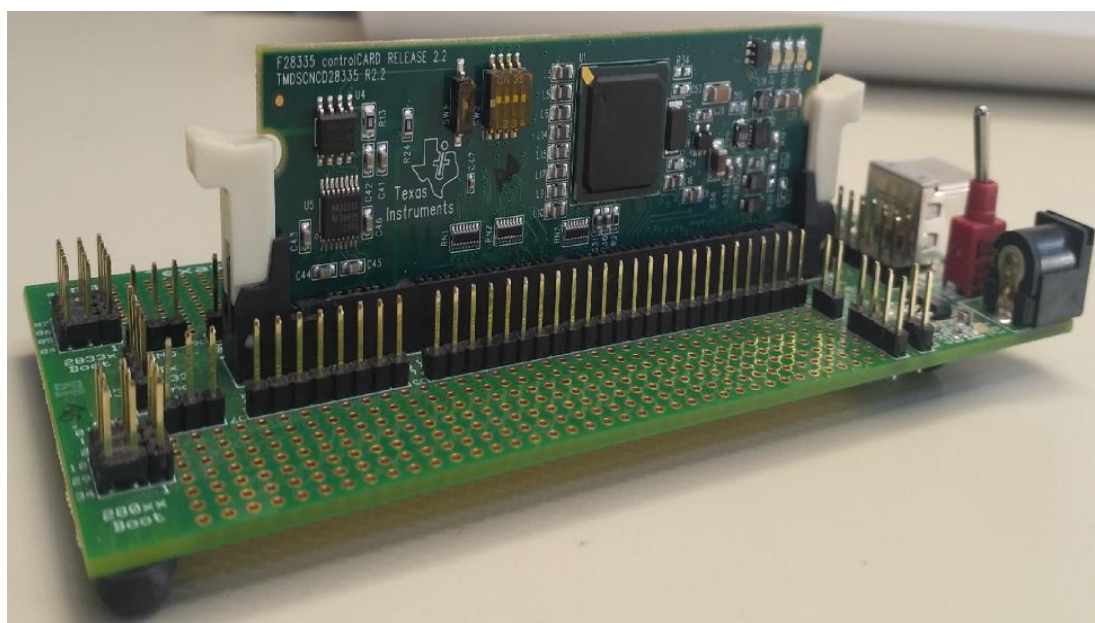
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει και στο πρώτο κεφάλαιο, στην παρούσα διπλωματική θα πραγματοποιήσουμε μια προσομοίωση CHIL, στην οποία θα χρησιμοποιήσουμε έναν προσομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS) για την προσομοίωση του ηλεκτρικού δικτύου και μια συσκευή ελέγχου, το Hardware Under Test (HUT), μέσα στην οποία θα υλοποιείται ο αλγόριθμος για τον έλεγχο της ισχύος και κατ'επέκταση της συχνότητας, σε αυτόνομο δίκτυο. Μέσω αυτού του τύπου προσομοίωσης, θα μπορέσουμε να τεστάrouμε την απόδοση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος σε συνθήκες κοντά στις πραγματικές.

Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήσαμε για την προσομοίωση είναι ένας επεξεργαστής ψηφιακού σήματος (DSP). Αυτοί, είναι ειδικού σκοπού, και διαθέτουν κατάλληλη αρχιτεκτονική που είναι βέλτιστη για την επεξεργασία ψηφιακών σημάτων. Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται για αυτούς τους μικροεπεξεργαστές, συνήθως απαιτούν την γρήγορη εκτέλεση ενός πολύ μεγάλου αριθμού πράξεων σε επαναλαμβανόμενα, διαδοχικά μικρά διακριτά βήματα (χρόνος δειγματοληψίας). Ωστόσο, αρκετοί μικροελεγκτές παρουσιάζουν περιορισμούς όσον αφορά την

ταχύτητα επεξεργασίας, και κυρίως την παροχή των δεδομένων στις εξόδους τους. Για τον λόγο αυτό, πρέπει να δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στην επιλογή του ρυθμού δειγματοληψίας της προσομοίωσης και των μεγάλων διακοπτικών συχνοτήτων.

Ο μικροεπεξεργαστής που επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε είναι της εταιρείας Texas Instrument, καθώς διαθέτει αρκετά πλεονεκτήματα τα οποία διευκολύνουν την υλοποίηση της συγκεκριμένης προσομοίωσης. Επίσης, οι μικροελεγκτές αυτής της εταιρείας, έχουν κάποια χαρακτηριστικά τα οποία τους καθιστούν πολύ χρήσιμους για εφαρμογές ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος. Ακόμα, ορισμένοι υποστηρίζονται από το Matlab, το οποίο παρέχει βιβλιοθήκες για το Simulink. Τέλος, κάποιοι μικροεπεξεργαστές διαθέτουν ενσωματωμένους μετατροπείς σήματος, από ψηφιακό σε αναλογικό (Digital to Analog Converter – DAC), από αναλογικό σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter – ADC) καθώς και αναλογικές εισόδους. [17]

Ο DSP που χρησιμοποιήσαμε στην προσομοίωσή μας, είναι ο TMS320F28335 Delfino™ Family από τη σουίτα TMS320C2000™ (Σχ 6.1), ο οποίος διαθέτει τα περισσότερα από τα πλεονεκτήματα που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο. Το εργαστήριο διαθέτει το Experimenter's Kit, το οποίο μαζί με τον επεξεργαστή περιλαμβάνει μια βάση υποδοχής του και μία F28x controlCARD™. Ο επεξεργαστής μαζί με την κάρτα ελέγχου του είναι τοποθετημένος πάνω στη βάση υποδοχής η οποία είναι μια μικρή μητρική πλακέτα που δίνει τη δυνατότητα μεταξύ άλλων στο χρήστη, να έχει πρόσβαση σε όλες τις εισόδους και εξόδους γενικού σκόπου του επεξεργαστή (General Purpose Input-Output – GPIO) και στα ADC σήματα. Επιπλέον, η μητρική προσφέρει την ισχύ που απαιτείται για τη λειτουργία της κάρτας ελέγχου και διαθέτει υποδοχή για τη διασύνδεση με υπολογιστή ή άλλης συσκευής μέσω USB.



Σχήμα 6.1: Ο DSP TMS320F28335 της εταιρείας Texas Instrument, που χρησιμοποιήσαμε για την προσομοίωση CHIL.

Στη συνέχεια παρατίθεται ο Πίνακας 6.1 με τα χαρακτηριστικά του TMS320F28335.

CPU	C28x
Total Processing (MIPS)	150
Frequency (MHz)	150
Flash (KB)	512
RAM (KB)	68
ADC resolution	12-bit
ADC (Ch)	16
Sigma-Delta Filter	0
DAC	0
PWM (Ch)	12
High-resolution PWM (ch)	6
SPI	1
UART (SCI)	3
I2C	1
CAN (#)	2
DMA (Ch)	6
EMIF	1 32/16-Bit
McBSP	2
USB	0
Operating temperature range (C)	-40 to 125 -40 to 85
# of ADC modules	1
Features	External Interface (XINTF) Single Zone Code Security 32-bit CPU Timers Watchdog Timer 2-pin Oscillator AEC-Q100 Automotive Qual
Analog-to-digital converter (ADC)	ADC12: 2-S/H, 12.5-MSPS
CAP	6
Comparators (#)	0
Frequency per CLA (MHz)	0
GPIO	88
Processing cccelerators	FPU DMA
PWM technology type	Type 0
QEP	2

Πίνακας 6.1: Πίνακας προδιαγραφών του TMS320F28335. [17]

Από τον Πίνακα 6.1 βλέπουμε, ότι ο μικροεπεξεργαστής λειτουργεί στα 150MHz και άρα είναι αρκετά γρήγορος για να χρησιμοποιηθεί στην προσομοίωση CHIL. Επιπλέον είναι ιδιαίτερα σημαντικό το γεγονός ότι διαθέτει μετατροπέα

αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (Analog to Digital Conversion – ADC) και 16 αναλογικές εισόδους.

Ο DSP ανάμεσα στα αρκετά περιφερειακά, διαθέτει και ειδικά κανάλια ePWM, τα οποία είναι κατάλληλα για την δημιουργία πολύπλοκων ψηφιακών παλμών για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η θεωρία της PWM διαμόρφωσης και η λογική με την οποία υλοποιείται μέσα στον ελεγκτή, ο τρόπος με τον οποίο δημιουργήσαμε τους παλμούς καθώς και το πως εξάγουμε τους παλμούς από τον DSP για να τους τροφοδοτήσουμε στη συνέχεια στον RTDS.

Για περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με οποιαδήποτε λειτουργία του DSP, την αρχιτεκτονική και τη δομή του, μπορεί να ανατρέξει κανείς στα εγχειρίδια που παρέχει η εταιρεία Texas Instruments στην ιστοσελίδα της.

6.3 Διαμόρφωση SPWM και υλοποίησή της μέσω του περιφερειακού ePWM

6.3.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, είναι μία τεχνική μέσω της οποίας μπορεί να επιτευχθεί ο έλεγχος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Η τάση μπορεί να ρυθμιστεί με την αυξομείωση των διαστημάτων αγωγής των ημιαγωγικών διακοπών, μέσω των παλμών οδήγησής τους. Κατά συνέπεια, αυξομειώνοντας τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών, η τάση εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να παραμείνει σταθερή στις διάφορες διακυμάνσεις των υπολοίπων ηλεκτρικών μεγεθών του συστήματος.

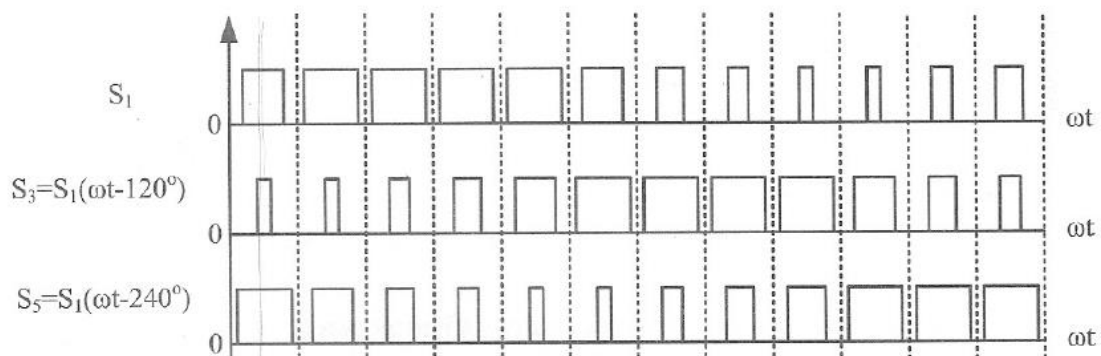
Η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός, ο οποίος αποτελείται από τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα και από τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες (ανεπιθύμητες αρμονικές), οι οποίες πρέπει να εξαλειφθούν ή να μειωθούν, έτσι ώστε να υπάρχει συμμόρφωση σύμφωνα με το διεθνές πρότυπο ορίων αρμονικών τάσης του IEEE 519. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιείται στην έξοδο του αντιστροφέα ένα βαθυπερατό φίλτρο. Το μέγεθος, το βάρος και το κόστος του φίλτρου εξαρτώνται από το πλάτος και τη συχνότητα της θεμελιώδους αρμονικής. Ωστόσο δεν αρκεί μόνο αυτό. Είναι απαραίτητο επιπλέον να μην οδηγούμαστε στη χρήση πολύ ακριβών φίλτρων, με αποτέλεσμα να πρέπει να παράγεται μια τάση καλής ποιότητας στην έξοδο του αντιστροφέα. Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μια τεχνική λοιπόν, η οποία να μην ελέγχει την τάση εξόδου του αντιστροφέα, αλλά παράλληλα παράγει μια καλής ποιότητας τάση.

Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, στο κύκλωμα ελέγχου, δημιουργούνται τρία ημιτονοειδή σήματα αναφοράς, ένα για κάθε σκέλος ή φάση του αντιστροφέα, με μία διαφορά φάσης το καθένα από τα υπόλοιπα 120° , και μια τριγωνική κυματομορφή η οποία αντιστοιχεί στο φέρον σήμα. Όλα τα σήματα είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους.

Η συχνότητα του σήματος αναφοράς (ημιτονοειδές σήμα) προσδιορίζει την επιθυμητή συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

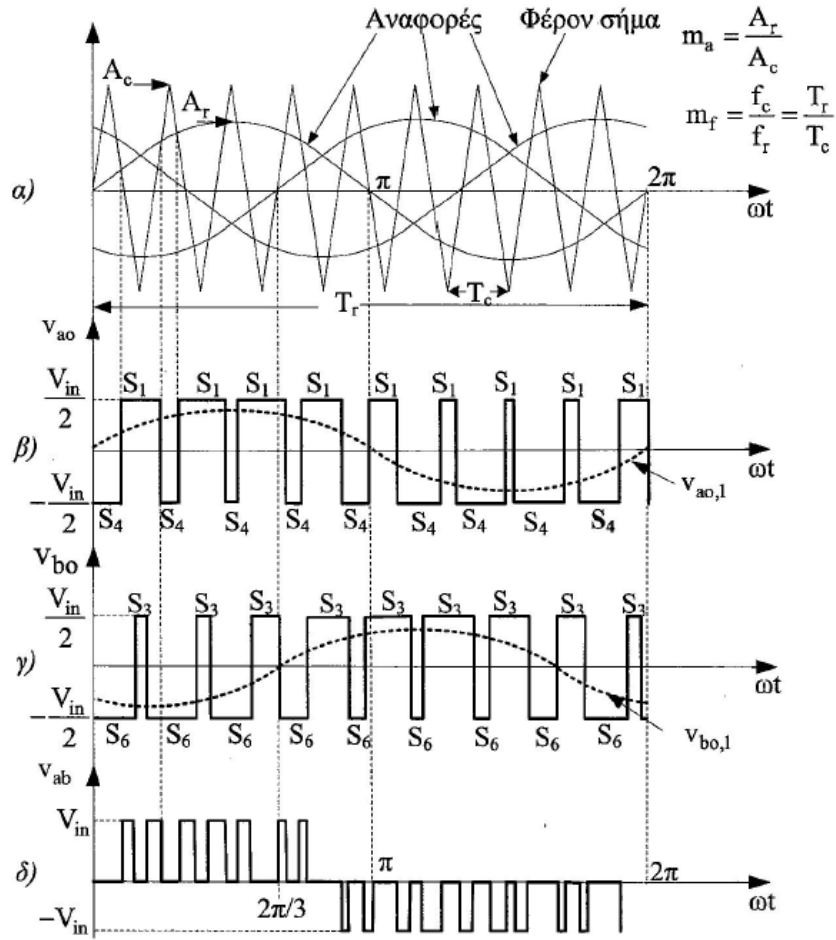
Η συχνότητα του φέροντος σήματος προσδιορίζει την επιθυμητή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα και τη συχνότητα των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών.

Η λογική με την οποία παράγονται οι παλμοί είναι η εξής: η κυματομορφή του σήματος αναφοράς συγκρίνεται με αυτή του φέροντος. Όταν το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος είναι μεγαλύτερο από αυτό του τριγωνικού, τότε παράγεται ένας παλμός πλάτους 1 (λογικό «on»). Αντίθετα, όταν το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος είναι μικρότερο από αυτό του τριγωνικού, δεν παράγεται κάποιος παλμός (λογικό «off»). Με αυτόν το τρόπο παράγεται η κυματομορφή των παλμών οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών 1, 3 και 5. Οι αντίστροφες κυματομορφές ορίζουν τους παλμούς οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών 2, 4 και 6. Στο Σχ. 6.2 παρατίθεται ένα παράδειγμα της προκύπτουσας μορφής των παλμών των διακοπτικών για τους διακόπτες 1, 3 και 5. Βλέπουμε ότι, οι κυματομορφές των παλμών είναι ίδιες απλά με μία μετατόπιση ανάμεσά τους, κατά 120° . Τονίζεται ότι δεν μπορούν ποτέ να άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη των διακοπών (1,2), (3,4) ή (5,6).



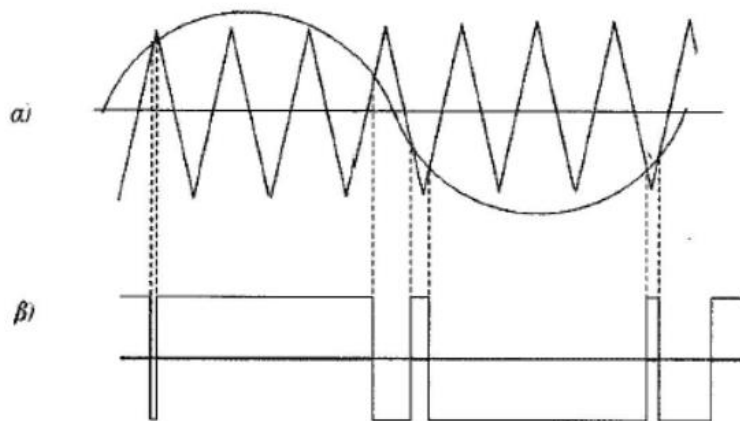
Σχήμα 6.2: Παράδειγμα κυματομορφής παλμών για τους 1, 3 και 5. [18]

Στο Σχ. 6.3 φαίνεται ένα παράδειγμα με τις προκύπτουσες τάσεις των φάσεων a και b, καθώς και της πολικής τάσης vab.



Σχήμα 6.3: Παραγωγή φασικών και πολικών τάσεων αντιστροφή με την τεχνική SPWM. [18]

Σημειώνεται επίσης ότι, το πλάτος του σήματος αναφοράς δεν μπορεί να πάρει μεγαλύτερες τιμές από το πλάτος του φέροντος σήματος, καθώς τότε οδηγούμαστε στο φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης. Σύμφωνα με αυτό, ένας μεγάλος αριθμός τριγωνικών παλμών του φέροντος σήματος δεν τέμνει το σήμα αναφοράς και κατά συνέπεια προκύπτουν λανθασμένοι παλμοί οδήγησης (Σχ. 6.4).



Σχήμα 6.4: Φαινόμενο υπερδιαμόρφωσης. [18]

6.3.2 Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM)

Το περιφερειακό ePWM, είναι μια λειτουργία κλειδί που διαθέτει ο DSP, για τον έλεγχο ηλεκτρονικών ισχύος τόσο εμπορικού όσο και βιομηχανικού τύπου. Επιπλέον, το συγκεκριμένο περιφερειακό διαθέτει μια συνάρτηση μετατροπής από ψηφιακό σε αναλογικό, η οποία μπορεί να δώσει στον κύκλο λειτουργίας (Duty Cycle – DC) ενός παλμού ένα πολύ μεγάλο εύρος τιμών.

Ref: ePWM

Γενικά ένα αποδοτικό PWM περιφερειακό πρέπει να μπορεί να παράγει περίπλοκους παλμούς με μεταβαλλόμενο duty cycle και να απαιτεί όσο το δυνατόν λιγότερη ισχύ και παρέμβαση από τον επεξεργαστή. Επιπλέον πρέπει να προσφέρει μεγάλη ευελιξία στην παραμετροποίηση, ενώ παράλληλα να είναι κατανοητή η λειτουργία του και εύκολη στη χρήση. Η μονάδα ePWM, πληρεί όλες αυτές τις προδιαγραφές, καθώς έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να λειτουργεί αυτόνομα, χωρίς τον διαμοιρασμό των πόρων αλλά παρέχει και τη δυνατότητα παράλληλης λειτουργία με άλλες μονάδες τέτοιου τύπου αλλά και μαζί με το υπόλοιπο σύστημα.

Κάθε περιφερειακό ePWM αποτελείται από επτά (7) υπομονάδες, όπου κάθε μία από αυτές υλοποιεί συγκεκριμένες λειτουργίες. Οι υπομονάδες αναφέρονται στη συνέχεια μαζί με μια σύντομη περιγραφή της λειτουργίας τους: [19]

- **Time-Base (TB) module:** Καθορίζει το χρονισμό όλων των γεγονότων, μέσα στο περιφερειακό. Η ενσωματωμένη λογική συγχρονισμού που διαθέτει, επιτρέπει την επικοινωνία μεταξύ διαφορετικών ePWM περιφερειακών και την λειτουργία τους ως ένα ενιαίο σύστημα.
- **Counter-Compare (CC) module:** Η συγκεκριμένη μονάδα δέχεται ως είσοδο έναν καταχωρητή-μετρητή από τη TB, τον Time-Base Counter (TBCTR). Η τιμή αυτού του μετρητή, συγκρίνεται συνεχώς με τους καταχωρητές Counter-Compare A (CMPA) και Counter-Compare B (CMPB). Όταν, λοιπόν η τιμή του TBCTR είναι ίση με την τιμή ενός εκ των CMPA, CMPB, η μονάδα Counter-Compare παράγει ένα κατάλληλο γεγονός. Συνεπώς, η συγκεκριμένη μονάδα δημιουργεί γεγονότα. Επιπλέον, μέσω αυτής ελέγχεται το duty cycle των παλμών PWM, σε συνδυασμό με την κατάλληλη παραμετροποίηση της Action-Qualifier μονάδας. Επιπλέον μεριμνεί για την αποφυγή αλλοιώσεων και σφαλμάτων στην παραγωγή των παλμών.
- **Action-Qualifier (AQ) module:** Είναι αρμόδια για την επιλογή των πράξεων που θα συμβούν με βάση τα γεγονότα που έχουν δημιουργηθεί. Επιπλέον διαχειρίζεται την προτεραιότητα των γεγονότων και παρέχει ανεξάρτητο έλεγχο αυτών, όταν ο TBCTR αυξάνεται και όταν μειώνεται.
- **Dead-Band (DB) module:** Παράγει την «νεκρή ζώνη» μεταξύ του ζεύγους παλμών των καναλιών EPWMxA και EPWMxB, ώστε να μην προκύπτουν επικαλύψεις μεταξύ τους, γεγονός που θα οδηγούσε σε ταυτόχρονη αγωγή διακοπτικών που κανονικά δεν επιτρέπεται να άγουν την ίδια στιγμή. Αυτή η λειτουργία ωστόσο μπορεί να υλοποιηθεί και μέσω της μονάδας Action-qualifier.

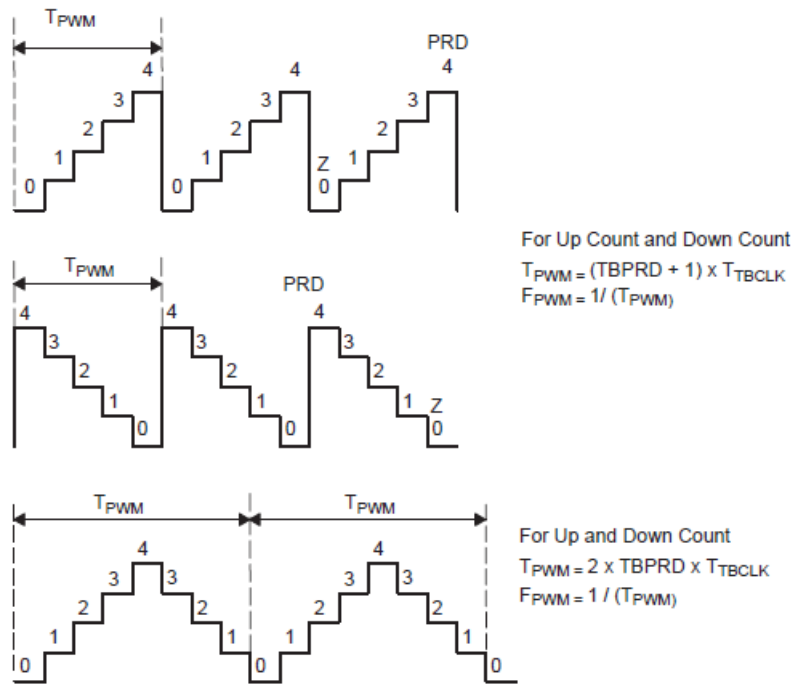
- **PWM-Chopper (PC) module:** Μέσω αυτής της μονάδας μπορεί να οριστεί η συχνότητα του φέροντος σήματος, να οριστεί το εύρος του πρώτου παλμού και ο κύκλος λειτουργίας του δεύτερου και των επόμενων παλμών.
- **Event-Trigger (ET) module:** Η συγκεκριμένη μονάδα διαχειρίζεται τα γεγονότα που παράγονται από τις μονάδες time-base, counter-compare και digital-compare για να παράγει σήματα που οδηγούν σε «interrupt» του επεξεργαστή και/ή ξεκινάει μια διαδικασία μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό, όταν συμβεί κάποιο προκαθορισμένο γεγονός.
- **Trip-Zone (TZ) module:** Ανιχνεύει εξωτερικές καταστάσεις σφάλματος, και μπορεί να προγραμματιστεί ώστε οι έξοδοι ePWM να αποκρίνονται καταλλήλως όταν συμβεί κάποιο σφάλμα.

Στο πείραμά μας, για την δημιουργία των παλμών, χρησιμοποιήσαμε κάποιες από τις δυνατότητες που προσφέρει το περιφερειακό ePWM. Συγκεκριμένα παραμετροποιήσαμε τις μονάδες Time-Base, Counter-Compare και Action-Qualifier και παρακάμψαμε τελείως τις υπόλοιπες τέσσερις (4) υπομονάδες, καθώς υπάρχει και αυτή η δυνατότητα. [20]

Στη συνέχεια παρουσιάζονται κάποιοι καταχωρητές καθοριστικής σημασίας, για τη δημιουργία των παλμών.

- **Time-Base Clock (TBCLK):** είναι μια κβαντοποιημένη εκδοχή του ρολογιού του συστήματος (SYSCLKOUT), και χρησιμοποιείται από όλες τις υπομονάδες του περιφερειακού ePWM. Αυτός ο καταχωρητής καθορίζει τον ρυθμό με τον οποίο ο μετρητής TBCTR αυξάνεται ή μειώνεται κατά ένα.
- **Time-Base Period Register (TBPRD):** μέσω αυτού, καθορίζουμε την περίοδο του φέροντος σήματος PWM, και έμμεσα τη διακοπτική συχνότητα. Οι τιμές που παίρνει είναι ακέραιες και αντιστοιχούν στον συνολικό αριθμό των TBCLK που διαρκεί μία περίοδος.
- **Time-Base Counter (TBCTR):** είναι ένας μετρητής ο οποίος ξεκινάει είτε από το μηδέν είτε από την τιμή του TBPRD και αυξάνεται ή μειώνεται κατά ένα κάθε TBCLK. Όπως θα δούμε και στη συνέχεια, όταν η τιμή του ισούται με κάποιες συγκεκριμένες τιμές, παράγονται κάποια γεγονότα με βάση τα οποία γίνονται κάποια συμβάντα.
- **Time-Base Control Register (TBCTL):** καθορίζει τον τρόπο λειτουργίας του TBCTR. Υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας, το Up count, Down count και Up and Down count, οι οποίοι θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.
- **Counter-Compare A/B Register:** με βάση αυτούς τους καταχωρητές, καθορίζουμε τη διάρκεια των παλμών. Η τιμή τους αντιστοιχεί ουσιαστικά στο πλάτος του σήματος αναφοράς σε ποσοστό επί τοις εκατό του πλάτους του τριγωνικού φέροντος σήματος.

Η συχνότητα του παλμού PWM καθορίζεται από τον καταχωρητή TBPRD και τον τρόπο με τον οποίο επιλέγουμε να αλλάξει η τιμή του μετρητή TBCTR, δηλαδή ανάλογα με το περιεχόμενο του TBCTL. Οι τρεις τρόποι φαίνονται στο Σχήμα 6.5.



Σχήμα 6.5: Τρόποι δημιουργίας των παλμών. Με τη σειρά που απεικονίζονται: Up Count, Down Count, Up and Down Count. [19]

- **Up-Count:** ο μετρητής έχει αρχική τιμή το μηδέν και ξεκινάει να αυξάνεται κατά ένα, μέχρι να συμβεί το γεγονός $TBCTR=TBPRD$. Τότε ξαναμηδενίζεται και επαναλαμβάνεται η ίδια διαδικασία από την αρχή. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα η περίοδος του παλμού PWM σε δευτερόλεπτα υπολογίζεται από τον τύπο $T_{PWM} = (TBPRD + 1) \times T_{TBCLK}$. Το T_{TBCLK} , αντιστοιχεί στην περίοδο του καταχωρητή TBCLK σε δευτερόλεπτα.
- **Down-Count:** ο μετρητής έχει αρχική τιμή ίση με TBPRD και ξεκινάει να μειώνεται κατά ένα, μέχρι να συμβεί το γεγονός $TBCTR=Zero$. Τότε η τιμή του επανέρχεται στην αρχική και επαναλαμβάνεται η ίδια διαδικασία. Και σε αυτή τη περίπτωση η περίοδος του παλμού υπολογίζεται από τον τύπο $T_{PWM} = (TBPRD + 1) \times T_{TBCLK}$.
- **Up-Down-Count:** ο μετρητής έχει αρχική τιμή το μηδέν και ξεκινάει να αυξάνεται κατά ένα, μέχρι να συμβεί το γεγονός $TBCTR=TBPRD$. Τότε αρχίζει να μειώνεται κατά ένα μέχρι να συμβεί $TBCTR=Zero$. Μετά αρχίζει πάλι να αυξάνεται κατά ένα και επαναλαμβάνεται η προηγούμενη διαδικασία. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα, σε αντίθεση με τις δύο προηγούμενες περιπτώσεις, εδώ η περίοδος του παλμού PWM σε δευτερόλεπτα υπολογίζεται από τον τύπο $T_{PWM} = 2 \times TBPRD \times T_{TBCLK}$ και είναι διπλάσια σχεδόν.

Σε κάθε περίπτωση η συχνότητα του παλμού PWM υπολογίζεται ως $F_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}}$.

Για κάθε κανάλι ePWM μπορούμε να πάρουμε δύο παλμούς τους EPWMxA και EPWMxB όπου x ο αριθμός του καναλιού. Όπως είδαμε και πιο πάνω, η υπομονάδα Action-Qualifier καθορίζει πως θα συμπεριφερθούν οι δύο έξοδοι EPWMxA και EPWMxB όταν συμβεί κάποιο γεγονός, δηλαδή καθορίζει την κατάσταση των

ψηφιακών εξόδων. Τα γεγονότα τα οποία πυροδοτούν κάποιο συμβάν, όσον αφορά τις εξόδους EPWMxA και EPWMxB, είναι τα εξής:

- CTR=PRD
- CTR=Zero
- CTR=CMPA
- CTR=CMPB

Στον Πίνακα 6.2 που παρατίθεται στη συνέχεια, αναφέρονται οι ενέργειες που μπορούμε να ορίσουμε να συμβαίνουν και αφορούν τις εξόδους EPWMxA και EPWMxB, όταν ανιχνεύονται τα παραπάνω γεγονότα.

SW force	TB Counter equals:				Actions
	Zero	Comp A	Comp B	Period	
SW X	Z X	CA X	CB X	P X	Do Nothing
SW ↓	Z ↓	CA ↓	CB ↓	P ↓	Clear Low
SW ↑	Z ↑	CA ↑	CB ↑	P ↑	Set High
SW T	Z T	CA T	CB T	P T	Toggle

Πίνακας 6.2: Διαθέσιμες ενέργειες όταν ο μετρητής CTR παίρνει τις τιμές 0, CMPA, CMPB και TBPRD. [19]

Σύμφωνα με τον πίνακα, οι τέσσερις πιθανές ενέργειες που διαμορφώνουν τις εξόδους EPWMxA και EPWMxB, είναι οι εξής.

