



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΘΟΔΩΝ ΠΑΡΟΧΗΣ ΕΠΙΚΟΥΡΙΚΩΝ
ΥΠΗΡΕΣΙΩΝ ΑΠΟ ΜΟΝΑΔΕΣ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΣΕ
ΜΔΝ ΜΕ ΜΕΓΑΛΗ ΔΙΕΙΣΔΥΣΗ ΑΠΕ ΚΑΙ ΣΥΝΕΡΓΑΣΙΑ
ΜΕ ΠΡΟΣΤΑΣΙΕΣ ΑΝΤΙ-ΝΗΣΙΔΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΕ
ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ CONTROL HARDWARE IN THE LOOP.



ΜΑΚΡΥΚΩΣΤΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ

ΝΙΚΟΛΑΟΣ ΧΑΤΖΗΑΡΓΥΡΙΟΥ

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, 2020



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΘΟΔΩΝ ΠΑΡΟΧΗΣ ΕΠΙΚΟΥΡΙΚΩΝ
ΥΠΗΡΕΣΙΩΝ ΑΠΟ ΜΟΝΑΔΕΣ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΣΕ
ΜΔΝ ΜΕ ΜΕΓΑΛΗ ΔΙΕΙΣΔΥΣΗ ΑΠΕ ΚΑΙ ΣΥΝΕΡΓΑΣΙΑ
ΜΕ ΠΡΟΣΤΑΣΙΕΣ ΑΝΤΙ-ΝΗΣΙΔΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΕ
ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ CONTROL HARDWARE IN THE LOOP.

ΜΑΚΡΥΚΩΣΤΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ

ΝΙΚΟΛΑΟΣ ΧΑΤΖΗΑΡΓΥΡΙΟΥ

Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις /10/2020.

Ν. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Σ. Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Π. Γεωργιλάκης
Επ. Καθηγητής

Αθήνα, Οκτώβριος 2020

Μακρυκώστας Δημήτριος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Ηλεκτρονικών Υπολογιστών
Ε.Μ.Π.

Copyright © Μακρυκώστας Δημήτριος, 2020.
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.

Ευχαριστίες

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 εξάίρετο ερευνητή **Δημήτρη Λαγό** για την βοήθεια και την καθοδήγησή του καθ' όλη 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.

Με το κλείσιμο του βασικού κύκλου σπουδών μου, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια μου που μου έδωσε τα απαραίτητα εφόδια για να φτάσω μέχρι εδώ, καθώς και στους φίλους μου που με στήριξαν και με στηρίζουν.

Στην οικογένεια μου, στους φίλους και τις φίλες μου, και ως επί το πλείστον στους καθηγητές - δασκάλους μου, **σας ευχαριστώ για όλα.**

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε η απαραίτητη θεωρία για τον σχεδιασμό αλγορίθμων ελέγχου ενός αντιστροφέα πηγής τάσης καθώς και ο σχεδιασμός και η υλοποίηση μίας προσομοίωσης Control Hardware in the Loop (CHIL). Στην CHIL προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε ο προσομοιωτής RTDS του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας, ένας προγραμματιζόμενος ελεγκτής Triphase, στον οποίο έγινε η υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου ρεύματος, ελέγχου τάσης και μοντέλου εικονικής γεννήτριας για αντιστροφέα πηγής τάσης, καθώς και ένας διακόπτης-ρελε προστασίας αντι-νησιδοποίησης ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την παρακολούθηση της συμπεριφοράς του στις διάφορες διαταραχές του δικτύου. Το δίκτυο είναι αυτόνομο με υψηλή διείσδυση ΑΠΕ, βασιζόμενο στο δίκτυο της Αστυπάλαιας.

Αρχικά, παρουσιάστηκαν τα προβλήματα που προκύπτουν από την εκτεταμένη εγκατάσταση μονάδων ΑΠΕ, των οποίων η σύνδεση πραγματοποιείται μέσω ηλεκτρονικών ισχύος. Έπειτα, έγινε αναφορά στις απαιτήσεις που θέτουν οι σύγχρονοι Κώδικες Δικτύου των διεθνών προτύπων για την παροχή βοηθητικών υπηρεσιών των ΑΠΕ στα ΣΗΕ. Επίσης, αναλύθηκε η τεχνική Hardware in the Loop (HIL) και οι δύο κατηγορίες στις οποίες διαχωρίζεται, Power Hardware in the Loop (PHIL) και Control Hardware in the Loop (CHIL), και πως μέσω αυτών των μεθόδων μπορούν να εξεταστούν οι πραγματικές συνθήκες λειτουργίας των υπό μελέτη συσκευών.

Στη συνέχεια, έγινε αναλυτική παρουσίαση της θεωρίας που είναι απαραίτητη για την κατανόηση και τον σχεδιασμό των αλγορίθμων ελέγχου, καθώς επίσης και των τεχνικών ρύθμισης που χρησιμοποιήθηκαν. Επίσης αναπτύχθηκε ο τρόπος λειτουργίας ενός διακόπτη αντι-νησιδοποίησης καθώς και τα διάφορα όρια χαρακτηριστικών δικτύου που έχουν θεσμοθετηθεί από τα διάφορα κράτη.

Για την μελέτη των διαφόρων μεθόδων ελέγχου, πρώτα υλοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο Matlab - Simulink για να επιβεβαιωθούν οι σχεδιασμοί του ελέγχου και των βοηθητικών λειτουργιών.

Τέλος, έγινε η υλοποίηση CHIL προσομοίωσης με χρήση ενός εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS), ενός προγραμματιζόμενου ελεγκτή και ενός διακόπτη αντι-νησιδοποίησης. Στον εξομοιωτή έγινε η κατασκευή του αυτόνομου δικτύου του νησιού, ενώ στον ελεγκτή υλοποιήθηκαν οι διάφοροι αλγόριθμοι ελέγχου, με σκοπό την επαλήθευση της λειτουργίας τους σε πραγματικό εξοπλισμό και υπό κανονικές συνθήκες, όπως θόρυβο στα σήματα, χρονικές καθυστερήσεις, αλλά και για την παρατήρηση της απόκρισής τους σε μεγάλο σφάλμα συγκριτικά με το δίκτυο, καθώς και την συμπεριφορά ενός πραγματικού διακόπτη σε όλες αυτές τις διαταραχές.

Στα πλαίσια της διπλωματικής εξετάστηκε κατά πόσο μεταβατικά που συμβαίνουν στο δίκτυο μπορούν να οδηγήσουν σε εσφαλμένη λειτουργία των Η/Ν αντι-νησιδοποίησης καθώς και το πως επηρεάζεται το παραπάνω φαινόμενο από τις διάφορες τεχνικές παροχής επικουρικών υπηρεσιών.

Λέξεις Κλειδιά

Αντιστροφέας πηγής τάσης, αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, έλεγχος στατισμού, έλεγχος εικονικής αδράνειας, αλγόριθμος ελέγχου τάσης, μοντέλο εικονικής γεννήτριας (VSG), αυτόνομο δίκτυο, νησί, Αστυπάλαια, ευστάθεια Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, Κώδικες Δικτύου, απόκριση συχνότητας, ρύθμιση συχνότητας, βύθιση τάσης, αντι-νησιδοποίηση (anti-islanding), Control Hardware In the Loop, εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS), διακόπτης προστασίας.

Abstract

In this diploma thesis the theory for control algorithms of a voltage sourced inverter is examined as well as the design and implementation of a Control Hardware in the Loop (CHIL) simulation. A specialized RTDS simulator of the Power Systems Laboratory was used in this simulation, a Triphase controller where a current and a voltage control algorithm, as well as a virtual synchronous generator algorithm of a voltage sourced inverter were implemented and also an anti-islanding protection relay, in order to monitor it's response through various grid disturbances. The grid is autonomous, with high penetration of renewables, based on the island of Astipalaia.

At the beginning, the issues that occur from the extensive installation of RES are presented, especially those connected using power electronics. Then, the prerequisites set by the modern International Grid Codes for the contribution of RES in Power Systems' stability, are mentioned. Also, the Hardware in the Loop (HIL) technique and the two categories that is divided, the Power Hardware in the Loop (PHIL) and Control Hardware in the Loop (CHIL), are analyzed. In addition, we examine how through these methods, almost real operation conditions for the hardware under test can be met.

Moreover, an analytical presentation of the theory necessary for the understanding and design of the various control algorithms and the ancillary services that are used, is made. In addition to the theory, the functions of the anti-islanding protection relay were developed, as well as the various protection relay limits that different countries implement.

For the study of the control algorithms, a simulation was made in Matlab - 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), a programmable controller and an anti-islanding protection relay. The design of the islanded grid was made in the simulator while the control algorithms, were implemented in the programmable controller (Triphase). 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, and in order to monitor their responses in substantial faults, compared with the size of the grid, as well as the response of a real protection relay in all these disturbances.

In the context of this diploma thesis, a thorough examination regarding the ability of grid transients to falsely engage the anti-islanding relays was performed, as well as how the various ancillary services techniques influence the function of the anti-islanding relays in that regard.

Key Words

Voltage source converter, current control, droop control, virtual inertia, voltage control, Virtual Synchronous Generator (VSG), autonomous grid, island, Astipalaia, Power System Stability, Renewable Energy Sources (RES), Grid Codes, frequency response, frequency control, Voltage Drop, anti-islanding, Control Hardware In the Loop, Real Time Digital Simulator, protection relay.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	11
1.1	Η Πορεία Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας	11
1.2	Λόγοι Στροφής προς τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και Επικείμενα Προβλήματα	11
1.3	Προβλήματα κατά την Μετάβαση σε ' Πράσινη ' Ενέργεια	12
1.3.1	Επίδραση στην Ευστάθεια του Συστήματος	12
1.3.2	Επίδραση στην Αξιοπιστία	12
1.3.3	Επίδραση στην Ποιότητα Ισχύος	13
1.4	Σκοπός της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας	13
2	Συμπεριφορά δικτύου σε διαταραχές, κανόνες κώδικα δικτύου και Hardware In the Loop	15
2.1	Διαταραχές και συχνότητα δικτύου.	15
2.1.1	Τα στάδια απόκρισης της συχνότητας σε διαταραχή.	15
2.2	Κανόνες Κώδικα Δικτύου	16
2.2.1	Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας (FaultRideThrough)	16
2.2.2	Απόκριση ενεργού και αέργου ισχύος μετά από διαταραχές	16
2.2.3	Διάγραμμα Παραγωγής Ενεργού Ισχύος	17
2.2.4	Έλεγχος ενεργού ισχύος - συχνότητας	17
2.2.5	Έλεγχος αέργου ισχύος - τάσης	18
2.3	Hardware In The Loop (HIL)	18
2.3.1	Εισαγωγή στο Hardware In The Loop	18
2.3.2	Power Hardware In the Loop (PHIL)	19
2.3.3	Control Hardware In the Loop (CHIL)	19
2.3.4	Προκλήσεις σε προσομοιώσεις HIL	20
3	Μοντελοποίηση του αντιστροφέα πηγής τάσης και ανάλυση της θεωρίας ελέγχου του	23
3.1	Εισαγωγή	23
3.2	Αντιστροφείς με πηγή τάσης	23
3.3	Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.	24
3.3.1	Δομή του ιδανικού αντιστροφέα.	24
3.3.2	Έλεγχος ανοιχτού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.	25
3.3.3	Έλεγχος κλειστού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.	26
3.3.4	Συμπεριφορά ελεγκτή σε σύστημα με ημιτονοειδείς μεταβλητές εισόδου.	28
3.4	Μετασχηματισμός ημιτονοειδών σημάτων σε συνεχή.	30
3.4.1	Αναπαράσταση συμμετρικών τριφασικών σημάτων με φασιθέτες χώρου.	30
3.4.2	Μετασχηματισμός Clarke και αβ-επίπεδο.	31
3.4.3	Μετασχηματισμός Park και dq - επίπεδο.	33
3.5	Γενική μορφή του ελέγχου στο dq - πεδίο.	36
4	Έλεγχος ισχύος τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSC)	37
4.1	Εισαγωγή.	37
4.2	Κυκλωματική δομή τριφασικού αντιστροφέα.	37
4.2.1	Μοντέλο και γενική δομή ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης στο dq-επίπεδο.	38
4.3	Έλεγχος της ισχύος του αντιστροφέα.	39
4.3.1	Δυναμικό μοντέλο του συστήματος στο dq-πεδίο.	41
4.3.2	Phase-Locked Loop (PLL).	42
4.3.3	Υπολογισμός ισχύος αντιστροφέα.	43

4.3.4	Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control).	43
4.3.5	Αλγόριθμος ελέγχου τάσης (voltage control) σε αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.	46
4.3.6	Αλγόριθμος μοντέλου σύγχρονης γεννήτριας (VSG).	48
4.4	Αυτόνομη λειτουργία αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.	54
4.5	Βοηθητικές λειτουργίες του αντιστροφέα.	55
5	Έλεγχος της λειτουργίας των ελέγχων στο Matlab Simulink	57
5.1	Εισαγωγή	57
5.2	Μοντέλο ελέγχου ρεύματος (current control).	57
5.3	Μοντέλο ελέγχου τάσης.	60
5.4	Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.	63
6	Προσομοίωση CHIL με χρήση του RTDS	67
6.1	Εισαγωγή.	67
6.2	Απλοποιημένη περιγραφή του πειράματος.	67
6.3	Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS).	67
6.4	Το ρελέ αντι-νησιδοποίησης (anti-islanding).	70
6.4.1	ROCOF	71
6.4.2	Vector Shift (VS)	71
6.4.3	Πρότυπα προστασίας αντί - νησιδοποίησης.	71
6.5	Ο ελεγκτής Triphase.	72
6.6	Περιγραφή της συνολικής διάταξης της προσομοίωσης.	72
6.7	Ανάλυση του μοντέλου του νησιού της Αστυπάλαιας που σχεδιάστηκε στο RSCAD.	74
6.7.1	Γεννήτρια Πετρελαίου.	74
6.7.2	Φορτία του δικτύου.	76
6.7.3	Υλοποίηση ανεμογεννήτριας και φωτοβολταϊκού.	77
6.7.4	Αντιστροφέας και η υλοποίησή του στο RSCAD.	78
6.7.5	Λογικό διάγραμμα λειτουργίας του διακόπτη για τον αντιστροφέα.	79
6.7.6	Είσοδος - Έξοδος σημάτων.	79
6.8	Ανάλυση των μοντέλων που σχεδιάστηκαν στο Simulink.	81
6.8.1	Μοντέλο ελέγχου ρεύματος.	81
6.8.2	Μοντέλο ελέγχου τάσης.	83
6.8.3	Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.	85
7	Πραγματοποίηση των δοκιμών και αποτελέσματα	87
7.1	Ορισμός των επιμέρους δοκιμών και σκοπός τους.	87
7.2	Δοκιμές με τον έλεγχο ρεύματος.	88
7.2.1	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προστασία ROCOF.	88
7.2.2	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προστασία Vector Shift.	91
7.2.3	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προστασία ROCOF. (Τροποποιημένα Κέρδη Ελεγκτή)	93
7.3	Δοκιμή ελέγχου τάσης (Αυτόνομη).	96
7.4	Δοκιμές με το μοντέλο εικονικής γεννήτριας.	98
7.4.1	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προστασία ή ROCOF, ή Vector Shift.	98
7.4.2	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW χωρίς φωτοβολταϊκό συνδεδεμένο στο σύστημα.	100
7.4.3	Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW. (Τροποποιημένα Κέρδη Ελεγκτή)	102
7.5	Συνεργασία Αέργου ισχύος.	104
7.5.1	Έλεγχος Ρεύματος.	104
7.5.2	Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.	104
8	Συμπεράσματα και προτάσεις για επέκταση της μελέτης	107
8.1	Συμπεράσματα.	107
8.2	Προτάσεις για επέκταση της μελέτης.	108

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Η Πορεία Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η ηλεκτρική ενέργεια είναι πλέον ένα αναπόσπαστο κομμάτι της ζωής του ανθρώπου. Από την κάλυψη βασικών αναγκών του, όπως θέρμανση, φως, έως και την διευκόλυνσή του μέσω ηλεκτρικών συσκευών, όπως το ψυγείο, το πλυντήριο, τον ηλεκτρικό θερμοσίφωνα, καθώς και την ηλεκτρική κουζίνα. Με το πέρασμα των χρόνων, η ζωή του βασίζεται όλο και περισσότερο στην ηλεκτρική ενέργεια, καθώς και στην κατανάλωσή της. Αυτό συμβαίνει καθώς για την χρήση του ίντερνετ παραδείγματος χάρη, που είναι ένα από τα ισχυρότερα εργαλεία του 21ου αιώνα, προαπαιτείται η χρήση είτε ενός υπολογιστή είτε ενός 'έξυπνου' κινητού, τα οποία αποτελούν ηλεκτρικές συσκευές. Τέλος με την μετάβασή μας σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα επιβεβαιώνεται για άλλη μια φορά η αύξηση της ζήτησης ηλεκτρικής ενέργειας, και το πόσο βασιζόμαστε όλοι σε αυτήν εν τέλει.

Πώς παράγεται όμως η ηλεκτρική ενέργεια; Οι πρώτες προσπάθειες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σε μεγάλη κλίμακα, οδήγησαν τους ανθρώπους στα θερμοηλεκτρικά και υδροηλεκτρικά εργοστάσια. Με τα θερμοηλεκτρικά εργοστάσια γίνεται χρήση ορυκτών καυσίμων, ώστε μέσω της καύσης τους η θερμική ενέργεια που απελευθερώνεται μέσω σταδίων μετατροπής, μετατρέπεται σε ηλεκτρική. Με τα υδροηλεκτρικά εργοστάσια, η δυναμική ενέργεια του συσσωρευμένου νερού σε φράγμα, μετατρέπεται σε κινητική και από κινητική σε ηλεκτρική. Με την πάροδο των χρόνων ο άνθρωπος προσπάθησε να αξιοποιήσει και άλλες μορφές ενέργειας για την μετατροπή τους σε ηλεκτρική. Ορισμένες από αυτές είναι η αιολική, η ηλιακή καθώς και η θερμική. Έτσι 'γεννήθηκαν' αιολικά και φωτοβολταϊκά πάρκα καθώς και γεωθερμικά εργοστάσια.

Ποια η διαφορά όμως μεταξύ των διαφόρων πηγών ηλεκτρικής ενέργειας; Μια από τις βασικές διαφορές μεταξύ των πηγών ηλεκτρικής ενέργειας είναι το γεγονός ότι ορισμένες είναι ανανεώσιμες, ενώ άλλες όχι. Μια πηγή ενέργειας είναι ανανεώσιμη όταν δεν είναι πεπερασμένη. Αυτό σημαίνει ότι η ηλιακή ενέργεια (ενέργεια από την ακτινοβολία του ηλίου) είναι ανανεώσιμη σε αντίθεση με την χημική ενέργεια του αργού πετρελαίου, το οποίο δεν είναι, καθώς τα αποθέματα πετρελαίου στην γη είναι πεπερασμένα. Συνεπώς οι πηγές ηλεκτρικής ενέργειας χωρίζονται σε ανανεώσιμες και μη ανανεώσιμες κατά αντιστοιχία: Αιολική, Ηλιακή, Υδροηλεκτρική, Γεωθερμική, Βιομάζα, Αεροθερμική, Υδροθερμική, των Ωκεανών, Βιοαερίων και σε Άνθρακα, Πετρέλαιο, Φυσικό Αέριο, άλλα Ορυκτά Καύσιμα, Καύσιμα Πυρηνικών Αντιδραστήρων.

1.2 Λόγοι Στροφής προς τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και Επικείμενα Προβλήματα

Για ποιους λόγους μεταβαίνουμε σιγά σιγά από τα εργοστάσια ορυκτών καυσίμων, σε αιολικά και φωτοβολταϊκά πάρκα και σε άλλες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας; Μέχρι τώρα τα εργοστάσια λιγνίτη, αλλά και φυσικού αερίου ήταν και είναι μια σίγουρη λύση στο πρόβλημα της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, αλλά κυρίως αποτελούν μια απάντηση στο πρόβλημα 'ευστάθεια' του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, παρέχοντας τις υπηρεσίες που εξασφαλίζουν την ευστάθεια ενός ΣΗΕ. Με διαθέσιμο καύσιμο κάθε στιγμή προς καύση, τέτοιου είδους εργοστάσια αποτελούν μονάδες παραγωγής πλήρως ελεγχόμενες από τον ανθρώπινο παράγοντα, καθώς ελέγχονται μέσω της ποσότητας καυσίμου που καταναλώνουν. Επιπρόσθετα, οι σύγχρονες γεννήτριες που διαθέτουν, συνεισφέρουν στην ευστάθεια του συστήματος, μεταξύ άλλων και μέσω της μηχανικής τους αδράνειας, η οποία σε απότομη αλλαγή του φορτίου ηλεκτρικής

ενέργειας λειτουργεί σαν αποσβεστήρας και εξομαλύνει την μεταβολή των χαρακτηριστικών του δικτύου. Βέβαια μαζί με τα θετικά στοιχεία, υπάρχουν και τα αρνητικά. Ο λιγνίτης και το φυσικό αέριο όντας ορυκτά καύσιμα, κατά την καύση τους απελευθερώνουν καυσαέρια, όπως διοξείδιο του άνθρακα, μονοξείδιο του αζώτου και πολλά άλλα. Τέτοιου είδους αέρια προκαλούν σημαντικά περιβαλλοντικά προβλήματα, με βασικότερο αυτών το φαινόμενο του θερμοκηπίου, προϊόν του αυξημένου διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα. Για τον περιορισμό τέτοιων περιβαλλοντικών φαινομένων, καθώς και λόγω της μείωσης των διαθέσιμων αποθεμάτων ορυκτών καυσίμων, καλούμαστε να μεταβούμε από μη ανανεώσιμες σε ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, αφενός δεν είναι με κανένα τρόπο ρυπογόνες προς το περιβάλλον, αλλά αφετέρου εκμεταλλεύονται κύκλους τεράστιων αποθεμάτων ενέργειας, οι οποίοι συγκριτικά με τις ανθρώπινες ανάγκες σε ενέργεια, σε πρώτη όψη, δεν επηρεάζονται και η χρήση τους δεν παρουσιάζει αρνητικές επιπτώσεις. Βέβαια κατά την μετάβαση σε ανανεώσιμες πηγές ενέργειας παρουσιάζονται τα εξής προβλήματα:

- Ενώ προηγουμένως με τα ορυκτά καύσιμα, ο άνθρωπος είχε τον κύριο λόγο ως προς την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, μέσω του ελέγχου της ροής καυσίμου, ανανεώσιμες πηγές που εκμεταλλεύονται ηλιακή και αιολική ενέργεια δεν έχουν αυτό το χαρακτηριστικό, καθώς ο ήλιος και ο άνεμος είναι πηγές ελεγχόμενες από παράγοντες που μεταβάλλονται συνεχώς. (Καιρός)
- Με τις σύγχρονες γεννήτριες, το σύστημα αποκτά ευστάθεια λόγω της κινούμενης τους μάζας. (αδράνεια) Σε φωτοβολταϊκά και αιολικά πάρκα δεν υπάρχουν σύγχρονες γεννήτριες τέτοιες ώστε να προσδίδουν ευστάθεια στο σύστημα καθώς πλέον η σύνδεσή τους στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται μέσω ηλεκτρονικών ισχύος. (Αντιστροφείας) Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να οδηγηθούμε από ένα σύστημα υψηλής αδράνειας σε ένα σύστημα με μειωμένη αδράνεια, κάτι το οποίο δημιουργεί τεράστια προβλήματα στην ευστάθεια.

1.3 Προβλήματα κατά την Μετάβαση σε ' Πράσινη ' Ενέργεια

1.3.1 Επίδραση στην Ευστάθεια του Συστήματος

Όπως προαναφέρθηκε, η αύξηση των ΑΠΕ σε συνδυασμό με την μείωση των συμβατικών μονάδων, μας οδηγεί σε μείωση της ευστάθειας λόγω μηχανικής αδράνειας. Αυτό δημιουργεί αύξηση του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας (ROCOF), μεγαλύτερο πλάτος μεταβολής της συχνότητας σε μεταβατικά και μεγαλύτερη γενικά διαταραχή στο χρόνο, σε καταστάσεις ανισορροπίας ισοζυγίου ισχύος.

Επιπρόσθετα, υπάρχουν διακόπτες σύνδεσης των ΑΠΕ, που ανιχνεύουν τον ρυθμό μεταβολής της συχνότητας ώστε να αποσυνδέουν την εγκατάσταση σε περίπτωση φαινομένων νησιδοποίησης, κατά τα οποία ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας είναι υψηλός. Ακόμη υπάρχουν διακόπτες με δυνατότητα αποκοπής φορτίων, λόγω ανίχνευσης υποσυχνότητας. Και οι δύο αυτοί παράγοντες (ρυθμός μεταβολής της συχνότητας και υποσυχνότητα) επηρεάζονται αρνητικά με την αύξηση των ΑΠΕ.

Συμπέρασμα όλων των παραπάνω είναι πως με την μειωμένη αδράνεια, οδηγούμαστε σε μεγαλύτερα μεταβατικά που με τη σειρά τους οδηγούν στην αποσύνδεση μονάδων παραγωγής, λόγω της αύξησης του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας και ακόμη στην αποσύνδεση φορτίων για την αποφυγή κατάρρευσης του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

1.3.2 Επίδραση στην Αξιοπιστία

Οι ανεμογεννήτριες που αποτελούν μεγάλο ποσοστό των εγκατεστημένων ΑΠΕ αποτελούν μονάδες παραγωγής με αβεβαιότητα στην παραγωγή τους, λόγω της στοχαστικής φύσης του παράγοντα ' Άνεμος ' . Η αναπόφευκτη αύξηση του βαθμού αβεβαιότητας ως προς την παραγωγή, καθιστά αναγκαία την αύξηση της απαραίτητης εφεδρείας λειτουργίας (Στρεφόμενης και μη). Υπό συνθήκες χαμηλής διείσδυσης ΑΠΕ, η διακύμανση στην παραγωγή από τις ανεμογεννήτριες δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό το ισοζύγιο ισχύος και αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην είναι αναγκαία η χρήση επιπλέον εφεδρείας λειτουργίας. Αντιθέτως, υπό συνθήκες υψηλής διείσδυσης κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει και καθίσταται αναγκαίο να εφαρμοστούν νέες στρατηγικές ρύθμισης της ισχύος, καθώς και επιπλέον λειτουργίες όπως η εικονική αδράνεια, λόγω της μείωσης της μηχανικής αδράνειας του συστήματος.

1.3.3 Επίδραση στην Ποιότητα Ισχύος

Αναπόφευκτο αποτέλεσμα των προηγούμενων δύο επιδράσεων στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας είναι η ποιότητα ισχύος του συστήματος, καθώς με υψηλότερα και μεγαλύτερα μεταβατικά στο χρόνο, αυξάνεται η διακύμανση της τάσης και της συχνότητας σε σχέση με τις ονομαστικές τιμές. Επίσης θόρυβος, flicker, και αρμονικές αλλοιώσεις εξαιτίας της διακοπτικής φύσης των ηλεκτρονικών ισχύος, 'ρίχνουν' ακόμη περισσότερο την ποιότητα ισχύος. [1]

1.4 Σκοπός της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας

Με βάση τα προαναφερθέντα προβλήματα, η παρούσα διπλωματική εργασία εστιάζει στην μελέτη της ευστάθειας ενός αυτόνομου συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας σε ένα νησί με υψηλή διείσδυση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, κυρίως ανεμογεννητριών αλλά και φωτοβολταϊκών.

Δεδομένου του μεγάλου ποσοστού ΑΠΕ συγκριτικά με τις ντιζελογεννήτριες στο νησί, παρουσιάζονται κάποια από τα παραπάνω προβλήματα. Περιληπτικά, παρατηρείται αποκοπή φορτίου λόγω υποσυχνότητας, άνοιγμα των διακοπών και καταστάσεις νησιδοποίησης.

Προκειμένου να λυθούν ή έστω να βελτιωθούν τα παραπάνω ζητήματα, γίνεται σχεδίαση σε επίπεδο προσομοίωσης (βλ.σε επόμενο κεφάλαιο) του ελέγχου του αντιστροφέα ενός συστήματος αποθήκευσης ενέργειας με μπαταρίες. Οι διάφορες τεχνικές που σχεδιάστηκαν ήταν έλεγχος ρεύματος με στατισμό και εικονική αδράνεια, έλεγχος τάσης, αλλά και μοντέλο σύγχρονης γεννήτριας. Στη συνέχεια γίνεται προσομοίωση γεγονότων που οδηγούν σε μεταβατικά της συχνότητας πάνω στο μοντέλο του νησιού, παρουσία των διαφόρων μοντέλων ελέγχου σε αντιστροφέα σύνδεσης συστοιχίας μπαταριών στο νησί. Στις προσομοιώσεις γίνεται επιπλέον και χρήση κανονικού διακόπτη αντι-νησιδοποίησης σε περιβάλλον hardware in the loop, ώστε να παρατηρηθεί η αποτελεσματικότητα των διαφόρων μοντέλων ελέγχου σε δοκιμές αποσύνδεσης μεγάλης ποσότητας παραγωγής ΑΠΕ. Πιο συγκεκριμένα παρατηρείται η αποτελεσματικότητα των μοντέλων ελέγχου, σχετικά με την αποφυγή αποκοπής επιπλέον μονάδων παραγωγής από το δίκτυο, λόγω ενεργοποίησης των προστασιών νησιδοποίησης και την χειροτέρευση της κατάστασης του δικτύου.

Για τους παραπάνω σκοπούς, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο περιβάλλον Matlab Simulink, καθώς και στον ψηφιακό εξομοιωτή πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator-RTDS) σε συνδυασμό με το τμήμα ελέγχου ενός προγραμματιζόμενου αντιστροφέα Triphase για την υλοποίηση του ελέγχου του αντιστροφέα από πραγματικό επεξεργαστή σε πραγματικό χρόνο.

Κεφάλαιο 2

Συμπεριφορά δικτύου σε διαταραχές, κανόνες κώδικα δικτύου και Hardware In the Loop

2.1 Διαταραχές και συχνότητα δικτύου.

Η συχνότητα ενός δικτύου αποτελεί αν όχι την σημαντικότερη, μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους ενός δικτύου. Η τιμή της, καθώς και το εύρος διακύμανσης της, καθορίζουν την ποιότητα ισχύος. Για σταθερή τιμή της συχνότητας, απαραίτητη προϋπόθεση είναι το ισοζύγιο ισχύος (παραγωγή-ζήτηση) να είναι μηδέν.

Δυστυχώς κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό, καθώς η ζήτηση (φορτίο) συνεχώς μεταβάλλεται. Μια μεταβολή μπορεί να είναι τόσο το άνοιγμα ενός διακόπτη στο σπίτι μας, όσο και το κλείσιμο ενός εργοστασίου στο τέλος της ημέρας. Τι συμβαίνει όμως κατά την προσθήκη ενός μεγάλου φορτίου στη συχνότητα του δικτύου;

2.1.1 Τα στάδια απόκρισης της συχνότητας σε διαταραχή.

Ηλεκτρομαγνητικό Στάδιο

Το πρώτο στάδιο είναι το ηλεκτρομαγνητικό, κατά το οποίο, την στιγμή της διαταραχής, ενέργεια διοχετεύεται στο δίκτυο από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο της γεννήτριας. Το φαινόμενο διαρκεί περίπου στα 3 πρώτα δέκατα του δευτερολέπτου από τη στιγμή της διαταραχής.

Επίδραση μηχανικής αδράνειας

Στη συνέχεια, η κινητική ενέργεια της στρεφόμενης μάζας της γεννήτριας, μετατρέπεται σε ηλεκτρική ώστε να καλύψει την αυξημένη ζήτηση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μειώνονται οι στροφές της γεννήτριας και συνεπώς και η συχνότητα, καθώς η συχνότητα συνδέεται άμεσα με την ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας. Άρα όσο μεταβάλλονται οι στροφές της γεννήτριας, τόσο μεταβάλλεται και η συχνότητα του δικτύου.

Η μεταβολή των στροφών της γεννήτριας και ο ρυθμός μεταβολής των στροφών, εξαρτάται από την αδράνειά της. Με υψηλότερη αδράνεια παρατηρείται μικρότερος ρυθμός μεταβολής των στροφών και κατά συνέπεια μικρότερος ρυθμός μεταβολής της συχνότητας του δικτύου. (Rate Of Change Of Frequency - ROCOF) Για αυτό το λόγο επιθυμούμε το σύστημα να έχει όσο μεγαλύτερη αδράνεια γίνεται έτσι ώστε κατά τις διαταραχές να μην παρατηρείται μεγάλη και απότομη μεταβολή της συχνότητας, μέχρι η πρωτεύουσα ρύθμιση να επέμβει στην ρύθμιση της συχνότητας. Η αδράνεια του συστήματος επενεργεί στα πρώτα 10 δευτερόλεπτα μετά το ηλεκτρομαγνητικό στάδιο.

Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας

Μετά τα πρώτα 10 δευτερόλεπτα, ποσοστό της πρωτεύουσας στρεφόμενης εφεδρείας χρησιμοποιείται μέσω του ρυθμιστή στροφών των γεννητριών, ώστε να επιτευχθεί εξισορρόπηση της παραγόμενης με την καταναλισκόμενη ισχύ και να σταθεροποιηθεί η συχνότητα στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας.

Η ταχύτητα απόκρισης ενός ρυθμιστή στροφών εξαρτάται από την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος ελέγχου, καθώς και από την ταχύτητα απόκρισης του μηχανικού συστήματος.

Παρόλο την πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας, παρατηρείται ένα μόνιμο σφάλμα στην τιμή της συχνότητας. Εδώ επενεργεί η δευτερεύουσα ρύθμιση. [1]

Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας

Σε συνέχεια της πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας, για την διόρθωση του μόνιμου σφάλματος, ενεργοποιείται η δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας.

Σε ένα διάστημα 10 με 30 λεπτών από τη στιγμή της μεταβολής φορτίου, γίνεται μέτρηση του μόνιμου σφάλματος της συχνότητας και ο διαχειριστής του συστήματος, σύμφωνα με την επιλεγμένη στρατηγική ελέγχου, μεταβάλλει όσο χρειάζεται τις παραγωγές των μονάδων έτσι ώστε να πλησιάσει το μηδενικό σφάλμα συχνότητας.

Μετά από όλα αυτά, έχοντας χρησιμοποιήσει ποσοστό της εφεδρείας για την εξισορρόπηση του δικτύου, κάτι πρέπει να γίνει για να επανέλθει η εφεδρεία στα σωστά επίπεδα.

Τριτεύουσα Ρύθμιση

Αφορά την εκκίνηση των απαραίτητων μονάδων εφεδρείας έτσι ώστε να επαναφερθεί στο σύστημα η απαραίτητη στρεφόμενη και μη εφεδρεία για μελλοντικές διαταραχές. Χρειάζεται αρκετός χρόνος για την εκκίνησή τους.

2.2 Κανόνες Κώδικα Δικτύου

Οι κανόνες κώδικα δικτύου αποτελούν κανόνες οι οποίοι υπάρχουν έτσι ώστε οι διάφοροι παραγωγοί ηλεκτρικής ενέργειας να πληρούν τις απαραίτητες προϋποθέσεις παραγωγής ώστε να ενισχύεται η ευστάθεια του συστήματος και η ποιότητα ισχύος που παρέχεται από το δίκτυο να παραμένει υψηλή. Με την αύξηση των ΑΠΕ και την μείωση της ευστάθειας προέκυψε η ανάγκη επιπλέον κανονισμών σχετικών με τις ανεμογεννήτριες και των μηχανισμών που πρέπει να διαθέτουν ώστε όχι μόνο να μην μειώνουν την ευστάθεια, αλλά και να συνεισφέρουν σε αυτή.

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.

Σε πολλές χώρες οι διαχειριστές επιβάλλουν αυστηρές τεχνικές απαιτήσεις από τα μεγάλα αιολικά πάρκα. Δηλαδή όχι μόνο ζητούν να μην αποσυνδέονται οι μονάδες σε διάφορες διαταραχές, αλλά ακόμη να υποστηρίζουν το δίκτυο παρέχοντας επικουρικές υπηρεσίες.

Κάποιες βασικές απαιτήσεις είναι:

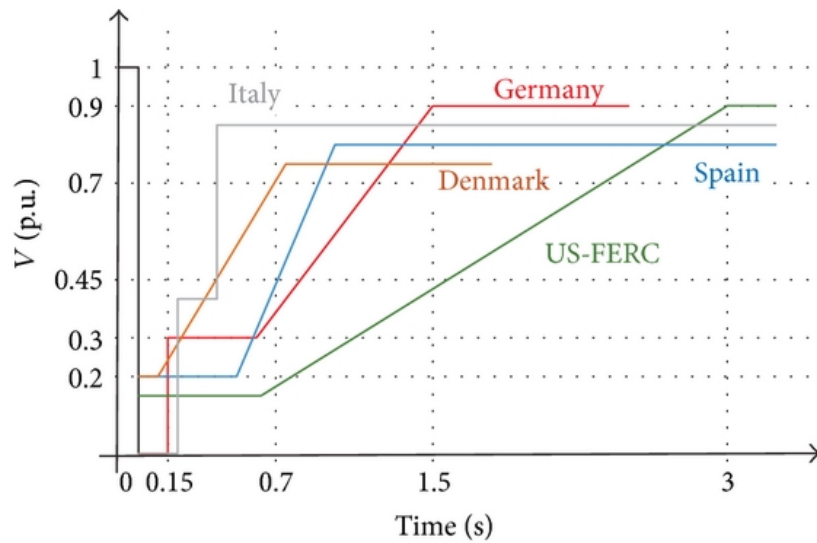
2.2.1 Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας (Fault Ride Through)

Ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας είναι η ικανότητα μίας μονάδας να μπορεί να 'υπακούει' σε διαγράμματα υπότασης και υπέρτασης οι οποίοι παρέχονται από τον αντίστοιχο διαχειριστή. Συγκεκριμένα τα διαγράμματα αυτά, ανάλογα με το ποσοστό βύθισης ή ανύψωσης της τάσης, καθώς και την διάρκεια της αντίστοιχης βύθισης ή ανύψωσης της τάσης, καθορίζουν στην μονάδα αν θα παραμείνει συνδεδεμένη στο δίκτυο ή όχι. Συνήθως παρέχονται διαγράμματα υπότασης (Low Voltage Ride Through - LVRT), καθώς κατά την υπόταση λόγω διαταραχών στο δίκτυο παρατηρούνται οι περισσότερες αποδεσμεύσεις (Τα τελευταία χρόνια παρέχονται και τα δυο διαγράμματα LVRT-HVRT.).[1]

Κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο, καθώς σε κρίσιμες στιγμές υπότασης, όπου είναι ύψιστης σημασίας η συνεισφορά όλων των μονάδων για την επαναφορά της τάσης σε ονομαστικά επίπεδα, σε καμία περίπτωση δε θα πρέπει αυτές να αποσυνδέονται και να δημιουργούν ακόμη μεγαλύτερες διαταραχές και προβλήματα. Βέβαια σε συνθήκες σοβαρών σφαλμάτων για λόγους ασφαλείας θα πρέπει να αποσυνδέονται και για αυτό τον λόγο ο χρόνος παίζει σημαντικό ρόλο σε όλη τη διαδικασία της παραμονής ή όχι της κάθε μονάδας στο σύστημα. Παρακάτω μπορείτε να δείτε ένα παράδειγμα ενός τέτοιου διαγράμματος για διάφορες χώρες. (Σχήμα 2.1)

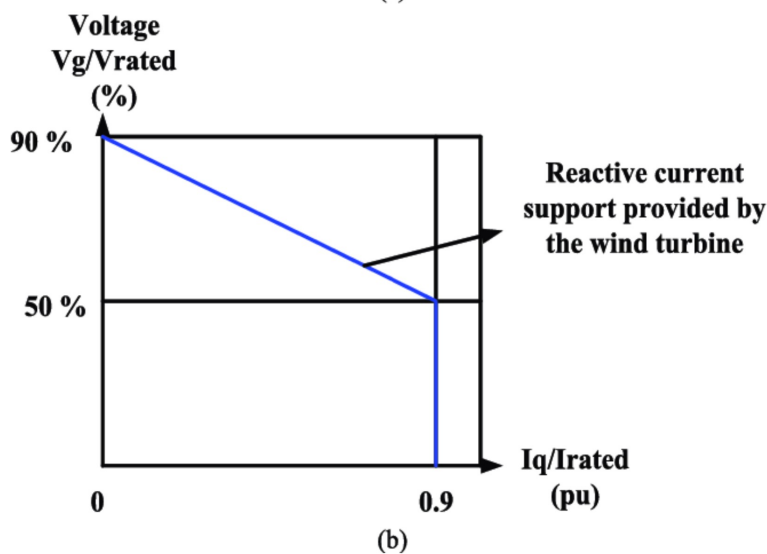
2.2.2 Απόκριση ενεργού και αέργου ισχύος μετά από διαταραχές

Η συγκεκριμένη απαίτηση αφορά την παροχή αέργου ισχύος κατά τη διάρκεια σφαλμάτων (Σχήμα 2.2), έτσι ώστε να υποστηριχθεί η ευστάθεια του συστήματος, καθώς και την επαναφορά της μονάδας όσο αφορά την ενεργό ισχύ, όταν γίνει επαναφορά της τάσης στα ονομαστικά



Σχήμα 2.1: Διάγραμμα αδιάλειπτης λειτουργίας υπότασης διαφόρων χωρών. [2]

επίπεδα. Συνήθως ανάλογα με την πτώση τάσης πρέπει και να αυξηθεί αντίστοιχα η παροχή αέργου ισχύος από την μονάδα.