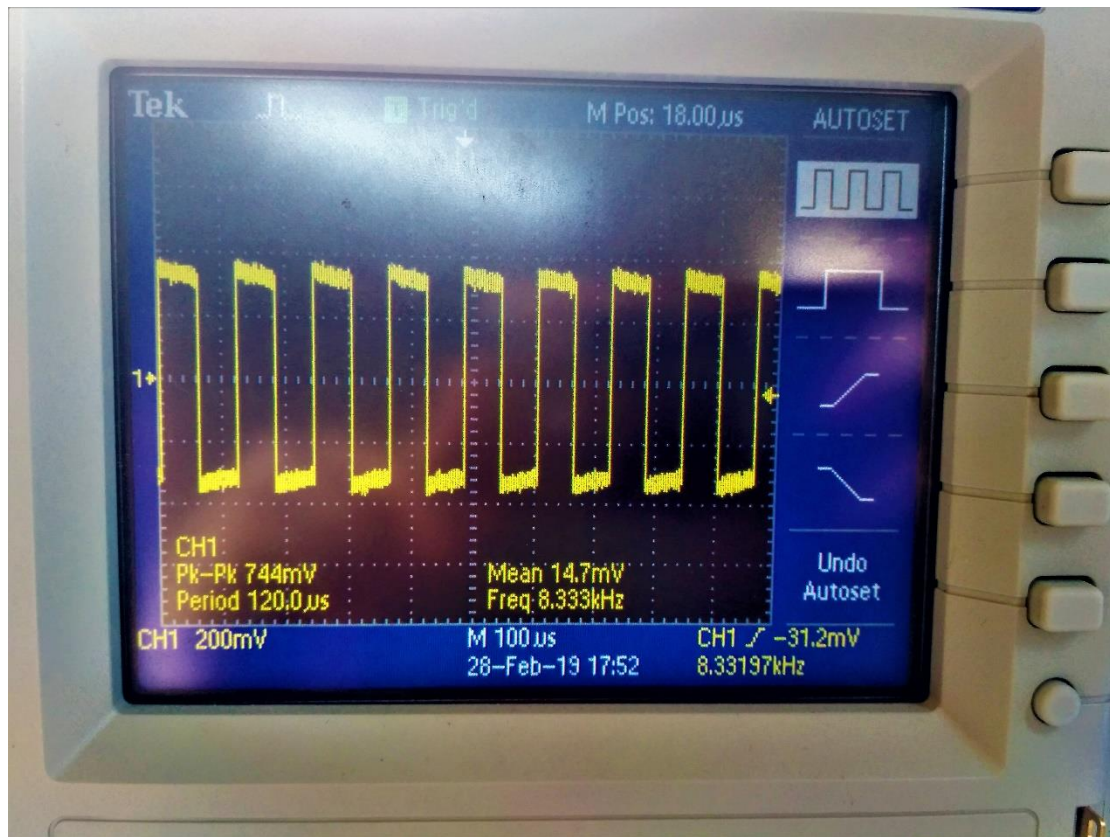
- **Set High:** θέσε την έξοδο EPWMxA ή EPWMxB στο «on», δηλαδή στο δυαδικό 1.
- **Clear Low:** θέσε την έξοδο EPWMxA ή EPWMxB στο «off», δηλαδή στο δυαδικό 0.
- **Toggle:** εάν η έξοδος EPWMxA ή EPWMxB μετέβη πρόσφατα στην τιμή 1, τότε πήγαινε την στο 0. Εάν η έξοδος EPWMxA ή EPWMxB μετέβη πρόσφατα στην τιμή 0, τότε πήγαινε την στο 1.
- **Do nothing:** επιβάλλει στην έξοδο EPWMxA ή EPWMxB να μην μεταβάλλει την τιμή της, όταν ανιχνευθεί κάποιο συγκεκριμένο γεγονός. Η επιλογή αυτή ουσιαστικά αποτρέπει ένα γεγονός να οδηγήσει σε κάποια ενέργεια.

Σημειώνεται ότι, οι παραπάνω ενέργειες καθορίζονται ξεχωριστά για κάθε μία από τις δύο εξόδους EPWMxA, EPWMxB.

Στη συνέχεια, με τη βοήθεια σχηματικής απεικόνισης και με βάση τα όσα προείπαμε, εξηγείται ο τρόπος που παράξαμε τις εξόδους EPWMxA και EPWMxB.

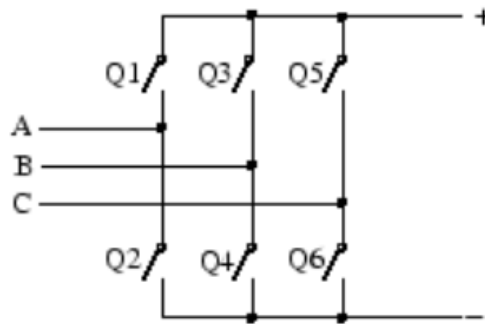
Εμείς στην προσομοίωσή μας κατασκευάσαμε έναν παλμό με τον Up-Down-Count τρόπο, με TBPRD=9000, το οποίο αντιστοιχεί σε περίοδο $T_{PWM}=120\mu\text{sec} \Rightarrow F_{PWM}=8,33\text{kHz}$, δεδομένου ότι το ρολόι του DSP έχει συχνότητα 150MHz. Επιπλέον, χρησιμοποιήσαμε μόνο τις εξόδους EPWMxA (και τις 6 που διατίθενται – για x από 0 έως 6) για την παραγωγή των έξι παλμών. Το ίδιο ακριβώς αποτέλεσμα θα προέκυπτε αν επιλέγαμε να χρησιμοποιήσουμε και τις EPWMxA και τις EPWMxB εξόδους.

Στην εικόνα του Σχ. 6.4 φαίνεται μια απεικόνιση της κυματομορφής των παλμών που δημιουργήσαμε, όπως παρατηρείται στον παλμογράφο.



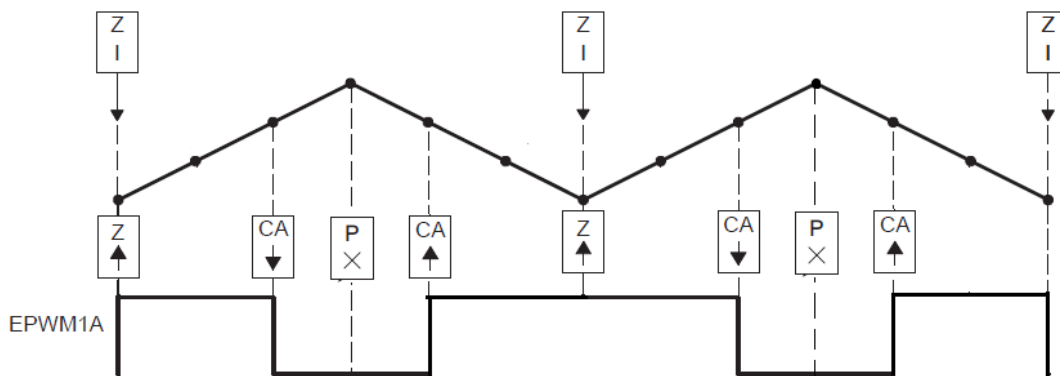
Σχήμα 6.4: Δημιουργούμενος παλμός από τον DSP συχνότητας 8,333kHz, για τον έλεγχο των διακοπτικών, όπως καταγράφεται μέσω παλμογράφου.

Έστω ότι η αρίθμηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα είναι αυτή που φαίνεται στο Σχ. 6.5.



Σχήμα 6.5: Απλοποιημένη σχηματική απεικόνιση τριφασικού αντιστροφέα, με αρίθμηση των διακοπτικών στοιχείων.

Για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών 1, 3 και 5 ακολουθήσαμε την παρακάτω λογική, υλοποιώντας την αντίστοιχη παραμετροποίηση στο Simulink.

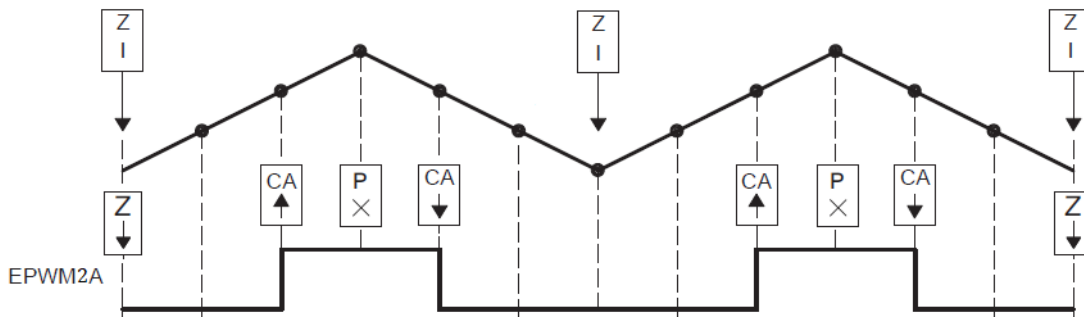


Σχήμα 6.6: Λογική με βάση την οποία δημιουργήθηκαν οι παλμοί των διακοπτικών 1, 3 και 5.

Σύμφωνα με το Σχ. 6.6, όταν:

- $TBCTR=Zero$, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 1.
- $TBCTR=CMPA$ και ο μετρητής αυξάνεται, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 0.
- $TBCTR=TBPRD$, ορίζουμε να μη γίνεται καμία αλλαγή στην έξοδο EPWMxA, δηλαδή να διατηρεί την τιμή της.
- $TBCTR=CMPA$ και ο μετρητής μειώνεται, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 1.

Για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών 2, 4 και 6, οι οποίοι έπρεπε να προκύψουν ως οι αντίστροφοι των παλμών για τους διακόπτες 1, 3 και 5, ακολουθήσαμε τη λογική που παρουσιάζεται στη συνέχεια, υλοποιώντας την αντίστοιχη παραμετροποίηση στο Simulink.

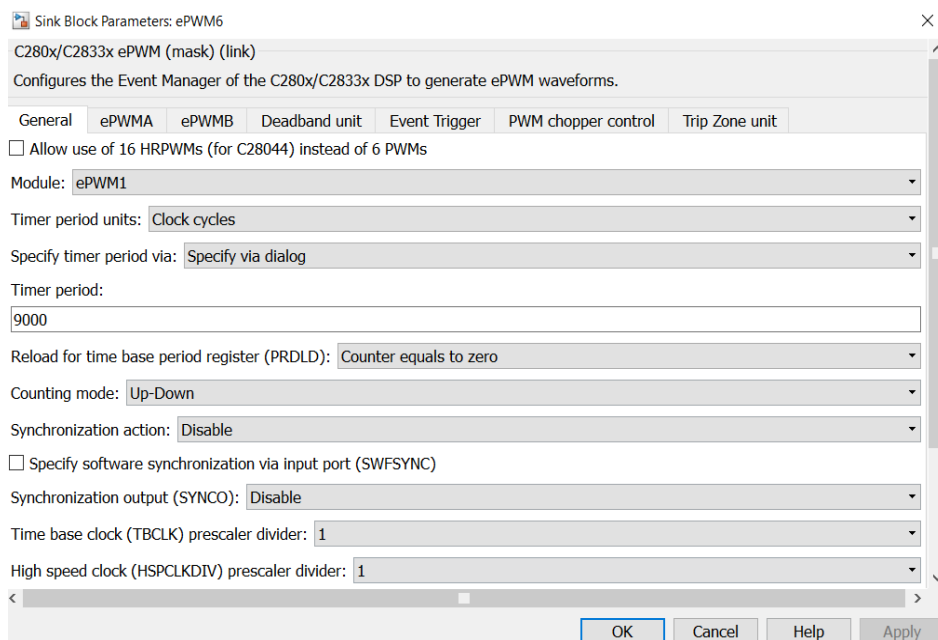


Σχήμα 6.7: Λογική με βάση την οποία δημιουργήθηκαν οι παλμοί των διακοπτικών 2, 4 και 6.

Σύμφωνα με το Σχ. 6.7, όταν:

- $TBCTR=Zero$, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 0.
- $TBCTR=CMPA$ και ο μετρητής αυξάνεται, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 1.
- $TBCTR=TBPRD$, ορίζουμε να μην γίνεται καμία αλλαγή στην έξοδο EPWMxA, δηλαδή να διατηρεί την τιμή της.
- $TBCTR=CMPA$ και ο μετρητής μειώνεται, θέτουμε την έξοδο EPWMxA στο λογικό 0.

Για την εξαγωγή των ψηφιακών εξόδων EPWMxA χρησιμοποιήσαμε στο Simulink, τα ειδικού σκοπού μπλοκς που λέγονται ePWM. Στις εικόνες του Σχ. 6.8, παρουσιάζονται τα κουτιά διαλόγου των συγκεκριμένων μπλοκς και η παραμετροποίησή τους.



Σχήμα 6.8: Διαθέσιμες ρυθμίσεις για τη δημιουργία των παλμών.

Sink Block Parameters: ePWM6

C280x/C2833x ePWM (mask) (link)

Configures the Event Manager of the C280x/C2833x DSP to generate ePWM waveforms.

General ePWMA ePWMB Deadband unit Event Trigger PWM chopper control Trip Zone unit

Enable ePWM1A

CMPA units: Percentages

Specify CMPA via: Input port

CMPA initial value: 0

Reload for compare A Register (SHDWAMODE): Counter equals to zero

Action when counter=ZERO: Set

Action when counter=period (PRD): Do nothing

Action when counter=CMPA on up-count (CAU): Clear

Action when counter=CMPA on down-count (CAD): Set

Action when counter=CMPB on up-count (CBU): Do nothing

Action when counter=CMPB on down-count (CBD): Do nothing

Compare value reload condition: Load on counter equals to period (CTR=PRD)

Add continuous software force input port

Continuous software force logic: Forcing disable

Reload condition for software force: Zero

Enable high resolution PWM (HRPWM)

OK Cancel Help Apply

Sink Block Parameters: ePWM7

C280x/C2833x ePWM (mask) (link)

Configures the Event Manager of the C280x/C2833x DSP to generate ePWM waveforms.

General ePWMA ePWMB Deadband unit Event Trigger PWM chopper control

Enable ePWM2A

CMPA units: Percentages

Specify CMPA via: Input port

CMPA initial value: 0

Reload for compare A Register (SHDWAMODE): Counter equals to zero

Action when counter=ZERO: Clear

Action when counter=period (PRD): Do nothing

Action when counter=CMPA on up-count (CAU): Set

Action when counter=CMPA on down-count (CAD): Clear

Action when counter=CMPB on up-count (CBU): Do nothing

Action when counter=CMPB on down-count (CBD): Do nothing

Compare value reload condition: Load on counter equals to period (CTR=PRD)

Add continuous software force input port

Continuous software force logic: Forcing disable

Reload condition for software force: Zero

Enable high resolution PWM (HRPWM)

OK Cancel Help Apply

Σχήμα 6.9: Πρώτη εικόνα: παραμετροποίηση για τη δημιουργία των παλμών των διακοπτικών 1, 3 και 5. Δεύτερη εικόνα: παραμετροποίηση για τη δημιουργία των παλμών των διακοπτικών 2, 4 και 6.

6.4 Μετατροπέας σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter – ADC)

Μία ακόμα πολύ σημαντική λειτουργία που επιτελεί ο DSP, είναι η μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά, μέσω ενός ειδικού μετατροπέα (ADC). Η μονάδα αυτή, περιλαμβάνει 16 κανάλια εισόδου, τα οποία μπορούν να παραμετροποιηθούν ως δύο ανεξάρτητες μονάδες των 8 καναλιών, η κάθε μία. Επιπλέον, οι δύο αυτές ανεξάρτητες μονάδες μπορούν να συνδεθούν σε σειρά και να δημιουργήσουν μία μονάδα 16 καναλιών.

Η αναλογική είσοδος που δέχεται ο DSP, πρέπει να κυμαίνεται από 0 έως 3V. Για το λόγο αυτό πρέπει να δίνεται ιδιαίτερη προσοχή κατά την εξαγωγή αναλογικών εξόδων από μία συσκευή και την εισαγωγή τους ως είσοδος στο μικροελεγκτή. Όπως, θα δούμε στο κεφάλαιο 7, στην δικιά μας προσομοίωση εξάγαμε επτά (7) αναλογικές εξόδους από τον προσομοιωτή πραγματικού χρόνου RTDS, και τις δώσαμε ως είσοδο στον DSP. Φροντίσαμε αυτές τις εξόδους να τις μετατρέψουμε στο εύρος τιμών τάσης 0-2.5V, καθώς επίσης να τις περάσουμε μέσα από περιοριστές, για να διασφαλίσουμε ότι δε θα παρέχουμε επίπεδα τάσης στον DSP, μεγαλύτερα από αυτά που αναφέρουν οι προδιαγραφές του, με κίνδυνο την καταστροφή του.

Η μετατροπή, λοιπόν, των σημάτων από αναλογικά σε ψηφιακά και το αντίστροφο, υλοποιείται σύμφωνα με την εξής λογική: [21]

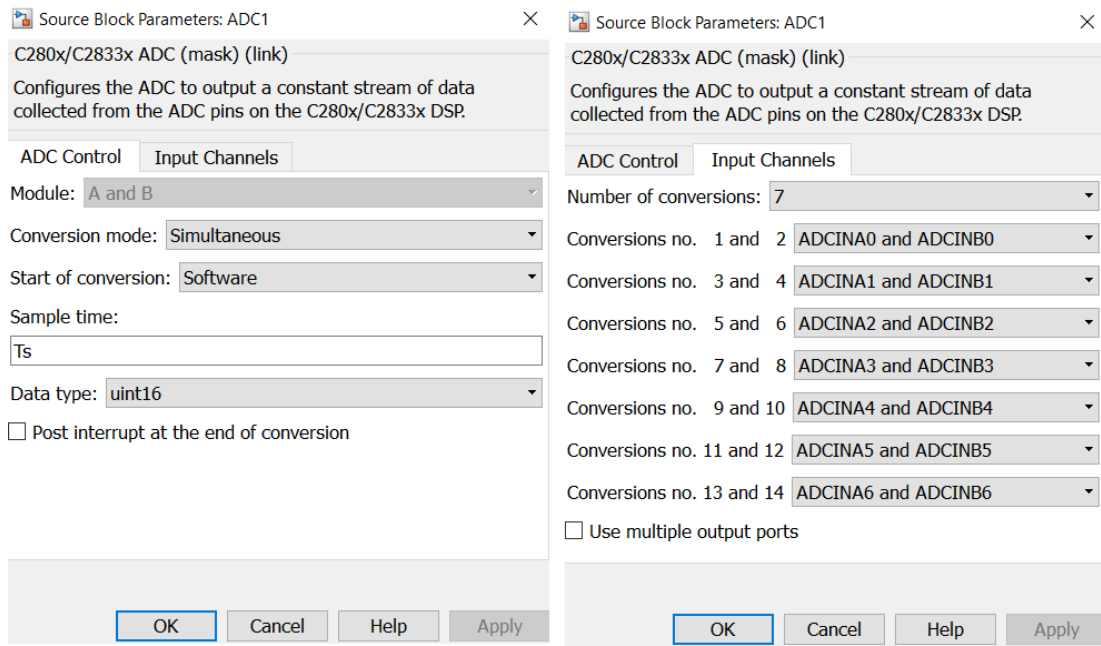
- Όταν η τάση εισόδου είναι μικρότερη ή ίση των 0V, τότε Ψηφιακή Τιμή = 0.
- Όταν η τάση εισόδου κυμαίνεται στο εύρος [0,3]V, τότε

$$\text{Ψηφιακή Τιμή} = 4096 \times \frac{\text{Αναλογική Τάση Εισόδου} - \text{ADCLO}}{3}$$

- Όταν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη ή ίση των 3V, τότε
Ψηφιακή Τιμή = 4095

Η παράμετρος ADCLO είναι μία τάση εισόδου που χρησιμοποιείται ως τάση αναφοράς («χαμηλή» τάση) με βάση την οποία γίνεται η μετατροπή των αναλογικών εισόδων σε ψηφιακές και αντίστροφα. Για τον λόγο αυτό, θεωρούμε ότι η τιμή του ADCLO είναι αυτή της γείωσης (0 volts). Επιπλέον, στον Πίνακα 5-66 στο φύλλο δεδομένων του DSP, αναφέρει ότι η τιμή της πρέπει να κυμαίνεται στο εύρος [-5mV,5mV] ώστε η μονάδα ADC να λειτουργεί σύμφωνα με τα όσα περιγράφονται στο εγχειρίδιο χρήσης.

Τέλος για την εισαγωγή των αναλογικών εισόδων στον DSP, το Simulink διαθέτει ένα μπλοκ ειδικού σκοπού το οποίο φέρει το όνομα ADC. Στο Σχ. 6.10 φαίνεται το κουτί διαλόγου και πως κάναμε την παραμετροποίηση.

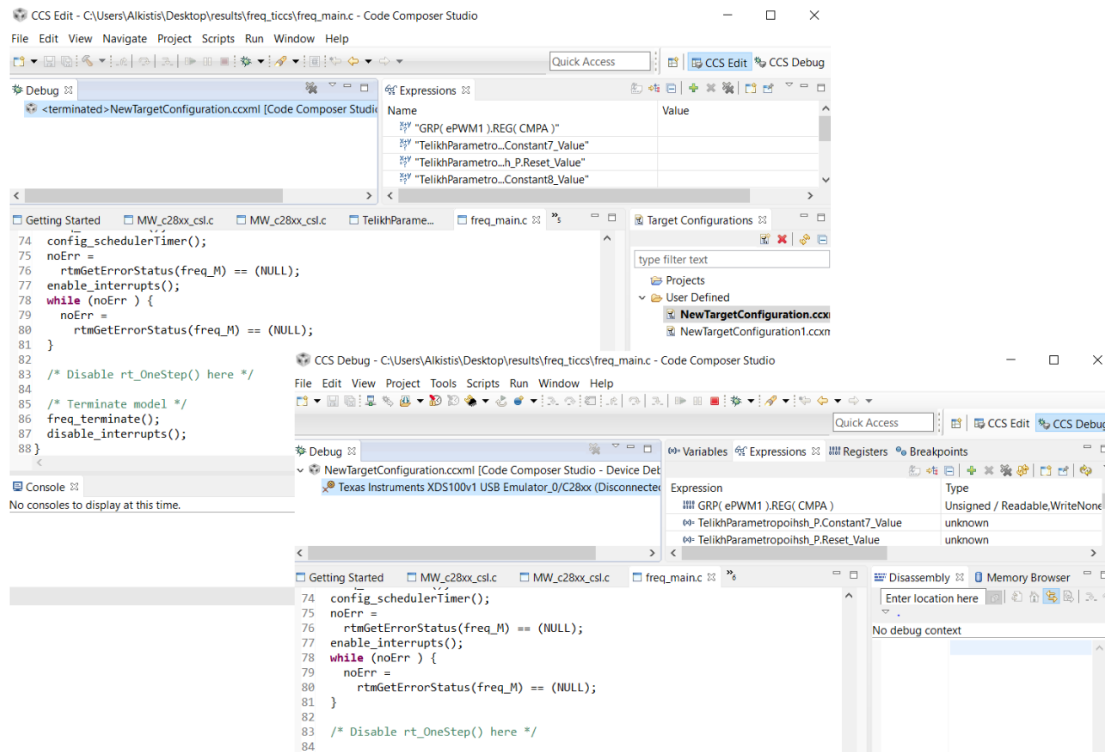


Σχήμα 6.10: Παραμετροποίηση του μπλοκ ADC, στο Simulink.

6.5 Εισαγωγή κώδικα ελέγχου στον DSP

Όπως γνωρίζουμε όλοι οι μικροελεγκτές και γενικότερα τα ενσωματωμένα συστήματα (embedded systems) μπορούν να υλοποιήσουν τις εντολές ενός κώδικα ο οποίος είναι γραμμένος σε κάποια γλώσσα χαμηλού επιπέδου. Το ίδιο ισχύει και για τον επεξεργαστή που χρησιμοποιήσαμε. Ωστόσο, διατίθεται και εμείς το χρησιμοποιήσαμε ένα ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης (Integrated Development Environment – IDE) το οποίο περιλαμβάνει μια σουίτα από εργαλεία για τον προγραμματισμό σε γλώσσα C/C++, τη μεταγλώττιση σε γλώσσα μηχανής, τον εντοπισμό σφαλμάτων και την ανάλυση εφαρμογών που υλοποιούνται σε ενσωματωμένα συστήματα. Επιπλέον αυτό το λογισμικό αποτελεί μια εύκολη στη χρήση διεπαφή, ανάμεσα στο χρήστη και τον επεξεργαστή.

Το όνομα του λογισμικού είναι Code Composer Studio (CCS) και αποτελεί προϊόν της εταιρείας Texas Instrument. Η έκδοση του λογισμικού που χρησιμοποιήσαμε είναι η 6.0.0. Στο Σχήμα 6.11, φαίνονται κάποιες εικόνες από το λογισμικό.

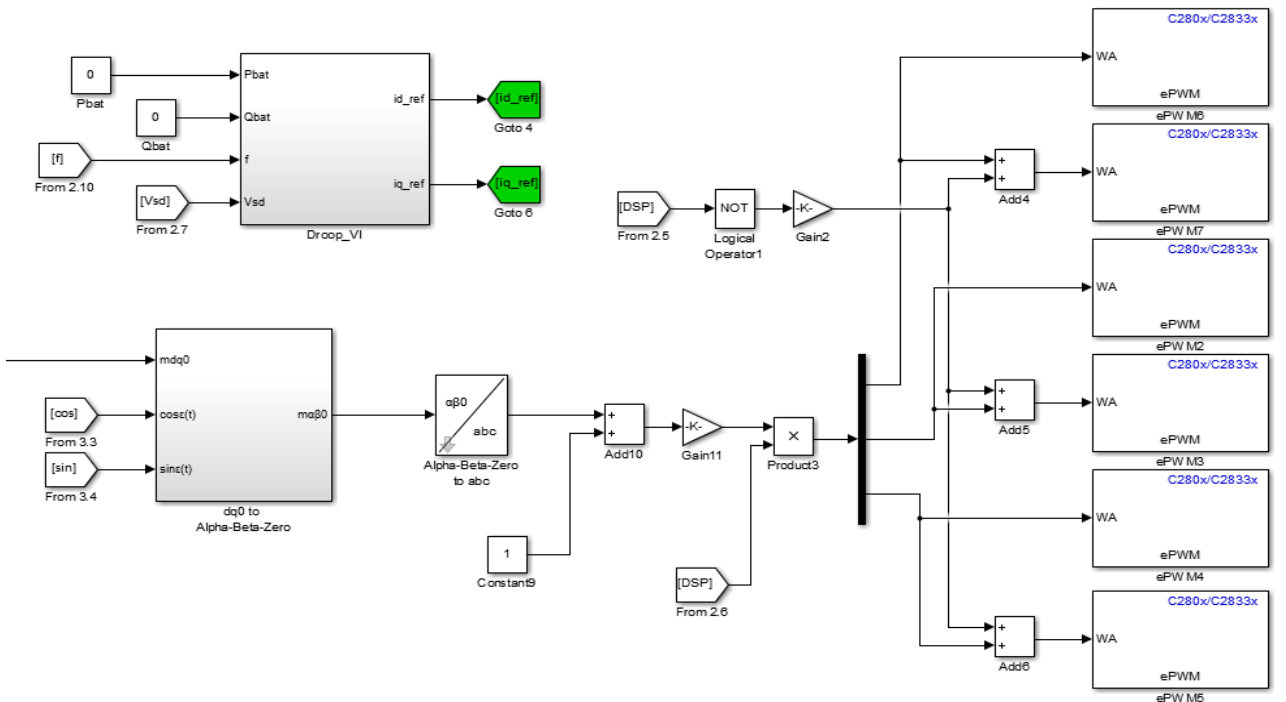
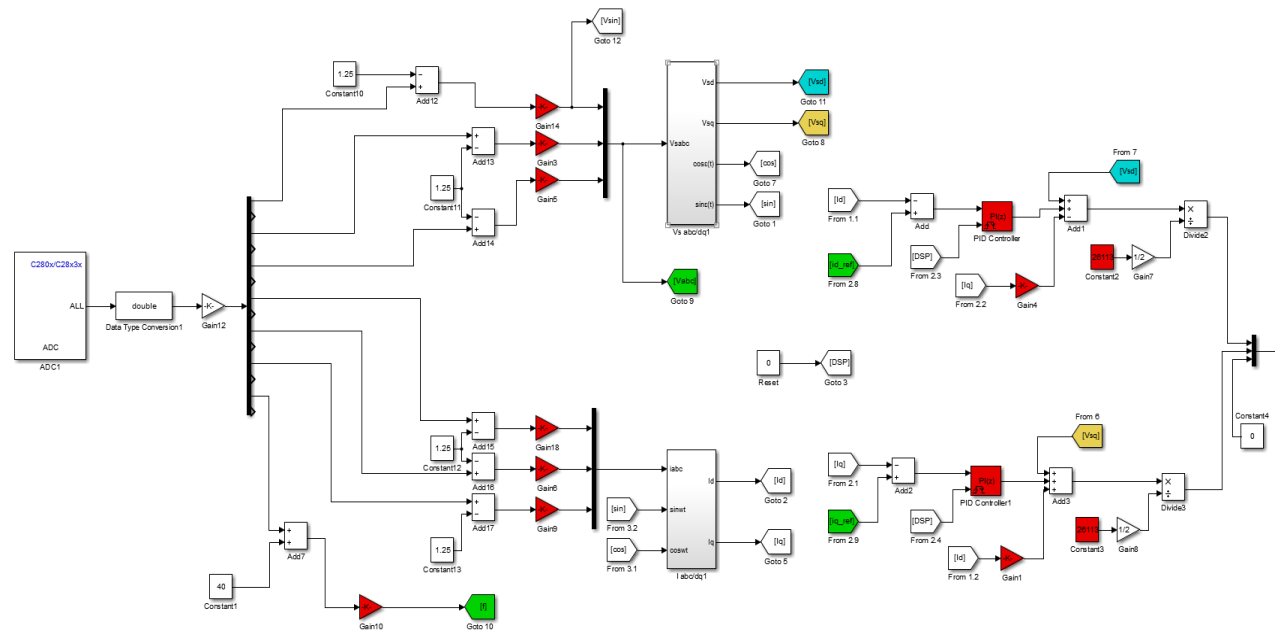


Σχήμα 6.11: Εικόνες από το λογισμικό CCS, το οποίο χρησιμοποιείται για τη διεπαφή του χρήστη με τον DSP.