Σχήμα 2.2: Παροχή αέργου ισχύος ανάλογα με την τιμή της τάσης. [3]

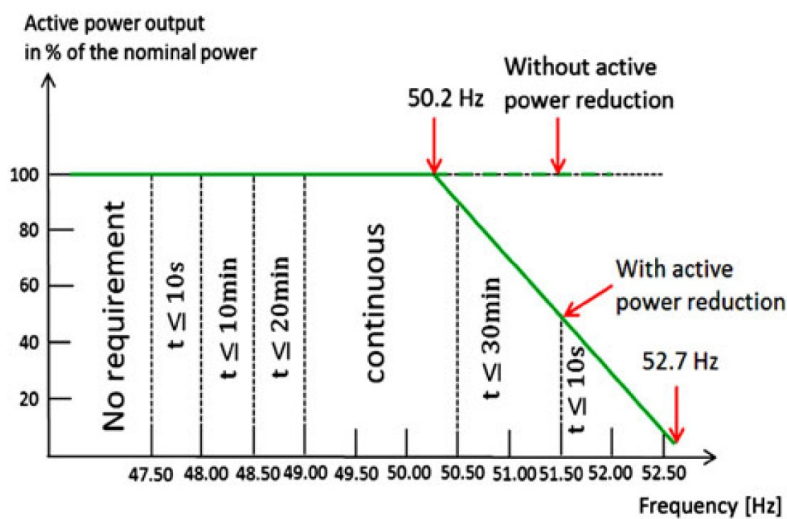
2.2.3 Διάγραμμα Παραγωγής Ενεργού Ισχύος

Σε κάποιες χώρες παρέχεται για τις ΑΠΕ υψηλής ισχύος ένα διάγραμμα κατά το οποίο, ορίζεται ανάλογα με την τρέχουσα συχνότητα και τάση του δικτύου η παραγωγή που θα πρέπει να ακολουθήσει η μονάδα και για πόσο χρόνο. Προφανώς σε αυτό το διάγραμμα υπάρχει και το εύρος κανονικής λειτουργίας.

Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται ένα κοινό μέτωπο από όλες τις μεγάλες μονάδες παραγωγής προς τις οποιεσδήποτε διαταραχές και τα οποιαδήποτε σφάλματα και ως συνέπεια δημιουργείται ένα πιο robust σύστημα. (Σχήμα 2.3)

2.2.4 Έλεγχος ενεργού ισχύος - συχνότητας

Εκτός από ρυθμίσεις που αφορούν διαταραχές, υπάρχουν και ρυθμίσεις που αφορούν την υποστήριξη της συχνότητας αλλά και της τάσης του δικτύου. Μέσω της ενεργού ισχύος ελέγχεται η συχνότητα του δικτύου. Έτσι, οι διαχειριστές διαφόρων δικτύων καθορίζουν ανάλογα με τη συχνότητα που δικτύου πόσο θα παράγουν οι μονάδες των ΑΠΕ. Πιο συγκεκριμένα, υπό συνθήκες κανονικής λειτουργίας (50hz) δεν επιτρέπουν από τις μονάδες να παράγουν το μέγιστο, καθώς σε περίπτωση υποσυχνότητας δεν θα μπορέσουν να 'δώσουν' παραπάνω ενεργό ισχύ



Σχήμα 2.3: Απαιτήσεις ενεργού ισχύος διαχειριστή συστήματος. [4]

ώστε να διορθώσουν το σφάλμα. Αρά η παραγωγή ενεργού ισχύος ορίζεται από τον διαχειριστή μέσω ενός διαγράμματος, και προσαρμόζεται στον κάθε παραγωγό αναλογικά με την μέγιστη δυνατή ενεργό ισχύ που μπορεί να παρέχει στο δίκτυο.

2.2.5 Έλεγχος αέργου ισχύος - τάσης

Αντίστοιχα με την συχνότητα, για τον έλεγχο της τάσης αξιοποιείται η άεργος ισχύς. Υπάρχουν διαγράμματα που ορίζουν πως ο συντελεστής ισχύος ενός αιολικού πάρκου πρέπει να κυμαίνεται μεταξύ 0.95 χωρικού και επαγωγικού και ανάλογα με την τιμή της τάσης να μεταβάλλεται μεταξύ αυτών των τιμών για να απορροφήσει ή να παράγει άεργο ισχύ και να συμβάλλει στην διόρθωση της τάσης.

2.3 Hardware In The Loop (HIL)

2.3.1 Εισαγωγή στο Hardware In The Loop

Λόγω της αύξησης των ΑΠΕ έχουμε και μια αύξηση στις ηλεκτρικές μηχανές, στα ηλεκτρονικά ισχύος καθώς και τους ελέγχους τους που γίνονται όλο και περισσότερο πολύπλοκοι. 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 και την διάθεσή της. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο έλεγχος της λειτουργίας αυτών των πολύπλοκων συστημάτων πριν την διάθεσή τους στην αγορά να αποκτά όλο και μεγαλύτερη βαρύτητα στην σχεδιαστική και μηχανική διαδικασία.

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. Αυτή η μέθοδος όμως έχει δύο βασικά μειονεκτήματα: πρώτον, το 'άλμα' στη σχεδιαστική διαδικασία από την off-line προσομοίωση στο πραγματικό σύστημα συνηθίζει να προκαλεί πολλά προβλήματα λόγω της ενσωμάτωσης απευθείας σε διαφορετικά πραγματικά μέρη ενός δικτύου και δεύτερον, η off-line προσομοίωση γίνεται υπερβολικά χρονοβόρα για σύνθετα συστήματα, όπως AC μηχανές ή ηλεκτρονικά ισχύος με διακοπτικά στοιχεία.

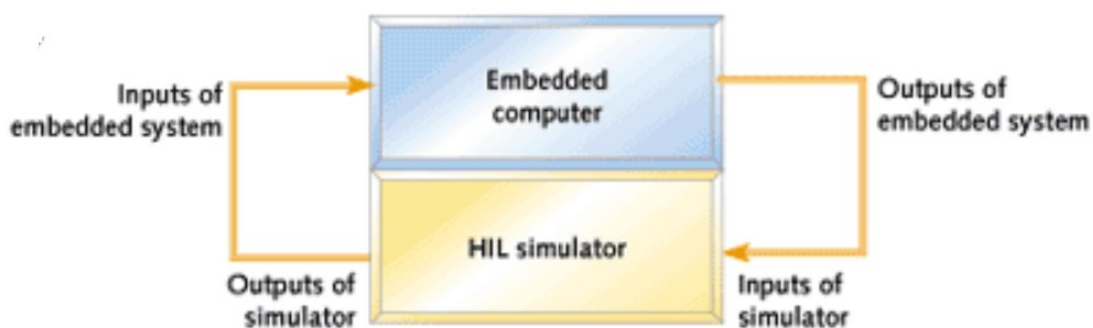
Επίσης είναι συχνά απαραίτητο να θέλουμε να αλλάξουμε κάτι στο σύστημα π.χ. έναν ελεγκτή που χρησιμοποιούμε ή να βελτιώσουμε κάτι σε υπάρχον κομμάτι του συστήματος όπως για παράδειγμα να τροποποιήσουμε έναν αλγόριθμο ελέγχου. Όμως ίσως είναι δύσκολο να έχουμε πρόσβαση σε ολόκληρο το σύστημα για να δούμε πως λειτουργεί για παράδειγμα ο νέος ελεγκτής ή μπορεί το σύστημα να είναι ήδη σε λειτουργία η οποία δεν μπορεί εύκολα να σταματήσει. Τέλος, ίσως απλά είναι πολύ ριψοκίνδυνο να δοκιμάσουμε ένα νέο εξάρτημα ή ένα νέο έλεγχο σε ένα υπάρχον ακριβό σύστημα χρησιμοποιώντας το απευθείας μετά την off-line προσομοίωση.

Για τους παραπάνω λόγους έχει γίνει απαραίτητο τα τελευταία χρόνια να έχουμε μια πιο σταδιακή προσέγγιση στο σχεδιασμό ενός συστήματος ενσωματώνοντας ξεχωριστά τα διαφορετικά στοιχεία του ή αναβαθμίζοντας ξεχωριστά κάποιο στοιχείο του συστήματος. 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 πραγματικού χρόνου προσομοίωση χρησιμοποιείται σαν ξεχωριστό στάδιο της μηχανικής διαδικασίας, είτε για να προσομοιώσει ολόκληρο το σύστημα σε πραγματικό χρόνο σε μία off-line προσομοίωση, είτε για να συνδέσουμε κάποιο πραγματικό τμήμα του συστήματος σε ένα ψηφιακό προσομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS) που προσομοιώνει το υπόλοιπο σύστημα. Αύτη η τεχνική ονομάζεται Hardware in the Loop (HIL).

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 δοκιμών 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.

Το HIL σύστημα αποτελείται από τρία μέρη, το προσομοιασμένο σύστημα (simulated system) , το κομμάτι του εξοπλισμού που εξετάζεται (Hardware Under Test - HUT) και τέλος μια συσκευή (interface) που συνδέει το HUT με το προσομοιασμένο σύστημα. (Σχήμα 2.4)



Σχήμα 2.4: HIL main structure.
[5]

Η εφαρμογή του Hardware in the Loop (HIL) χωρίζεται σε δύο κατηγορίες, στο Power Hardware in the Loop (PHIL) και στο Control Hardware in the Loop (CHIL).

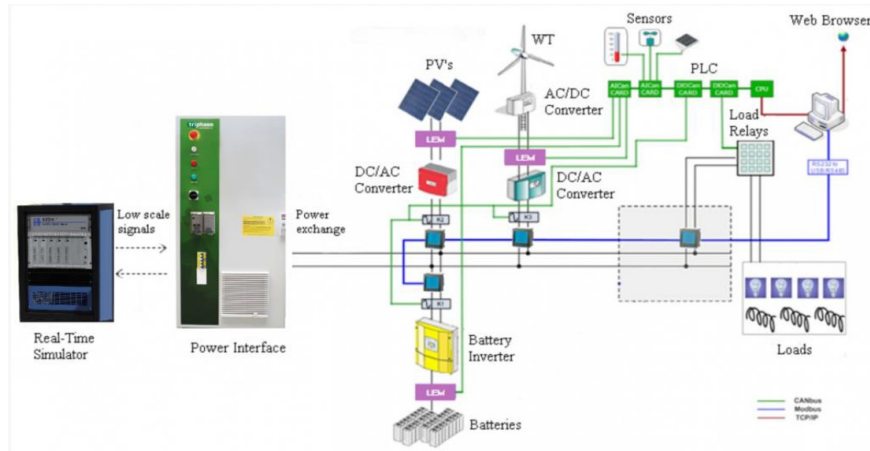
2.3.2 Power Hardware In the Loop (PHIL)

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 αντιστροφάς. 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.

Στο (Σχήμα 2.5) παρουσιάζεται το σύστημα PHIL προσομοίωσης που διαθέτει το εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας της σχολής ΗΜΜΥ.

2.3.3 Control Hardware In the Loop (CHIL)

Το Control Hardware In the Loop είναι μία εφαρμογή Hardware in the Loop όπου ο υπό εξέταση εξοπλισμός είναι ο ελεγκτής (controller). Έτσι συνήθως σε αυτή την προσομοίωση εξετάζουμε εξοπλισμό όπως κάρτες ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος, ελεγκτές για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών κ.α. .



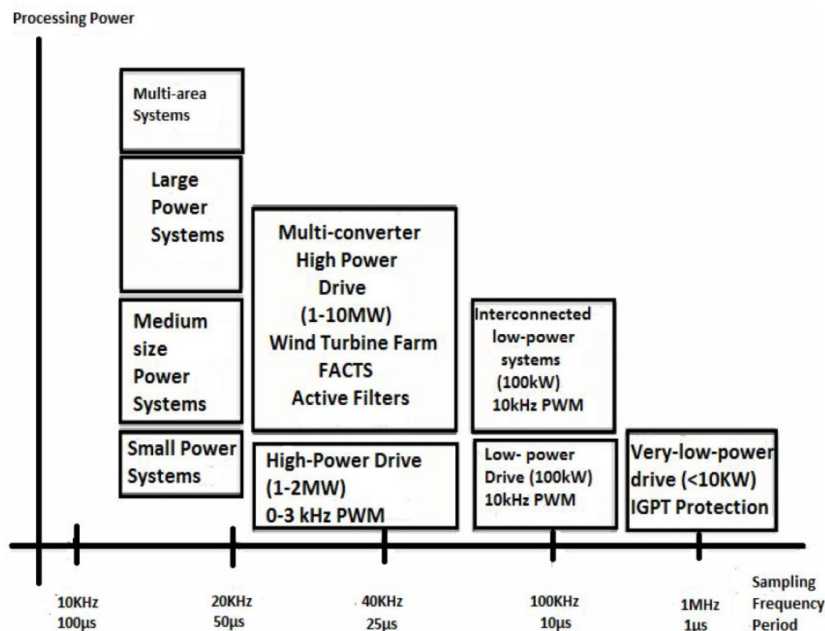
Σχήμα 2.5: Τοπολογία στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. [1]

Η διαφορά ανάμεσα στο Control Hardware In the Loop και στο Power Hardware in the Loop είναι ότι στο Control Hardware In the Loop δεν έχω συνδεδεμένες πραγματικές συσκευές ισχύος, οπότε αυτή η κατηγορία ελέγχου αφορά HIL προσομοιώσεις στις οποίες το προσομοιωμένο κύκλωμα και το hardware under test επικοινωνούν χρησιμοποιώντας σήματα σε χαμηλό επίπεδο τάσης. 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.

2.3.4 Προκλήσεις σε προσομοιώσεις HIL

Το πιο σημαντικό κριτήριο όταν πραγματοποιούμε μία Hardware in the Loop εφαρμογή είναι πώς με ένα ψηφιακό χρονικό βήμα (digital time-step) προσομοίωσης μπορούμε να επιτύχουμε αποδεκτή ακρίβεια στο μοντέλο μας. Αυτή η πρόκληση γίνεται ακόμα μεγαλύτερη όταν έχουμε να προσομοιώσουμε ηλεκτρονικά ισχύος με διακοπτικά στοιχεία καθώς και «οδηγούς» ηλεκτρικών μηχανών (motor drives). Αυτό συμβαίνει επειδή οι παραπάνω εξοπλισμοί είναι έντονα μη γραμμικά συστήματα τα οποία χρειάζονται πάρα πολύ μικρό χρονικό βήμα (time-step) ώστε να πετύχουμε επιθυμητή ακρίβεια καθώς και υψηλή υπολογιστική δύναμη που να μπορεί να διαχειριστεί την πολυπλοκότητα τους, ειδικά όταν μιλάμε για πολυεπίπεδους αντιστροφείς με πολλά διακοπτικά στοιχεία.

Η παρακάτω εικόνα (Σχήμα 2.6) μας δείχνει τις ανάγκες που έχουμε σε υπολογιστική ισχύ αλλά και σε ρυθμό δειγματοληψίας για μία προσομοίωση πραγματικού χρόνου ανάλογα με το είδος του ηλεκτρικού συστήματος που θέλουμε να προσομοιώσουμε.



Σχήμα 2.6: Ανάγκες σε υπολογιστική δύναμη ανάλογα με το προσομοιούμενο σύστημα. [1]

Κεφάλαιο 3

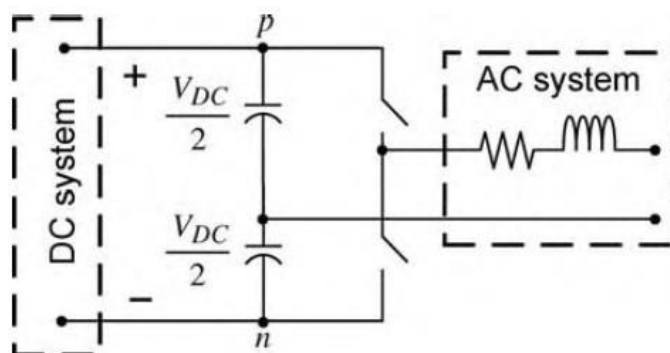
Μοντελοποίηση του αντιστροφέα πηγής τάσης και ανάλυση της θεωρίας ελέγχου του

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.

3.2 Αντιστροφείς με πηγή τάσης

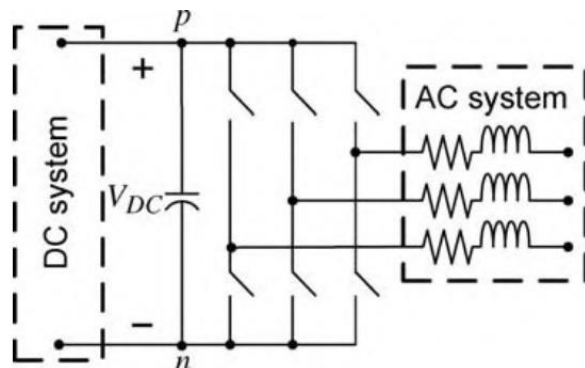
Στο **Σχ. 3.1** παρουσιάζεται το βασικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας. Η ημιγέφυρα αποτελείται από τον πάνω και τον κάτω ημιαγωγικό διακόπτη, ενώ σε κάθε διακόπτη είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης, 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 πηγής τάσης. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται το κύκλωμά του. (**Σχ 3.2**)

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. [1]

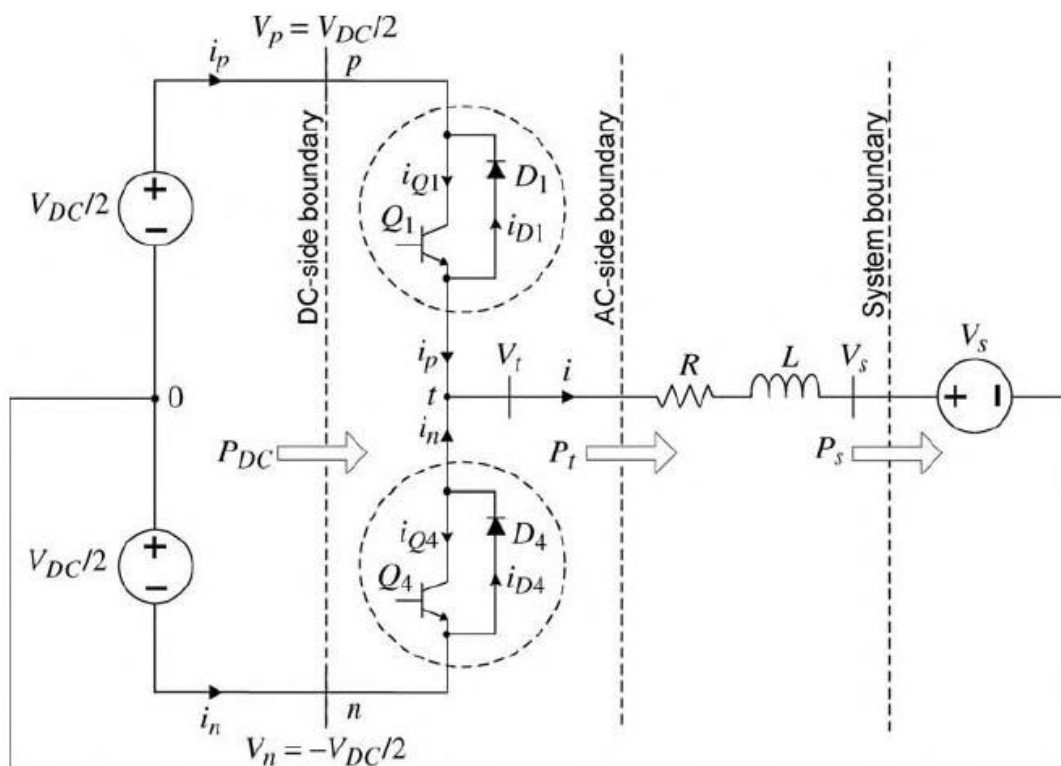


Σχήμα 3.2: Σχηματικό διάγραμμα τριφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, δύο επιπέδων.

3.3 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.

3.3.1 Δομή του ιδανικού αντιστροφέα.

Στο Σχ. 3.3 παρουσιάζεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.



Σχήμα 3.3: Σχηματικό διάγραμμα μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, δύο επιπέδων.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο αντιστροφέας αποτελείται από δύο διακοπτικά στοιχεία Q1 και Q2, τα οποία μπορεί να είναι ελεγχόμενα ή μη (τρανζίστορ ή διόδος), και δύο διόδους D1 και D2 οι οποίες είναι συνδεδεμένες αντιπαράλληλα, η καθεμία 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 διόδο, η θετική φορά του ρεύματος απορρέει με την ροή του ρεύματος 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 διαγράφονται 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, 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. 3.3 και τέλμα 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 η γείωση) 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. Αυτός ο κόμβος επιλέγεται ως κόμβος αναφοράς, για τον υπολογισμό των διαφορών τάσεων του κυκλώματος.

Η τάση V_t είναι η τάση στους ακροδέκτες εξόδου της AC πλευράς του αντιστροφέα. Η τάση αυτή έχει την μορφή ενός διακοπτικού τετραγωνικού παλμού, και κατά συνέπεια περιέχει ανεπιθύμητες αρμονικές. Συνεπώς, ο κλάδος της σύνθετης αντίστασης που συνδέεται στους ακροδέκτες εξόδου της AC πλευράς, λειτουργεί ως ένα βαθυπερατό φίλτρο, το οποίο συμβάλλει στην δημιουργία τάσης εξόδου, με μειωμένη αλλοίωση από ανεπιθύμητες αρμονικές (σχεδόν ημιτονοειδή). [1]

3.3.2 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Σε αυτό το σημείο θα παρουσιάσουμε τον μη ιδανικό αντιστροφέα ημιγέφυρας και θα αναλύσουμε τις εξισώσεις και τον έλεγχο αυτού. Στην ανάλυσή μας συμπεριλαμβάνονται οι εσωτερικές τάσεις και αντιστάσεις των τρανζίστορ και διόδων, ώστε στο πείραμά να ενταχθούν οι διάφορες παράμετροι, με στόχο την προσέγγιση των πραγματικών συνθηκών.

Για την ανάλυσή, λαμβάνουμε τις εξής υποθέσεις:

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

Στο **Σχ. 3.4** 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.

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

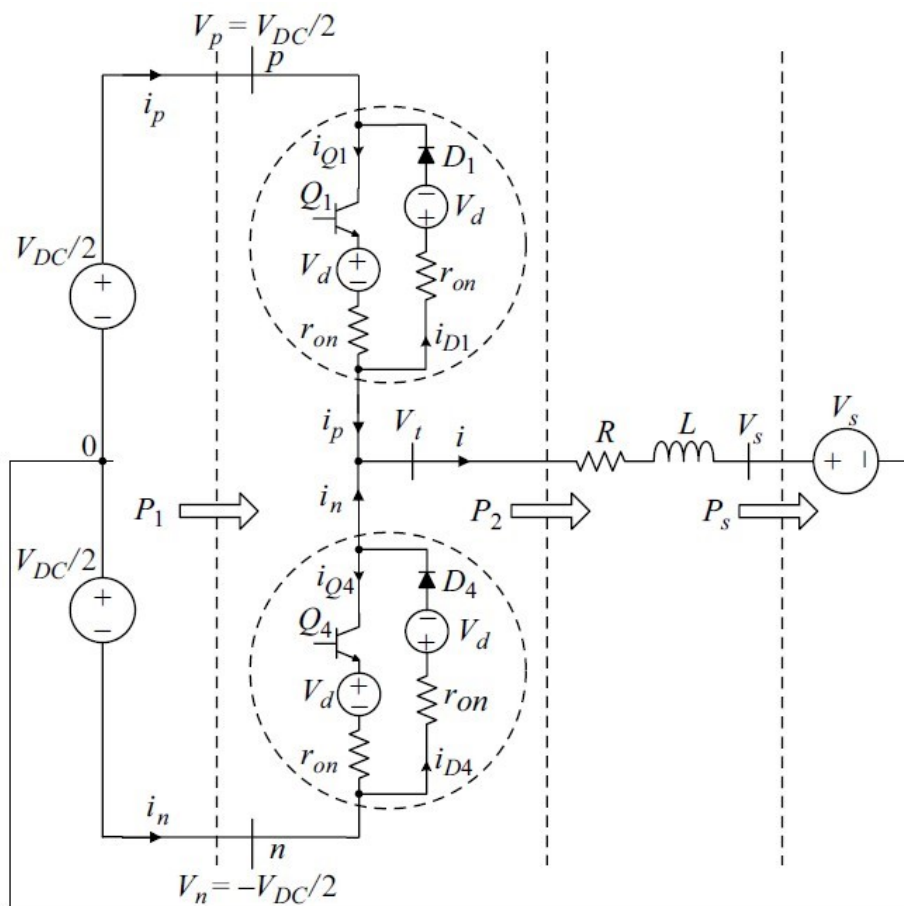
Με βάση το κύκλωμα παρακάτω, η δυναμική συμπεριφορά της εναλλασσόμενης πλευράς του αντιστροφέα περιγράφεται ως εξής:

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

όπου:

$$V_t(t) = \frac{V_{dc}}{2} m(t) \quad (3.2)$$

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



Σχήμα 3.4: Σχηματικό διάγραμμα μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, δύο επιπέδων.

- Το ρεύμα i είναι η μεταβλητή κατάστασης, αυτή περιγράφει την κατάσταση του δυναμικού συστήματος στις διάφορες χρονικές στιγμές.
- Η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα V_t είναι η είσοδος του ελέγχου. Ο έλεγχος υλοποιείται μέσω της ρύθμισης αυτής της μεταβλητής.
- Η τάση του δικτύου V_s είναι μια διαταραχή, δηλαδή είναι μια μεταβλητή που επηρεάζει την δυναμική του συστήματος, της οποίας την τιμή δεν μπορούμε να επηρεάσουμε.

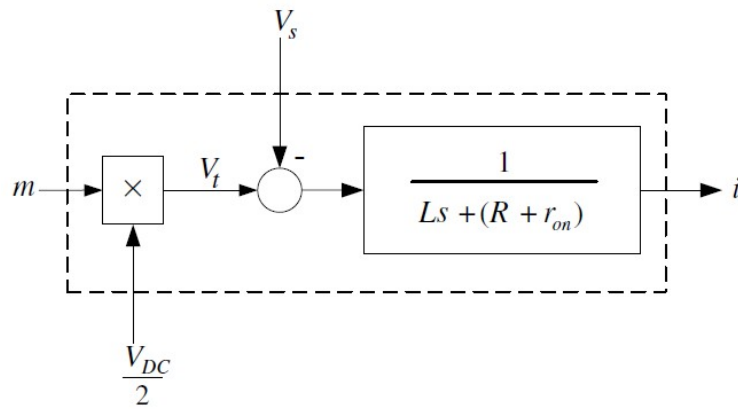
Από την σχέση (3.2) λοιπόν, παρατηρούμε ότι η είσοδος ελέγχου, V_t είναι ανάλογη του σήματος διαμόρφωσης πλάτους m , με σταθερά αναλογίας το $V_{DC}/2$, και κατά συνέπεια η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα μπορεί να ελεγχθεί από τη διαμόρφωση πλάτους m . Το σήμα διαμόρφωσης πλάτους, προκύπτει από την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

Το Σχ. 3.5 απεικονίζει το διάγραμμα ελέγχου του συστήματος που περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.1) και (3.2), στις οποίες βασιζόμαστε για να σχεδιάσουμε το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα. Όπως φαίνεται στην εικόνα, ο έλεγχος που έχουμε περιγράψει μέχρι στιγμής αντιστοιχεί σε έναν έλεγχο ανοιχτού βρόχου, καθώς λείπει ο κλάδος ανάδρασης που ολοκληρώνει τον κλειστό βρόχο. Στην επόμενη ενότητα θα παρουσιάσουμε πως επιτελείται ο έλεγχος κλειστού βρόχου, μέσω του οποίου θα ρυθμίζουμε το ρεύμα εξόδου στην τιμή αναφοράς του. [1]

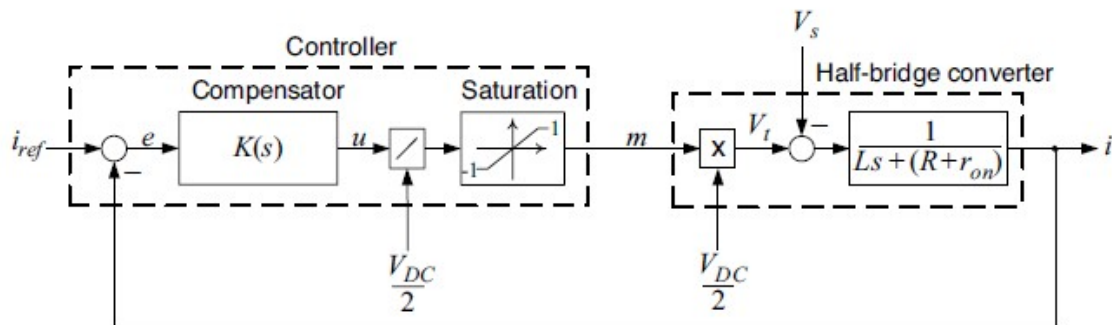
3.3.3 Έλεγχος κλειστού βρόχου μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Για να κλείσουμε το βρόχο ελέγχου και να έχουμε τον έλεγχο του ρεύματος εξόδου, καθώς αυτή η παράμετρος μας δείχνει την κατάσταση του συστήματος, πρέπει να προσθέσουμε στο σύστημα ανοιχτού βρόχου (Σχ. 3.5) έναν κλάδο ανάδρασης, ώστε να συγκρίνεται η έξοδος -ρεύμα- με την τιμή αναφοράς. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μέσω του συστήματος κλειστού βρόχου που παρουσιάζεται στο Σχ. 3.6.

Παρατηρούμε πως 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, το σφάλμα περνά μέσα από τη συνάρτηση μεταφοράς



Σχήμα 3.5: Σχήμα ελέγχου ανοιχτού βρόχου του αντιστροφέα πηγής τάσης.



Σχήμα 3.6: Σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου αντιστροφέα πηγής τάσης.

$K(s)$ και στην έξοδό του έχουμε το σήμα ελέγχου u . Η διαίρεση με το $V_{DC}/2$ γίνεται για την αναγωγή του σήματος στη μονάδα και 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 συμπεριφορά που θέλουμε να πετύχουμε. 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 στα επόμενα κεφάλαια). Για τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του συστήματος, είναι ικανοποιητική 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 k_i εξασφαλίζει ότι το ρεύμα i ακολουθεί την τιμή του ρεύματος αναφοράς i_{ref} με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, χωρίς την επίδραση της διαταραχής V_s .

Σύμφωνα με το Σχ. 3.5 και με χρήση της 3.3 εξίσωσης, η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος είναι η εξής:

$$G_o(s) = K(s) * \frac{1}{Ls + (R + r_{on})} \Rightarrow G_o(s) = \frac{k_p}{Ls} * \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{(R+r_{on})}{L}} \quad (3.4)$$

Το σύστημα αυτό, έχει έναν ευσταθή πόλο, που βρίσκεται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, τον $s = -\frac{R+r_{on}}{L}$, με R, r_{on}, L θετικά. 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 επιλεχθούν κατάλληλες τιμές για τα κέρδη του ελεγκτή ώστε:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R + r_{on}}{L} \quad (3.5)$$

Έτσι, με αυτές τις τιμές, η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφέα γίνεται:

$$G_o(s) = \frac{k_p}{Ls} \quad (3.6)$$

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

$$G_c(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{Ls}}{1 + \frac{k_p}{Ls}} \Rightarrow G_c(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{k_p}s} \quad (3.7)$$

Ο όρος $\frac{L}{k_p}$ εκφράζει την χρονική σταθερά απόκρισης του ελέγχου. Επομένως η τιμή του ορίζει το πόσο γρήγορα αποκρίνεται το σύστημα μας σε κάποια μεταβολή. Άρα αν $\tau_i = \frac{L}{k_p}$, τότε έχουμε την εξής συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου:

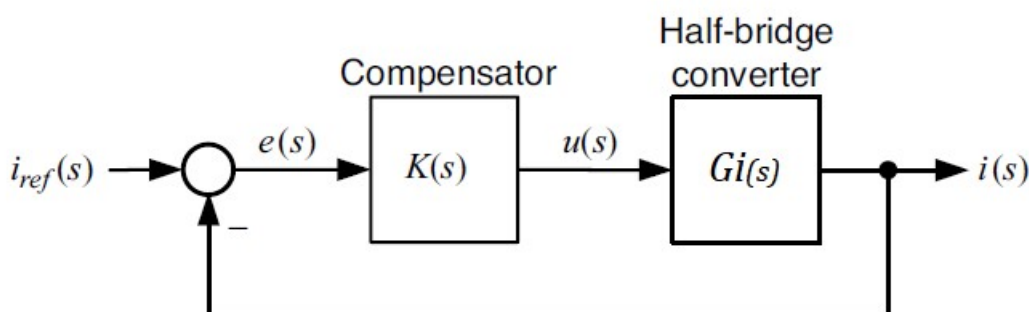
$$G_c(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.8)$$

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 αρμονικές αλλοιώσεις από την υψηλή διακοπτική συχνότητα. Συμπερασματικά, για την ικανοποίηση των παραπάνω απαιτήσεων πρέπει να γίνει η επιλογή ενός τ_i μικρού αλλά ταυτόχρονα ακούοντως μεγάλου.

3.3.4 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. 3.7.



Σχήμα 3.7: Απλοποιημένο σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος είναι:

$$G_c(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad \text{όπου } G_o(s) = K(s) * G_i(s) \quad (3.9)$$

$K(s)$ 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 αναλλοίωτο, η απόκριση συχνότητας του κλειστού συστήματος δίνεται ως:

$$G_c(s)|_{s=j\omega} = \frac{G_o(j\omega)}{1 + G_o(j\omega)} \quad (3.10)$$

και σε πολικές:

$$G_c(j\omega) = |G_c(j\omega)|e^{j\delta} \quad (3.11)$$

Σύμφωνα με τον ορισμό της απόκρισης συχνότητας, όταν ένα ημιτονοειδές σήμα, μιας συγκεκριμένης συχνότητας ω , 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 διαιρεμένο με την ποσότητα $|G_c(j\omega_o)|$ 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 $|G_c(j\omega_o)|$ να ισούται με τη μονάδα και η καθυστέρηση δ να είναι ίση με μηδέν. Βασιζόμενοι στην εξίσωση (3.10), αυτό επιτυγχάνεται όταν το κέρδος ανοιχτού βρόχου $|G_o(j\omega_o)|$ είναι άπειρο, στην συχνότητα του σήματος αναφοράς.

Στο δίκτυο λοιπόν που προσομοιώνουμε, η εισερχόμενη διαταραχή στο σύστημα ελεγκτή-αντιστροφέα (Vs), αντιστοιχεί στην φασική τάση του δικτύου, η οποία ως γνωστόν είναι ημιτονοειδής συνάρτηση του χρόνου σταθερής κυκλικής συχνότητας ω . Το ίδιο ισχύει και για το ρεύμα της γραμμής. Το ω είναι σταθερό αφού και η συχνότητα του δικτύου f είναι σταθερή στα 50Hz ($\omega_o = 2\pi f$). Συνεπώς ο ελεγκτής θα πρέπει να είναι ικανός να ακολουθεί το σήμα αναφοράς, το οποίο εδώ είναι ημιτονοειδούς μορφής ως εξής:

$$i_{ref}(t) = I \cos(\omega_o(t) + \phi) * u(t) \quad (3.12)$$

Όπου I είναι το πλάτος του σήματος αναφοράς, ϕ είναι η αρχική του φάση και $u(t)$ είναι η μοναδιαία βηματική συνάρτηση.

Εάν υποθέσουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος ελεγκτή-αντιστροφέα δίνεται από τη σχέση (3.8), η έξοδος του συστήματος στην μόνιμη κατάσταση θα έχει μορφή :

$$i(t) = \frac{I}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_o)^2}} \cos(\omega_o t + \phi + \delta) \quad (3.13)$$

Όπου δ είναι η μετατόπιση φάσης και δίνεται ως: $\delta = -\tan^{-1}(\tau_i \omega_o)$. Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις εάν χρησιμοποιήσουμε έναν PI ελεγκτή τότε το ρεύμα εξόδου 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 $\sqrt{1 + (\tau_i \omega_o)^2}$ άρα το πλάτος του είναι μικρότερο από αυτό του ρεύματος αναφοράς. Επιπλέον, το ρεύμα έπεται του ρεύματος αναφοράς κατά την γωνία δ . Και τα δύο σφάλματα εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την τιμή του γινομένου $(\tau_i \omega_o)^2$ και συνεπώς 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. 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 μπορεί να μην είναι εφικτή εξαιτίας πρακτικών περιορισμών του συστήματος ή και απαιτήσεων. Για παράδειγμα, ενώ ένας ελεγκτής ρεύματος κλειστού βρόχου με χρονική απόκριση $\tau_i = 2ms$ 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 πετύχουμε μικρότερα σφάλματα κατά τον έλεγχο ημιτονοειδών σημάτων, πρέπει να επιλέξουμε έναν ελεγκτή με μία πολύ πιο περίπλοκη συνάρτηση μεταφοράς, μεγαλύτερης τάξης, κάτι που θα ήταν ανεπιθύμητο. Επίσης πρέπει να σχεδιάσουμε έναν βρόχο ελέγχου με πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Όπως είπαμε 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 μονόδρομος για αυτόν τον σκοπό.

Εν τέλει, για τον αποτελεσματικό έλεγχο του αντιστροφέα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας απλοποιημένος ελεγκτής, με μικρό εύρος ζώνης, ο οποίος θα είναι ικανός να ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια το συχνά μεταβαλλόμενο σήμα αναφοράς. Για το λόγο αυτό πρέπει να μετατρέψουμε τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς σε συνεχή, 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 συνεχή. [1]

3.4 Μετασχηματισμός ημιτονοειδών σημάτων σε συνεχή.

3.4.1 Αναπαράσταση συμμετρικών τριφασικών σημάτων με φασιδέτες χώρου.