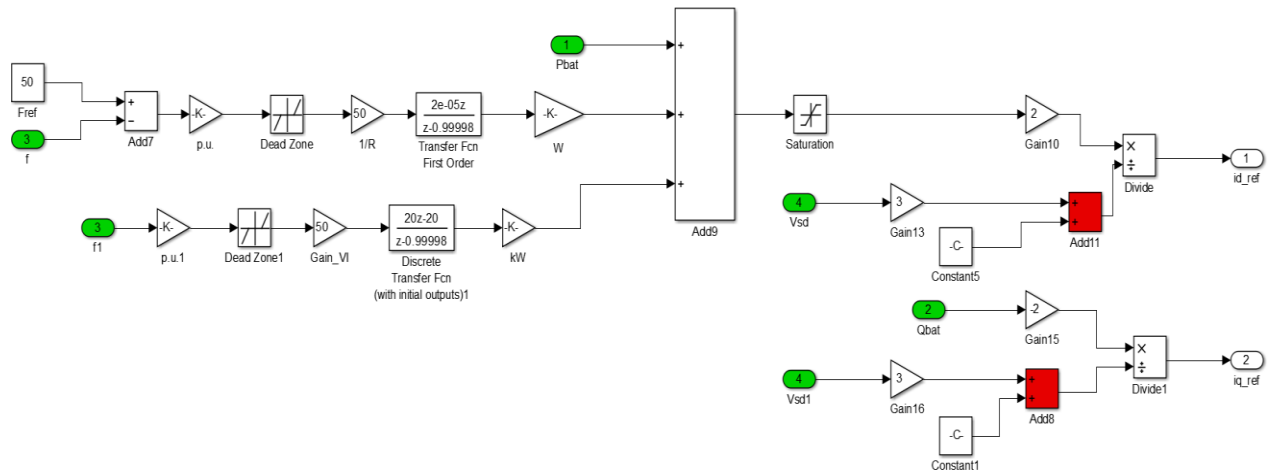
Ακόμη, όπως αναφέραμε και πιο πάνω, υπάρχει η δυνατότητα διασύνδεσης μεταξύ Matlab και CCS, με στόχο την αυτόματη μετατροπή σε κώδικα κατάλληλο για τους επεξεργαστές της σειράς TI C2000, από κώδικα Matlab. Για την προσομοίωσή μας αξιοποιήσαμε λοιπόν αυτή τη δυνατότητα, σχεδιάσαμε το κύκλωμα ελέγχου στο Simulink, και τελικά το φορτώσαμε στον DSP.

Στο Σχ. 6.12 φαίνεται το κύκλωμα του ελέγχου ρεύματος μαζί με τον έλεγχο στατισμού και εικονικής αδράνειας που σχεδιάσαμε στο Simulink.

Η μορφή και η λειτουργία του κυκλώματος είναι σχεδόν ίδια με αυτή που περιγράφηκε στο κεφαλαίο 5. Η διαφοροποίηση του παρακάτω κυκλώματος, έγκειται στη χρήση μπλοκς κατάλληλων για την εισαγωγή των αναλογικών εισόδων από τον εξομοιωτή, και την εξαγωγή των παλμών από τον ελεγκτή. Επιπλέον, στον έλεγχο στατισμού και εικονικής αδράνειας δίνεται η αναλογική είσοδος από τον RTDS που αφορά τη μέτρηση της συχνότητας, άρα οι έλεγχοι υλοποιούνται ανάλογα με τις ανιχνεύσιμες μεταβολές της τιμής της συχνότητας και όχι από χειροκίνητη μεταβολή.



Σχήμα 6.12: Το κύκλωμα ελέγχου ρεύματος που σχεδιάστηκε στο Simulink και υλοποιήθηκε στον DSP.



Σχήμα 6.13: Τα κυκλώματα ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας που σχεδιάστηκαν στο Simulink και υλοποιήθηκαν στον DSP.

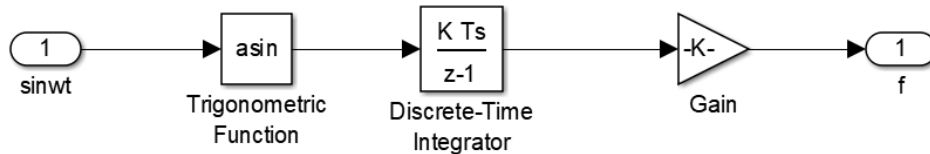
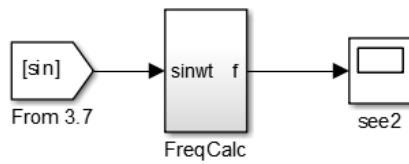
Με χρήση λοιπόν του μπλοκ ADC, τροφοδοτήσαμε τον DSP με τις αναλογικές εισόδους. Στο κεφάλαιο 7 θα παρουσιάσουμε τα μεγέθη που δώσαμε ως είσοδο στον επεξεργαστή από τον προσομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS), καθώς και τη σημασία των μπλοκς με τις πράξεις που έχουμε τοποθετήσει μετά την είσοδο, όπως βλέπουμε στην πρώτη εικόνα του Σχ. 6.12.

Προς το παρόν παρατηρούμε στην πρώτη εικόνα του Σχ. 6.12 ότι, ως είσοδο στον DSP δίνουμε μεταξύ άλλων, τη μέτρηση της συχνότητας του αυτόνομου δικτύου, την οποία εξάγουμε από τον RTDS. Κανονικά η συχνότητα θα έπρεπε να υπολογίζεται μέσα στον DSP, από τις μετρήσεις της τάσης του δικτύου που του δίνουμε ως είσοδο από τον RTDS. Πρασπαθήσαμε με τρεις διαφορετικούς τρόπους να το υλοποιήσουμε αυτό, ωστόσο προέκυψαν κάποια προβλήματα τα οποία δε μπορέσαμε να ξεπεράσουμε και τα οποία οφείλονταν είτε σε περιορισμούς του υλικού του επεξεργαστή που χρησιμοποιήσαμε είτε στον τρόπο με τον οποίο υλοποιούνται κάποιες συναρτήσεις στο Matlab.

Στη συνέχεια παρουσιάζουμε αναλυτικά τις τρεις εναλλακτικές που υλοποιήσαμε, και τους λόγους για τους οποίους οδηγηθήκαμε στην εγκατάλειψη αυτών των μεθόδων.

6.5.1 1^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP

Αρχικά προσπαθήσαμε να υπολογίσουμε τη συχνότητα του δικτύου με τη χρήση του κυκλώματος που φαίνεται στο Σχ. 6.14.



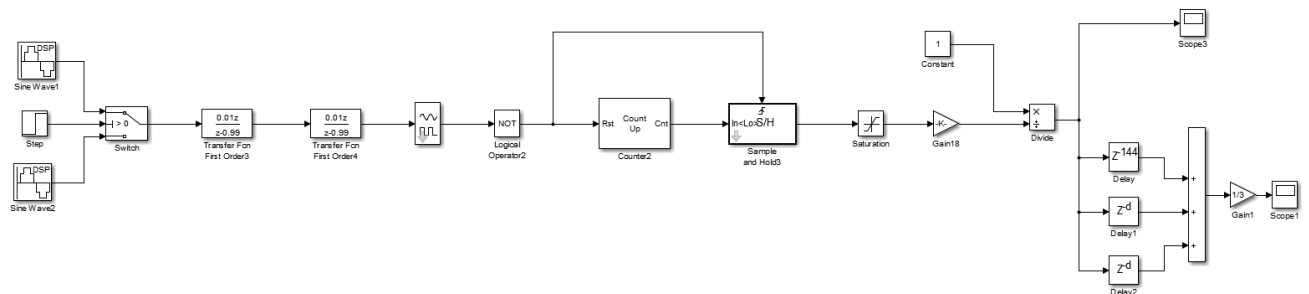
Σχήμα 6.14: Κύκλωμα υπολογισμού της συχνότητας με χρήση τριγωνομετρικών συναρτήσεων, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Μέσω αυτού ουσιαστικά, δίνουμε ως είσοδο στην τριγωνομετρική συνάρτηση τόξου ημίτονου (\sin^{-1}) το ημίτονο της γωνίας ωt ($\sin \omega t$), το οποίο υπολογίζαμε κατά τον μετασχηματισμό από το πεδίο abc στο dq. Με αυτόν τον τρόπο, θέλαμε να εκμεταλλευτούμε την ιδιότητα $\sin^{-1}[\sin(\omega t)] = \omega t$. Στη συνέχεια περνάγαμε την γωνία ωt μέσα από έναν ολοκληρωτή για να πάρουμε την κυκλική συχνότητα ω , και τέλος τη διαιρούσαμε με το 2π για να προκύψει η συχνότητα.

Στην πράξη ωστόσο, το αποτέλεσμα της συχνότητας που προέκυπτε ήταν τελείως διαφορετικό από αυτό που αναμέναμε να προκύψει, και αυτό πιθανόν οφειλόταν στον τρόπο υπολογισμού των τριγωνομετρικών συναρτήσεων ή στο θόρυβο που είχαν τα σήματα.

6.5.2 2^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP

Ο δεύτερος τρόπος αφορά την υλοποίηση του κυκλώματος που παρουσιάζεται στο Σχ. 6.15 που ακολουθεί.



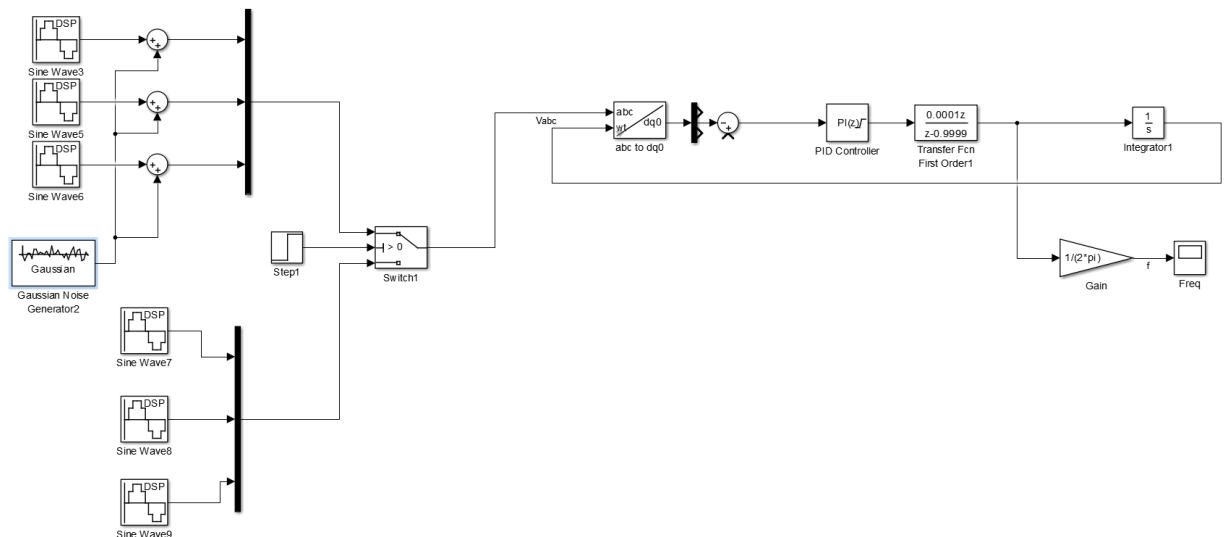
Σχήμα 6.15: Κύκλωμα υπολογισμού της συχνότητας με λογική zero crossing detection και μετρητή, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Με το συγκεκριμένο κύκλωμα υπολογίζαμε την περίοδο ενός ημιτονοειδούς σήματος, με τη χρήση ενός μετρητή ο οποίος αυξανόταν κατά ένα σε κάθε διακριτό βήμα του ρυθμού δειγματοληψίας και επαναλάμβανε την ίδια διαδικασία κάθε φορά που το ημίτονο περνούσε από το μηδέν (zero-crossing detection). Στη συνέχεια υπολογίζαμε τη συχνότητα ως το αντίστροφο της περιόδου.

Ενώ στο Simulink, το συγκεκριμένο κύκλωμα λειτουργούσε με καλή ακρίβεια, όταν το φορτώναμε στον DSP οι μετρήσεις της συχνότητας ήταν λανθασμένες. Για να μπορέσουμε να αντιληφθούμε τι μπορεί να φταίει, δοκιμάσαμε να εισάγουμε Γκαουσιανό θόρυβο στο παραπάνω κύκλωμα, ο οποίος είναι παρόμοιος με αυτόν που εισάγεται από τις διάφορες συνδέσεις κλπ στις εισόδους του DSP. Παρατηρήσαμε με αυτόν τον τρόπο ότι και στην προσομοίωση στο Simulink δεν μπορούσαμε να πάρουμε καλές μετρήσεις της συχνότητας λόγω του θορύβου, που επηρέαζε τη σωστή ανίχνευση του σημείου κατά το οποίο το ημίτονο του σήματος εισόδου περνούσε από το μηδέν. Παρ' ότι προσπαθήσαμε να εισάγουμε φίλτρα στο παραπάνω κύκλωμα για τον περιορισμό του θορύβου (οι συναρτήσεις μεταφοράς στην αρχή), δυστυχώς αποδείχτηκε ότι το κύκλωμα είναι πολύ ευαίσθητο στην παρουσία έστω και πολύ μικρού θορύβου.

6.5.3 3^{ος} τρόπος υπολογισμού της συχνότητας εντός του DSP

Ο τρίτος τρόπος αφορά την υλοποίηση του κυκλώματος που παρουσιάζεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Σχήμα 6.16: PLL διακριτού χρόνου για τον υπολογισμό της συχνότητας ,όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.

Συνθέσαμε ένα PLL διακριτού χρόνου (η λειτουργία του περιγράφεται στην ενότητα 4.3.1.1), το οποίο στο Simulink υπολόγιζε σωστά τη συχνότητα, ακόμα και με την παρουσία Γκαουσιανού θορύβου στην είσοδο. Όταν το φορτώσαμε στον επεξεργαστή παρατηρήσαμε ότι στην αρχή υπολόγιζε σωστά τη συχνότητα ενώ μετά

από κάποιο χρονικό διάστημα άρχιζε να κάνει κάποιες μη αναμενόμενες βηματικές αλλαγές. Υποψιαστήκαμε ότι αυτό μπορεί να οφειλόταν στις πράξεις που εκτελούσε εσωτερικά ο DSP. Έτσι δοκιμάσαμε να χαμηλώσουμε το ρυθμό δειγματοληψίας στο DSP. Συγκεκριμένα, όταν τον θέταμε στα 3ms τότε υπολόγιζε σωστά τη συχνότητα. Ωστόσο, εάν επιλέγουμε αυτόν τον ρυθμό δειγματοληψίας δεν θα μπορούσε να λειτουργήσει σωστά το κομμάτι του ελέγχου και να παράγουμε τους σωστούς παλμούς, εξαιτίας της μεγάλης διακοπτικής συχνότητας.

Συνοψίζοντας λοιπόν, καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι εξαιτίας της ύπαρξης μεγάλου αριθμού πράξεων, που εισάγουν κυρίως τα μπλοκς με τους μετασχηματισμούς από το ένα πεδίο στο άλλο, ο επεξεργαστής δεν προλάβει να επιλύσει όλες τις εξισώσεις σε κάθε χρονικό βήμα και για αυτό υπήρχαν αστοχίες στον υπολογισμό της συχνότητας. Για να πετύχουμε σωστό υπολογισμό της συχνότητας έπρεπε να μειώσουμε πολύ το ρυθμό δειγματοληψίας, αλλά έτσι δεν θα ήταν εφικτό να λειτουργήσει σωστά ο έλεγχος, οπότε και επιλέχθηκε να δίνεται η συχνότητα στον ελεγκτή ως εξωτερικό σήμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

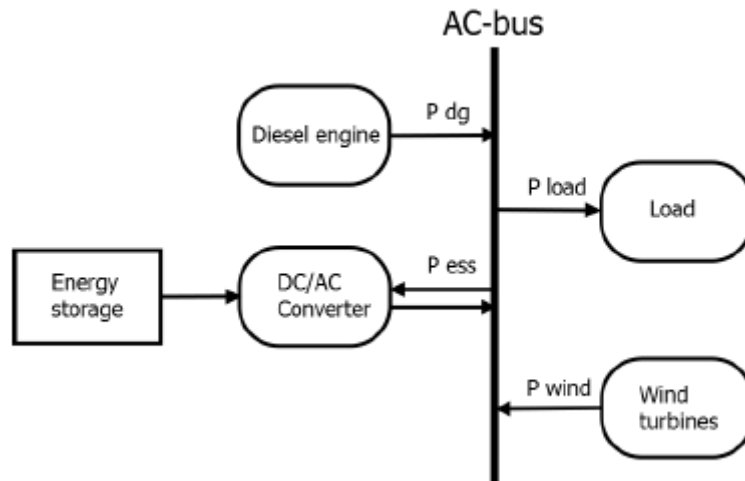
Προσομοίωση CHIL με χρήση του RTDS

7.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε βήμα προς βήμα τη δημιουργία της προσομοίωσης CHIL (Control Hardware in the Loop) που υλοποιήσαμε στο εργαστήριο συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας του ΕΜΠ. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το αυτόνομο δίκτυο που συνθέσαμε μέσω του ειδικού λογισμικού που παρέχεται για τη διεπαφή με τον RTDS, καθώς επίσης θα παρουσιάσουμε τον τρόπο με τον οποίο υλοποιήσαμε την επικοινωνία μεταξύ του ψηφιακού ελεγκτή (DSP) και του RTDS. Όπως ήδη έχουμε αναφέρει, μέσω του DSP και του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, επιτεύχθηκε ο έλεγχος του αντιστροφέα που χρησιμοποιήθηκε για τη διασύνδεση μπαταριών στο δίκτυο. Τέλος, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, με στόχο να μελετήσουμε την λειτουργία του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, του ελέγχου στατισμού και του ελέγχου εικονικής αδράνειας, σε συνθήκες που προσομοιώνουν τις πραγματικές.

7.2 Απλοποιημένη περιγραφή του πειράματος

Το δίκτυο που θα προσομοιώσουμε στη συνέχεια, αφορά ένα αυτόνομο δίκτυο το οποίο τροφοδοτείται από μία γεννήτρια diesel και από ένα μεγάλο Α/Π. Επιπλέον, διαθέτει μπαταρίες για τη ρύθμιση της συχνότητας, με τη χρήση των τεχνικών droop και virtual inertia, κατά την απώλεια παραγωγής από ΑΠΕ. Ο αντιστροφέας με τον οποίο διασυνδέονται οι μπαταρίες στο δίκτυο, ελέγχεται μέσω μιας τεχνικής PWM. Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του δικτύου φαίνεται στο Σχ. 7.1.



Σχήμα 7.1: Απλοποιημένο σχήμα του αυτόνομου δικτύου. [4]

- P_{dg} : ισχύς εξόδου της ντιζελογεννήτριας
- P_{load} : ισχύς που καταναλώνει το φορτίο
- $P_{ESS} = P_{droop} + P_{vi}$: ισχύς μπαταριών (αμφίδρομη ροή)
- P_{wind} : ισχύς εξόδου των Α/Γ

Το ισοζύγιο ισχύος του συστήματος δίνεται από τη σχέση:

$$P_{dg} + P_{ESS} = P_{load} - P_{wind}$$

Η παραγωγή από ΑΠΕ αντιμετωπίζεται ως αρνητικό φορτίο, καθώς παρουσιάζει συχνές και έντονες διακυμάνσεις. Η ισχύς των μπαταριών, η οποία εγχέεται στο δίκτυο μέσω ενός PWM μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και η ισχύς της ντιζελογεννήτριας είναι τα σήματα εισόδου του συστήματος.

7.3 Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS)

Ο ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator – RTDS) αποτελεί το παγκόσμιο πρότυπο για την προσομοίωση συστημάτων ισχύος σε πραγματικό χρόνο. Χρησιμοποιείται από τους κορυφαίους κατασκευαστές εξοπλισμού προστασίας και ελέγχου για δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας, από μεγάλους πάροχους ηλεκτρικών υπηρεσιών, εκπαιδευτικά ιδρύματα και ερευνητικά κέντρα, παγκοσμίως.

Πρόκειται ουσιαστικά για μια συσκευή μέσω της οποίας μπορούν να προσομοιωθούν από μεμονωμένες ηλεκτρικές μονάδες και ηλεκτρικός εξοπλισμός, όπως ένα φωτοβολταϊκό, μια ντιζελογεννήτρια, ένας αντιστροφέας, μέχρι και ένα ολοκληρωμένο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας μεγάλης κλίμακας.

Ο προσομοιωτής αποτελείται από ειδικά κατασκευασμένο υλικό προσαρμοσμένων χαρακτηριστικών και αντίστοιχο λογισμικό, σχεδιασμένα για την υλοποίηση προσομοιώσεων ηλεκτρομαγνητικής μεταβατικής συμπεριφοράς (ElectroMagnetic Transient – EMT) πραγματικού χρόνου. Αυτό σημαίνει ότι, μέσω του συγκεκριμένου εξομοιωτή ο χρήστης μπορεί να μελετήσει μεταβατικά φαινόμενα και

να παρατηρήσει την επίπτωσή τους στον εξοπλισμό και στο δίκτυο. Επιπλέον τα αποτελέσματα από την προσομοίωση είναι διαθέσιμα σχεδόν σε πραγματικό χρόνο, αφού το υλικό έχει τη δυνατότητα να τρέχει προσομοιώσεις σύνθετων δικτύων με τυπικές τιμές χρονικού βήματος στο εύρος 25-50μs.[10] Με άλλα λόγια, εξαιτίας της μεγάλης υπολογιστικής ισχύος του, ο εξομοιωτής μπορεί να επιλύει τις εξισώσεις του συστήματος σε κάθε χρονικό βήμα. Εκτός αυτού, παρέχει τη δυνατότητα για σχεδιασμό και προσομοίωση υποδικτύων με ακόμα μικρότερο χρονικό βήμα (small timestep), στο εύρος από 1-4μs, για την επιτυχή προσομοίωση ηλεκτρονικών ισχύος με μεγάλες διακοπτικές συχνότητες, όπως αντιστροφείς ελεγχόμενοι με χρήση τεχνικών PWM. [22]

Ο εξομοιωτής χρησιμοποιείται για τη δοκιμή της λειτουργίας διαφόρων συσκευών, όπως συσκευές προστασίας και ελέγχου, ακόμα και για τη δοκιμή συσκευών ισχύος όπως ένας πραγματικός αντιστροφέας ή ένας κινητήρας. Επιπλέον χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της λειτουργίας αλγορίθμων ελέγχου κλπ.

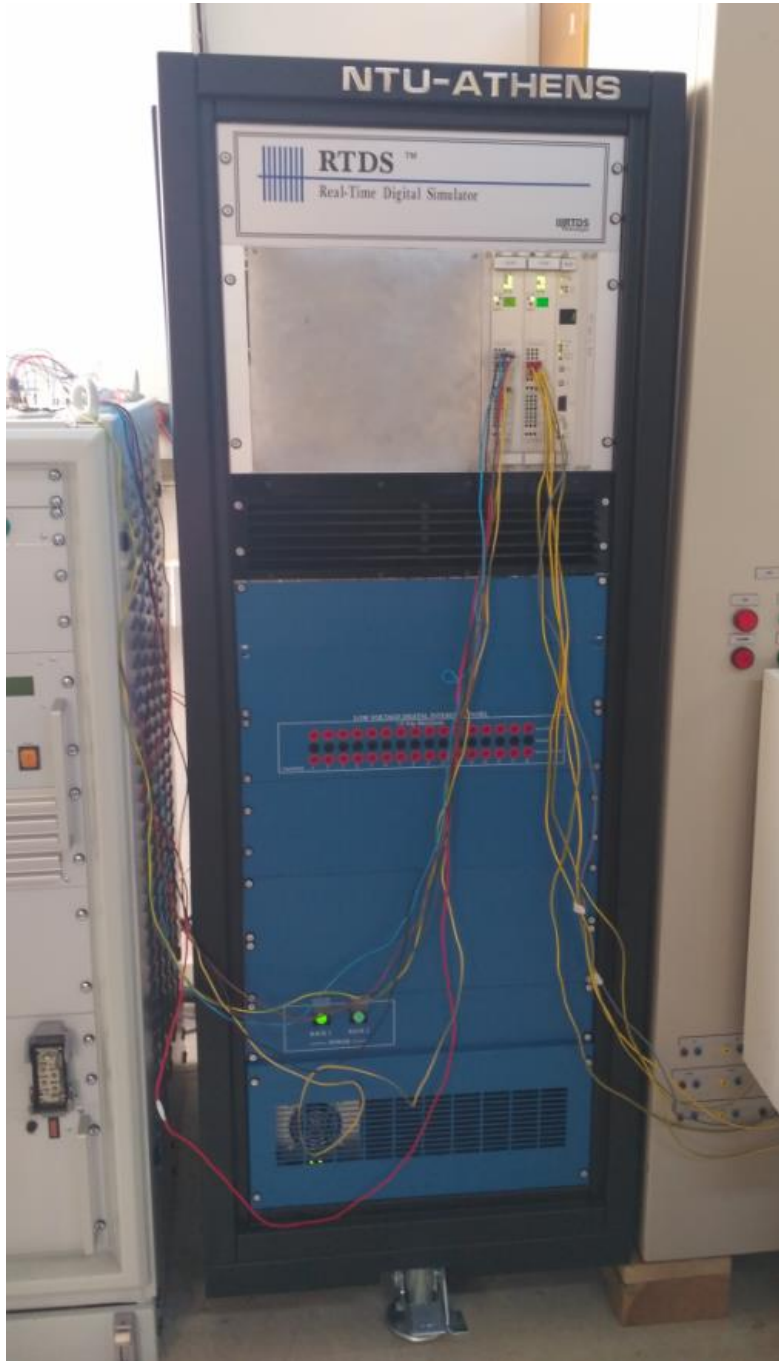
Η τεράστια σημασία αυτού του είδους της προσομοίωσης, έγκειται στο γεγονός ότι ο εξομοιωτής λειτουργεί σε πραγματικό χρόνο, εκτελώντας πάρα πολύ γρήγορα τις απαιτούμενες πράξεις, με αποτελέσματα να ανανεώνεται και να παρέχεται συνεχώς η κατάσταση του συστήματος, όπως θα συνέβαινε και σε ένα πραγματικό δίκτυο. Ο χρήστης δύναται, λοιπόν να διερευνήσει τις επιπτώσεις που μπορεί να έχουν στον εξοπλισμό διάφορες καταστάσεις σφαλμάτων και διαταραχών, προσεγγίζοντας σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές συνθήκες, χωρίς να υπάρχει κίνδυνος καταστροφής της υπό εξέταση συσκευής. Επιπλέον, λόγω της μεγάλης υπολογιστικής ισχύος του RTDS, οι διάφορες αναλυτικές έρευνες και τα πειράματα που διεξάγονται, απαιτούν πολύ μικρότερο χρόνο σε σχέση με άλλα προγράμματα που υλοποιούν off-line, μη πραγματικού χρόνου προσομοιώσεις. Έτσι ο χρήστης μπορεί να διεξάγει γρήγορα πολλαπλά πειράματα, εξοικονομώντας πολύ χρόνο. Τέλος, αυτού του είδους οι προσομοιώσεις έχουν και μικρότερο οικονομικό κόστος, που προφανώς σχετίζεται και με την ταχύτητα της εκτέλεσης των πειραμάτων, αλλά και με το γεγονός ότι δεν γίνεται χρήση του φυσικού δικτύου και δεν ενυπάρχει ο κίνδυνος της φθοράς του εξοπλισμού.

Στο Σχ. 7.2 φαίνεται ο RTDS του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας.

Ο συγκεκριμένος είναι εφοδιασμένος με τα εξής: [23]

- **GPC (Giga-Processor Card):** Διαθέτει δύο κάρτες επεξεργαστή όπου κάθε κάρτα περιλαμβάνει δύο επεξεργαστές IBM Power PC 750GX, οι οποίοι λειτουργούν στο 1GHz. Σε αυτούς τους επεξεργαστές επιλύονται οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα ισχύος μαζί με τα συστήματα ελέγχου τους.
- **WIF (Workstation Interface Card):** Διαθέτει μία κάρτα αυτού του είδους για την επικοινωνία με τον υπολογιστή που διαθέτει το λογισμικό RSCAD, για την διεπαφή του χρήστη με τον RTDS.
- **GTAO (Gigabit Transceiver Analogue Output):** Διαθέτει μία κάρτα αναλογικών εξόδων, για την παροχή αναλογικών σημάτων σε εξωτερικές συσκευές.
- **GTAI (Gigabit Transceiver Analogue Input):** Διαθέτει μία κάρτα αναλογικών εισόδων, για την τροφοδότηση του RTDS με αναλογικά σήματα από εξωτερικές συσκευές.

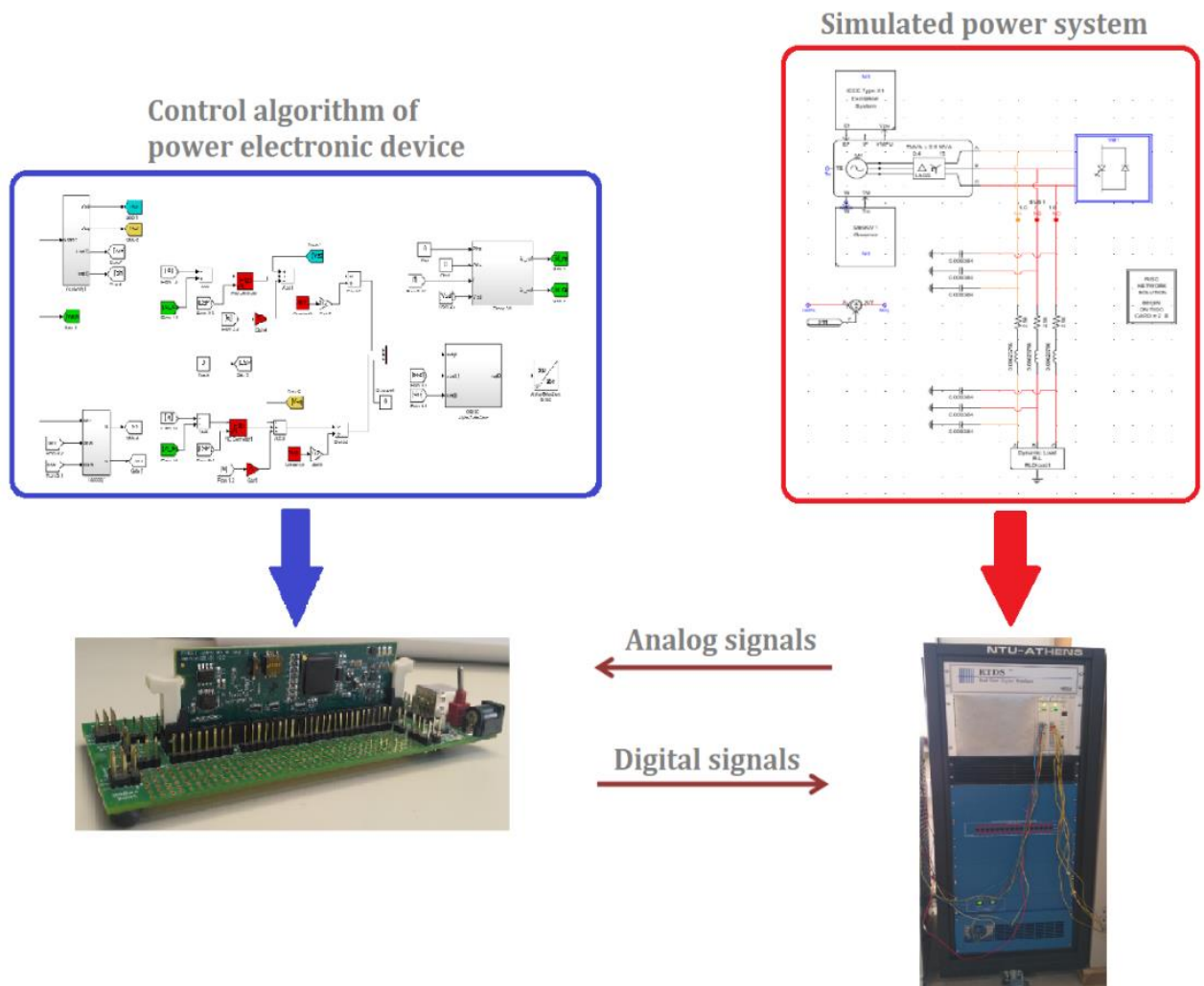
- **GTDI (Gigabit Transceiver Digital Input):** Διαθέτει μία κάρτα ψηφιακών εισόδων, για την τροφοδότηση του RTDS με ψηφιακά σήματα από εξωτερικές συσκευές.