Ας θεωρήσουμε το ακόλουθα συμμετρικά τριφασικά σήματα:

$$f_a(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o) \quad f_b(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) \quad f_c(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.14)$$

όπου \hat{f} είναι το πλάτος, ω η κυκλική συχνότητα και θ_o 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 φασιδέτες χώρου είναι:

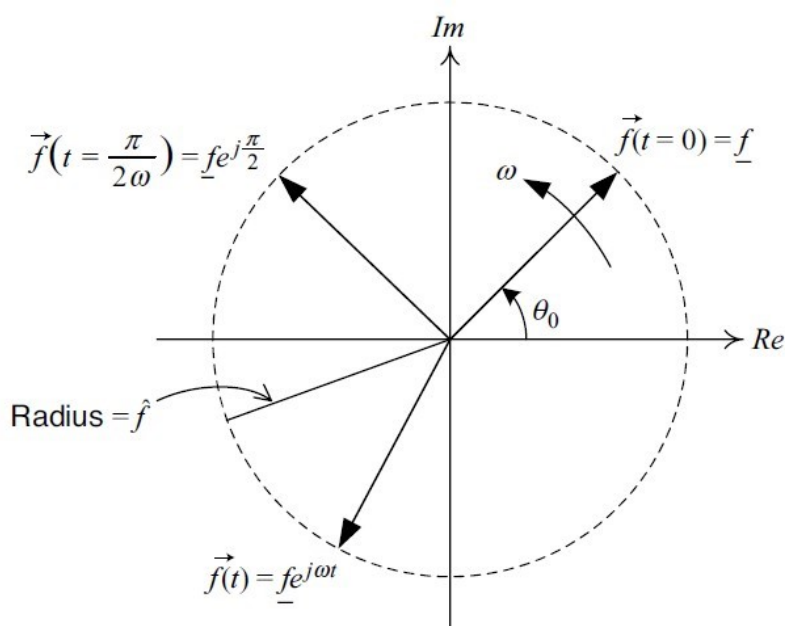
$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} [e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t)] \quad (3.15)$$

Αντικαθιστώντας τα $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ στην σχέση (3.15) με τις εξισώσεις αυτών (3.14), και κάνοντας χρήση των ταυτοτήτων: $\cos\theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ και $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} = 0$ καταλήγουμε:

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} e^{j\theta_o}) e^{j\omega t} = \tilde{f} e^{j\omega t} \quad \text{όπου} \quad \tilde{f} = (\hat{f} e^{j\theta_o}) \quad (3.16)$$

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, αντιστοιχεί ουσιαστικά στον κλασικό φασιδέτη 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 (3.16), ο φασιδέτης χώρου $\vec{f}(t)$ αναπαριστά τον φασιδέτη \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 \tilde{f} είναι συνάρτηση του χρόνου, το ίδιο θα ισχύει και για τον φασιδέτη \vec{f} . [6]



Σχήμα 3.8: Αναπαράσταση φασιδετών 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:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f}(t)\cos[\theta(t)] \\ f_b(t) &= \hat{f}(t)\cos[\theta(t) - \frac{2\pi}{3}] \\ f_c(t) &= \hat{f}(t)\cos[\theta(t) - \frac{4\pi}{3}] \\ \theta(t) &= \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau)d\tau \end{aligned} \quad (3.17)$$

Με βάση λοιπόν τις παραπάνω εξισώσεις, καταλήγουμε στην πιο γενική μορφή του χωρικού φασιθέτη η οποία περικλείει πληροφορία για το πλάτος, την φασική γωνία και τη συχνότητα του αρχικού συμμετρικού τριφασικού συστήματος. Η έκφρασή του, κάνοντας χρήση της (3.15) είναι η εξής:

$$\vec{f} = (\hat{f}e^{j\theta(t)}) \quad (3.18)$$

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

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Re}(\vec{f}(t)e^{-j0}) \\ f_b(t) &= \text{Re}(\vec{f}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \\ f_c(t) &= \text{Re}(\vec{f}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

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. [7]

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

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (3.20)$$

Αν αντικαταστήσουμε την σχέση (3.20) στην σχέση (3.15) της προηγούμενης ενότητας και εξισώσουμε πραγματικά και φανταστικά μέρη, προκύπτει ο μετασχηματισμός από το abc στο αβ πεδίο:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} C \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Με C :

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Αντίστοιχα, με βάση τις εξισώσεις (3.19), (3.20) μπορούμε να εκφράσουμε τα σήματα $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ συναρτήσει των συνιστωσών $f_\alpha(t)$, $f_\beta(t)$, και να προκύψει ο αντίστροφος μετασχηματισμός, δηλαδή από το αβ στο abc πεδίο, ως εξής:

$$\begin{aligned}
 f_a(t) &= \operatorname{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j0}] = f_\alpha(t) \\
 f_b(t) &= \operatorname{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j\frac{2\pi}{3}}] = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t) \\
 f_c(t) &= \operatorname{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j\frac{4\pi}{3}}] = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

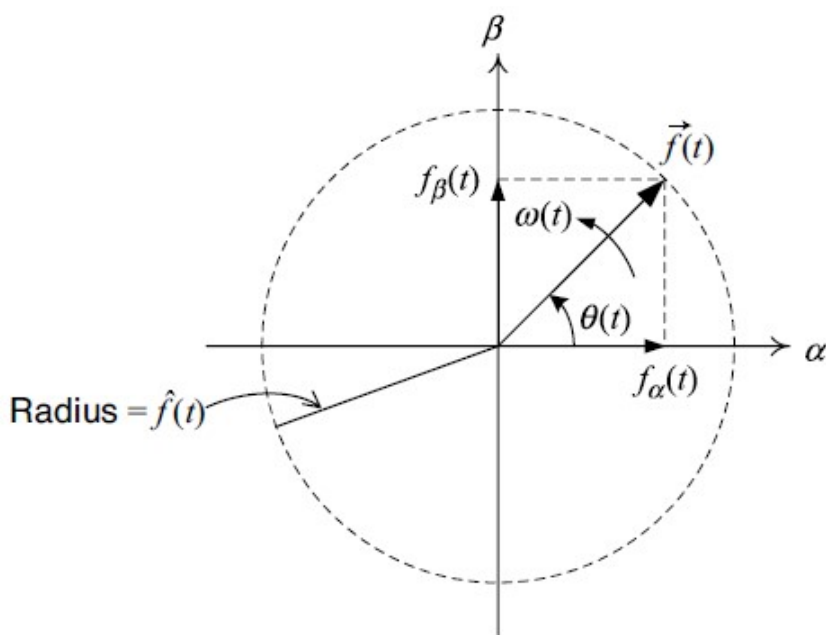
Οι οποίες σε μορφή πινάκων γράφονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

όπου:

$$C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

Παρατηρώντας κανείς το παρακάτω σχήμα μπορεί να συμπεράνει ότι οι συνιστώσες $f_\alpha(t)$ 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 φασιδέτη χώρου στις συνιστώσες του στο $\alpha\beta$ -πεδίο φαίνεται στο Σχ. 3.9.



Σχήμα 3.9: Απεικόνιση του φασιδέτη $\vec{f}(t)$ στο $\alpha\beta$ -επίπεδο.

Από το Σχ. 3.9, γίνεται εύκολα κατανοητό ότι ισχύουν οι εξής εξισώσεις:

$$\begin{aligned}
 \hat{f}(t) &= \sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)} \\
 f_\alpha(t) &= \hat{f}(t)\cos[\theta(t)] \\
 f_\beta(t) &= \hat{f}(t)\sin[\theta(t)]
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις συμπεραίνουμε ότι τα $f_\alpha(t)$ 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 $\alpha\beta$ -επίπεδο θα ισχύει $\vec{u}(t) = u_\alpha(t) + ju_\beta(t)$ και $\vec{i}(t) = i_\alpha(t) + ji_\beta(t)$. Εφόσον λοιπόν η στιγμιαία φαινόμενη ισχύς

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

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}[u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t)] \\ q(t) &= \frac{3}{2}[-u_\alpha(t)i_\beta(t) + u_\beta(t)i_\alpha(t)] \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.4.3 Μετασχηματισμός Park και dq - επίπεδο.

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, ενώ περάσαμε από τις πολικές συντεταγμένες και τους φασιδέτες 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: [7]

- 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 μετατροπών 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 φασιδέτης χώρου, ο οποίος είναι εκφρασμένος στις συνιστώσες α,β:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (3.28)$$

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

$$f_d + jf_q = [f_\alpha(t) + jf_\beta(t)]e^{-j\varepsilon(t)} \quad (3.29)$$

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:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) = \hat{f}(t)e^{j[\theta_o + \int \omega(\tau)d\tau]} \quad (3.30)$$

Εάν επιλεγεί $\varepsilon(t) = \varepsilon_o + \int \omega(\tau)d\tau$, τότε με βάση τις 3.28 και 3.29 η αναπαράσταση στο dq πεδίο του $\vec{f}(t)$ γίνεται:

$$f_d + jf_q = \hat{f}(t)e^{j[\theta_o - \varepsilon_o]} \quad (3.31)$$

το οποίο είναι σταθερός μιγαδικός αριθμός, και κατ'επέκταση οι συνιστώσες των αντίστοιχων τριφασικών σημάτων είναι συνεχείς. 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 (3.29) εάν την πολλαπλασιάσουμε με τον όρο $e^{j\varepsilon(t)}$, οπότε και προκύπτει:

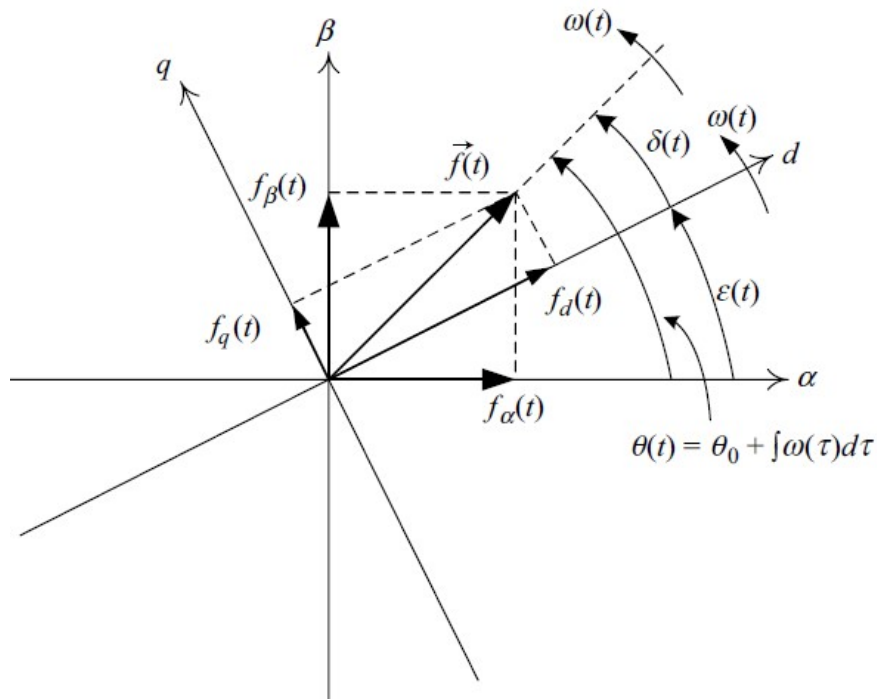
$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) = (f_d + jf_q)e^{j\varepsilon(t)} \quad (3.32)$$

Η προηγούμενη εξίσωση μπορεί να γραφτεί και ως εξής:

$$\vec{f}(t) = f_d(1 + 0j)e^{j\varepsilon(t)} + f_q(0 + 1j)e^{j\varepsilon(t)} \quad (3.33)$$

Βασισμένη στη σχέση (3.33), 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 $\alpha\beta$ -επιπέδου, 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 $\alpha\beta$ -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. 3.10.



Σχήμα 3.10: 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
- $\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$: 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:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = R[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

όπου:

$$R[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ -\sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

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

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = R^{-1}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

όπου:

$$R^{-1}[\varepsilon(t)] = R[-\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & -\sin\varepsilon(t) \\ \sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Εάν αντικαταστήσουμε τη σχέση (3.21) στην σχέση (3.34), προκύπτει απευθείας ο μετασχηματισμός από το abc στο dq επίπεδο:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} R[\varepsilon(t)] C \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

όπου:

$$T[\varepsilon(t)] = R[\varepsilon(t)] C = R[-\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \cos[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}] & \cos[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}] \\ \sin\varepsilon(t) & \sin[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}] & \sin[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Αντίστοιχα, ο μετασχηματισμός από το dq επίπεδο απευθείας στο abc προκύπτει αν αντικαταστήσουμε την σχέση (3.36) στην σχέση (3.24) και είναι ο εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = T[\varepsilon(t)]^T \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

όπου:

$$T[\varepsilon(t)]^T = C^T R[-\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ \cos[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}] & \sin[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}] \\ \cos[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}] & \sin[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Τέλος, παρατηρώντας το Σχ. 3.10 καταλήγουμε στις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} \hat{f}(t) &= \sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)} \\ \cos[\delta(t)] &= \frac{f_d(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}} \Rightarrow f_d(t) = \hat{f}(t)\cos[\delta(t)] \\ \sin[\delta(t)] &= \frac{f_q(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}} \Rightarrow f_q(t) = \hat{f}(t)\sin[\delta(t)] \end{aligned} \quad (3.42)$$

όπου $\delta(t) = \theta(t) - \varepsilon(t)$

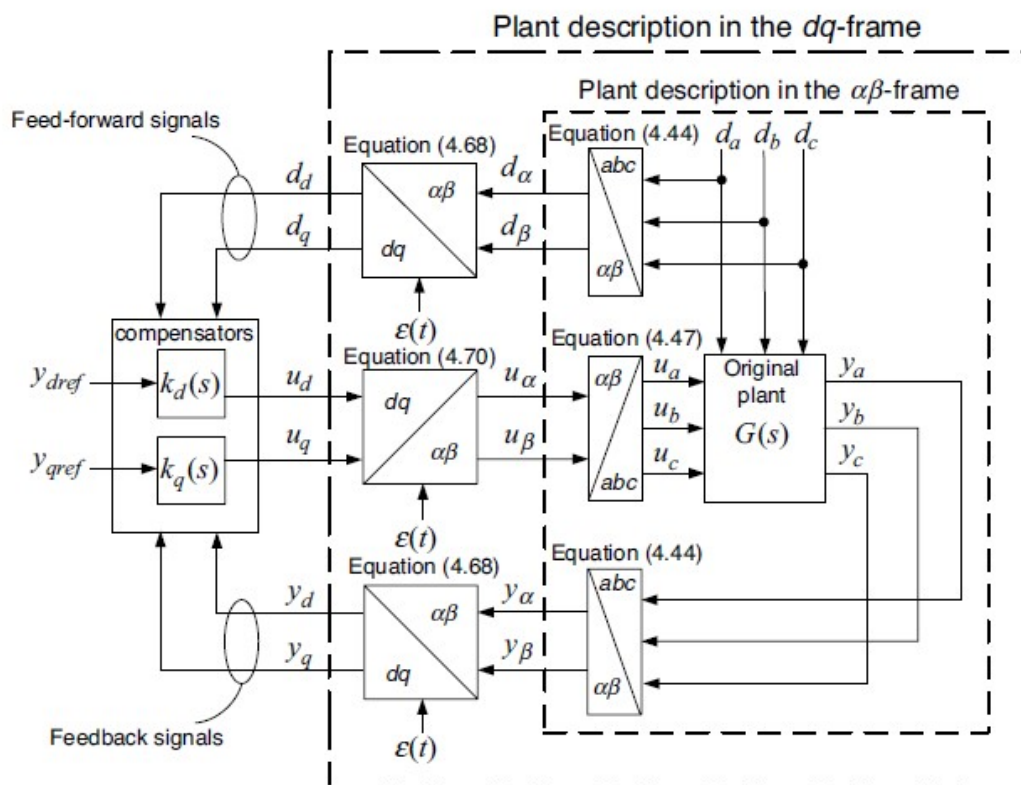
Οι συνιστώσες $f_d(t)$, $f_q(t)$ απλοποιούνται σε DC μεγέθη, όταν κρατάμε την γωνία $\delta(t)$ σταθερή. Το $\delta(t)$ είναι η γωνία του διανύσματος $\vec{f}(t)$ με τον άξονα d, και άρα όταν εξαναγκάζουμε το πεδίο dq να περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με αυτήν που περιστρέφεται το διάνυσμα $\vec{f}(t)$, 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: $\vec{V}(t) = [V_d(t) + V_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}$ και $\vec{i}(t) = [i_d(t) + j i_q(t)]e^{j\varepsilon(t)}$.

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

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{3}{2}[V_d(t)i_d(t) + V_q(t)i_q(t)] \\ Q(t) &= \frac{3}{2}[-V_d(t)i_q(t) + V_q(t)i_d(t)] \end{aligned} \quad (3.43)$$

Στην περίπτωση λοιπόν, που με τον τρόπο που εξηγήσαμε πιο πάνω, ρυθμίσουμε τις συνιστώσες dq του διανύσματος της τάσης ώστε $u_d(t) = \hat{u}(t)$ και $u_q(t) = 0$, τότε παρατηρούμε από τις εξισώσεις (3.43) 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.



Σχήμα 3.11: Γενικό διάγραμμα ελέγχου τριφασικών συστημάτων με μετατροπείς πηγής τάσης.

3.5 Γενική μορφή του ελέγχου στο dq - πεδίο.

Στο Σχ. 3.11, παρουσιάζεται το γενικό διάγραμμα ελέγχου των τριφασικών συστημάτων, που ενσωματώνουν μετατροπείς πηγής τάσης, στο dq πεδίο.

Το διάγραμμα σχεδιάστηκε 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 $\alpha\beta$ -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 διάφορα σήματα είναι DC.
3. Η παραγωγή και αντίστροφη μετατροπή των σημάτων ελέγχου από το πεδίο dq u_d, u_q στο $\alpha\beta$ 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. Η ανάδραση της απόκρισης του συστήματος στους ελεγκτές, αφού πρώτα κάνουμε τις μετατροπές των σημάτων από το πεδίο abc στο $\alpha\beta$ -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.

Κεφάλαιο 4

Έλεγχος ισχύος τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSC)

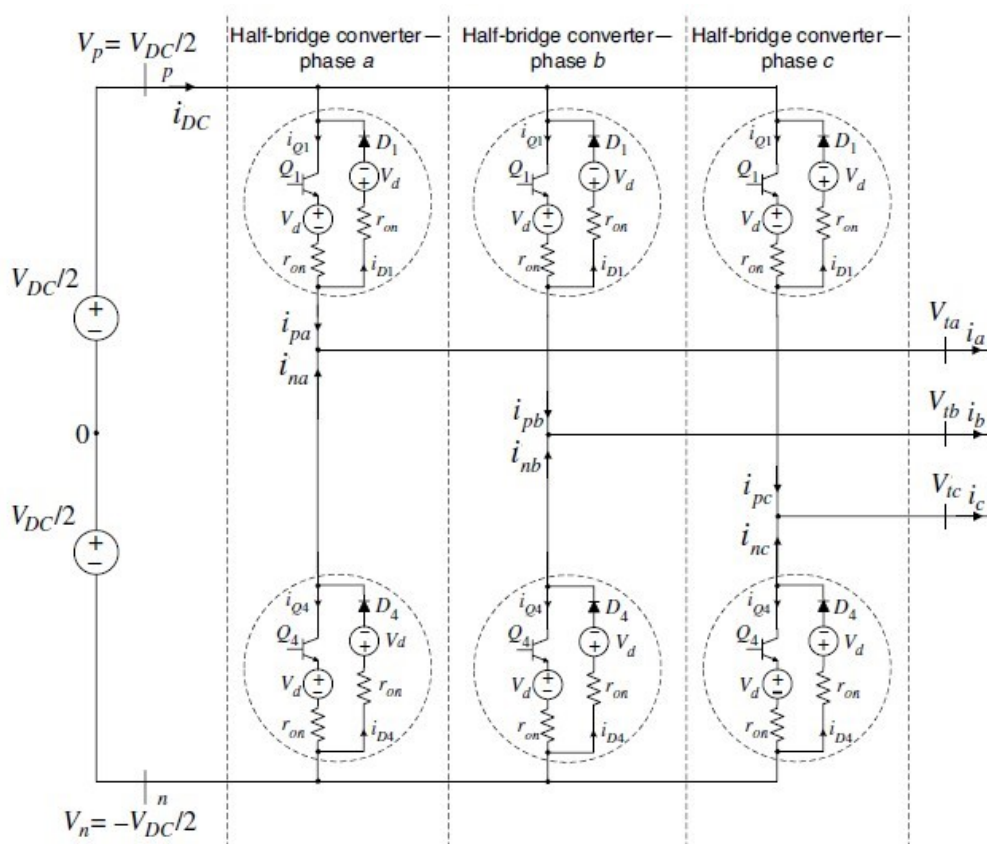
4.1 Εισαγωγή.

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθεί ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος, ελέγχου τάσης και εικονικής γεννήτριας για τον έλεγχο της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Επιπλέον, στον έλεγχο ρεύματος 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.

4.2 Κυκλωματική δομή τριφασικού αντιστροφέα.

Το κυκλωματικό διάγραμμα του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, συντίθεται από τον παραλληλισμό των αντίστοιχων κυκλωμάτων τριών πανομοιότυπων μονοφασικών αντιστροφένων 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 αντιστροφέας 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 προηγούμενο 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 εναλλασσόμενη πλευρά της κάθε φάσης του τριφασικού αντιστροφέα.

$$\begin{aligned} V_{ta}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_a(t) \\ V_{tb}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_b(t) \\ V_{tc}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_c(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

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

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

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:

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

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:

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

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.

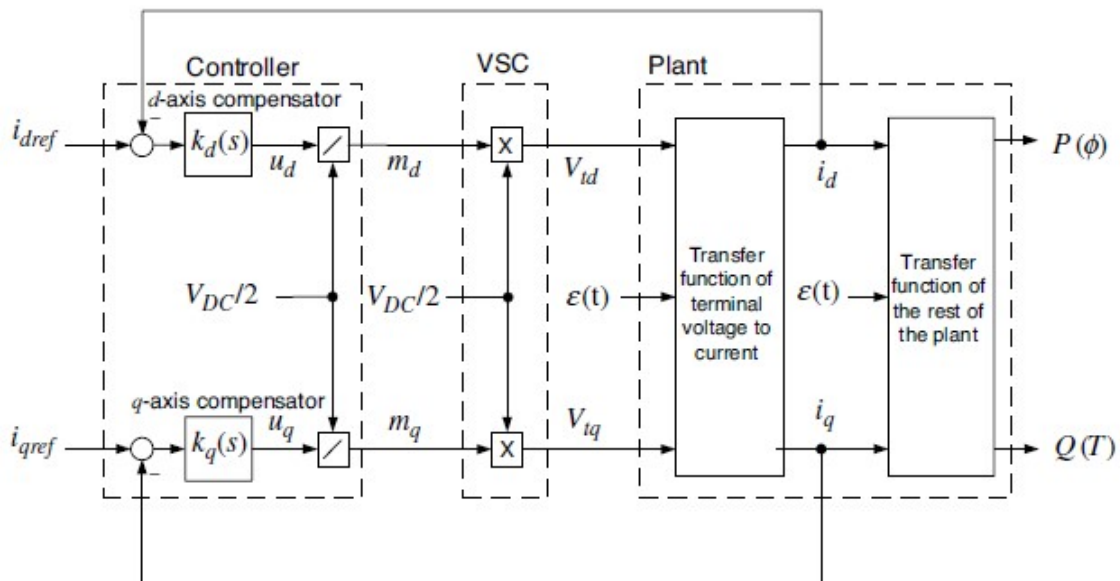
Ως γνωστόν, η ισχύς στην DC και AC πλευρά των αντιστροφέων είναι περίπου ίσες (αν αμελήσουμε τις εσωτερικές απώλειες ισχύος εξαιτίας των διακοπτικών στοιχείων), οπότε ισχύει:

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

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.



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

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

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_{td} , V_{tq}), 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 A^n 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. [7]

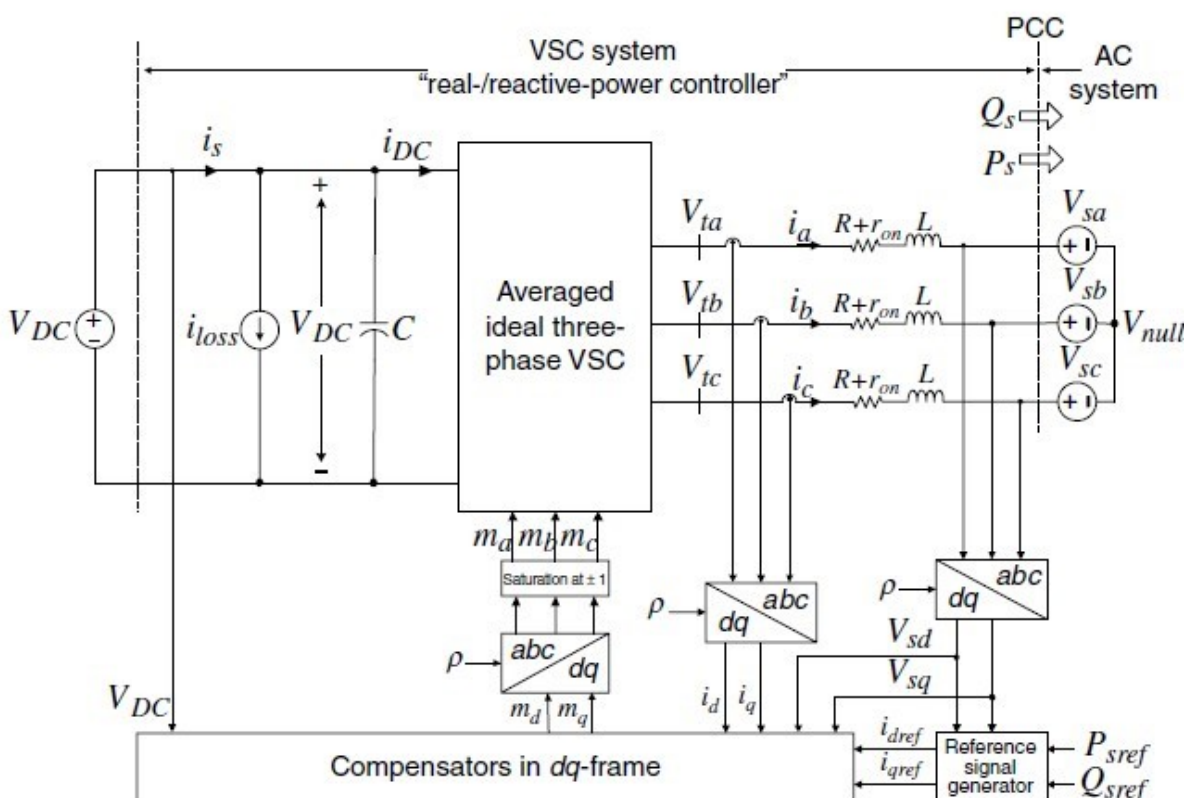
4.3 Έλεγχος της ισχύος του αντιστροφέα.

Τρεις είναι οι 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), η δεύτερη ως αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control) και η τρίτη ως αλγόριθμος εικονικής μοντελοποίησης γεννήτριας (VSG - Virtual Synchronous Generator). 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 ακριβείας. Η τρίτη μέθοδος μοντελοποιεί μια σύγχρονη γεννήτρια ως προς την συμπεριφορά της σε μεταβολές παραμέτρων του δικτύου στο οποίο αυτή είναι συνδεδεμένη (συχνότητα και πλάτος τάσης) και προσπαθεί να μιμηθεί μια συμπεριφορά τέτοιου είδους. Βασικό μειονέκτημα της μεθόδου είναι το γεγονός ότι δεν μπορεί να αποδοθεί η πραγματική αδράνεια μιας γεννήτριας μέσω του αλγορίθμου, λόγω της πρακτικά μηδενικής απόκρισης μιας υφιστάμενης γεννήτριας σε κάποιο μεταβατικό φαινόμενο. Βέβαια σημαντικό πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί το γεγονός ότι μπορεί και αποκρίνεται σε εύρος συχνοτήτων αρκετά μεγάλο ώστε να μπορεί να "συνεργαστεί"

σε δίκτυο με υφιστάμενες γεννήτριες, ακόμη και σε δίκτυο αρκετά μικρής ισχύος συγκριτικά με την ισχύ του αντιστροφέα που συνδέουμε. Αυτό επιτυγχάνεται καθώς μέσα από το μοντέλο της γεννήτριας, ο αντιστροφέας συμβάλλει ενεργά στην αύξηση της ευστάθειας του δικτύου μέσω ρύθμισης τάσης αλλά και συχνότητας.

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. [7]



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 : ισχύς που ανταλλάσσεται 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:

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

Όπου, \hat{V}_s είναι το πλάτος της πηγής τάσης, ω_o είναι η κυκλική συχνότητα του δικτύου και θ_o είναι η αρχική φάση της πηγής. Ο φασιθέτης χώρου της Vsabc είναι:

$$\vec{V}_s(t) = \hat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)} \quad (4.10)$$

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:

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

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

$$L \frac{d}{dt} [(i_d + j i_q) e^{j\varepsilon(t)}] = -(R + r_{on})(i_d + j i_q) e^{j\varepsilon(t)} + (v_{td} + j v_{tq}) e^{j\varepsilon(t)} - \hat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)} \quad (4.13)$$

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

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} i_q - (R + r_{on}) i_d + v_{td} - \hat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} i_d - (R + r_{on}) i_q + v_{tq} - \hat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Για να φέρουμε τις εξισώσεις (4.14) στην κλασική μορφή των εξισώσεων κατάστασης θέτουμε τη μεταβλητή ελέγχου $\omega(t) = \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$.

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega(t) i_q - (R + r_{on}) i_d + v_{td} - \hat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega(t) i_d - (R + r_{on}) i_q + v_{tq} - \hat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Στις εξισώσεις (4.15), 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 (4.15) είναι μη γραμμικό εξαιτίας των όρων $\omega(t) i_q$, $\omega(t) i_d$, $\cos(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t))$, $\sin(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t))$.

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 (4.15). Θέτοντας, λοιπόν, $\omega(t) = \omega_o$ και $\varepsilon(t) = \omega_o t + \theta_o$ παίρνουμε:

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega_o i_q - (R + r_{on}) i_d + v_{td} - \hat{V}_s \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega_o i_d - (R + r_{on}) i_q + v_{tq} \end{aligned} \quad (4.16)$$

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 $\varepsilon(t) = \omega_o t + \theta_o$, αναφέρεται ως PLL (Phase-Locked Loop). Στην επόμενη υποενότητα παρουσιάζουμε την δομή και το μοντέλο του PLL.

4.3.2 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. [6]

Από το μετασχηματισμό Park γνωρίζουμε ότι ισχύει:

$$\begin{aligned} V_{sd} + jV_{sq} &= \hat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)} e^{-j\varepsilon(t)} \Rightarrow \\ V_{sd} + jV_{sq} &= \hat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) + j\hat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \Rightarrow \\ V_{sd} &= \hat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \quad \text{και} \quad V_{sq} = \hat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Οι σχέσεις (4.17) μπορούν να ξαναγραφτούν με βάσεις τις (4.16) ως εξής:

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega(t)i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - V_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega(t)i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - V_{sq} \\ \omega(t) &= \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Όπως είδαμε και προηγουμένως, αν ρυθμίσουμε το $\varepsilon(t) = \omega_o(t) + \theta_o$ τότε από την δεύτερη εξίσωση εκ των δύο (4.17) θα ισχύει $V_{sq} = 0$. Συνεπώς, κατασκευάζουμε ένα μηχανισμό ο οποίος θα κάνει την ρύθμιση αυτή. Αυτό επιτυγχάνεται με βάση την εξής ανάδραση:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t) \quad (4.19)$$

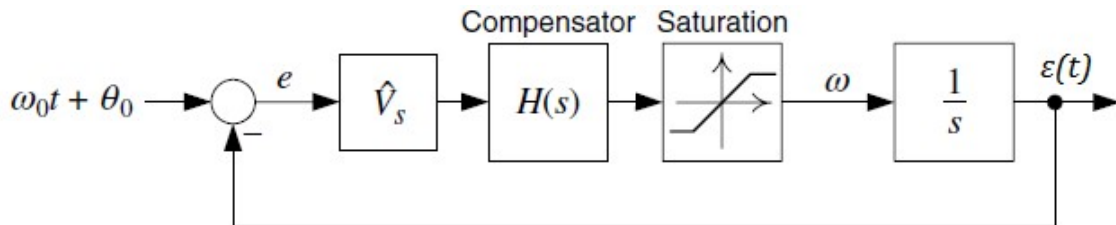
όπου το $H(p)$ είναι μια γραμμική συνάρτηση μεταφοράς και $p = \frac{d}{dt}$ είναι ο διαφορικός τελεστής. Αντικαθιστώντας στην τρίτη εκ των (4.18) τις εξισώσεις (4.19) και την δεύτερη εκ των (4.17), καταλήγουμε:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \hat{V}_s H(p) \sin[\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)] \quad (4.20)$$

Η εξίσωση (4.20) περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του PLL. Εφόσον λοιπόν το PLL πετυχαίνει την ρύθμιση $\varepsilon(t) = \omega_o(t) + \theta_o$, ο όρος $\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)$ θα είναι σχεδόν μηδενικός, οπότε μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ισχύει $\sin[\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)] \approx \omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)$. Με βάση αυτήν την απλοποίηση η εξίσωση (4.20) γίνεται:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \hat{V}_s H(p) [\omega_o t + \theta_o - \varepsilon(t)] \quad (4.21)$$

Η σχέση (4.21) αναπαριστά έναν κλασσικό έλεγχο κλειστού βρόχου, με σήμα αναφοράς το $(\omega_o t + \theta_o)$, 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. 4.4.



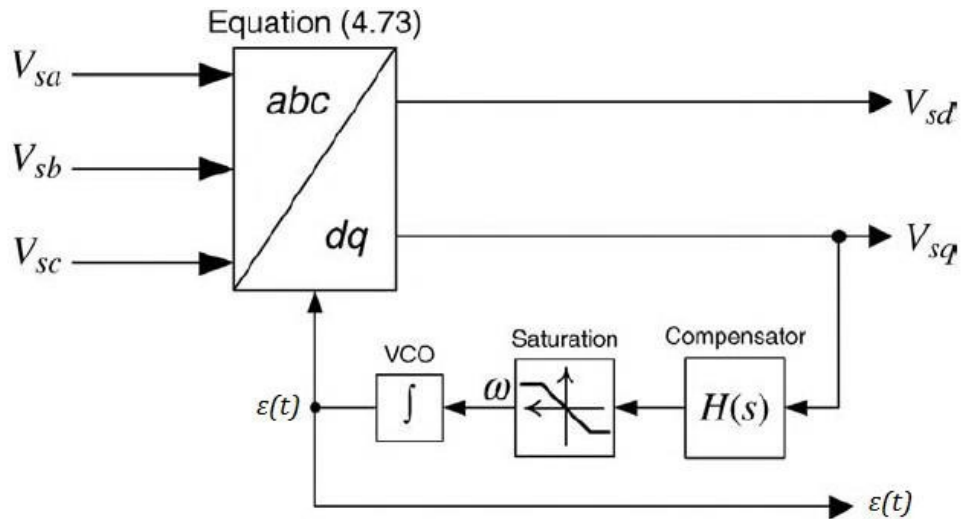
Σχήμα 4.4: Διάγραμμα ελέγχου του PLL.

Εφόσον μέσω του PLL πετυχαίνουμε την ρύθμιση $(\varepsilon(t) = \omega_o t + \theta_o)$ και κατά συνέπεια $\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega_o$, οι εξισώσεις (4.17) γίνονται:

$$V_{sd} = \hat{V}_s \quad \text{και} \quad V_{sq} = 0 \quad (4.22)$$

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, για τους σκοπούς του πειράματος.



Σχήμα 4.5: 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.

4.3.3 Υπολογισμός ισχύος αντιστροφέα.

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

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2}[V_{sd}i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)] \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2}[-V_{sd}i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)] \end{aligned} \quad (4.23)$$

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 (4.23), γίνονται

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2}\hat{V}_s i_d(t) \\ Q_s(t) &= -\frac{3}{2}\hat{V}_s i_q(t) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις συμπεραίνουμε ότι η ενεργός και άεργος ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα μπορούν να ελεγχθούν από τα $i_d(t), i_q(t)$ αντίστοιχα. Αν λύσουμε τις εξισώσεις (4.24) ως προς τις συνιστώσες του ρεύματος και στην ισχύ βάλουμε την επιθυμητή τιμή που θέλουμε να διοχετεύουμε ή να απορροφούμε από το σύστημα προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\begin{aligned} i_{dref}(t) &= \frac{2}{3\hat{V}_s} P_{sref}(t) \\ i_{qref}(t) &= -\frac{2}{3\hat{V}_s} Q_{sref}(t) \end{aligned} \quad (4.25)$$

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 $P_s \approx P_{sref}, Q_s \approx Q_{sref}$.

4.3.4 Αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος (Current Control).

Οι εξισώσεις (4.16) δίνουν το μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα, στο πεδίο dq. Εξαιτίας της παρουσίας των όρων $L\omega$, αυτές είναι συζευγμένες ως προς τα i_d και i_q . Εάν πάρουμε τα m_d, m_q έτσι ώστε:

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

$$m_q(t) = \frac{2}{V_{DC}}(u_q - L\omega_o i_d + V_{sq}) = \frac{2}{V_{DC}}(u_q - L\omega_o i_d)$$
(4.26)

όπου τα u_d και u_q είναι δύο καινούριες είσοδοι ελέγχου. Αν τα αντικαταστήσουμε στις εξισώσεις (4.26), τότε:

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

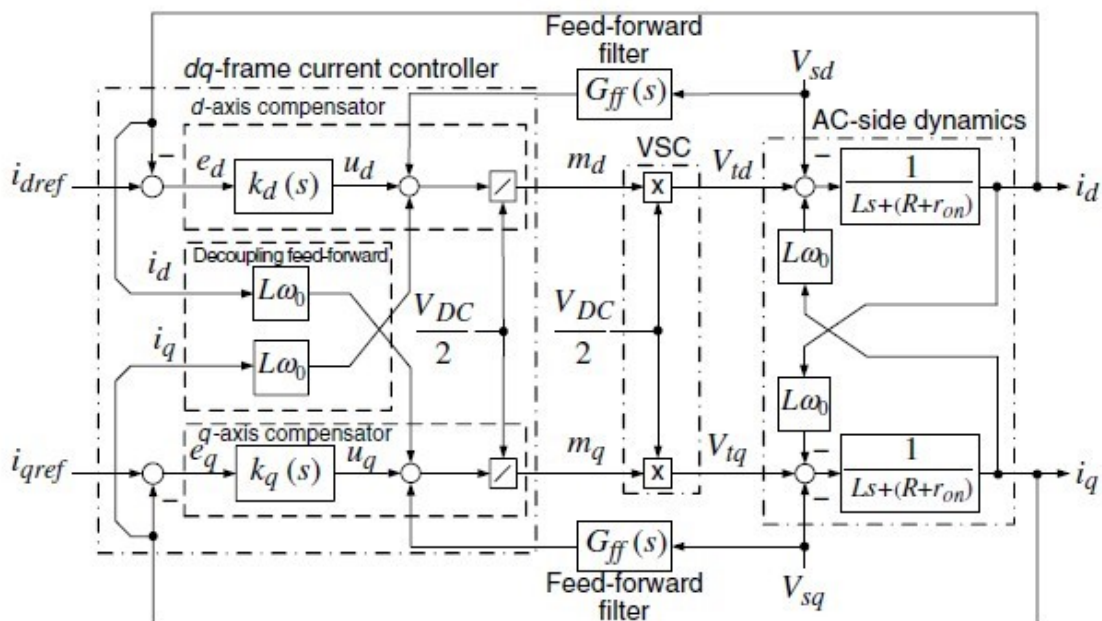
$$V_{tq}(t) = (u_q - L\omega_o i_d)$$
(4.27)

Εάν τώρα, αντικαταστήσουμε τις εξισώσεις (4.27) στις (4.16), θα καταλήξουμε στις σχέσεις:

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

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_q$$
(4.28)

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. 4.6 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος σε ένα διάγραμμα με μπλοκς. [1]



Σχήμα 4.6: 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 (4.25). 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 $L\omega_o i_q$ 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_i . 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 ανατροφοδοτείται, κλείνοντας έτσι τον βρόχο ελέγχου.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο πίσω από δύο τεχνικές ρύθμισης συχνότητας για την εφαρμογή τους στον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος. Τον έλεγχο στατισμού και τον έλεγχο εικονικής αδράνειας.

Έλεγχος στατισμού.

Όπως έχουμε ήδη αναφερθεί για την εικονική γεννήτρια, 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.

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:

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

Με βάση τη σχέση (4.64), προκύπτει η χαρακτηριστική καμπύλη στατισμού, γνωστή και ως χαρακτηριστική φορτίου-συχνότητας:

$$f = f_o + R(P1 - P) \quad (4.30)$$

όπου f_o η ονομαστική συχνότητα, R ο στατισμός και $P1$ το φορτίο που αντιστοιχεί στην ονομαστική συχνότητα.

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.

Έλεγχος εικονικής αδράνειας.

Η μεγάλη διείσδυση των αιολικών και φωτοβολταϊκών πάρκων στο δίκτυο, καθώς και η εκτεταμένη χρήση τους στα αυτόνομα δίκτυα, αντικαθιστούν σιγά 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.