Σχήμα 7.2: RTDS του εργαστηρίου ΣΗΕ της σχολής ΗΜΜΥ.

7.4 Περιγραφή της συνολικής διάταξης της προσομοίωσης

Σε αυτό το σημείο θα περιγράψουμε την τοπολογία του πειράματος. Για την καλύτερη κατανόηση παρατίθεται το Σχ. 7.3.



Σχήμα 7.3: Σχηματική αναπαράσταση της τοπολογίας της προσομοίωσης CHIL.

Στον εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS) προσομοιώσαμε ένα αυτόνομο δίκτυο, το οποίο θα παρουσιαστεί αναλυτικά στη συνέχεια. Αυτό, τροφοδοτείται από μία ντιζελογεννήτρια και μπαταρίες οι οποίες συνδέονται μέσω αντιστροφέα. Επιπλέον, στο δίκτυο συνδέσαμε ένα δυναμικό φορτίο RL μέσω γραμμών διανομής, το οποίο αναπαριστά την κατανάλωση ισχύος στο δίκτυο μαζί με την παραγωγή από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας. Εμείς στις προσομοιώσεις μας θεωρήσαμε ότι οι μεταβολές στο φορτίο αφορούσαν απότομη απώλεια παραγωγής από ΑΠΕ, όταν αυτές καταλαμβάνουν μεγάλο ποσοστό διείσδυσης στο δίκτυο.

Ο έλεγχος του αντιστροφέα που προσομοιώθηκε στον RTDS, πραγματοποιήθηκε μέσω ενός πραγματικού επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP),

στον οποίο έγινε η εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, για την ρύθμιση της εγχεόμενης ισχύος από τις μπαταρίες στο δίκτυο. Ο αλγόριθμος αυτός, βασίζεται στη συνεχή μέτρηση της τριφασικής τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, μετά το φίλτρο και του τριφασικού ρεύματος της γραμμής, και αποσκοπεί στη ρύθμισή τους σύμφωνα με κάποιες τιμές αναφοράς. Αυτές οι μετρήσεις λοιπόν, πρέπει να εισάγονται στον ελεγκτή για την εκτέλεση του αλγορίθμου. Στη συνέχεια, μέσω μιας συγκεκριμένης διαδικασίας μεταβολής των δυναμικών του συστήματος, η οποία έχει περιγραφεί αναλυτικά στο κεφάλαιο 4, παράγονται τελικά οι κατάλληλοι παλμοί από τον ελεγκτή, οι οποίοι τροφοδοτούνται στον RTDS.

Όπως έχει γίνει κατανοητό πλέον σύμφωνα με τα παραπάνω, το πείραμα αφορούσε μια προσομοίωση κλειστού βρόχου και άρα σήματα ανταλλάσσονταν μεταξύ του εξομοιωτή και του ελεγκτή. Συγκεκριμένα, αναλογικά σήματα από τον RTDS δίνονταν ως είσοδος στον επεξεργαστή, και ψηφιακά σήματα – παλμοί – από τον DSP δίνονταν ως είσοδοι στον προσομοιωτή, και ειδικότερα στις πύλες των τρανζίστορ του αντιστροφέα.

Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στο κομμάτι τις ανταλλαγής σημάτων μεταξύ του RTDS και του DSP, καθώς ο RTDS δέχεται ψηφιακά σήματα στο εύρος τάσης [0, 5]V, ενώ το αποδεκτό εύρος της έντασής τους είναι από 5-15mA, και παράγει αναλογικά σήματα στο εύρος τάσης [-10, 10]V. Αντίστοιχα ο DSP, δέχεται αναλογικά σήματα στο εύρος τάσης [0,3]V και βγάζει ψηφιακά, στο ίδιο εύρος τιμών. [17] Συνεπώς, έπρεπε να μεριμνήσουμε ώστε να μη δώσουμε στον DSP ως είσοδο σήματα μεγαλύτερα των 3V.

Στην ενότητα όπου παρουσιάζεται αναλυτικά το δίκτυο που προσομοιώσαμε στον RTDS, εξηγούμε πως πετύχαμε των περιορισμό των αναλογικών σημάτων στην έξοδο του RTDS στο εύρος [0, 2,5]V.

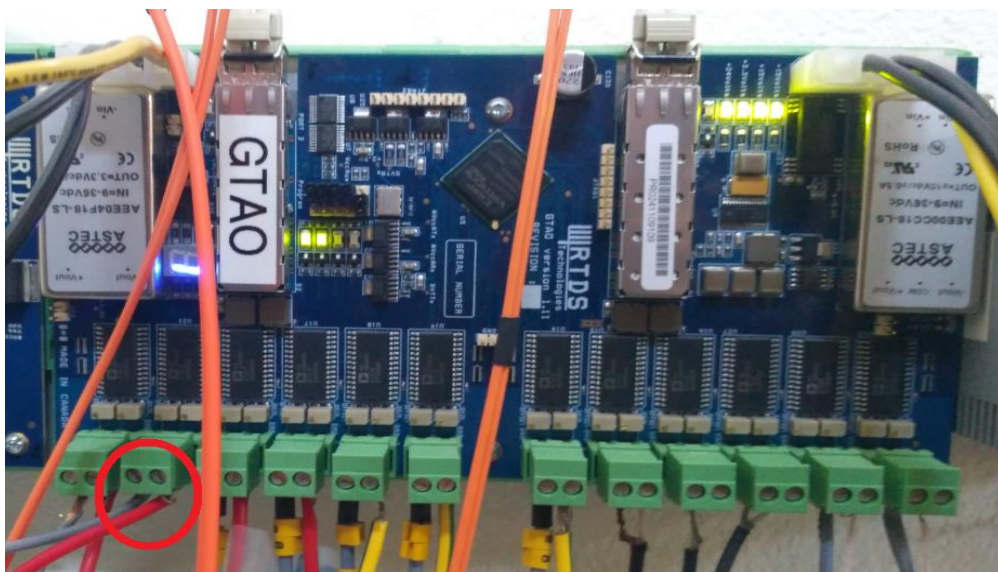
Στη συνέχεια γίνεται η παρουσίαση με φωτογραφίες και η περιγραφή των συνδέσεων μεταξύ του εξομοιωτή και του ελεγκτή.

Η εξαγωγή των έξι (6) από τις 7 αναλογικές εξόδους έγινε απευθείας από τις κάρτες επεξεργαστών του RTDS, και συγκεκριμένα από τις πρώτες 6 εκ των 12 αναλογικών εξόδων του επεξεργαστή A της GPC1 (εκεί όπου έγινε η επίλυση των εξισώσεων του δικτύου, βλ. Παράγραφο 7.5.1.1). Παρουσιάζεται σχετικά το σχήμα (7.4). Αυτές οι εξοδοί, αφορούν τις τριφασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα μετά το φίλτρο και τα τριφασικά ρεύματα των γραμμών σε εκείνο το σημείο.



Σχήμα 7.4: Πρόσοψη RTDS, από όπου παρέχονται οι αναλογικές έξοδοι από την κάρτα επεξεργαστή.

Η έβδομη αναλογική έξοδος αφορά τη συχνότητα του δικτύου. Αυτήν επιλέξαμε να την εξάγουμε από τον RTDS μέσω μιας ειδικής κάρτας εξόδου αναλογικών σημάτων (Gigabit Transceiver Analogue Output card – GTAΟ), διότι δεν διαθέταμε άλλα κατάλληλα καλώδια για την εξαγωγή της κατευθείαν από την κάρτα επεξεργαστή. Στο σχήμα (7.5) φαίνεται η συγκεκριμένη κάρτα, και τα καλώδια με τα οποία έγινε η σύνδεση είναι σημειωμένα με κόκκινο κυκλάκι.



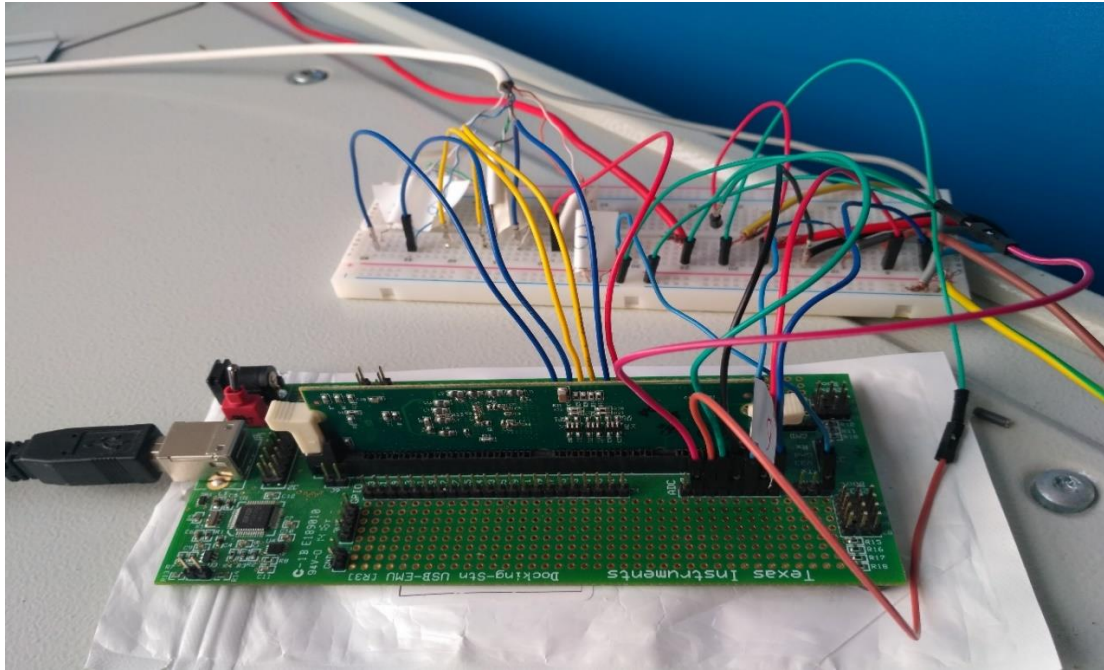
Σχήμα 7.5: Κάρτα GTAΟ του RTDS.

Τους έξι παλμούς από τον ελεγκτή, τους εισάγαμε στον RTDS με χρήση μιας κάρτας εισόδου ψηφιακών σημάτων (Gigabit Transceiver Digital Input card – GTDI). Η κάρτα και τα καλώδια με τα οποία έγιναν οι συνδέσεις, παρουσιάζονται στο σχήμα (7.6).

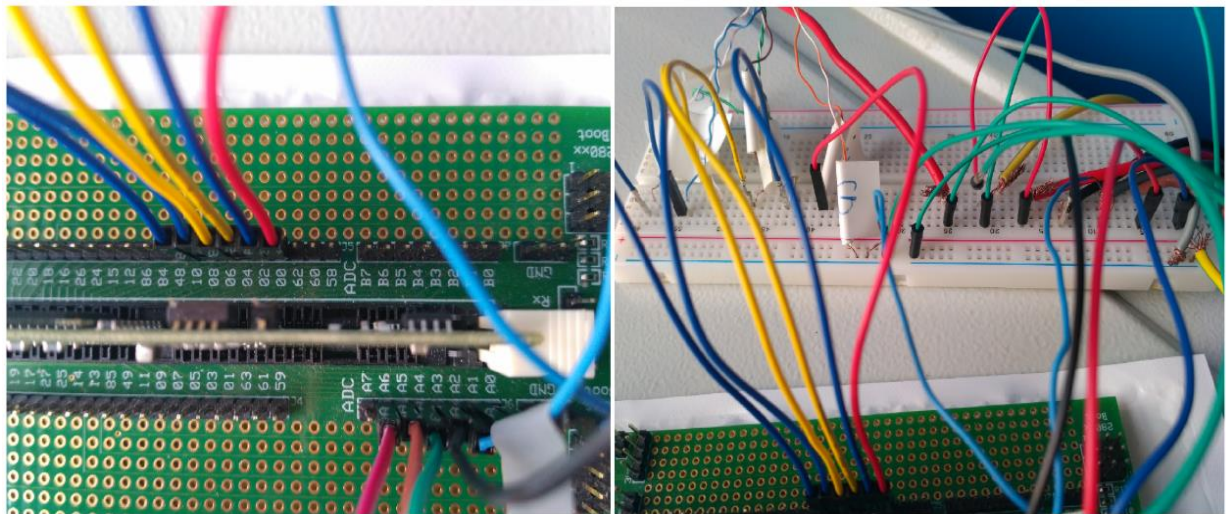


Σχήμα 7.6: Κάρτα GTDI για την παροχή εισαγωγή των παλμών από τον DSP.

Για να γίνει πιο εύκολα η διασύνδεση μεταξύ του εξομοιωτή και του ελεγκτή χρησιμοποιήσαμε ένα breadboard. Στο Σχ. 7.7 φαίνεται η σύνδεση μεταξύ του DSP και του breadboard.



Σχήμα 7.7: Χρήση breadboard για ευκολότερη πρόσβαση στις εισόδους/εξόδους του DSP.

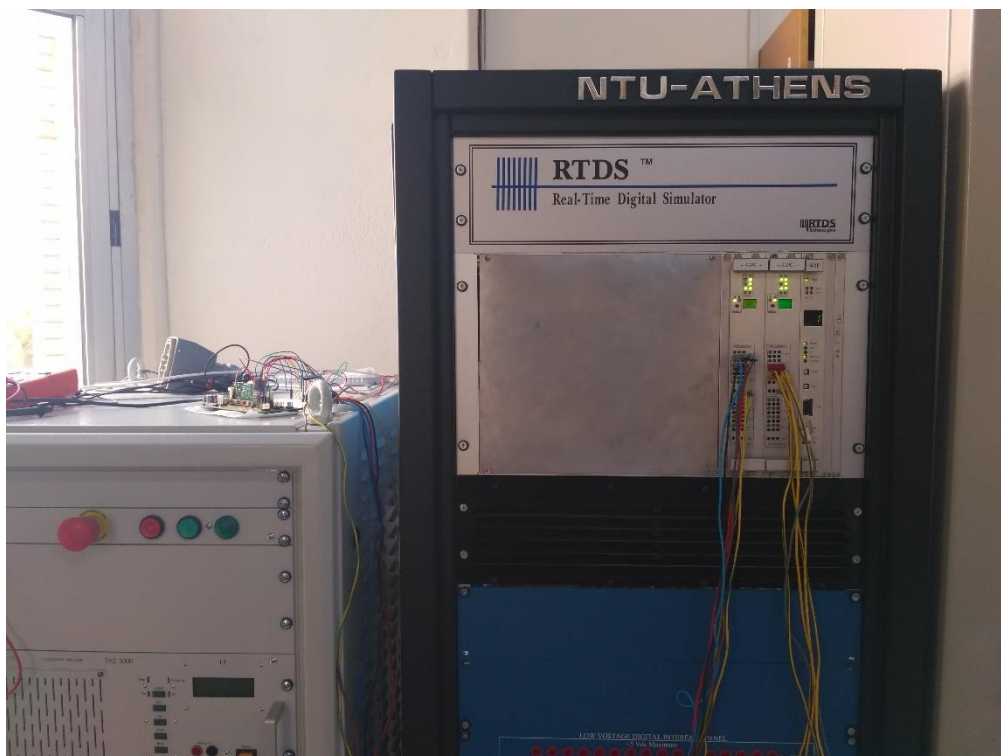


Σχήμα 7.8: Οι GPIO (00-10) από τις οποίες εξάγαμε τους παλμούς, και οι αναλογικές εισόδοι (ADC) στις οποίες δώσαμε τα σήματα από τον RTDS.

Στην αριστερή φωτογραφία του Σχ. 7.8, βλέπουμε τις ψηφιακές εξόδους του DSP. Έχουμε χρησιμοποιήσει τις GPIO 00,02,04,06,08 και 10 καθώς σε αυτές παρέχονται οι παλμοί από τις μονάδες EPWMxA για $x=1,2,3,4,5,6$ αντίστοιχα, σύμφωνα με το σχετικό εγχειρίδιο. [24] Επιπλέον βλέπουμε τις αναλογικές εισόδους (ADC), από τις οποίες έχουμε χρησιμοποιήσει τις A0,A1,A2,A3,A4,A5,A6, δηλαδή συνολικά τις πρώτες 7 από την ομάδα των A.

Φυσικά, στο Σχ. 7.7 βλέπουμε πάνω στη μητρική πλακέτα τη θύρα που καλείται USB JTAG emulator, για τη διασύνδεση του ελεγκτή με το λογισμικό CCS, μέσω υπολογιστή.

Τέλος, στο επόμενο σχήμα παραθέτουμε μία φωτογραφία με την γενική εικόνα της διασύνδεσης του RTDS με τον DSP.



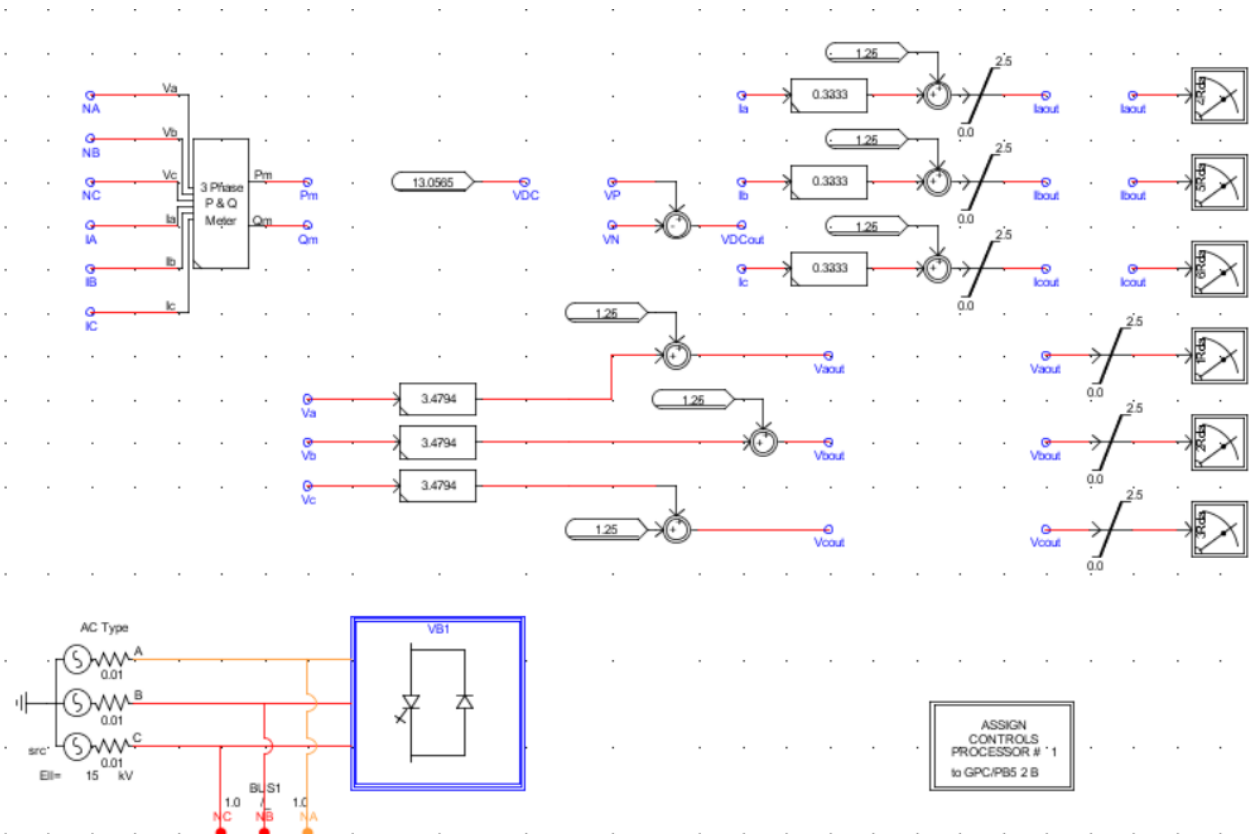
Σχήμα 7.9: Διασύνδεση RTDS με DSP.

7.5 Προσομοίωση CHIL με προσομοιούμενο δίκτυο με πηγή τάσης

Ως πρώτο στάδιο για την υλοποίηση της προσομοίωσης του αυτόνομου δικτύου, σχεδιάσαμε ένα ισχυρό δίκτυο, πανομοιότυπο με αυτό που παρουσιάστηκε στο κεφ 5, στην προσομοίωση στο Simulink. Αρχικά λοιπόν, θα παρουσιάσουμε το συγκεκριμένο δίκτυο και την επίδραση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος, για τον έλεγχο της ισχύος που εγγέεται στο δίκτυο ή απορροφάται από τον αντιστροφέα των μπαταριών.

7.5.1 Μοντελοποίηση ηλεκτρικού δικτύου στο RTDS

Στο Σχ. 7.10, φαίνεται το δίκτυο που σχεδιάσαμε στο RSCAD.



Σχήμα 7.10: Δίκτυο προσομοιούμενο με πηγή τάσης, όπως σχεδιάστηκε στο RSCAD.

Στο κάτω αριστερά μέρος της φωτογραφίας βλέπουμε μια τριφασική πηγή τάσης με εσωτερική αντίσταση $0,01\Omega$. Με τη βοήθεια αυτής της πηγής προσομοιώσαμε το δίκτυο μέσης τάσης, ονομαστικής τιμής 15kV , στο οποίο η συχνότητα και η τάση δεν μεταβάλλεται, όταν παρατηρείται μια μεταβολή στο ισοζύγιο ισχύος. Παρατηρούμε ότι έχουμε συνδέσει αυτήν την πηγή με ένα μπλοκ, του οποίου το σύμβολο μοιάζει με ένα διακοπτικό στοιχείο. Μέσα σε αυτό το μπλοκ έχουν σχεδιαστεί ο Μ/Σ ανύψωσης τάσης $0,4/15\text{kV}$, το βαθυπερατό φίλτρο RL και ο αντιστροφείας των μπαταριών. Το συγκεκριμένο μπλοκ δίνει τη δυνατότητα δημιουργίας ενός υποσυστήματος το οποίο επιλύεται με μικρότερο χρονικό βήμα, και όπως περιγράψαμε και πιο πάνω είναι χρήσιμο για τη σωστή προσομοίωση εξοπλισμού όπως οι αντιστροφείς. Σε επόμενη εικόνα θα παρουσιαστεί το υποσύστημα στο εσωτερικό του μπλοκ και θα γίνει η ανάλυσή του.

Όλα τα υπόλοιπα μπλοκ αποτελούν μπλοκς ελέγχου, μέσω των οποίων πραγματοποιούνται πράξεις και δρομολογήσεις σημάτων. Συγκεκριμένα, οι κόμβοι με τις ονομασίες V_a , V_b , V_c αντιστοιχούν στις τάσεις των τριών φάσεων στην έξοδο του αντιστροφεία, μετά το φίλτρο RL. Στο Σχ. 7.10 βλέπουμε ότι αυτές τις τάσεις αρχικά τις πολλαπλασιάζουμε με τον αριθμό $3,4794$ και στη συνέχεια τους προσθέτουμε τον $1,25$. Αυτό το κάνουμε για να τις προσαρμόσουμε στο εύρος τιμών μεταξύ $[0,2,5]\text{V}$ για τους λόγους που αναφέραμε στην προηγούμενη ενότητα.

Σε αυτό το σημείο θα αναφέρουμε δύο ιδιαιτερότητες του κυκλώματος. Πρώτον, οι αριθμοί που αντιπροσωπεύουν τάσεις και ρεύματα, είναι εκφρασμένοι σε kV . Ως εκ τούτου, όταν ένας κόμβος τάσης έχει για παράδειγμα την τιμή $0,4$, η τιμή

του μεταφράζεται ως $0,4kV=400V$. Δεύτερον, στο κουτί παραμέτρων των μπλοκς που υλοποιούν την εξαγωγή των αναλογικών σημάτων από τον RTDS, υπάρχει ένα πεδίο με όνομα SC, όπως φαίνεται στο Σχ. 7.11.

rtds_sharc_ctl_AOUT					
Parameters					
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
DA	Analogue Output Channel	4		1	12
SC	Floating Point Value <--> 5 volts	5.0		1.0e-6	
SL	Include dynamic scale & offset sliders?	No		1	0
Icon	Show component icons as	Large			
prtyp	Solve Model on card type:	GPC/PB5		0	1
Proc	Assigned Controls Processor	1		1	54
Pri	Priority Level	27		1	

Σχήμα 7.11: Κουτί διαλόγου των μπλοκς που υλοποιούν την εξαγωγή των αναλογικών σημάτων από τον RTDS

Μέσω αυτού του πεδίου, γίνεται η αντιστοίχιση ανάμεσα στις τιμές του κυκλώματος και της τάσης εξόδου του RTDS. Εμείς έχουμε κάνει την εξής δηλώση: η τιμή 5.0 του κυκλώματος να αντιστοιχεί σε επίπεδο τάσης 5Volt στην έξοδο του εξομοιωτή.

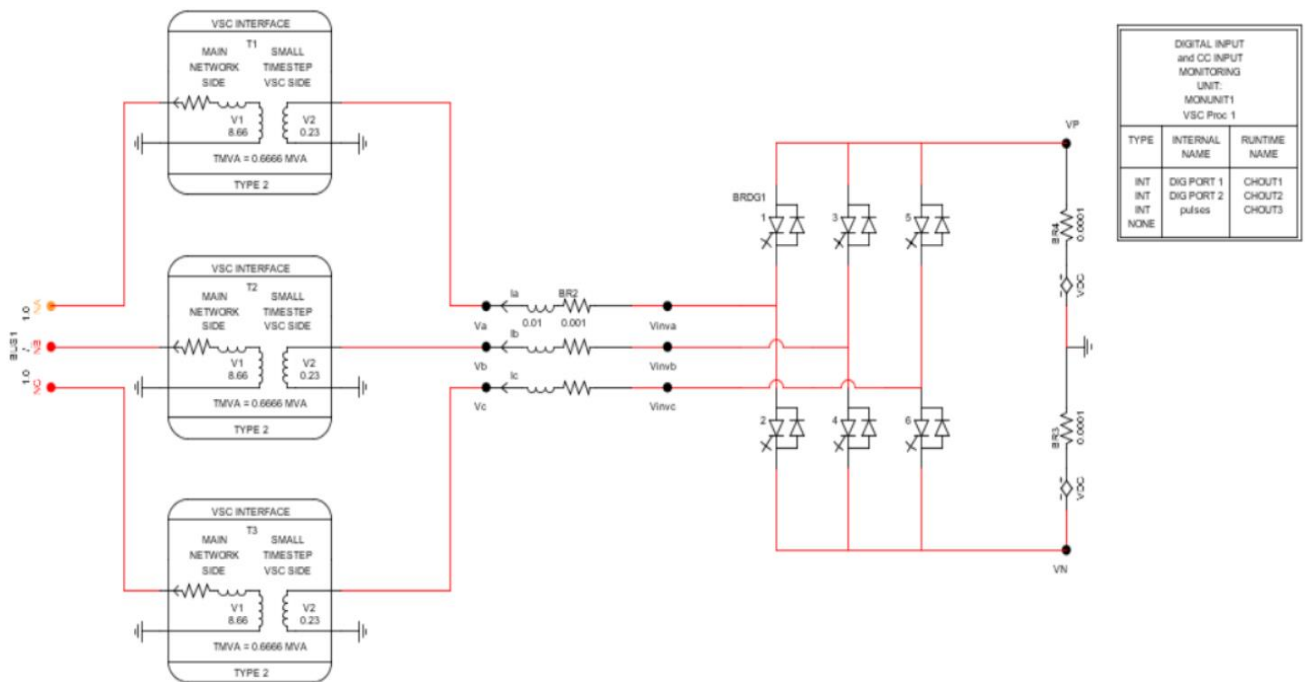
Αντίστοιχη διαδικασία ακολουθούμε με τα ρεύματα της γραμμής Ia, Ib, Ic, τα οποία τα πολλαπλασιάζουμε με τον αριθμό 0,3333 και τους προσθέτουμε τον 1,25.

Τελικά, εξάγουμε τα τρία σήματα της τάσης και τα τρία σήματα του ρεύματος (συνολικά 6 σήματα) από τις κάρτες επεξεργαστή του προσομοιωτή, και τα δίνουμε ως είσοδο στις αναλογικές εισόδους του DSP. Για να διασφαλίσουμε ότι τα σήματα αυτά, θα παραμένουν αυστηρά και μόνο στο εύρος τιμών [0, 2,5] πριν τα τροφοδοτήσουμε στα μπλοκς εξόδου τα περνάμε μέσα από κατάλληλους περιοριστές.

Πάνω αριστερά είναι τοποθετημένο ένα μετρητικό ισχύος (3 Phase P&Q Meter), με το οποίο μετράμε την τριφασική ενεργό και άεργο ισχύ του δικτύου στην πλευρά υψηλής τάσης.

Τέλος ο κόμβος με το όνομα VDC ορίζει την τάση των μπαταριών ($V_{DC}/2=12,0565kV$) στην DC πλευρά του αντιστροφέα.

Στο Σχ. 7.12 παρουσιάζεται το κύκλωμα του υποσυστήματος που επιλύεται με μικρότερο χρονικό βήμα.



Σχήμα 7.12: Το υποσύστημα με τον αντιστροφέα όπως σχεδιάστηκε στο RSCAD.

Αριστερά, βλέπουμε ότι έχουμε σχεδιάσει έναν τριφασικό Μ/Σ. Αυτός επιτελεί δύο συγκεκριμένες λειτουργίες. Πρώτον και κύριο, ανυψώνει την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα για τη σύνδεσή του στο δίκτυο μέσης τάσης και δεύτερον μέσω αυτού πραγματοποιείται η διασύνδεση μεταξύ των δύο συστημάτων που επιλύονται με διαφορετικό βήμα προσομοίωσης.

Δεξιά του Μ/Σ βρίσκεται το φίλτρο RL για την αποκοπή των υψίσυχων αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, και στη συνέχεια βρίσκεται ο ίδιος ο αντιστροφέας. Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά όλων των στοιχείων του κυκλώματος θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Το μπλοκ που βρίσκεται πάνω δεξιά, δίνει τη δυνατότητα παρακολούθησης και καταγραφής των ψηφιακών εισόδων. Το χρησιμοποιήσαμε για να παρατηρήσουμε τις κυματομορφές των παλμών που εισάγονται από τον DSP.

Στη συνέχεια παρατίθενται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά κάθε ηλεκτρικού στοιχείου του κυκλώματος.

Όλο το δίκτυο χαρακτηρίζεται από συχνότητα ονομαστική τιμής 50Hz

- Δίκτυο: $\tilde{V}_{sL-L} = 15kV$ (πολική τάση)
 $r_s = 0,01\Omega$ (εσωτερική αντίσταση πηγής)
- Μετασχηματιστής: Πρωτεύον: $\tilde{V}_{1M/\Sigma} = 15kV$
Δευτερεύον: $\tilde{V}_{2M/\Sigma} = 0,4kV$
Yg-yg
 $S_{M/\Sigma} = 2MVA$
 $r = 0,01 \text{ p.u.}, x = 0,06 \text{ p.u.}$
- Φίλτρο: $R = 0,001\Omega, L = 0,01H$

- Inverter: Μοντελοποιείται με τη χρήση ιδανικών διακοπών
 $S_{inv}=1,8\text{MVA}$
 $r_{on}= 0,00001\Omega$ (αντίσταση αγωγής των διακοπών)
- Μπαταρίες: $V_{DC}=26.100\text{Vp}$
 $r_{DC}=0,0002\Omega$

Αμέσως μετά, εξηγείται η σημασία του μπλοκ με όνομα «ASSIGN CONTROLS PROCESSOR #» του Σχ. (7.12).

7.5.1.1 Διαμοιρασμός πόρων των επεξεργαστών

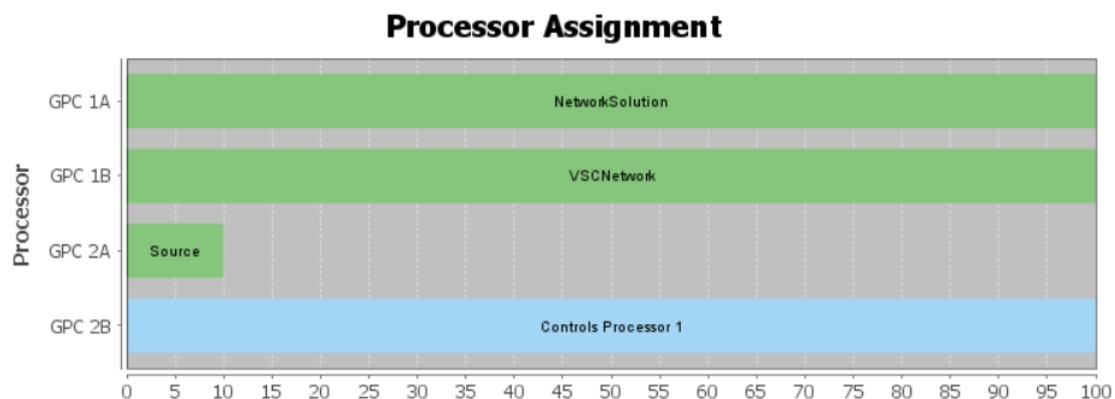
Στο λογισμικό RSCAD, διατίθενται βιβλιοθήκες οι οποίες χωρίζονται ανάλογα με τη λειτουργία και το είδος των στοιχείων που περιλαμβάνουν. Συγκεκριμένα διατίθενται οι βιβλιοθήκες με τις εξής ετικέτες:

- Generator Controls
- Controls
- Power System
- Protection & Automation
- Small_dt

Αρκετές φορές, τα στοιχεία διαφορετικού τύπου, πχ. στοιχεία ελέγχου ή ηλεκτρικής ισχύος, δε μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους και επιπλέον οι εξισώσεις που τα περιγράφουν δεν επιτρέπεται να επιλύονται στον ίδιο επεξεργαστή.

Με τη χρήση του μπλοκ, λοιπόν, με τίτλο «ASSIGN CONTROLS PROCESSOR #», κάναμε την ανάθεση του επεξεργαστή στον οποίο έγινε η επίλυση των εξισώσεων που αφορούν μπλοκς ελέγχου (Controls Processor). Συγκεκριμένα, τα αναθέσαμε στον επεξεργαστή B της GPC κάρτας 2.

Στο Σχ. 7.13 φαίνεται ο διαμοιρασμός των πόρων, στα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος.



Σχήμα 7.13: Διαμοιρασμός πόρων διαθέσιμων επεξεργαστών.

Παρατηρούμε λοιπόν, ότι χρησιμοποιήσαμε 2 κάρτες επεξεργαστών GPC, όπου κάθε κάρτα διαθέτει δύο επεξεργαστές (A και B). Στον επεξεργαστή A της GPC1, έγινε η επίλυση των εξισώσεων του δικτύου, που αφορούν τον υπολογισμό των τάσεων των κόμβων, των παθητικών κλάδων κλπ. Στον επεξεργαστή B της GPC1, έγινε η

επίλυση των εξισώσεων του αντιστροφέα. Στον επεξεργαστή A της GPC2, έγινε η επίλυση των εξισώσεων της πηγής τάσης και τέλος στον επεξεργαστή B της GPC2 έγινε η επίλυση των εξισώσεων που αφορούν μπλοκς ελέγχου, όπως αναφέραμε και πιο πάνω.

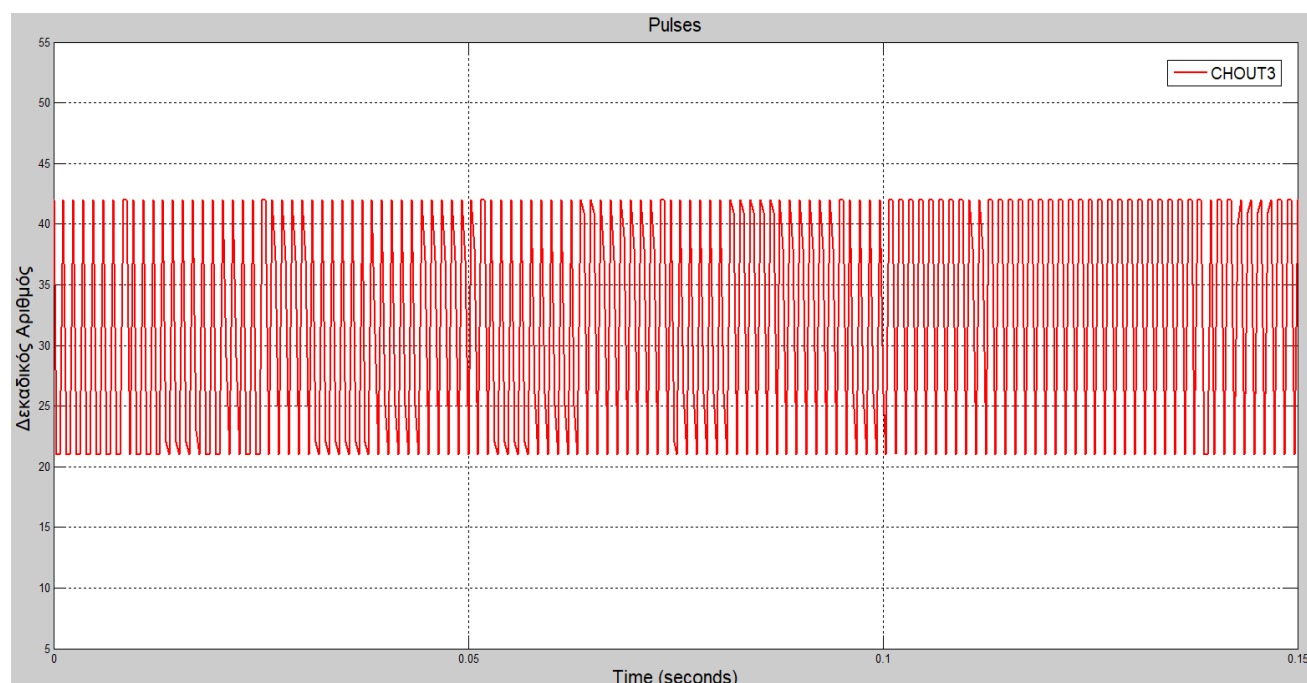
7.5.1.2 Παλμοί εισόδου

Όπως έχουμε ήδη αναλύσει, μέσω του DSP έγινε η παραγωγή των παλμών, οι οποίοι δόθηκαν ως είσοδοι στα διακοπτικά του αντιστροφέα, για τον έλεγχο της εγχεόμενης ισχύος του και της συχνότητας του δικτύου.

Στο Σχ. 7.14 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα κυματομορφής των παλμών, όπως καταγράφηκε από τα απεικονιστικά μέσα του RSCAD. Οι παλμοί αυτοί στον εξομοιωτή, διαβάζονταν ως μία 6-bit λέξη. Έτσι για παράδειγμα, για να άγουν τα τρανζίστορ 1, 3 και 5 θα έπρεπε να εισαχθεί η λέξη 010101 η οποία αντιστοιχεί στον δεκαδικό αριθμό 21.

Γνωρίζουμε ότι, δεν επιτρέπεται να άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη των διακοπτικών στοιχείων (1,2) ή (3,4) ή (5,6). Με αυτήν την λογική λοιπόν, όταν το 1^ο,3^ο ή 5^ο bit της ψηφιακής λέξης είναι 1, τότε το 2^ο,4^ο και 6^ο bit πρέπει να είναι 0 και αντίστροφα. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα λοιπόν ότι η ελάχιστη τιμή που μπορεί να πάρει η ψηφιακή λέξη είναι το 21 (010101) και η μέγιστη το 42 (101010).

Στο Σχ. 7.14, βλέπουμε ότι οι τιμές που λαμβάνει η ψηφιακή λέξη, όντως κυμαίνονται μεταξύ 21 και 42.



Σχήμα 7.14: Παράδειγμα ψηφιακής λέξης που αναπαριστά τους παλμούς των διακοπτικών του αντιστροφέα.

7.5.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης CHIL με δίκτυο προσομοιούμενο με πηγή τάσης

Σε αυτή την ενότητα, θα παρουσιαστεί η επίδραση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος στο δίκτυο που περιγράψαμε στην Παράγραφο 7.5.1 . Επειδή η συχνότητα του δικτύου δε μεταβάλλεται, θα παρατηρήσουμε πως μέσω του συγκεκριμένου αλγορίθμου επιτυγχάνεται η ρύθμιση της εγχεόμενης ισχύος από της μπαταρίες, μέσω του αντιστροφέα.

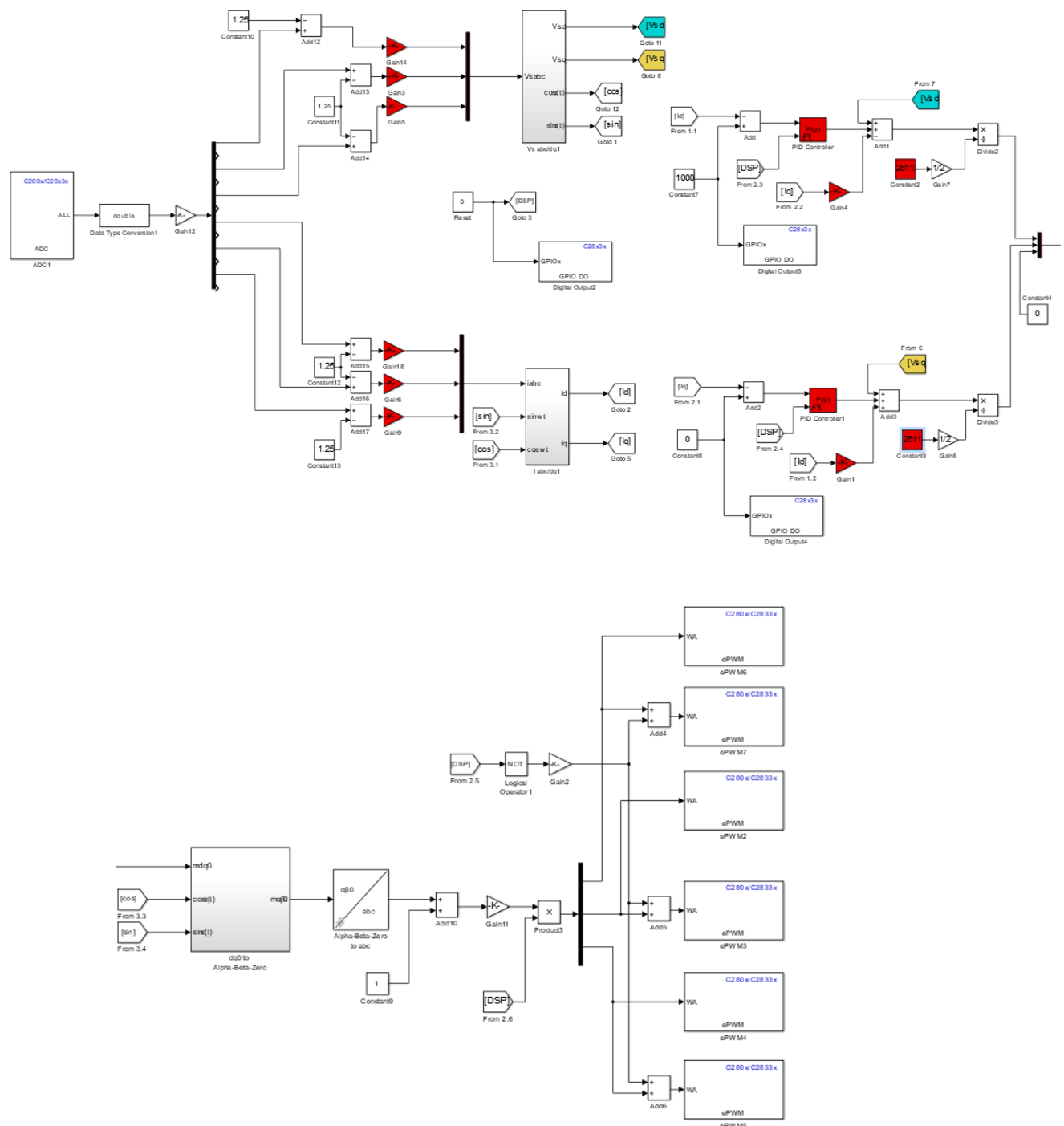
Στο Σχ. 7.15 παρουσιάζεται το κύκλωμα που σχεδιάσαμε στο Simulink και φορτώσαμε στον DSP, για την υλοποίηση του ελέγχου ρεύματος. Η λειτουργία του κυκλώματος έχει περιγραφεί σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Για την μεταβολή της εγχεόμενης ισχύος από τον αντιστροφέα, δίναμε κατευθείαν μια επιθυμητή τιμή αναφοράς στη συνιστώσα i_d ή i_q του ρεύματος και ο αλγόριθμος την υλοποιούσε. Αυτό τελικά μεταφραζόταν σε μια μεταβολή της ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα.

Για την εκτέλεση των πειραμάτων, πρώτα εκκινούσαμε την προσομοίωση του δικτύου στον εξομοιωτή και στη συνέχεια ενεργοποιούσαμε τον έλεγχο. Την μεταβολή στην τιμή αναφοράς του συνιστωσών ρεύματος, την κάναμε μέσω του λογισμικού CCS, καθώς παρέχει τη δυνατότητα εντοπισμού μεταβλητών από τον κώδικα του Matlab και αλλαγής της τιμής τους.

Ανάλογα με την ισχύ που θέλαμε να παρέχουμε στο δίκτυο, υπολογίζαμε κάθε φορά την αντίστοιχη τιμή της συνιστώσας ρεύματος που έπρεπε να δώσουμε ως αναφορά, με χρήση των σχέσεων

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_s} P_{sref}(t), i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_s} Q_{sref}(t), \quad (7.1)$$



Σχήμα 7.15: Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, όπως το σχεδιάσαμε στο Simulink.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραμάτων.

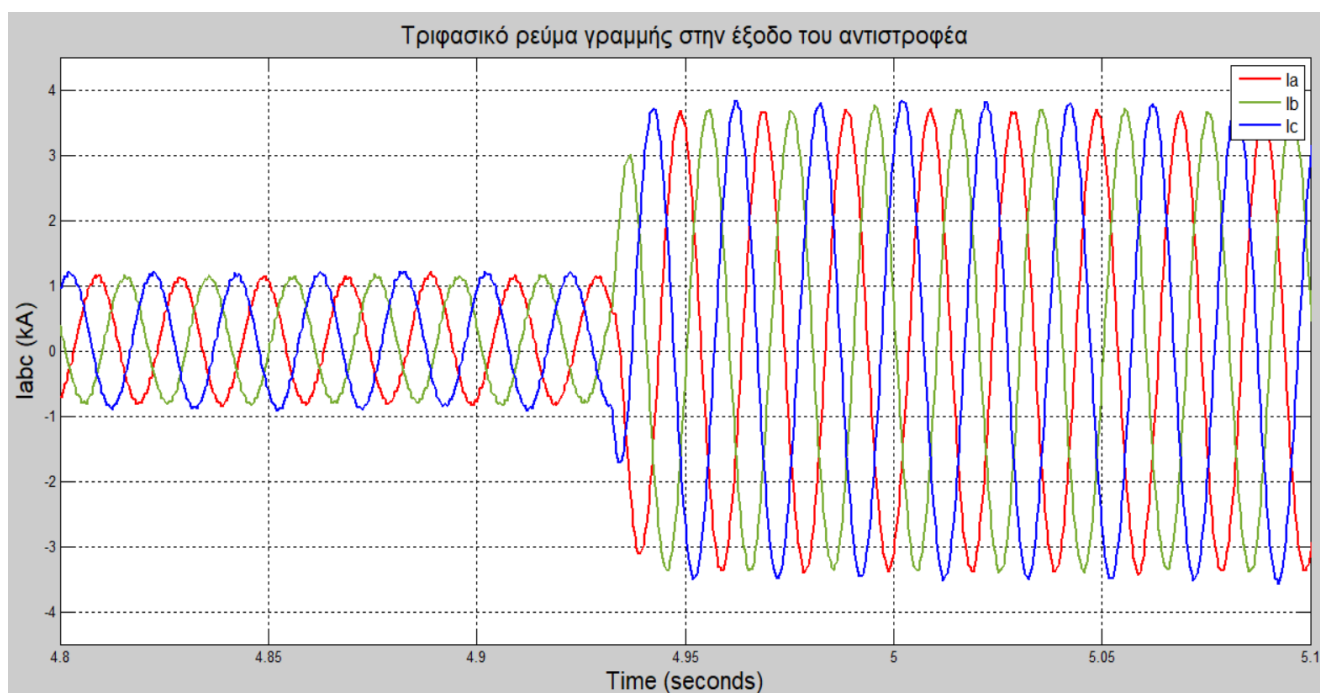
7.5.2.1 Πείραμα 1^ο: Επίδραση αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος – Αύξηση της εγγεόμενης ενεργού ισχύος από τις μπαταρίες στο δίκτυο

Αρχικά, οι μπαταρίες παρέχουν στο δίκτυο ενεργό ισχύ περίπου 0,5MW και κάποια χρονική στιγμή δίνουμε την εντολή να αυξηθεί η εγγεόμενη ισχύς στην ονομαστική τιμή, δηλαδή στα 1,8MW.

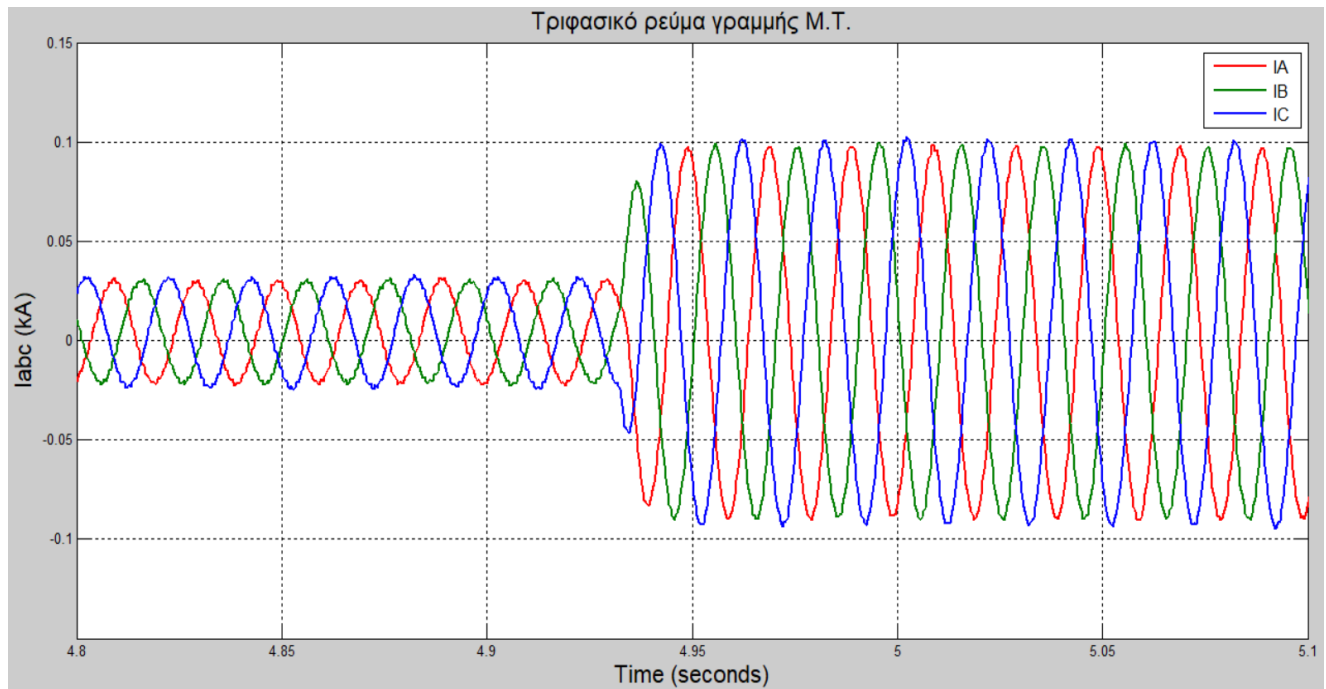
Από την πρώτη εκ των δύο σχέσεων (7.1), υπολογίσαμε τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς για τις δύο αυτές τιμές ισχύος. Οι τιμές που προέκυψαν είναι:

- Για $P_{sref} = 0,5 \text{ MW} \Rightarrow i_{dref} = 1025,64 \text{ A}$
- Για $P_{sref} = 1,8 \text{ MW} \Rightarrow i_{dref} = 3692,3 \text{ A}$

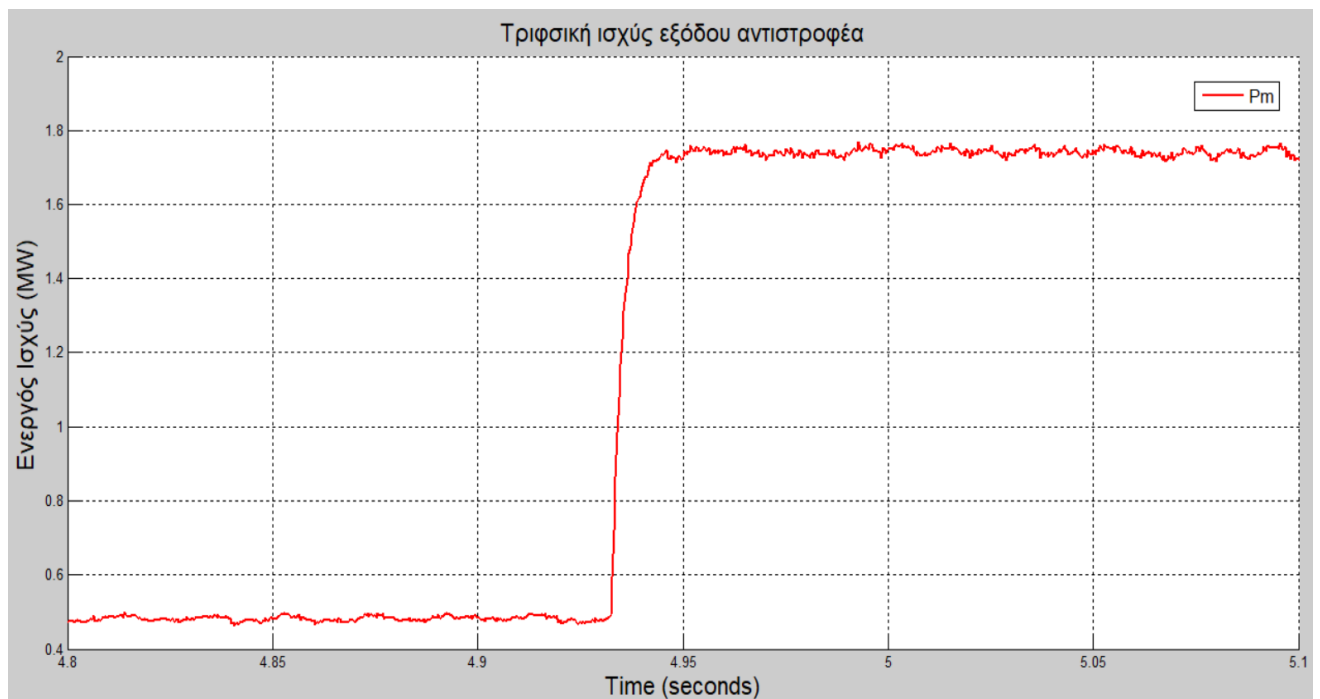
Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 7.16: Τριφασικό ρεύμα στη γραμμή Χαμηλής Τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.



Σχήμα 7.17: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην πλευρά Μέσης Τάσης του δικτύου.

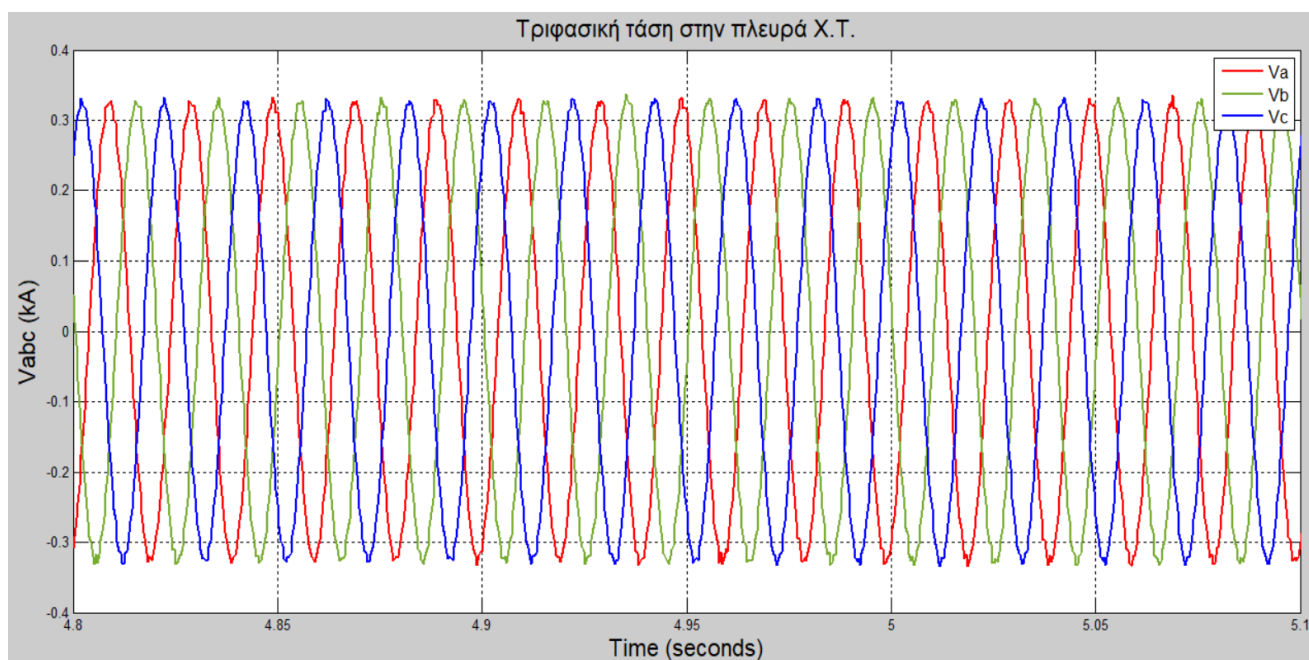


Σχήμα 7.18: Τριφασική ενεργός ισχύς που εγχέεται από τις μπαταρίες του δικτύου μέσω του αντιστροφέα.

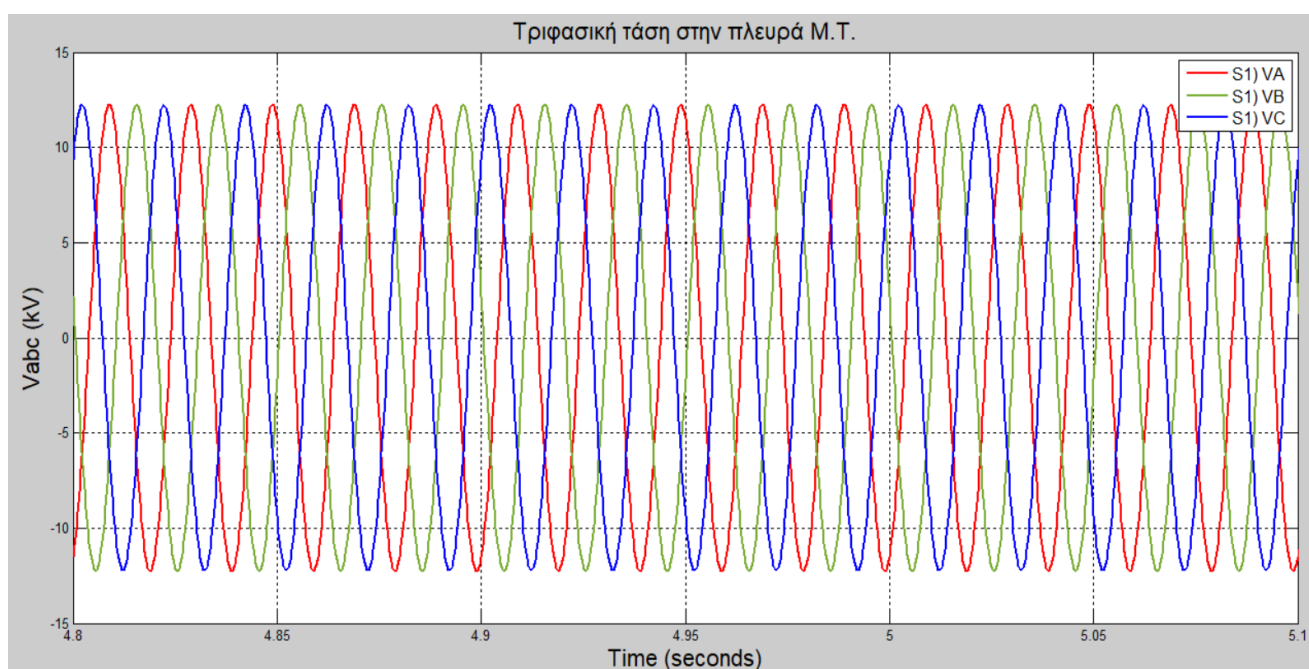
Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος επενεργεί πολύ γρήγορα και πετυχαίνει την ρύθμιση ισχύος σε κλάσματα του δευτερολέπτου, για την ακρίβεια περίπου σε 0,01sec. Επίσης τα επίπεδα ισχύος που εγχέονται είναι πάρα πολύ κοντά στις τιμές αναφοράς. Η μικρή απόκλιση που υπάρχει

και η πολύ μικρή DC συνιστώσα που παρατηρούμε στις κυματομορφές των ρευμάτων μπορεί να οφείλονται στην τεχνική που έχουμε επιλέξει για τη διαμόρφωση των παλμών (SPWM) που ελέγχουν τον αντιστροφέα ή/και στο φίλτρο που έχουμε επιλέξει. Έγιναν αρκετές δοκιμές τιμών RL και αυτές που επιλέχθηκαν τελικά, οδηγούσαν στα βέλτιστα αποτελέσματα. Η ακριβής μελέτη για τη βέλτιστη επιλογή των χαρακτηριστικών του φίλτρου, ξεφεύγει από τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής.

Στη συνέχεια για λόγους πληρότητας παραθέτουμε τις γραφικές παραστάσεις των τριφασικών τάσεων στις πλευρές χαμηλής και υψηλής τάσης.



Σχήμα 7.19: Τριφασική τάση στην πλευρά Χαμηλής Τάσης, στην έξοδο του αντιστροφέα μετά το φίλτρο RL.



Σχήμα 7.20: Τριφασική τάση στην πλευρά Μέσης Τάσης του δικτύου.

Όπως έπρεπε και αναμέναμε, δεν παρατηρούμε καμία μεταβολή στην τάση του δικτύου, είτε στο πλευρά Μ.Τ. είτε της Χ.Τ.