Η εικονική αδράνεια είναι μια τεχνική που στόχο έχει να μιμηθεί την απόκριση λόγω αδράνειας που παρουσιάζουν οι στρεφόμενες γεννήτριες. Επιτυγχάνεται με τον έλεγχο της ισχύος που παρέχεται από τους αντιστροφείς που μπορεί να είναι συνδεδεμένοι σε μια A/Γ , είτε με μπαταρίες. Έτσι, η φιλοσοφία της τεχνικής αυτής είναι η δημιουργία μιας συμπεριφοράς του αντιστροφέα 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 f είναι μεγαλύτερος. Επειδή στην μόνιμη κατάσταση η συχνότητα είναι σταθερή (και α ς 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:

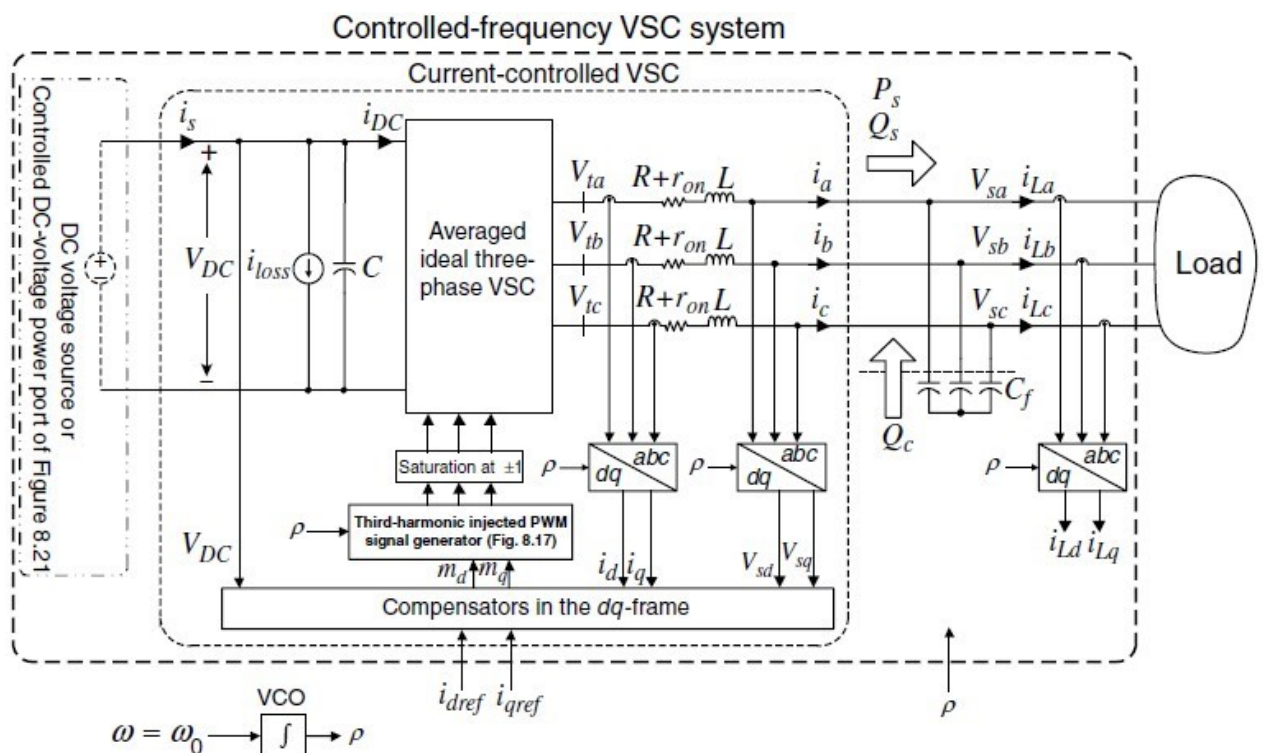
$$P_{in} = -M \frac{df}{dt} \quad (4.31)$$

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

4.3.5 Αλγόριθμος ελέγχου τάσης (voltage control) σε αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.

Σε συστήματα ελεγχόμενης συχνότητας υλοποιείται αλγόριθμος ελέγχου τάσης ο οποίος χρησιμοποιεί αρκετά στοιχεία του αλγορίθμου ελέγχου ρεύματος όπως περιγράψαμε παραπάνω. [6]

Έστω ότι έχουμε το παρακάτω σύστημα :



Σχήμα 4.7: Σχηματικό διάγραμμα συστήματος αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.

Αξιοποιώντας τις εξισώσεις του συστήματος για τον νόμο τάσεων Kirchoff στην AC πλευρά του δικτύου παίρνουμε τις εξισώσεις που είχαμε και πριν για τον έλεγχο ρεύματος και με την ίδια λογική κατασκευάζουμε τον έλεγχο τάσης.

Με την χρήση της σχέσης ρευμάτων Kirchoff για την εναλλασσόμενη πλευρά του δικτύου, καταλήγουμε στις παρακάτω εξισώσεις για τις τρεις φάσεις του δικτύου:

$$\begin{aligned} C_f \frac{dV_{sa}}{dt} &= i_a - i_{La} \\ C_f \frac{dV_{sb}}{dt} &= i_b - i_{Lb} \\ C_f \frac{dV_{sc}}{dt} &= i_c - i_{Lc} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Και σε διανυσματική μορφή:

$$C_f \frac{d\vec{V}_s}{dt} = \vec{i} - \vec{i}_L \quad (4.33)$$

αν την μεταφέρουμε στο dq-επίπεδο μέσω της σχέσης $\vec{f} = (f_d + jf_q)e^{j\rho}$, τότε η (4.30) μετατρέπεται σε:

$$C_f \frac{d[(V_{sd} + jV_{sq})e^{j\rho}]}{dt} = (i_d + ji_q)e^{j\rho} - (i_{Ld} + ji_{Lq})e^{j\rho} \quad (4.34)$$

Αν τώρα χωρίσουμε την παραπάνω σχέση σε φανταστικό και πραγματικό μέρος τότε παίρνουμε:

$$\begin{aligned} C_f \frac{dV_{sd}}{dt} &= C_f(\omega V_{sq}) + i_d - i_{Ld} \\ C_f \frac{dV_{sq}}{dt} &= -C_f(\omega V_{sd}) + i_q - i_{Lq} \quad \text{με} \quad \omega(t) = \frac{d\rho}{dt} \end{aligned} \quad (4.35)$$

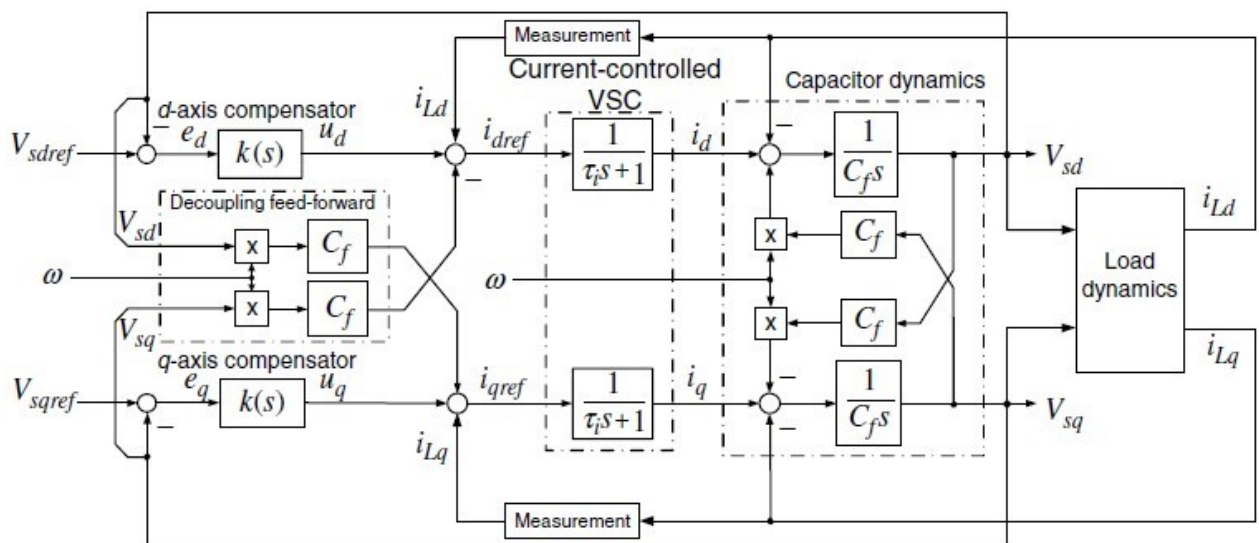
Από τις εξισώσεις (4.32) παρατηρούμε ότι τα V_{sd}, V_{sq} είναι οι έξοδοι του συστήματος του οποίου τα i_d, i_q και ω είναι οι είσοδοι ελέγχου ενώ τα i_{Ld} και i_{Lq} είναι οι διαταραχές του συστήματος.

Αν θέλουμε να ελέγξουμε την τάση V_s ως προς το μέτρο και ως προς τη συχνότητα το πετυχαίνουμε μέσω της παρακάτω διαδικασίας:

Με τον ίδιο τρόπο που κάναμε και στον έλεγχο ρεύματος, αν αποζεύξουμε τις εξισώσεις μεταξύ τους μπορούμε να ελέγξουμε τα V_{sd}, V_{sq} μέσω των i_{dref}, i_{qref} :

$$\begin{aligned} i_{dref} &= u_d - C_f(\omega V_{sq}) + i_{Ld} \\ i_{qref} &= u_q - C_f(\omega V_{sd}) + i_{Lq} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ο έλεγχος τάσης που βασίζεται στις παραπάνω εξισώσεις:



Σχήμα 4.8: Διάγραμμα ελέγχου τάσης αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.

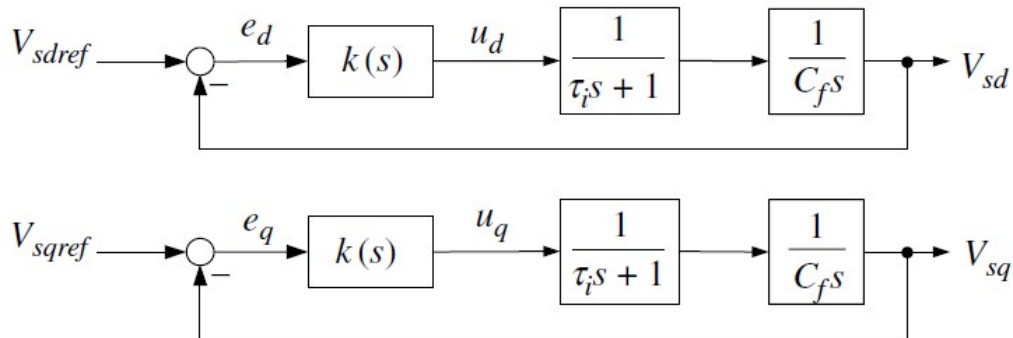
Όπως φαίνεται από το σχήμα συγκρίνουμε τα V_{sd}, V_{sq} με τα V_{sdref}, V_{sqref} και παίρνουμε τα σφάλματα e_d, e_q τα οποία τροφοδοτούμε σε ένα ελεγκτή ώστε να παράγει τα u_d, u_q . Στη συνέχεια λόγω της αποσύζευξης (decoupling) που έχουμε κάνει προσθέτουμε τα απαραίτητα σήματα ώστε μέσω των εξισώσεων (4.33) να πάρουμε τα i_{dref}, i_{qref} τα οποία μέσω της συνάρτησης μεταφοράς του σχήματος που προκύπτει από τη θεωρία του ελέγχου ρεύματος μας δίνουν τα i_d, i_q . Τέλος προσθέτουμε πάλι τα απαραίτητα σήματα για να πάρουμε μέσω των (4.32) τα V_{sd}, V_{sq} . Άρα παρατηρούμε ότι θέλοντας να οδηγήσουμε τα V_{sd}, V_{sq} στις κατάλληλες τιμές, ελέγουμε συνεχώς τα i_{dref}, i_{qref} . Βλέπουμε έτσι μία ακόμη μέθοδο ελέγχου των i_{dref}, i_{qref} εκτός από την μέθοδο που είδαμε με τις ισχύς στον έλεγχο ρεύματος.

Υπολογισμός των τιμών του PI ελεγκτή για τον έλεγχο τάσης.

Έχουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος $G_i(s) = \frac{1}{1+t_i(s)}$ η οποία έχει μοναδιαίο συνεχές κέρδος άρα η $(1 - G_i(s))$ έχει κέρδος DC μηδέν. Άρα το $G_i(s) = \frac{1}{1+t_i(s)}$ για μικρό t_s μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο για μεγάλο εύρος συχνοτήτων έτσι μπορούμε να πάρουμε τις παρακάτω απλοποιημένες εξισώσεις: [6]

$$\begin{aligned} \frac{V_{sd}(s)}{u_d(s)} &\approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \\ \frac{V_{sq}(s)}{u_q(s)} &\approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \end{aligned} \quad (4.37)$$

που παριστάνουν δύο αποζευγμένα συστήματα όπου τα V_{sd}, V_{sq} μπορούν να ελεγχθούν από τα u_d, u_q αντίστοιχα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται αυτό το απλουστευμένο διάγραμμα ελέγχου:



Σχήμα 4.9: Απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου τάσης.

Παρατηρούμε ότι το σύστημα έχει ένα πόλο στο μηδέν ($s=0$) και ένα πραγματικό πόλο στο ($s = -\frac{1}{t_i}$). Για να πετύχουμε μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα PI-ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς:

$$k(s) = k \frac{s+z}{s} \quad (4.38)$$

και το κέρδος του βρόχου θα είναι:

$$l(s) = \frac{k}{t_i C_f} \left(\frac{s+z}{s+t_i^{-1}} \right) \frac{1}{s^2} \quad (4.39)$$

Σε χαμηλές συχνότητες έχουμε $\arg[l(j\omega_m)] \approx -180$ μοίρες, λόγω του διπλού πόλου στο μηδέν. Αν $z < t_i^{-1}$ τότε η γωνία του $l(j\omega)$ αρχικά φτάνει σε ένα μέγιστο δ_m για συχνότητα ω_m και στη συνέχεια προσεγγίζει ασυμπτωτικά τις -180 μοίρες. Τα δ_m και ω_m δίνονται από τους παρακάτω τύπους:

$$\delta_m = \sin^{-1} \left(\frac{1-t_i z}{1+t_i z} \right) \quad \text{και} \quad \omega_m = \sqrt{z t_i^{-1}} \quad (4.40)$$

Αν τώρα εμείς θέλουμε αυτή την οριακή συχνότητα ω_m τη θέλουμε ίση με κάποια συχνότητα ω_c θα πρέπει να τηρείται η παρακάτω σχέση :

$$|\arg[l(j\omega_m)]| = |\arg[l(j\omega_c)]| = 1 \quad \text{που ικανοποιείται για} \quad k = C_f \omega_c \quad (4.41)$$

Αν θέλουμε να τον αναλύσουμε σε κέρδη k_i, k_p θα έχουμε σύμφωνα με τα παραπάνω:

$$k_i = k * z \quad \text{και} \quad k_p = k \quad (4.42)$$

Άρα έχουμε ότι χρειαζόμαστε για να κατασκευάσουμε τον PI-ελεγκτή για τις τάσεις V_{sd}, V_{sq} και να πραγματοποιήσουμε τον έλεγχο τάσης (voltage control) για αντιστροφέα γέφυρας, ελεγχόμενης συχνότητας. Παρατηρούμε ότι χρησιμοποιείται σε αυτό τον έλεγχο και ο έλεγχος ρεύματος (current control) με τη διαφορά ότι τα ρεύματα αναφοράς προέρχονται από τον έλεγχο της τάσης και όχι από τις επιθυμητές ισχύς P,Q που θέλουμε.

4.3.6 Αλγόριθμος μοντέλου σύγχρονης γεννήτριας (VSG).

Με τον συγκεκριμένο αλγόριθμο προσπαθούμε να μοντελοποιήσουμε μια σύγχρονη γεννήτρια τόσο στο ηλεκτρικό, όσο και στο μηχανικό κομμάτι. Με την μοντελοποίηση αυτή θα μπορέσουμε να προσεγγίσουμε την συμπεριφορά μιας πραγματικής γεννήτριας και αυτό προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα, κυρίως σε ζητήματα συγχρονισμού με άλλες γεννήτρίες στο δίκτυο. [8]

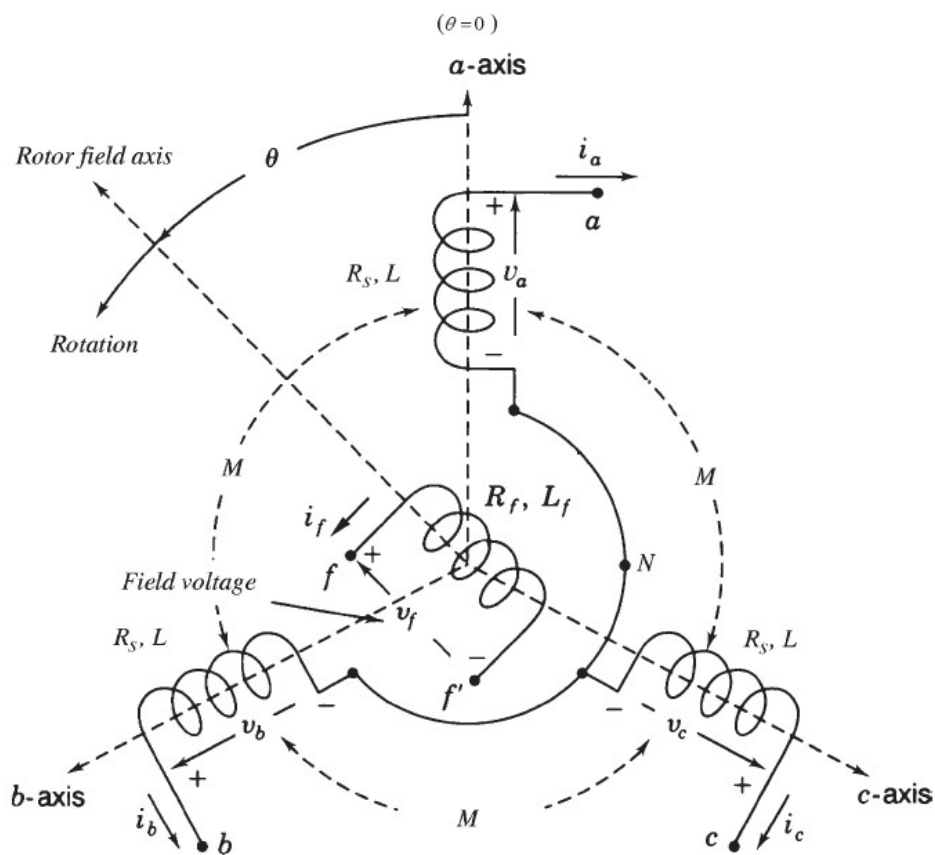
Μοντελοποίηση μιας γεννήτριας.

Το μοντέλο γεννήτριας που θα αναλύσουμε εδώ είναι ένα μη γραμμικό παθητικό δυναμικό σύστημα, κατά το οποίο δεν λαμβάνονται υποθέσεις για τα σήματα εισόδου και εξόδου για την ανάλυση του συστήματος και τον σχεδιασμό του ελεγκτή. Θεωρούμε μια κυλινδρικού στάτη γεωμετρία με σταθερές τιμές αυτεπαγωγής στον στάτη. Στο μοντέλο μας δεν συμπεριλαμβάνουμε τυλίγματα αποσβέσεως και θεωρούμε ένα δίπολο ανά φάση. Επίσης αγνοούμε φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού και ρευμάτων eddy.

A. Ηλεκτρικό τμήμα.

Το πεδίο και τα τυλίγματα του στάτη κατανέμονται ομοιόμορφα γύρω από το κενό αέρος. Τα τυλίγματα του στάτη τα θεωρούμε σαν συγκεντρωμένες σπείρες αυτεπαγωγής L και αμοιβαίας επαγωγής $-M = -0.5L$. Η αυτεπαγωγή του τυλίγματος του ρότορα είναι L_f . Η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ τυλίγματος ρότορα και τυλίγματος στάτη είναι: [8]

$$\begin{aligned} M_{af} &= M_f \cos(\theta) \\ M_{bf} &= M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} &= M_f \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.43)$$



Σχήμα 4.10: Δομή ιδανικού τριφασικού κυλινδρικού ρότορα σύγχρονης γεννήτριας.