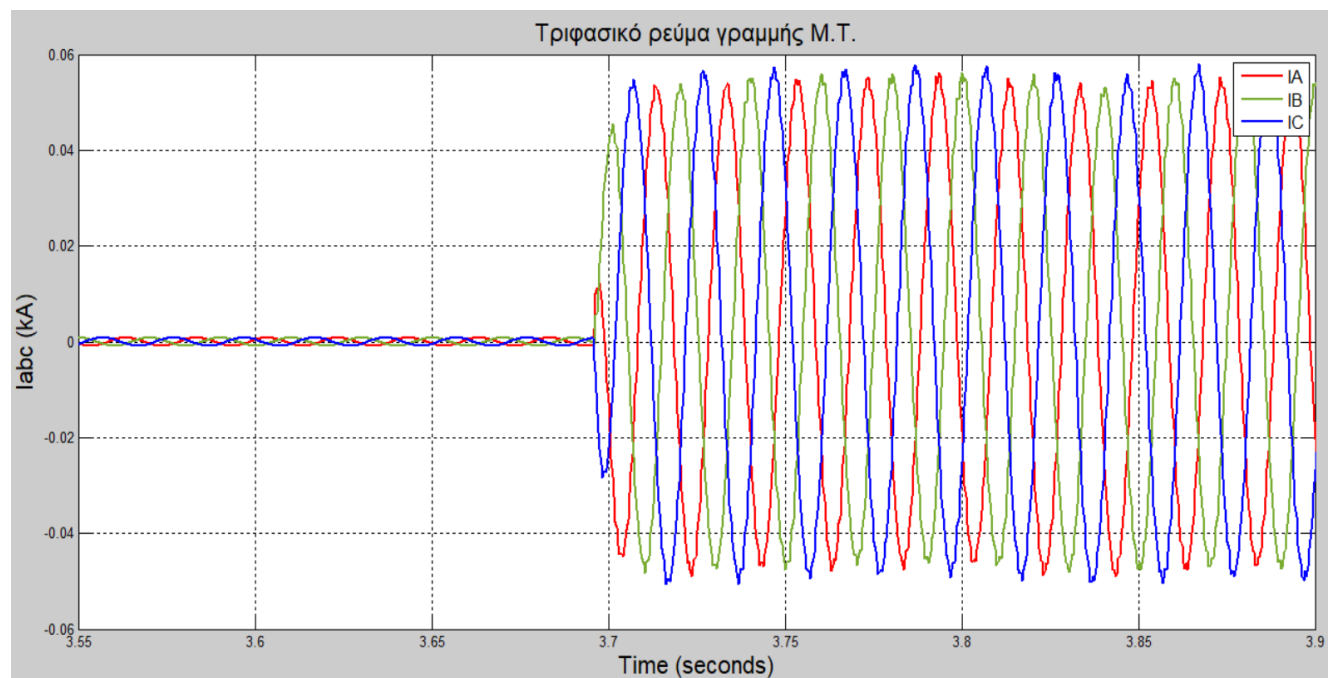
7.5.2.2 Πείραμα 2^ο: Επίδραση αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος – Απορρόφηση αέργου ισχύος από τις μπαταρίες του δίκτυο

Αρχικά, οι μπαταρίες δεν παρέχουν ούτε απορροφούν από το δίκτυο άεργο ισχύ και κάποια χρονική στιγμή δίνουμε την εντολή για απορρόφηση αέργου ισχύος 1MVar.

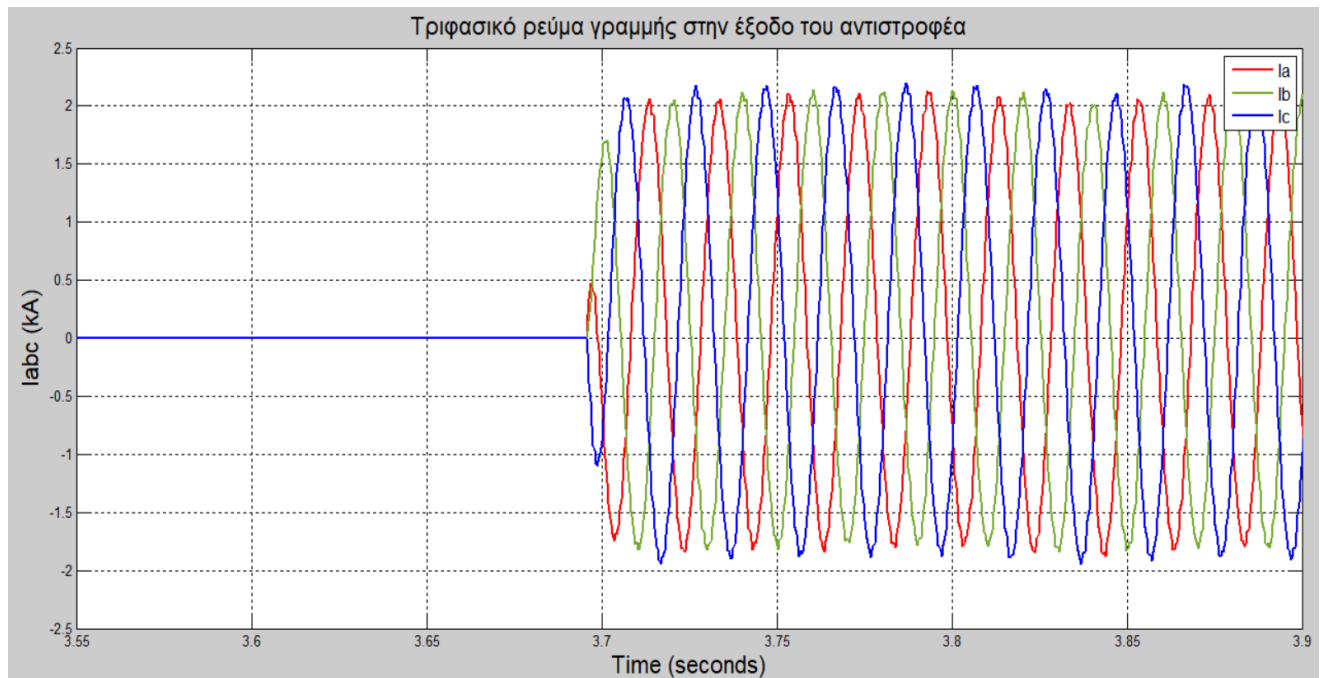
Από την δεύτερη εκ των δύο σχέσεων (7.1), υπολογίσαμε το αντίστοιχο ρεύμα αναφοράς που έπρεπε να δώσουμε ως τιμή ρύθμισης στον έλεγχο. Η τιμή που προέκυψε είναι η παρακάτω:

- Για $Q_{sref} = -1 \text{ MVar} \Rightarrow i_{qref} = 2051,28\text{A}$

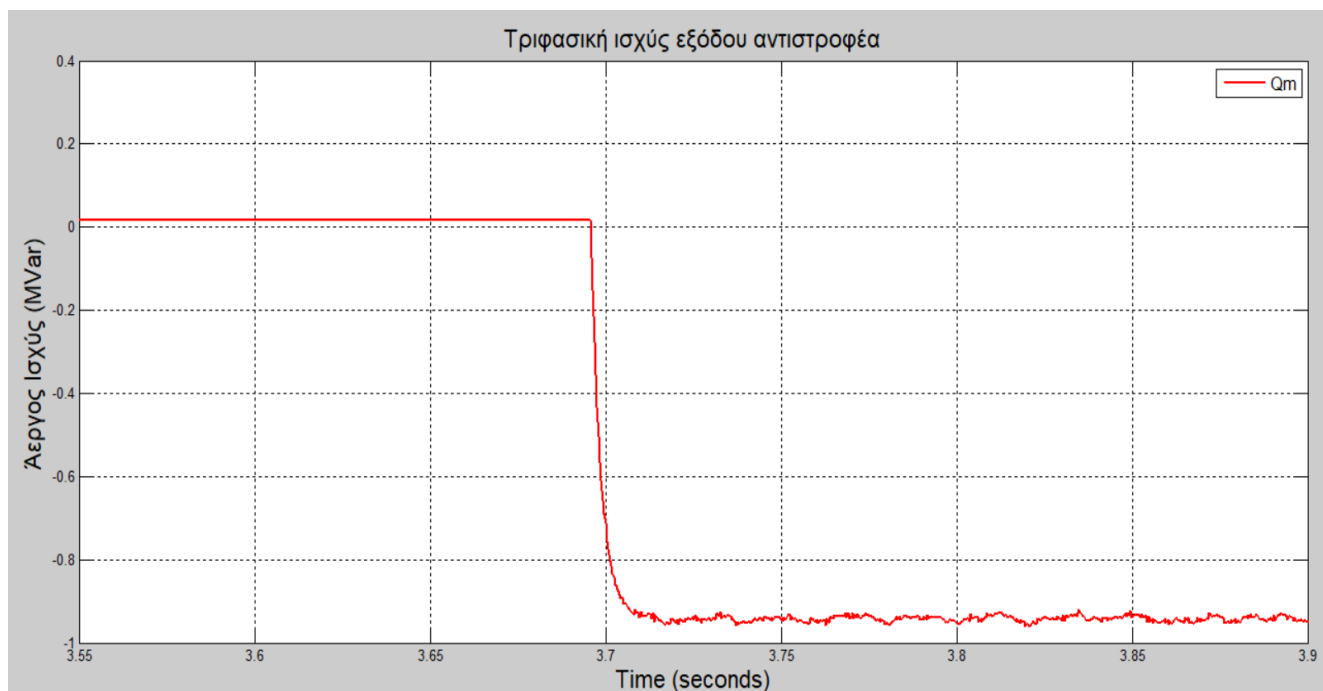
Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 7.21: Τριφασικό ρεύμα γραμμής στην πλευρά Μέσης Τάσης του δικτύου.



Σχήμα 7.22: Τριφασικό ρεύμα στη γραμμή Χαμηλής Τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.

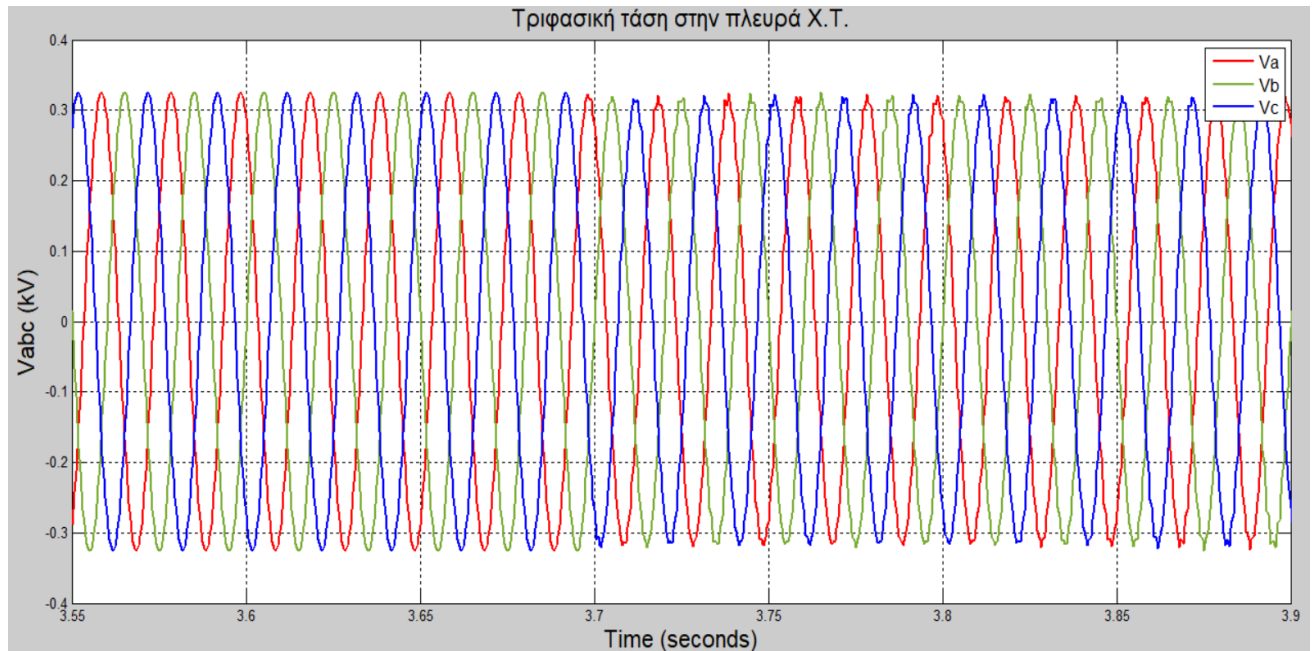


Σχήμα 7.23: Τριφασική άεργος ισχύς που απορροφάται από τις μπαταρίες του δικτύου μέσω του αντιστροφέα.

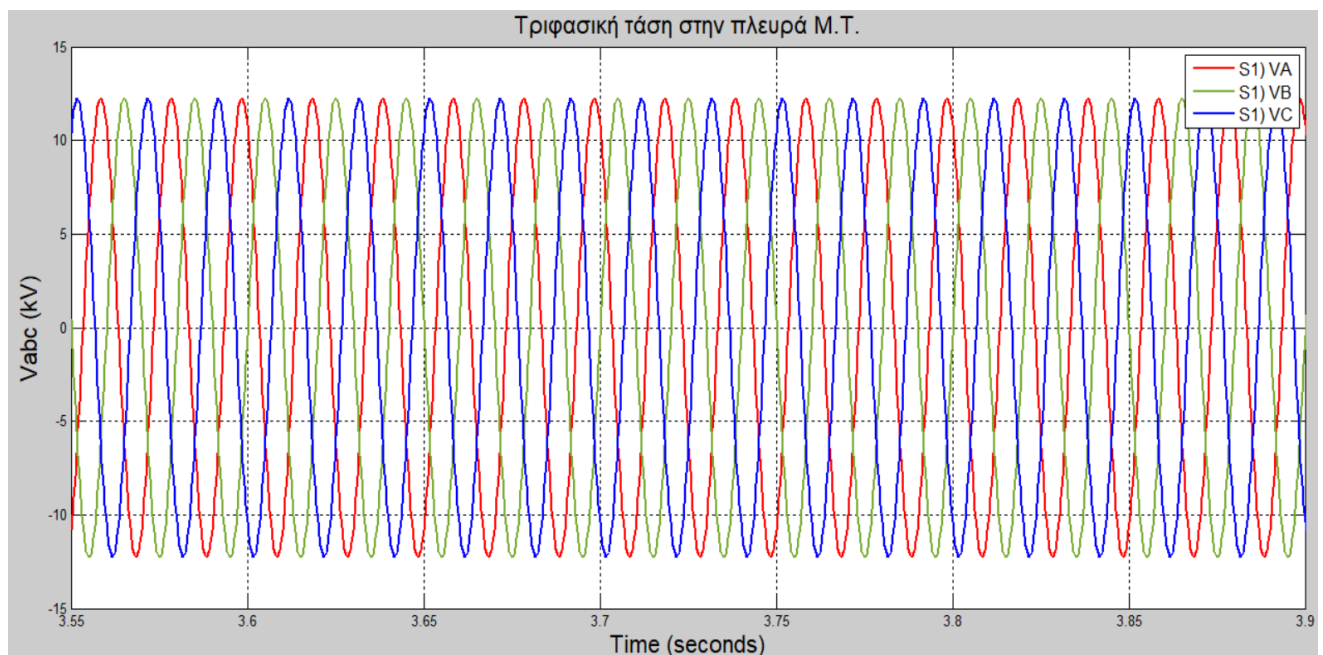
Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος επενεργεί πολύ γρήγορα και πετυχαίνει και στην περίπτωση αυτή την ρύθμιση άεργου ισχύος σε κλάσματα του δευτερολέπτου, για την ακρίβεια περίπου σε 0,01 sec. Επίσης

η ισχύς που απορροφούνται είναι πάρα πολύ κοντά στην τιμή αναφοράς. Η μικρή απόκλιση που υπάρχει και η μικρή DC συνιστώσα που παρατηρούμε στις κυματομορφές των ρευμάτων, οφείλονται στους ίδιους λόγους που παραθέσαμε και στο προηγούμενο πείραμα.

Στη συνέχεια για λόγους πληρότητας παραθέτουμε τις γραφικές παραστάσεις των τριφασικών τάσεων στις πλευρές χαμηλής και υψηλής τάσης.



Σχήμα 7.24: Τριφασική τάση στην πλευρά Χαμηλής Τάσης, στην έξοδο του αντιστροφέα μετά το φίλτρο RL.



Σχήμα 7.25: Τριφασική τάση στην πλευρά Μέσης Τάσης του δικτύου.

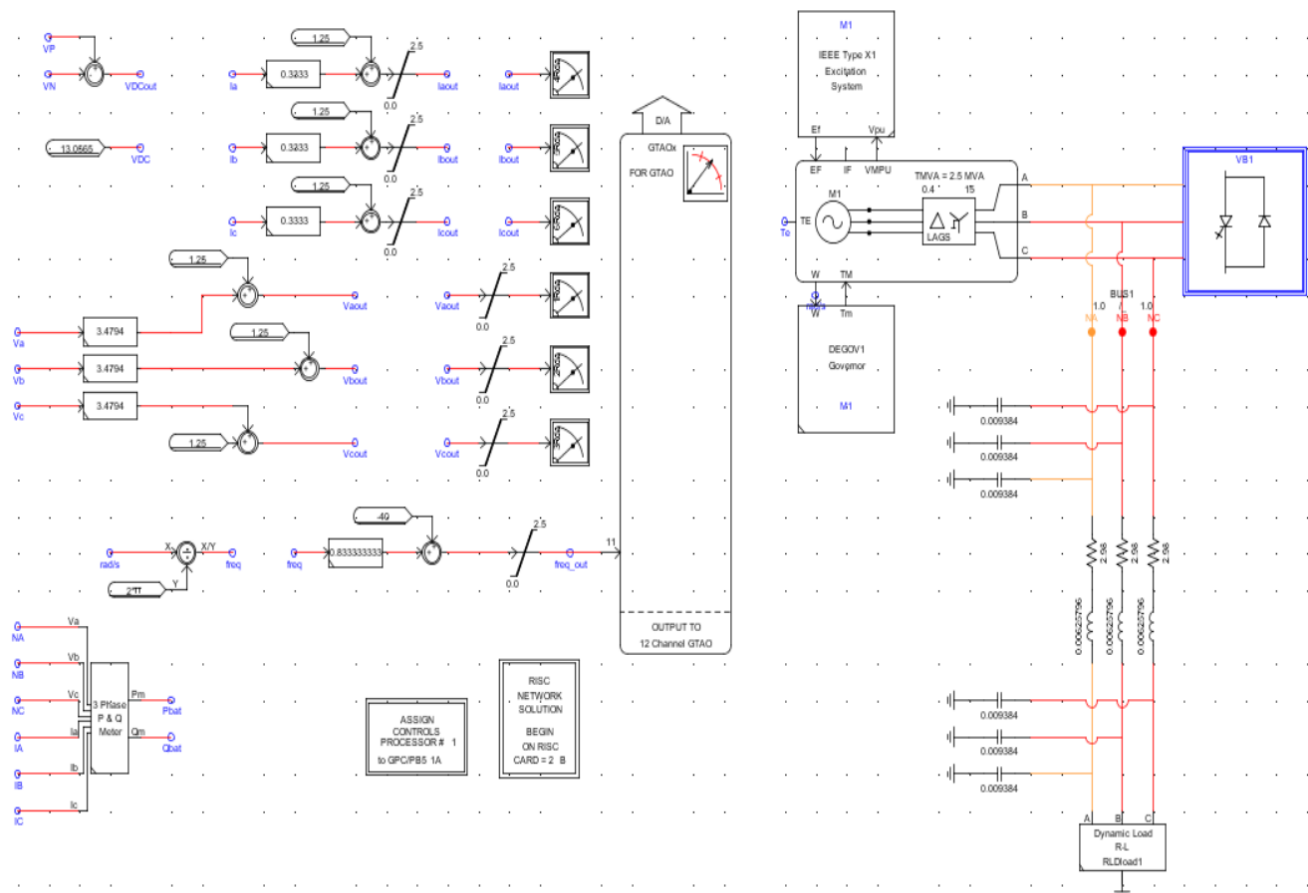
Όπως έπρεπε και αναμέναμε, δεν παρατηρούμε καμία μεταβολή στην τάση του δικτύου, είτε στο πλευρά Μ.Τ. είτε της Χ.Τ.

7.6 Προσομοίωση CHIL με προσομοιούμενο αυτόνομο δίκτυο

Στη προηγούμενη παράγραφο παρουσιάσαμε την επίδραση του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος σε ένα δίκτυο στο οποίο δεν μεταβαλλόταν η συχνότητα. Στο παρόν κεφάλαιο, θα παρουσιάσουμε την τελική προσομοίωση CHIL, για την οποία δημιουργήσαμε ένα αυτόνομο δίκτυο στον εξομοιωτή πραγματικού χρόνου, αποτελούμενο από μία γεννήτρια ντίτζελ, μπαταρίες και τον αντιστροφέα τους. Ύστερα από απώλεια μεγάλου ποσοστού ισχύος από παραγωγή ΑΠΕ, θα δούμε την επίδραση του ελέγχου ρεύματος, στατισμού και εικονικής αδράνειας στη ρύθμιση συχνότητας.

7.6.1 Μοντελοποίηση ηλεκτρικού δικτύου στο RTDS

Στο Σχ. 7.26 απεικονίζεται το αυτόνομο δίκτυο που σχεδιάσαμε στον RTDS.



Σχήμα 7.26: Αυτόνομο δίκτυο όπως σχεδιάστηκε στον RTDS.

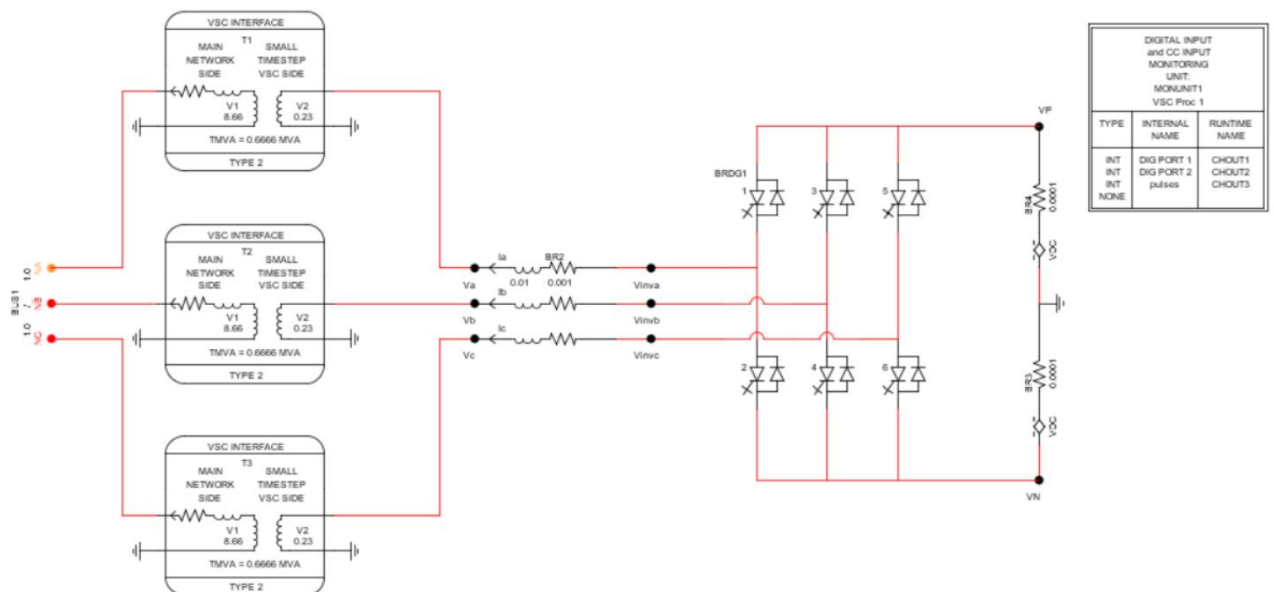
Τα μπλοκ πάνω αριστερά επιτελούν την ίδια ακριβώς λειτουργία όπως την περιγράψαμε στην Παράγραφο 7.5.1, δηλαδή μετατρέπουν τις τιμές των τριφασικών

τάσεων, ρευμάτων και της συχνότητας στο εύρος τιμών [0,2,5], για να μπορέσουμε να τα τροφοδοτήσουμε ύστερα στον μικροεπεξεργαστή χωρίς να υπάρχει κίνδυνος καταστροφής του. Επίσης, ήδη έχουμε αναλύσει πως γίνεται η εξαγωγή των αναλογικών σημάτων από τον RTDS.

Στο δεξί μέρος βλέπουμε την τριφασική ντιζελογεννήτρια η οποία συνδέεται στο δίκτυο μέσης τάσης μέσω ενός μετασχηματιστή ανύψωσης. Στο κάτω μέρος του μπλοκ που αναπαριστά την γεννήτρια, συνδέεται ο ρυθμιστής στροφών της για την ρύθμιση της συχνότητας κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση, και στο πάνω μέρος ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης, για την τήρηση της τάσης στους ακροδέκτες στην ονομαστική τιμή.

Μέσω γραμμών διανομής, οι οποίες έχουν σχεδιαστεί με χρήση του ισοδύναμου μοντέλου π, συνδέεται στο δίκτυο το δυναμικό φορτίο RL, που αναπαριστά το άθροισμα της καταναλισκόμενης ισχύος αλλά και της παραγόμενης ισχύος από ΑΠΕ. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, λόγω της στοχαστικότητας που παρουσιάζουν οι ΑΠΕ δεν μπορούμε να τις θεωρήσουμε ως σταθερές πηγές παραγωγής ενέργειας, αλλά τις αντιμετωπίζουμε ως φορτία, από την άποψη ότι σε περίπτωση απώλειας της παραγωγής τους, το ποσό αυτό πρέπει να μπορεί να καλυφθεί από τις συμβατικές μονάδες και από τις αποθήκες ενέργειας που μπορεί να υπάρχουν στο δίκτυο. Έτσι για παράδειγμα, μια μεταβολή του φορτίου από 0,4MW στο 1MW, μπορεί να οφείλεται είτε στην αύξηση της κατανάλωσης κατά 0,6 MW στο δίκτυο, είτε στην απότομη απώλεια ισχύος 0,6MW από ΑΠΕ.

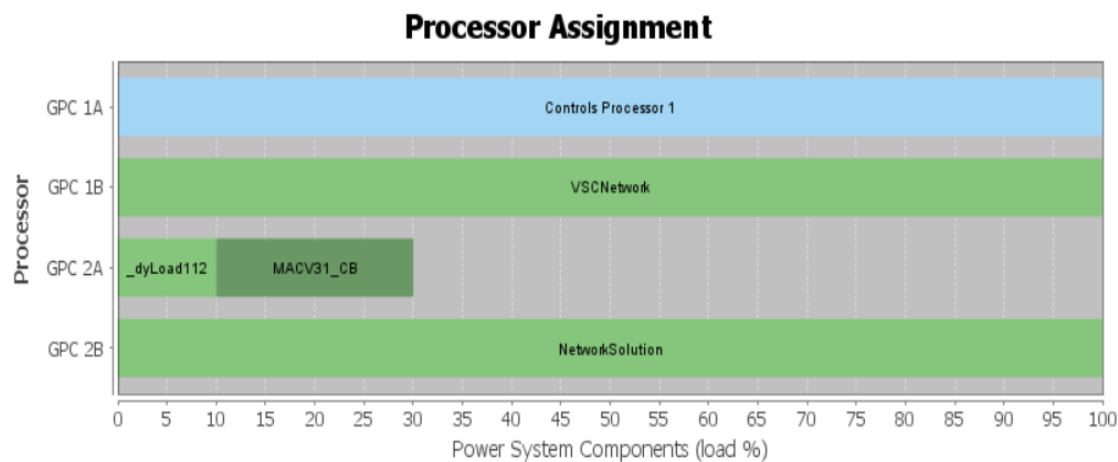
Το μπλοκ με εικόνα το διακοπτικό στοιχείο, το έχουμε ήδη παρουσιάσει στην Παράγραφο 7.5.1. Επαναλαμβάνουμε ότι μέσα σε αυτό έχει σχεδιαστεί ο αντιστροφέας και ο Μ/Σ για τη διασύνδεση με το υπόλοιπο δίκτυο. Επίσης, οι εξισώσεις του συγκεκριμένου υποσυστήματος επιλύονται σε μικρότερο χρονικό βήμα σε σχέση με το υπόλοιπο σύστημα, για τη σωστή προσομοίωση του αντιστροφέα που λειτουργεί με μεγάλη διακοπτική συχνότητα. Στο Σχ 7.27, παρατίθεται εκ νέου το κύκλωμα του αντιστροφέα, για άμεση αναφορά σε αυτό.



Σχήμα 7.27: Το υποσύστημα με τον αντιστροφέα, όπως σχεδιάστηκε στο RSCAD.

Τέλος, το μπλοκ με τίτλο «RISC NETWORK SOLUTION» που φαίνεται στο Σχ. 7.26 χρησιμοποιείται για τον ορισμό του επεξεργαστή στον οποίο γίνεται η επίλυση των εξισώσεων του δικτύου, χειροκίνητα από το χρήστη. Συγκεκριμένα, ορίσαμε να γίνει η επίλυση του δικτύου στον επεξεργαστή B της κάρτας GPC2.

Στο Σχ. 7.28 φαίνεται ο διαμοιρασμός των πόρων για την προσομοίωση.



Σχήμα 7.28: Διαμοιρασμός πόρων για την προσομοίωση του αυτόνομου δικτύου.

Από το Σχ. 7.28 βλέπουμε ότι η επίλυση των εξισώσεων που αφορούν τα μπλοκ ελέγχου γίνεται στον επεξεργαστή A της κάρτας GPC1, ο αντιστροφέας επιλύεται στον επεξεργαστή B της κάρτας GPC1, το φορτίο και η γεννήτρια επιλύονται στον επεξεργαστή A της GPC2 και όπως προείπαμε ορίσαμε την επίλυση των εξισώσεων του δικτύου στον επεξεργαστή B της GPC2.

Στη συνέχεια παρατίθενται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά κάθε ηλεκτρικού στοιχείου του κυκλώματος.

Όλο το δίκτυο χαρακτηρίζεται από συχνότητα ονομαστική τιμής 50Hz.

- Γεννήτρια: $\tilde{V}_{genL-L} = 0,4kV$ (πολική τάση)
 $S_{gen} = 1,4MVA$
- Μ/Σ Γεννήτριας: Πρωτεύον: $\tilde{V}_{1M/\Sigma gen} = 15kV$
Δευτερεύον: $\tilde{V}_{2M/\Sigma gen} = 0,4kV$
Yg-d
 $S_{M/\Sigma} = 2,5MVA$
 $r = 0,02 \text{ p.u.}, x = 0,056 \text{ p.u.}$
- Μ/Σ Αντιστροφέα: Πρωτεύον: $\tilde{V}_{1M/\Sigma} = 15kV$
Δευτερεύον: $\tilde{V}_{2M/\Sigma} = 0,4kV$
Yg-yg
 $S_{M/\Sigma inv} = 2MVA$
 $r = 0,01 \text{ p.u.}, x = 0,06 \text{ p.u.}$
- Φίλτρο: $R = 0,001\Omega, L = 0,01H$
- Inverter: Μοντελοποιείται με τη χρήση ιδανικών διακοπών
 $S_{inv} = 1,8MVA$
 $r_{on} = 0,00001\Omega$ (αντίσταση αγωγής των διακοπών)
- Μπαταρίες: $V_{DC} = 26.100Vp$

- Γραμμές Μεταφοράς: $r_{DC}=0,0002\Omega$
 Μοντέλο π
 Αγωγοί: 35 Cu
 $I_{max}=185A$
 Μήκος: 5km
 $R=0,596(\Omega/km)$, $X=0,393(\Omega/km)$
 $Z1=Z2=R+jX$
 $B=2,948 (\mu S/km)$
 $Y1=Y2=jB$
- Φορτίο: $P=0,4MW$, $Q=0,3MVar$, $\cos\phi=0,8$

Στον Πίνακα 7.1 φαίνονται τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας diesel, στον Πίνακα 7.2 του ρυθμιστή στροφών (Governor) και στον Πίνακα 7.3 του αυτόματου ρυθμιστή τάσης (Automatic Voltage Regulator – AVR).

Μονάδα Παραγωγής	Diesel 1,2
Μοντέλο PSS/E	GENSAL
T'_{d0} (sec)	5.2
T''_{d0} (sec)	0.061
T'_{q0} (sec)	-
T''_{q0} (sec)	0.15
H (MWsec/MVA)	2.45
X_d (p.u.)	1.54
X_q (p.u.)	0.89
X'_d (p.u.)	0.46
X'_q (p.u.)	-
X''_d (p.u.)	0.35
X_i (p.u.)	0.23

Πίνακας 7.1: Χαρακτηριστικά γεννήτριας Diesel.

DEGOV			
K	17,6	[pu/pu]	Actuator Gain
T4	0,25	[s]	Actuator derivative time constant
T5	0,009	[s]	Actuator first time constant
T6	0,0984	[s]	Actuator second time constant
TD	0,01	[s]	Combustion Delay
Droop	0,0575	[pu]	
TE	0	[s]	Time const. Power fdbk
T1	0,1	[s]	Electric control box first time constant
T2	0,02	[s]	Electric control box second time constant
T3	0,2	[s]	Electric control box derivative time constant
Droop_Control	1	(0=Throttle fdbk, 1=Elec. Power fdbk)	
PN	1,1	[MW]	Prime Mover Rated Power(=0->PN=Pgnn)
Ksec	0,5		
Tmin	0	[pu]	Min. Throttle
Tmax	1,5	[pu]	Max. Throttle

Πίνακας 7.2: Χαρακτηριστικά ρυθμιστή στροφών γεννήτριας.

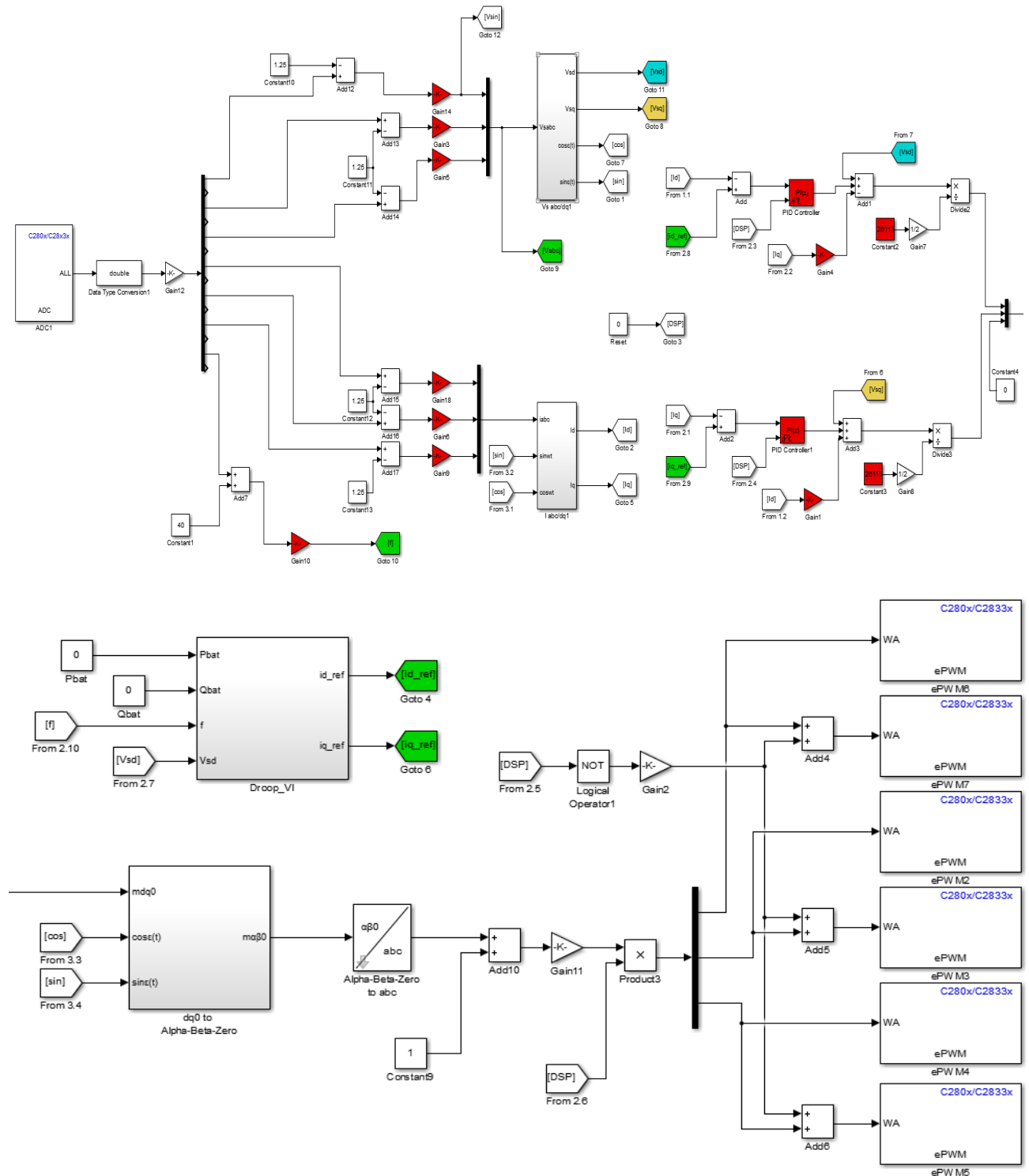
AVR			
Tr	0,07	[s]	Measurement Delay
Tb	3,75	[s]	Filter Delay Time
Tc	1	[s]	Filter Derivative Time Constant
Ka	70	[pu]	Controller Gain
Ta	0	[s]	Controller Time Constant
Kc	0	[pu]	Exciter Current Compensation Factor
Kf	0,03	[pu]	Stabilization Path Gain
Tf	1	[s]	Stabilization Path Delay Time
Vimin	-0,2	[pu]	Controller Minimum Input
Vrmin	-6,4	[pu]	Controller Minimum Output
Vimax	0,2	[pu]	Controller Maximum Input
Vrmax	6,4	[pu]	Controller Maximum Output

Πίνακας 7.3: Χαρακτηριστικά Αυτόματου Ρυθμιστή Τάσης (APT) γεννήτριας.

7.6.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης CHIL με προσομοιούμενο αυτόνομο δίκτυο

Σε αυτή την ενότητα, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης CHIL και θα συγκριθεί η απόκριση συχνότητας του αυτόνομου δικτύου χωρίς και με την εφαρμογή των ελέγχων στατισμού και εικονικής αδράνειας. Ουσιαστικά, οι έλεγχοι στατισμού και εικονικής αδράνειας, θα ανιχνεύουν τη μεταβολή της συχνότητας που ακολουθεί την μεταβολή στο ισοζύγιο ισχύος, εξαιτίας κάποιας αλλαγής στο φορτίο, και θα δημιουργούν την τιμή αναφοράς της ισχύος (setpoint) που θα πρέπει να υλοποιεί ο έλεγχος ρεύματος, για να συνεισφέρει ο αντιστροφέας στη ρύθμιση της συχνότητας.

Το κύκλωμα που σχεδιάσαμε στο Simulink και φορτώσαμε στον DSP για τον έλεγχο του αντιστροφέα παρατίθεται ξανά στο Σχ. 7.29, για λόγους ολοκληρωμένης παρουσίασης των στοιχείων που συνθέτουν την προσομοίωση CHIL. Τα τμήματα του κυκλώματος που υλοποιούν τον έλεγχο ρεύματος, στατισμού και εικονικής αδράνειας έχουν ήδη περιγραφεί με λεπτομέρεια στο κεφάλαιο 5. Επίσης, η χρήση των λωπών μπλοκς, περιγράφεται στην ενότητα 5.2.



Σχήμα 7.29: Το κύκλωμα ελέγχου ρεύματος που σχεδιάστηκε στο Simulink και υλοποιήθηκε στον DSP.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τα πειράματα που εκτελέσαμε.

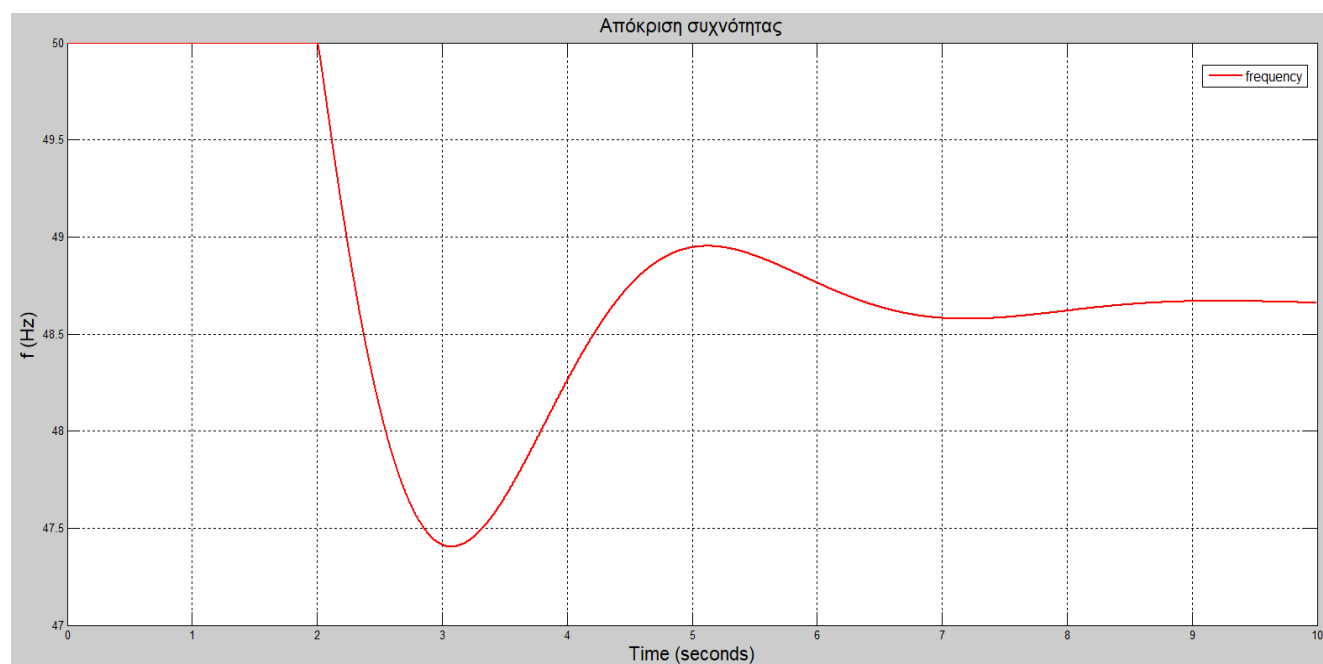
7.6.2.1 Πείραμα 1ο: Απόκριση συχνότητας αυτόνομου δικτύου σε μεταβολή του φορτίου από τα 0,4MW στο 1MW, χωρίς την συμμετοχή του αντιστροφέα στη ρύθμιση συχνότητας.

Αρχικά θα παρατηρήσουμε τις μεταβολές της συχνότητας όταν δεν συμμετέχει ο αντιστροφέας στην ρύθμιση συχνότητας.

Για την εκτέλεση του πειράματος, πρώτα εκκινήσαμε την προσομοίωση του αυτόνομου δικτύου στον εξομοιωτή και στη συνέχεια ενεργοποιήσαμε τον έλεγχο. Σε αυτήν την περίπτωση, ο ελεγκτής δεν είχε καμία επίδραση στο σύστημα αφού δεν ορίσαμε χειροκίνητα κάποια ισχύ αναφοράς για να υλοποιήσει ο έλεγχος, και επίσης δεν είχαμε ενεργοποιημένο τον έλεγχο στατισμού και εικονικής αδράνειας, μέσω των οποίων παράγονται τιμές αναφοράς ισχύος. Ο μόνος λόγος για τον οποίο θέσαμε τον ελεγκτή σε λειτουργία, είναι για να δείξουμε ότι λειτουργεί σωστά ο έλεγχος ρεύματος και όταν δε λαμβάνει κάποια τιμή ρύθμισης δεν επηρεάζει τη λειτουργία του δικτύου.

Το φορτίο του δικτύου αντιστοιχούσε αρχικά σε κατανάλωση ενεργού ισχύος 0,4MW και κατανάλωση αέργου 0,3MVar, και άρα ο συντελεστής ισχύος ήταν $\cos\phi=0,8$ επαγωγικός. Κάποια χρονική στιγμή, δώσαμε την εντολή για αλλαγή του φορτίου από τα 0,4MW στο 1MW. Όπως ήδη έχουμε εξηγήσει, η μεταβολή αυτή αφορά απώλεια παραγωγής 0,6MW από ΑΠΕ.

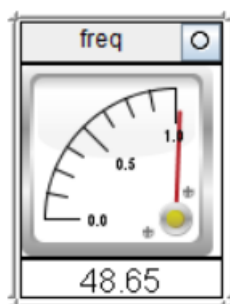
Στα επόμενα σχήματα φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 7.30: Απόκριση συχνότητας του δικτύου μετά την αλλαγή στο φορτίο.

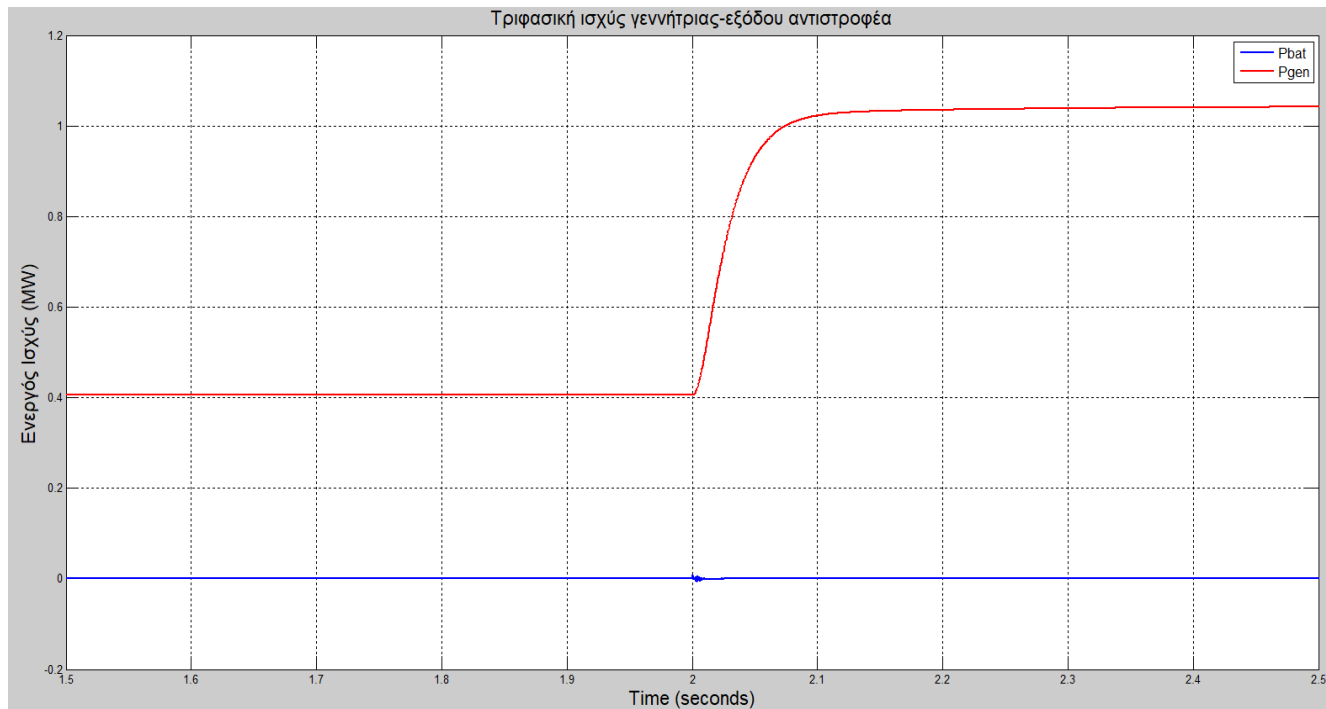
Στο Σχ.7.30 παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας κατά την αύξηση της ενεργού ισχύος που καταναλώνεται στο δίκτυο. Όπως προκύπτει από την εξίσωση επιταχύνσεως που έχουμε παρουσιάσει στο κεφάλαιο 4, $\Delta P_m - \Delta P_e = 2H \frac{d(\Delta f)}{dt}$, η διαφορά της ηλεκτρικής ισχύος στην έξοδο της γεννήτριας από τη μηχανική ισχύ στον δρομέα της, ενώ αρχικά ήταν μηδενική, μετά την αύξηση του φορτίου παίρνει αρνητικές τιμές ($\Delta P_m - \Delta P_e < 0$). Αυτό σημαίνει ότι ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας γίνεται αρνητικός και άρα η συχνότητα μειώνεται. Ακριβώς αυτή την κατάσταση παρατηρούμε και στο διάγραμμα του Σχ. 7.30. Στη συνέχεια ο ρυθμιστής στροφών της γεννήτριας ανιχνεύει την αλλαγή στην συχνότητα του δικτύου και προσπαθεί να την επαναφέρει στην ονομαστική της τιμή, δίνοντας εντολή για αύξηση της παραγωγής. Μετά το τέλος της πρωτεύουσας ρύθμισης η συχνότητα σταθεροποιείται, ωστόσο σε κάθε περίπτωση παραμένει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης, το οποίο εξαλείφεται με τη δευτερεύουσα ρύθμιση φορτίου-συχνότητας.

Στην δική μας περίπτωση, βλέπουμε ότι η συχνότητα μεταβατικά κάνει μία πολύ μεγάλη βύθιση, φτάνοντας την τιμή 47,4Hz. Μια τόσο μεγάλη μείωση της συχνότητας, έστω και μεταβατικά, πιθανότατα δεν θα ήταν αποδεκτή σε ένα πραγματικό δίκτυο, καθώς θα μπορούσε να οδηγήσει σε τριπάρισμα διακοπών άλλων στοιχείων, και επιπλέον προκαλεί έντονη μηχανική καταπόνηση στη γεννήτρια. Τελικά η τιμή της συχνότητας σταθεροποιείται, στα 48,65Hz, όπως την κατέγραψε το σχετικό μετρητικό του RSCAD (Σχ.7.31).



Σχήμα 7.31: Καταγραφόμενη τιμή συχνότητας, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση από το RSCAD.

Στο Σχ. 7.32 φαίνεται η απόκριση ισχύος της γεννήτριας (κόκκινη καμπύλη) και των μπαταριών (μπλε καμπύλη). Βλέπουμε και γραφικά ότι, οι μπαταρίες δεν προσφέρουν ισχύ για την εξισσορόπηση του ισοζυγίου ισχύος και όλη την κάλυψη του φορτίου την αναλαμβάνει η συμβατική μονάδα παραγωγής. Παρατηρούμε ότι, η παραγωγή της γεννήτριας είναι λίγο μεγαλύτερη από 1MW. Αυτό συμβαίνει γιατί, 1MW ισχύος ακριβώς πρέπει να αποδίδεται στα φορτία. Ωστόσο, στο δίκτυο υπάρχουν και κάποιες ωμικές απώλειες. Συνεπώς, η παραγωγή πρέπει να είναι λίγο αυξημένη ώστε μετά την αφαίρεση των απωλειών, να προκύπτει η τιμή ισχύος που απαιτεί η κατανάλωση.



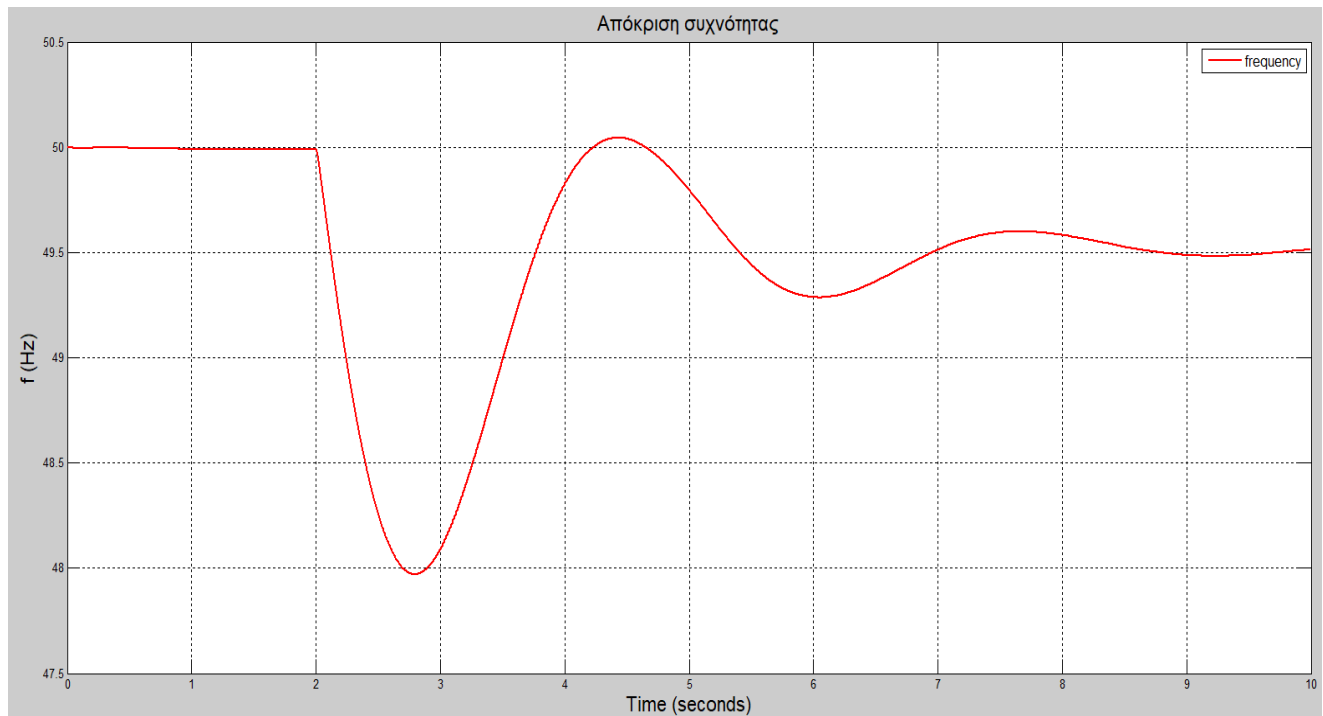
Σχήμα 7.32: Κοινό διάγραμμα ενεργού ισχύ που παράγει η γεννήτρια και ισχύος που εγχέεται από τις μπαταρίες για την κάλυψη της αυξημένης κατανάλωσης.

7.6.2.2 Πείραμα 2^ο: Απόκριση συχνότητας αυτόνομου δικτύου σε μεταβολή του φορτίου από τα 0,4MW στο 1MW, με συμμετοχή του αντιστροφέα στη ρύθμιση συχνότητας μέσω της τεχνικής ελέγχου στατισμού (droop control).

Στη συνέχεια παρατηρούμε τις μεταβολές της συχνότητας όταν ο αντιστροφέας συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας με την τεχνική ελέγχου στατισμού, η οποία εφαρμόζεται μέσω του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος.

Για την εκτέλεση του πειράματος, πρώτα εκκινήσαμε την προσομοίωση του αυτόνομου δικτύου στον εξομοιωτή και στη συνέχεια ενεργοποιήσαμε τον έλεγχο. Για όση διάρκεια ο ελεγκτής δεν ανίχνευε κάποια μεταβολή στη συχνότητα, το δίκτυο βρισκόταν στη μόνιμη κατάσταση και οι μπαταρίες παρείχαν μηδενική ισχύ σε αυτό. Όταν έγινε η αλλαγή στην κατανάλωση ενεργού ισχύος από 0,4MW στο 1MW, η οποία έχουμε ήδη αναφέρει ότι αντιστοιχεί σε απώλεια παραγωγής από ΑΠΕ, ενεργοποιήθηκε ο έλεγχος του αντιστροφέα και άρχισε να παρέχει ισχύ στο δίκτυο.

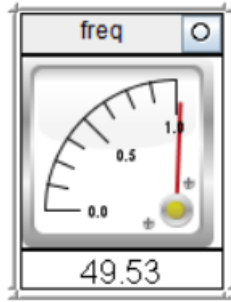
Στα επόμενα σχήματα φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



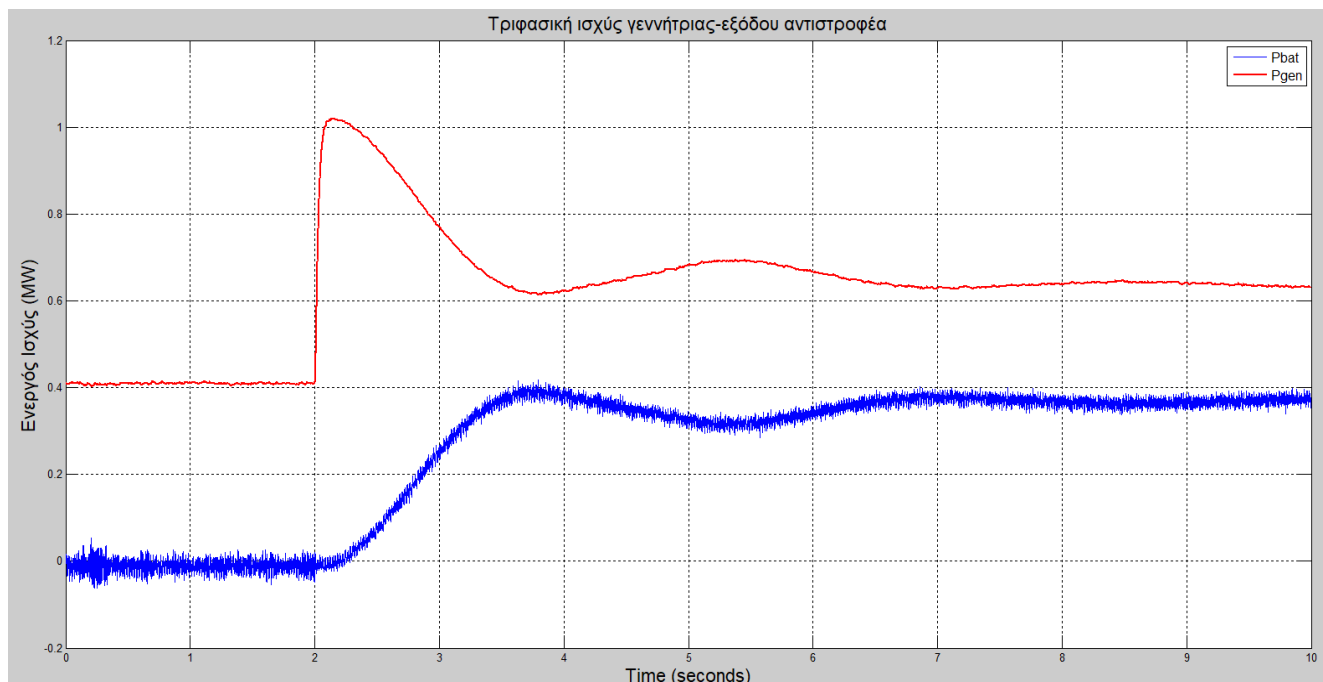
Σχήμα 7.32: Απόκριση συχνότητας του δικτύου μετά την αλλαγή στο φορτίο.

Στο Σχ. 7.32 παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας κατά την αύξηση της ενεργού ισχύος που καταναλώνεται στο δίκτυο. Όπως αναφέραμε και στο 1^ο πείραμα, εφόσον η κατανάλωση ισχύος στο δίκτυο είναι μεγαλύτερη από την παραγωγή, η συχνότητα μειώνεται, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το διάγραμμα του Σχ. 7.32.

Σε αυτήν την περίπτωση, που εκτός από τον ρυθμιστή στροφών της γεννήτριας συμμετέχει και ο αντιστροφέας στη ρύθμιση συχνότητας μέσω της τεχνικής ελέγχου στατισμού, η απόκριση συχνότητας βελτιώνεται τόσο μεταβατικά όσο και στη μόνιμη κατάσταση, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση. Συγκεκριμένα παρατηρούμε ότι, η ελάχιστη τιμή που παίρνει η συχνότητα μεταβατικά είναι περίπου 47,96Hz, η οποία είναι βελτιωμένη από την αντίστοιχη τιμή που λαμβάνει όταν δεν συμμετέχει ο αντιστροφέας στη ρύθμιση. Η σημαντική, ωστόσο βελτίωση που πετυχαίνει ο έλεγχος στατισμού αφορά την τιμή της συχνότητας στην μόνιμη κατάσταση, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση. Βλέπουμε ότι, η συχνότητα σταθεροποιείται στην τιμή 49,53Hz, με αποτέλεσμα την αισθητή μείωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης. Φυσικά όπως γνωρίζουμε, σε κάθε περίπτωση δεν δύναται να εξαλειφθεί τελείως το σφάλμα συχνότητας μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση. Για τον σκοπό αυτό, απαιτείται αλλαγή του σημείου λειτουργίας της γεννήτριας μέσω της δευτερεύουσας ρύθμισης.



Σχήμα 7.33: Καταγραφόμενη τιμή συχνότητας, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, από το RSCAD.



Σχήμα 7.33: Κοινό διάγραμμα ενεργού ισχύος που παράγει η γεννήτρια και ισχύος που εγχέεται από τις μπαταρίες, για την κάλυψη της αυξημένης κατανάλωσης.

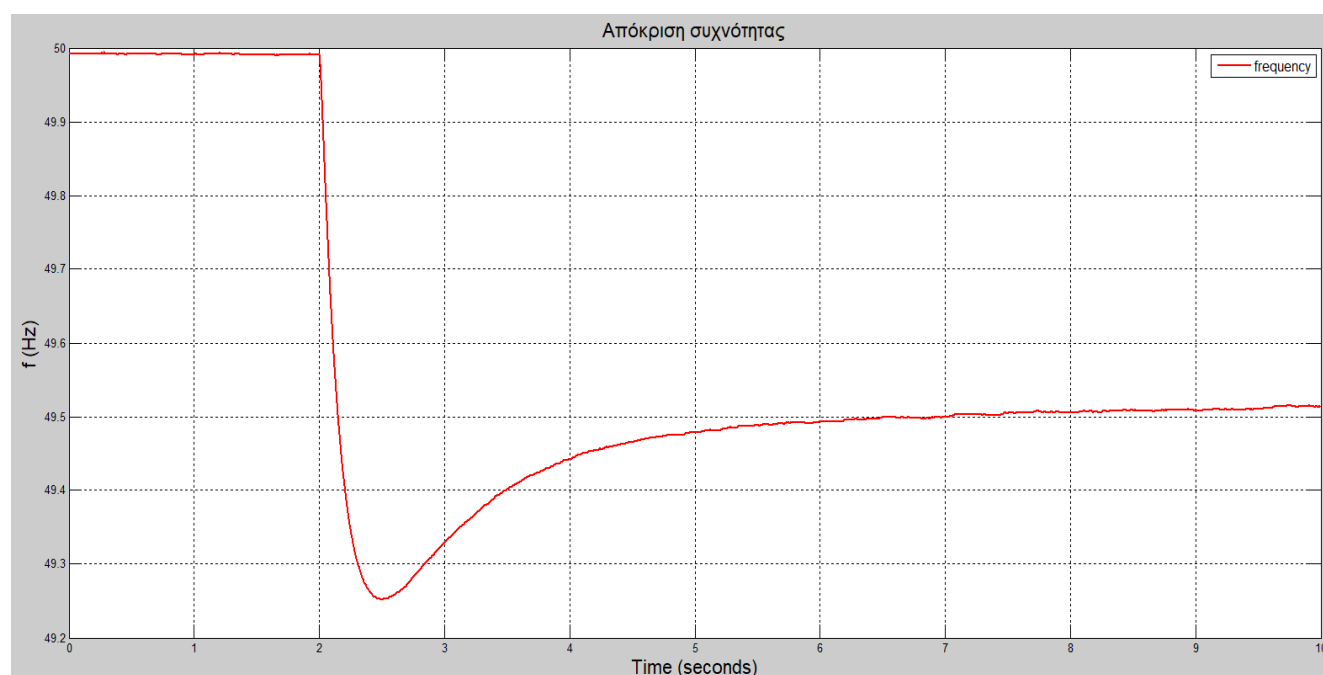
Στο διάγραμμα του Σχ. 7.33, φαίνεται ο διαμοιρασμός της ισχύος για την κάλυψη του φορτίου από τη γεννήτρια (κόκκινη καμπύλη) και τις μπαταρίες (μπλε καμπύλη). Συγκεκριμένα, η γεννήτρια παράγει περίπου 0,62MW και οι μπαταρίες παρέχουν το υπόλοιπο 0,38MW. Το ποσό ισχύος που εγχέει κάθε στοιχείο που συμμετέχει στην πρωτεύουσα ρύθμιση εξαρτάται από την τιμή του στατισμού (R) του.

7.6.2.3 Πείραμα 3^ο: Απόκριση συχνότητας αυτόνομου δικτύου σε μεταβολή του φορτίου από τα 0,4MW στο 1MW, με συμμετοχή του αντιστροφέα στη ρύθμιση συχνότητας μέσω των τεχνικών ελέγχου στατισμού (droop control) και εικονικής αδράνειας (virtual inertia).

Στη συνέχεια παρατηρούμε τις μεταβολές της συχνότητας όταν ο αντιστροφέας συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας με την τεχνική ελέγχου στατισμού και την τεχνική εικονικής αδράνειας, οι οποίες εφαρμόζονται μέσω του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος.

Για την εκτέλεση του πειράματος, πρώτα εκκινήσαμε την προσομοίωση του αυτόνομου δικτύου στον εξομοιωτή και στη συνέχεια ενεργοποιήσαμε τον έλεγχο. Για όση διάρκεια ο ελεγκτής δεν ανίχνευε κάποια μεταβολή στη συχνότητα, το δίκτυο βρισκόταν στη μόνιμη κατάσταση και οι μπαταρίες παρείχαν μηδενική ισχύ σε αυτό. Όταν έγινε η αλλαγή στην κατανάλωση ενεργού ισχύος από 0,4MW στο 1MW, ενεργοποιήθηκε ο έλεγχος του αντιστροφέα και άρχισε να παρέχει ισχύ στο δίκτυο.

Στα επόμενα σχήματα φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



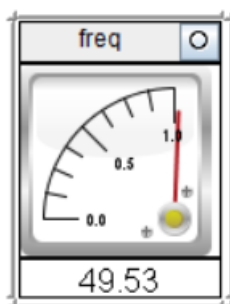
Σχήμα 7.34: Απόκριση συχνότητας του δικτύου μετά την αλλαγή στο φορτίο.

Στο Σχ. 7.34 παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας κατά την αύξηση της ενεργού ισχύος που καταναλώνεται στο δίκτυο. Όπως αναφέραμε και στο 1^ο πείραμα, εφόσον η κατανάλωση ισχύος στο δίκτυο είναι μεγαλύτερη από την παραγωγή, η συχνότητα μειώνεται, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το διάγραμμα του Σχ. 7.34.

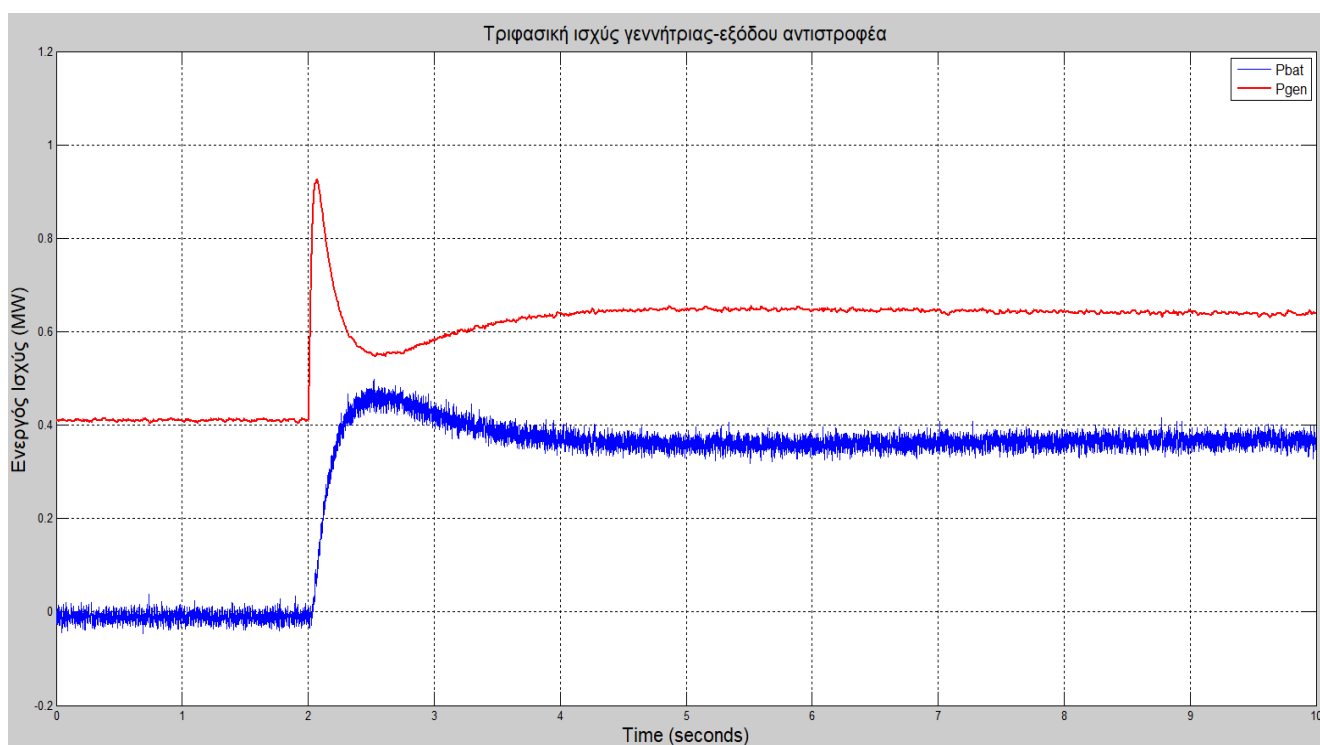
Σε αυτό το πείραμα, εφαρμόσαμε επιπλέον την τεχνική εικονικής αδράνειας για την περαιτέρω βελτίωση της απόκρισης συχνότητας σε σχέση με το 2^ο πείραμα. Η βελτίωση που επιφέρει η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου αφορά μόνο τις

μεταβατικές μεταβολές, ενώ στην μόνιμη κατάσταση δεν έχει καμία επίδραση. Συγκεκριμένα παρατηρούμε τεράστια βελτιώση όσον αφορά την ελάχιστη τιμή που παίρνει η συχνότητα μεταβατικά, η οποία λαμβάνει την τιμή 49,25Hz, ενώ η τελική τιμή της συχνότητας μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση παραμένει ίδια με αυτήν του 2^{ου} πειράματος, δηλαδή 49,53Hz.

Επιπλέον, σε αντίθεση με την τεχνική ελέγχου στατισμού που δε μειώνει τον χρόνο που απαιτείται για να σταθεροποιηθεί η συχνότητα, η εικονική αδράνεια παρατηρούμε από το διάγραμμα του Σχ. 7.34 ότι οδηγεί το σύστημα στην μόνιμη κατάσταση στον μισό περίπου χρόνο.



Σχήμα 7.35: Καταγραφόμενη τιμή συχνότητας, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, από το RSCAD.

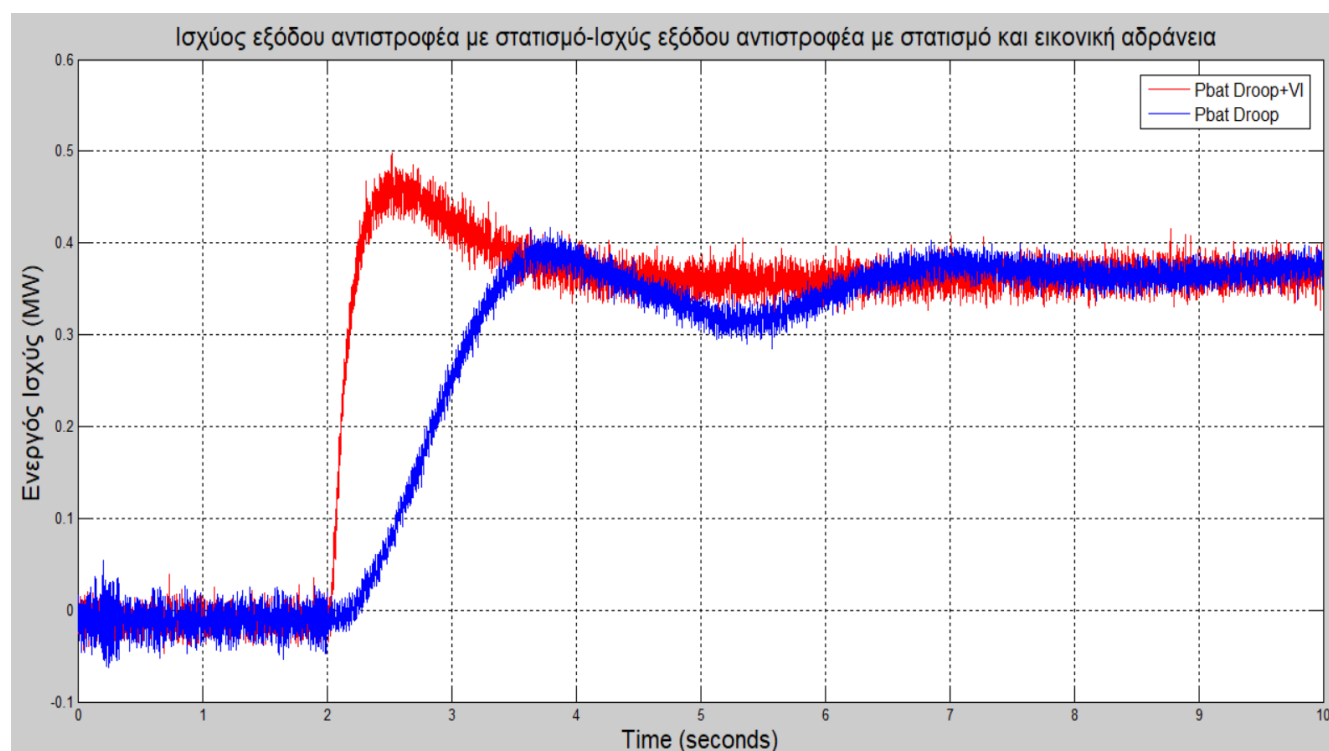


Σχήμα 7.36: Κοινό διάγραμμα ενεργού ισχύος που παράγει η γεννήτρια και ισχύος που εγχέεται από τις μπαταρίες, για την κάλυψη της αυξημένης κατανάλωσης.

Στο διάγραμμα του Σχ. 7.36, φαίνεται ο διαμοιρασμός της ισχύος για την κάλυψη του φορτίου από τη γεννήτρια (κόκκινη καμπύλη) και τις μπαταρίες (μπλε καμπύλη). Συγκεκριμένα, η γεννήτρια παράγει περίπου 0,62MW και οι μπαταρίες παρέχουν το υπόλοιπο 0,38MW. Και σε αυτή την περίπτωση, το ποσό ισχύος που εγγεί κάθε στοιχείο που συμμετέχει στην πρωτεύουσα ρύθμιση εξαρτάται από την τιμή του στατισμού (R) του.

Σε σχέση με το αντίστοιχο διάγραμμα του 2^{ου} πειράματος παρατηρούμε ότι, στη συγκεκριμένη περίπτωση που χρησιμοποιούμε συμπληρωματικά και την τεχνική εικονικής αδράνειας, οι μπαταρίες παρέχουν μεταβατικά μεγαλύτερο ποσό ισχύος και ο αντιστροφείας τους πετυχαίνει την ρύθμιση ισχύος σε πιο σύντομο χρονικό διάστημα.

Στο Σχ. 7.37 παρουσιάζονται σε ένα κοινό διάγραμμα η εγγεόμενη ισχύς του αντιστροφεία όταν για τον έλεγχο του εφαρμόζεται μόνο η τεχνική ελέγχου στατισμού (μπλε καμπύλη) και όταν εφαρμόζονται μαζί η τεχνική ελέγχου στατισμού και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας (κόκκινη καμπύλη).

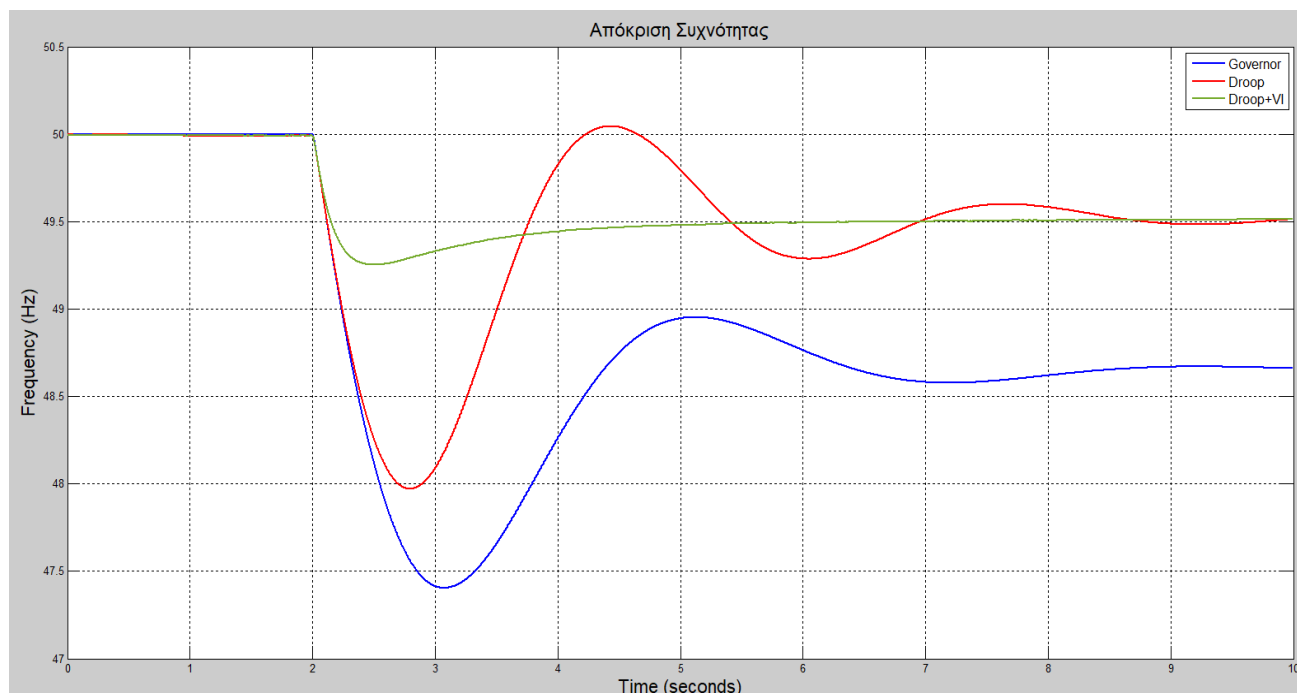


Σχήμα 7.37: Κοινό διάγραμμα ισχύος εξόδου του αντιστροφεία στην περίπτωση που επενεργεί μόνο ο έλεγχος στατισμού και στην περίπτωση που επενεργεί ταυτόχρονα και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας.

Από το διάγραμμα του Σχ. 7.37 γίνεται εμφανές, ότι στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε επιπλέον και τον έλεγχο εικονικής αδράνειας, μεγαλύτερο ποσό ισχύος εγγέται γρηγορότερα και άρα έχουμε συμμετοχή του αντιστροφεία και στην αρχική μεταβατική απόκριση της συχνότητας.

Σύνοψη των αποτελεσμάτων και συμπεράσματα

Στο διάγραμμα του Σχ. Σ1, παρουσιάζονται σε ένα κοινό διάγραμμα οι αποκρίσεις συχνότητας των τριών πειραμάτων που διεξήχθησαν στην ενότητα 7.6.2.



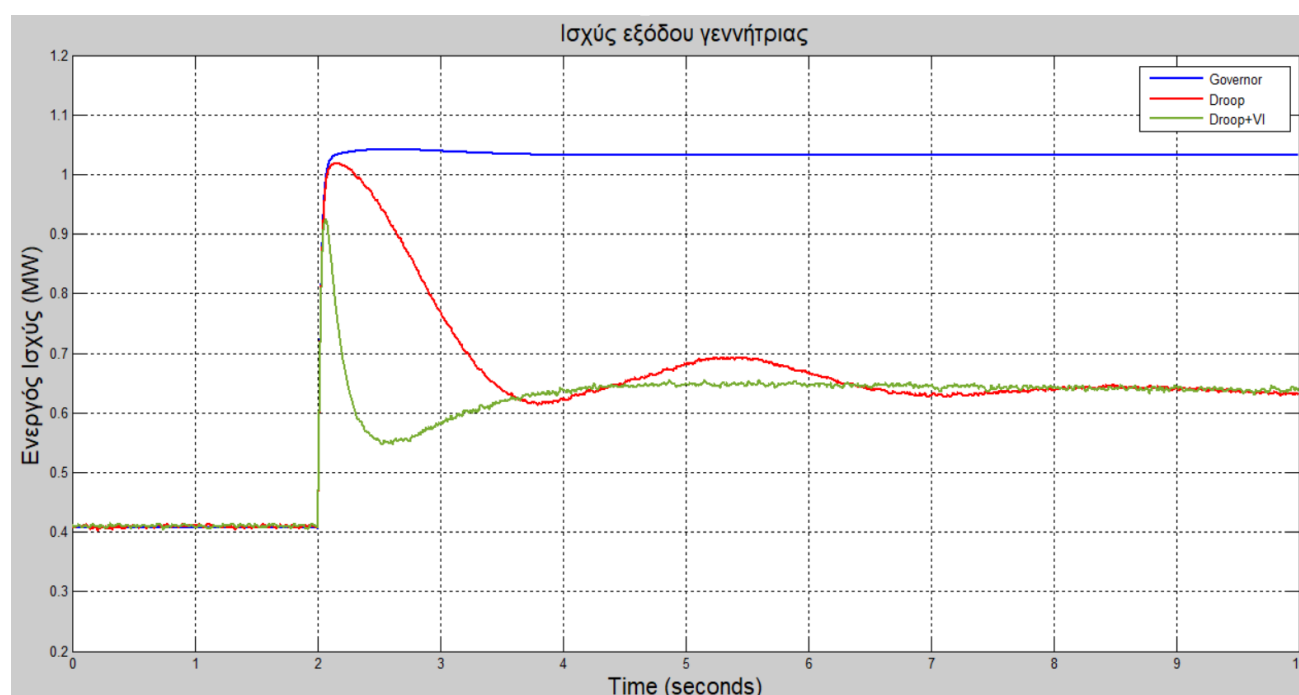
Σχήμα Σ1: Κοινό διάγραμμα για τη σύγκριση της απόκρισης συχνότητας όταν στη ρύθμιση συμμετέχει μόνο ο ρυθμιστής στροφών της γεννήτριας, όταν συμμετέχει και ο αντιστροφέας με χρήση της τεχνικής ελέγχου στατισμού και τέλος όταν επιπλέον χρησιμοποιείται και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας.

Η καμπύλη με μπλε χρώμα, αντιπροσωπεύει την απόκριση συχνότητας όταν στο σύστημα επενεργεί μόνο ο ρυθμιστής στροφών της γεννήτριας. Βλέπουμε ότι, μεταβατικά η συχνότητα κάνει μία πολύ απότομη μεταβολή, πέφτοντας στα 47,4Hz περίπου. Μια τόσο μεγάλη μεταβολή είναι πολύ αρνητική γιατί μπορεί να οδηγήσει μέχρι και σε τριπάρισμα κάποιου διακόπτη του συστήματος, με αποτέλεσμα να επιδεινωθεί ακόμα περισσότερο η κατάσταση αν χαθεί παραγωγή από το δίκτυο. Επιπλέον παρατηρούμε ότι απαιτείται αρκετός χρόνος, (πάνω από 8 δευτερόλεπτα) για να σταθεροποιηθεί η συχνότητα.

Όταν εφαρμόσουμε τον έλεγχο στατισμού στο δίκτυο (κόκκινη καμπύλη) παρατηρούμε δύο σημαντικές βελτιώσεις στην απόκριση συχνότητας. Πρώτον, η μεταβατική απόκριση βελτιώνεται, αυξάνοντας την ελάχιστη τιμή από τα 47,4Hz στα 47,96Hz περίπου. Δεύτερον και πιο σημαντικό, η συχνότητα μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, ισορροπεί σε μία τιμή αισθητά πιο κοντά στην ονομαστική. Συγκεκριμένα μετατοπίζει το σφάλμα από τα 48,65Hz στα 49,53Hz.

Όταν πέρα από τον έλεγχο στατισμού, ο αντιστροφέας συνεισφέρει στην αδρανειακή απόκριση και μέσω του ελέγχου εικονικής αδράνειας (πράσινη καμπύλη), παρατηρούμε ότι πλέον η συχνότητα δεν εκτελεί ταλαντώσεις και αποκτά σταθερή τιμή περίπου στο μισό χρόνο. Επιπλέον, η ελάχιστη τιμή της συχνότητα αυξάνεται σε πολύ μεγάλο βαθμό, φτάνοντας τα 49,25Hz, βελτιώνοντας έτσι την μεταβατική απόκριση συχνότητας του δικτύου. Κλείνοντας, όπως είναι ήδη γνωστόν ο έλεγχος εικονικής αδράνειας επενεργεί μόνο μεταβατικά και δε συνεισφέρει στη βελτίωση της μόνιμης κατάστασης.

Στο διάγραμμα του Σχ. Σ2, παρουσιάζονται σε ένα κοινό διάγραμμα οι αποκρίσεις ισχύος της γεννήτριας, από τα τρία πειράματα που διεξήχθησαν στην ενότητα 7.6.2.



Σχήμα Σ2: Κοινό διάγραμμα για την σύγκριση της απόκρισης ισχύος της γεννήτριας όταν στην ρύθμιση συμμετέχει μόνο ο ρυθμιστής στροφών της, όταν συμμετέχει και ο αντιστροφέας με χρήση της τεχνικής ελέγχου στατισμού και τέλος όταν επιπλέον χρησιμοποιείται και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας.

Από το Σχ. Σ2, γίνεται εμφανές πως ο αντιστροφέας «καταλαμβάνει» μέρος της ρύθμισης συχνότητας, μέσω της έγχυσης ενεργού ισχύος στο δίκτυο. Τονίζεται ότι στη μόνιμη κατάσταση η ισχύς που εγχέεται είναι η ίδια, στις περιπτώσεις εφαρμογής ή μη της τεχνικής εικονικής αδράνειας.

Καταλήγουμε στο συμπέρασμα λοιπόν ότι, ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος πετυχαίνει ικανοποιητικό έλεγχο της ισχύος του τριφασικού αντιστροφέα. Επιπλέον οι τεχνικές ελέγχου στατισμού και εικονικής αδράνειας βελτιώνουν σε μεγάλο βαθμό την απόκριση συχνότητας ενός αυτόνομου δικτύου, σε μια απότομη μεταβολή του φορτίου. Κατά συνέπεια, η εφαρμογή τους σε συνδυασμό και με άλλες τεχνικές που συμβάλλουν

στην ευστάθεια των δικτύων, μπορούν να βοηθήσουν στην περαιτέρω εξάπλωση των ΑΠΕ.

Επίσης με τη μέθοδο CHIL επιτεύχθηκε επιπλέον η επιβεβαίωση των επικουρικών λειτουργιών του αντιστροφέα μπαταριών και σε συνθήκες πολύ κοντά στις πραγματικές, οι οποίες αφορούν καταστάσεις όπως είναι η ύπαρξη θορύβου και οι χρονικές καθυστερήσεις των σημάτων, με χρήση ενός πραγματικού ελεγκτή.

Προτάσεις για επέκταση της μελέτης

Μια πρώτη επέκταση της παρούσας εργασίας, θα μπορούσε να αφορά τη μελέτη και υλοποίηση και άλλων βοηθητικών λειτουργιών του αντιστροφέα. Για παράδειγμα, μπορεί να μελετηθεί η χρήση της τεχνικής ελέγχου στατισμού για τον έλεγχο της τάσης του δικτύου, μέσω της ρύθμισης της αέργου ισχύος του αντιστροφέα.

Επιπλέον, είναι πολύ σημαντικό να μη χάνεται η παραγωγή από ΑΠΕ σε περιπτώσεις μεγάλης βύθισης ή ανύψωσης της τάσης, όταν αυτή καταλαμβάνει σημαντικό ποσοστό της παραγωγής σε ένα δίκτυο. Για τον λόγο αυτό, θα ήταν χρήσιμο να εξετασθούν ήδη υπάρχουσες ή να προταθούν νέες καμπύλες FRT, που θα αφορούν διάφορες περιπτώσεις βραχυκλωμάτων.

Μια άλλη επέκταση της εργασίας, θα μπορούσε να σχετίζεται με την εύρεση ενός τρόπου ώστε ο υπολογισμός της συχνότητας του δικτύου να πραγματοποιείται μέσα στον DSP και να μην τροφοδοτείται από τον RTDS, όπως θα έπρεπε να γίνεται στην ιδανική περίπτωση. Αυτό πιθανόν θα μπορούσε να γίνει, μέσω του σχεδιασμού ενός κυκλώματος παρόμοιου με αυτό που παρουσιάστηκε στην ενότητα 6.5.2, αλλά με μικρότερη ευαισθησία στην παρουσία θορύβου.

Περιθώρια υπάρχουν, για την εύρεση εναλλακτικών μεθόδων μοντελοποίησης του συστήματος του αντιστροφέα, είτε με εφαρμογή κάποιας άλλης, πιο αποδοτικής ίσως, μεθόδου διαμόρφωσης των παλμών των διακοπτικών, είτε με χρήση κάποιου πιο κατάλληλου φίλτρου στην έξοδο του αντιστροφέα.

Τέλος, στο άμεσο μέλλον αναμένεται η αναβάθμιση του RTDS του εργαστηρίου ΣΗΕ της σχολής ΕΜΠ. Συνεπώς, θα μπορούσε να γίνει ένας πιο λεπτομερής σχεδιασμός του νησιωτικού δικτύου, με χρήση για παράδειγμα του ειδικού μοντέλου για την αναπαράσταση των ΑΠΕ, εφόσον οι υπολογιστικές δυνατότητες του εξομοιωτή θα το επιτρέπουν.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] “Global cumulative installed solar PV capacity 2017 | Statistic.” [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/280220/global-cumulative-installed-solar-pv-capacity/>.
- [2] M. Maharjan, R. Tonkoski, B. Bhattarai, U. Tamrakar, D. Shrestha, and T. Hansen, “Virtual Inertia: Current Trends and Future Directions,” *Appl. Sci.*, 2017.
- [3] J. Van De Vyver, J. D. M. De Kooning, B. Meersman, L. Vandeveldel, and T. L. Vandoorn, “Droop Control as an Alternative Inertial Response Strategy for the Synthetic Inertia on Wind Turbines,” *IEEE Trans. Power Syst.*, 2016.
- [4] Y. Zheng, “Virtual Inertia Emulation in islanded microgrids with energy storage system,” 2016.
- [5] European Network of Transmission System Operators for Electricity and (ENTSO-E), “PowerFacts Europe 2019.”
- [6] V. Knap, R. Sinha, M. Swierczynski, D. I. Stroe, and S. Chaudhary, “Grid inertial response with Lithium-ion battery energy storage systems,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2014.
- [7] K. Βουρνάς, Β. Κ. Παπαδιάς, and Κ. Ντελκής, *Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας*. 2011.
- [8] M. Mohseni and S. M. Islam, “Review of international grid codes for wind power integration: Diversity, technology and a case for global standard,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2012.
- [9] J. Belanger, P. Venne, and J.-N. Paquin, *The what, where and why of real-time simulation*. 2011.
- [10] “RTDS.” [Online]. Available: <https://www.rtds.com/real-time-power-system-simulation/>.
- [11] “Wineman Technology Blog.” [Online]. Available: <https://www.winemantech.com/blog/what-is-hardware-in-the-loop-hil-testing>.
- [12] S. Abourida, C. Dufour, and J. Bélanger, *Real-Time and Hardware-In-The-Loop Simulation of Electric Drives and Power Electronics: Process, problems and solutions*. 2019.
- [13] “Ιστοσελίδα Smartrue.” [Online]. Available: <http://www.smartrue.gr/el/laboratory-2/laboratory-equipment-and-capabilities/power-hardware-in-the-loop-phil-simulation-environment/>.
- [14] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. 2010.
- [15] M. Dewadasa, A. Ghosh, and G. Ledwich, “Dynamic response of distributed generators in a hybrid microgrid,” in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011.
- [16] T. Kerdpol, F. S. Rahman, and Y. Mitani, “Virtual inertia control application to

- enhance frequency stability of interconnected power systems with high renewable energy penetration,” *Energies*, vol. 11, no. 4, 2018.
- [17] T. Instruments and D. S. P. D. Systems, “TMS320F2833X, TMS320F2823X Digital Signal Controllers (DSCs),” *ROBOMECH J.*, vol. 3, no. 1, p. 206, 2007.
- [18] Σ. Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. 2017.
- [19] E. Pulse and W. Modulator, “TMS320x2833x , 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide,” *October*, no. October 2008, 2009.
- [20] D. C. Control, “Duty Cycle Control Application Report,” *Control*, no. December, pp. 1–12, 2006.
- [21] C. D. Spencer, “ADC Module,” *Digit. Des. Comput. Data Acquis.*, no. October, pp. 203–210, 2009.
- [22] A. I. Tutorial, “Small Time-Step Simulation.”
- [23] “RTDS Hardware Manual,” no. January, 2009.
- [24] D. S. P. Development, “eZdsp TM F28335 Technical,” *Spectrum*, 2007.