Η μαγνητική ροή των τυλιγμάτων είναι:

$$\begin{aligned} \Phi_a &= Li_a - Mi_b - Mi_c + M_{af}i_f \\ \Phi_b &= -Mi_a + Li_b - Mi_c + M_{bf}i_f \\ \Phi_c &= -Mi_a - Mi_b + Li_c + M_{cf}i_f \\ \Phi_f &= M_{af}i_a + M_{bf}i_b + M_{cf}i_c + L_f i_f \end{aligned} \quad (4.44)$$

όπου i_a, i_b, i_c τα φασικά ρεύματα του στάτη και i_f το ρεύμα διέγερσης στον ρότορα. Για απλοποίηση των τύπων, έχουμε:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \tilde{c}\tilde{o}s\theta = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad \tilde{s}\tilde{i}\tilde{n}\theta = \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Αν υποθέσουμε πως δεν έχουμε ουδέτερο συνδεδεμένο, τότε:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.46)$$

Επομένως οι μαγνητικές ροές στον στάτη μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\Phi = L_s i + M_f i_f \tilde{\cos}\theta \quad \text{όπου} \quad L_s = L + M \quad (4.47)$$

Και αντίστοιχα για τον ρότορα:

$$\Phi_f = L_f i_f + M_f \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle \quad (4.48)$$

όπου \langle, \rangle είναι εσωτερικό γινόμενο στην R^3 .

Αν η αντίσταση των τυλιγμάτων είναι R_s , τότε η φασική τάση εξόδου είναι $u = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ και βγαίνει από:

$$u = -R_s i - \frac{d\Phi}{dt} = -R_s i - L_s \frac{di}{dt} + e \quad (4.49)$$

όπου $e = [e_a \ e_b \ e_c]^T$ είναι η back EMF λόγω της κίνησης του ρότορα και είναι:

$$e = M_f i_f \dot{\theta} \tilde{\sin}\theta - M_f \frac{di_f}{dt} \tilde{\cos}\theta \quad (4.50)$$

Το διάνυσμα του e αποκαλείται και τάση ανοικτοκύκλωσης ή σύγχρονη εσωτερική τάση. Επίσης η θερματική τάση διέγερσης είναι:

$$u_f = -R_f i_f - \frac{d\Phi_f}{dt} \quad (4.51)$$

όπου R_f η αντίσταση τυλίγματος του ρότορα.

B. Μηχανικό τμήμα.

Ξεκινάμε με την βασική εξίσωση για την γεννήτρια:

$$J\ddot{\theta} = T_m - T_e - D_p \dot{\theta} \quad (4.52)$$

όπου J η σταθερά αδράνειας που περιλαμβάνει όλα τα περιστρεφόμενα τμήματα της γεννήτριας, T_m η μηχανική ροπή, T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή, και D_p ο συντελεστής απόσβεσης. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να βρεθεί από την αποθηκευμένη ενέργεια E στο μαγνητικό πεδίο της μηχανής.

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} \langle i, \Phi \rangle + \frac{1}{2} i_f \Phi_f = \frac{1}{2} \langle i, L_s i + M_f i_f \tilde{\cos}\theta \rangle + \frac{1}{2} i_f (L_f i_f + M_f \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle) \\ &\Leftrightarrow E = \frac{1}{2} \langle i, L_s i \rangle + M_f i_f \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle + \frac{1}{2} L_f i_f^2 \end{aligned} \quad (4.53)$$

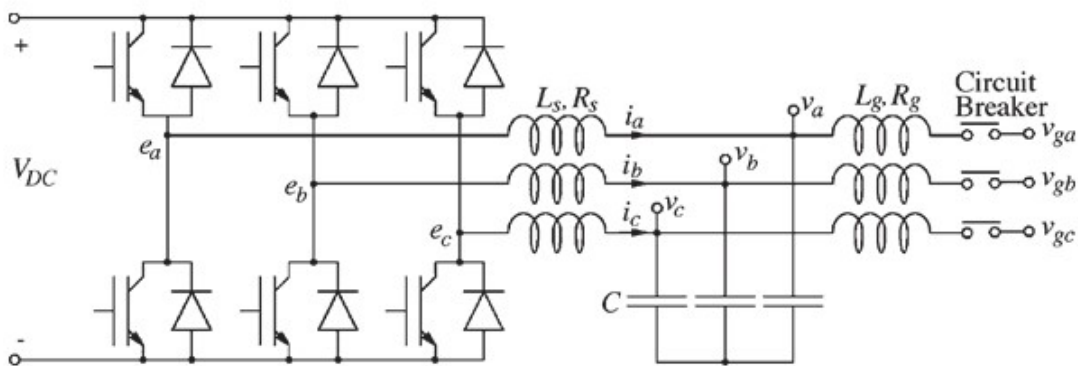
Από απλές ενεργειακές θεωρήσεις έχουμε:

$$T_e = \left. \frac{\partial E}{\partial \theta} \right|_{\Phi, \Phi_f \text{ σταθερές}} \quad (4.54)$$

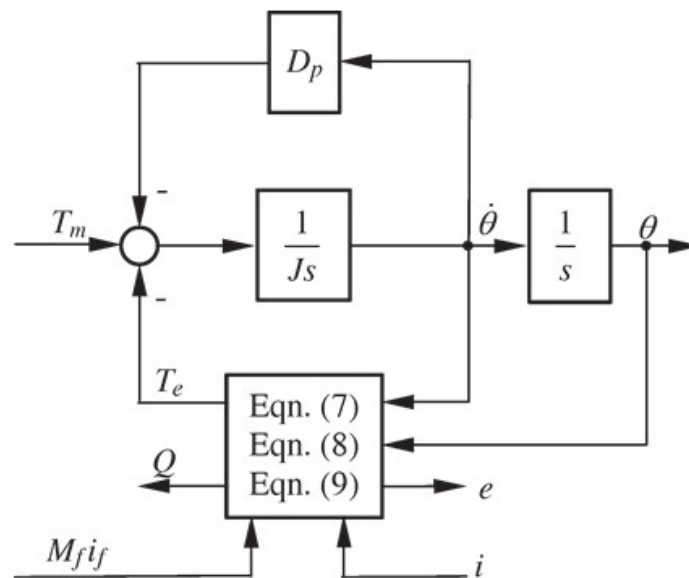
και επειδή θεωρούμε σταθερές τις ροές Φ, Φ_f δεν έχουμε back EMF και όλη η ισχύς μετατρέπεται σε ηλεκτρική. Άρα έχουμε:

$$T_e = - \left. \frac{\partial E}{\partial \theta} \right|_{i, i_f \text{ σταθερές}} \quad \text{και} \quad T_e = -M_f i_f \langle i, \frac{\partial}{\partial \theta} \tilde{\cos}\theta \rangle = M_f i_f \langle i, \tilde{\sin}\theta \rangle \quad \text{eqn. (7)} \quad (4.55)$$

Αναφέρουμε πως το $\sqrt{\frac{2}{3}} \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle$ εκφράζει το ρεύμα στον d άξονα και πως το $-\sqrt{\frac{2}{3}} \langle i, \tilde{\sin}\theta \rangle$ εκφράζει το ρεύμα στον q άξονα.



Σχήμα 4.11: Τριφασικός αντιστροφέας με LC φίλτρο.



Σχήμα 4.12: Ηλεκτρονικό τμήμα του μοντέλου που αλληλεπιδρά με το τμήμα ισχύος μέσω των e, i .

Εφαρμογή του μοντέλου.

Εδώ θα περιγράψουμε πως θα υλοποιηθεί το μοντέλο της γεννήτριας μέσω του αλγορίθμου. Θα χρησιμοποιηθεί ένας απλός dc-ac τριφασικός αντιστροφέας με διαμόρφωση PWM και LC φίλτρο στην έξοδο προς τον άπειρο ζυγό. [8]

Το τμήμα ισχύος είναι το κύκλωμα αριστερά των πυκνωτών, μαζί με αυτούς. Αν αγνοήσουμε την κυμάτωση, (ripple) τότε αυτό το τμήμα συμπεριφέρεται ακριβώς σαν μια σύγχρονη γεννήτρια μαζί με κάποιους πυκνωτές. Το ηλεκτρονικό τμήμα στη δεύτερη εικόνα (Σχ. 4.12) είναι ο λεγόμενος επεξεργαστής ψηφιακών σημάτων DSP ο οποίος ελέγχει τα mosfets ή IGBT's. Τα δύο αυτά τμήματα αλληλεπιδρούν μέσω των σημάτων e, i . Στο σχήμα 4.12 αναπαρίσταται σε μπλοκς το ηλεκτρονικό τμήμα.

Τμήμα Ισχύος.

Στο τμήμα ισχύος οι τερματικές τάσεις $u = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ της εικονικής μας γεννήτριας, είναι οι τάσεις στο σχήμα 4.11 για τους πυκνωτές. Επίσης οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του εικονικού στάτη, είναι οι L_s στο 4.11 και οι R_s αντιστάσεις τους αντίστοιχα. Οι τάσεις e_a, e_b, e_c αναπαριστούν την back EMF, αλλά κατά μέσω όρο, λόγω της υψηλής συχνότητας των διακοπτικών που την διαμορφώνουν μέσω PWM.

Μας εξυπηρετεί να θεωρήσουμε στο τύλιγμα διέγερσης ότι συνδέεται πηγή συνεχούς ρεύματος αντί για πηγή συνεχούς τάσης, καθώς με την μεταβολή της τάσης διέγερσης δεν θα υπάρξει μεταβολή στο σύστημα. Αν το ρεύμα διέγερσης είναι σταθερό, η (4.47) γίνεται:

$$e = M_f i_f \tilde{\theta} \sin \theta \quad \text{eqn. (8)} \quad (4.56)$$

Οι πυκνωτές θα πρέπει να επιλεγθούν έτσι ώστε η συχνότητα συντονισμού $\frac{1}{\sqrt{L_s C}}$ να είναι ακριβώς $\sqrt{\omega_n \omega_s}$, όπου ω_n η γωνιακή συχνότητα του δικτύου και ω_s η γωνιακή συχνότητα των διακοπτικών στοιχείων.

Ηλεκτρονικό Τμήμα.

Ορίζοντας την ενεργό και άεργο ισχύ, έχουμε:

$$P = \langle i, e \rangle \quad Q = \langle i, e_q \rangle \quad (4.57)$$

και το e_q είναι ίδιο με το e απλά με διαφορά φάσης $\frac{\pi}{2}$, δηλ:

$$e_q = \dot{\theta} M_f i_f \tilde{\sin}(\theta - \frac{\pi}{2}) = -M_f i_f \dot{\theta} \tilde{\cos}\theta \quad (4.58)$$

Άρα για την ενεργό και άεργο ισχύ έχουμε:

$$\begin{aligned} P &= \dot{\theta} M_f i_f \langle i, \tilde{\sin}\theta \rangle & \mathbf{fig.(9)} \\ Q &= -\dot{\theta} M_f i_f \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle \end{aligned} \quad (4.59)$$

Ας σημειωθεί εδώ πως αν $i = i_o \tilde{\sin}\varphi$ για κάποια γωνία φ , τότε:

$$\begin{aligned} P &= \dot{\theta} M_f i_f \langle i, \tilde{\sin}\theta \rangle = \frac{3}{2} \dot{\theta} M_f i_f i_o \cos(\theta - \varphi) \\ Q &= -\dot{\theta} M_f i_f \langle i, \tilde{\cos}\theta \rangle = \frac{3}{2} \dot{\theta} M_f i_f i_o \sin(\theta - \varphi) \end{aligned} \quad (4.60)$$

Επίσης η εξίσωση (4.49) μπορεί πλέον να γραφεί:

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J} (T_m - T_e - D_p \dot{\theta}) \quad (4.61)$$

Αυτή η συνάρτηση μαζί με τις (4.52), (4.53), (4.56) υλοποιείται στο ηλεκτρονικό τμήμα όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.12. Έτσι με αυτό τον τρόπο έχουμε μεταβλητές $i, u, \theta, \dot{\theta}$, όπου είναι τα ρεύματα στο πηνίο, οι τάσεις στους πυκνωτές, η εικονική γωνία και η εικονική γωνιακή ταχύτητα. Οι είσοδοι για τον έλεγχο του συστήματος είναι: T_m και $M_f i_f$. Επομένως πρέπει να σχεδιάσουμε έναν ελεγκτή ο οποίος να παράγει σήματα T_m και $M_f i_f$ ικανά ώστε να υπάρχει ευστάθεια και να ακολουθούνται σωστά οι τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος που έχουμε θέσει.

Λειτουργία του εικονικού μοντέλου.

Α. Ρύθμιση συχνότητας και ρύθμιση ενεργού ισχύος.

Στις σύγχρονες γεννήτριες η ταχύτητα περιστροφής καθορίζεται από την συχνότητα συγχρονισμού, ή αλλιώς τη συχνότητα κατά την οποία το πεδίο του στάτη της γεννήτριας 'ακολουθεί' το πεδίο του κινητού μέρους της γεννήτριας (ρότορας). Ο όρος D_p εκφράζει την απόσβεση που οφείλεται στην μηχανική τριβή στη γεννήτρια. Σημαντικό για τη γεννήτρια είναι να ρυθμίζει την παραγωγή ενεργού ισχύος ανάλογα με τη συχνότητα του δικτύου. Όταν η ζήτηση ενεργού ισχύος αυξάνεται, η ταχύτητα περιστροφής μειώνεται λόγω της αυξημένης ηλεκτρικής ροπής. Τότε το σύστημα ρύθμισης της συχνότητας, αυξάνει την παραγωγή μηχανικής ισχύος, ώστε να έχουμε ένα νέο ισοζύγιο ισχύος και επιστροφή της συχνότητας στην επιθυμητή τιμή. Τυπικές τιμές αυτού του είδους ελέγχου είναι, η πλήρης παραγωγή ενεργού ισχύος από τη γεννήτρια σε πτώση της συχνότητας από 3 με 5 τοις εκατό της ονομαστικής. [8]

Η υλοποίηση αυτού του μηχανισμού εδώ γίνεται με την σύγκριση της γωνιακής ταχύτητας $\dot{\theta}$ με την αναφορά της γωνιακής ταχύτητας $\dot{\theta}_r$ και μέσα από ένα κέρδος έχουμε ένα σήμα διόρθωσης της μηχανικής ροπής στην οποία το προσθέτουμε. Επειδή παρατηρούμε ότι το κέρδος ρύθμισης της συχνότητας έχει την ίδια επίδραση με τον συντελεστή απόσβεσης D_p , αλλά σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό, μπορούμε απλά να εισάγουμε το κατάλληλο κέρδος στον συντελεστή D_p και να πετύχουμε την ρύθμιση συχνότητας που επιθυμούμε. Άρα έχουμε:

$$D_p = -\frac{\Delta T}{\Delta \dot{\theta}} \quad (4.62)$$

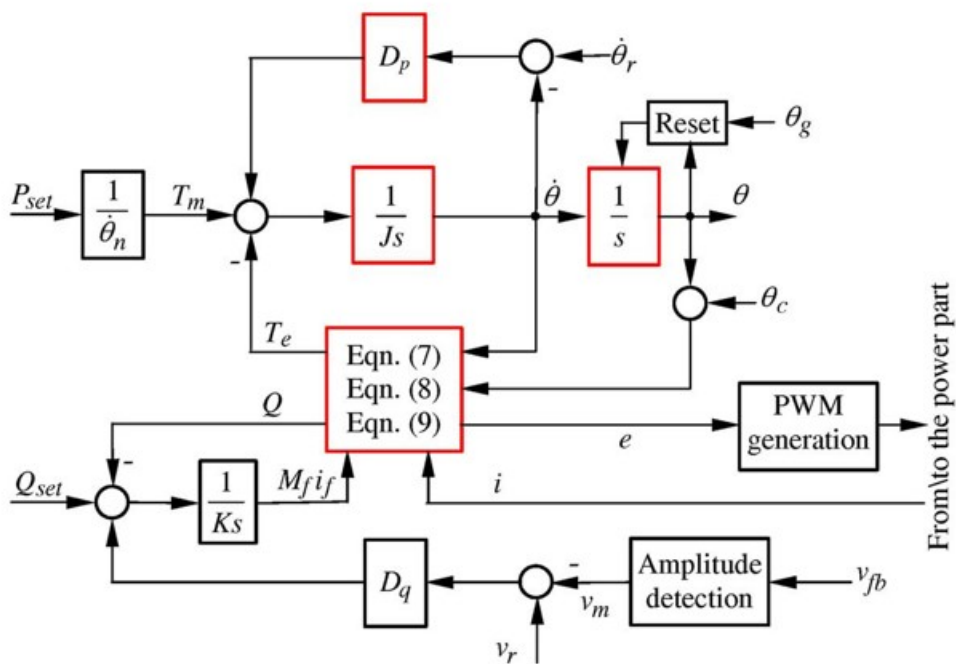
Η μηχανική ροπή μπορεί να υπολογιστεί από την ενεργό ισχύ που έχουμε θέσει, διαιρώντας την με την με την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής, η οποία έχει πολύ μικρή διαφορά από την τρέχουσα ταχύτητα περιστροφής. Έτσι ολοκληρώνεται ο βρόχος για τον έλεγχο της συχνότητας, κατά τον οποίο το μοντέλο μας μπορεί και συνεργάζεται στον διαμοιρασμό φορτίων

ανάμεσα σε αντιστροφείς αλλά και σύγχρονες γεννήτριες στο δίκτυο. Η μόνη μέτρηση που χρειαζόμαστε για το συγκεκριμένο τμήμα ελέγχου είναι του ρεύματος i .

Όπως βλέπουμε στο σχήμα παρακάτω, ο μηχανισμός ελέγχου της ενεργού ισχύος αποτελείται από 2 βρόχους, ο ένας μέσα στον άλλο. Ο εσωτερικός βρόχος είναι αυτός που περιγράψαμε παραπάνω, ενώ ο εξωτερικός βρόχος είναι πιο σύνθετος, με επιστροφή σήματος από τη μέτρηση του ρεύματος i μέσω της ηλεκτρικής ροπής T_e . Η χρονική σταθερά - απόκριση του συγκεκριμένου τμήματος είναι $\tau_f = \frac{J}{D_p}$. Άρα αν έχουμε αποφασίσει τον χρόνο απόκρισης, έχουμε:

$$J = D_p \tau_f \quad (4.63)$$

Εδώ μπορούμε σε αντίθεση με μια πραγματική γεννήτρια να έχουμε ταχύτερη απόκριση μέσω μικρής αδράνειας. Βέβαια υπάρχει και ένα όριο στο πόσο μια μικρή αδράνεια μπορεί να συμβάλει στην ευστάθεια ενός συστήματος, όπως θα δούμε και σε επόμενα κεφάλαια.



Σχήμα 4.13: Ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος.

B. Ρύθμιση τάσης και ρύθμιση αέργου ισχύος.

Η ρύθμιση της αέργου ισχύος μπορεί να γίνει με μια αντίστοιχη προσέγγιση. Αν ορίσουμε έναν συντελεστή D_q κατά τον οποίο να μεταβάλλεται η αέργου ισχύς με την μεταβολή της τάσης:

$$D_q = -\frac{\Delta Q}{\Delta u} \quad (4.64)$$

Ο έλεγχος εδώ γίνεται ως εξής. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.13 γίνεται σύγκριση του πλάτους τάσης αναφοράς που έχουμε θέσει με το πλάτος τάσης από την μετρούμενη τάση v_{fb} . Στη συνέχεια το λάθος αυτό περνά μέσα από το D_q και προστίθεται στην αέργου ισχύ που έχουμε θέσει σαν setpoint. Στη αέργου ισχύ έχουμε επιστροφή (feedback) την αέργου ισχύ που υπολογίζεται μέσω της εξίσωσης (9). Μετά μέσω ενός ολοκληρωτή $\frac{1}{Ks}$ παίρνουμε το $M_f i_f$ που χρησιμοποιούμε για των υπολογισμό των εξισώσεων (7,8,9).

Αν αγνοήσουμε το αποτέλεσμα του LC φίλτρου και θεωρήσουμε $e \approx v_{fb}$, τότε μπορούμε να πούμε, για τον εσωτερικό βρόχο που ρυθμίζει το πλάτος της τάσης, ότι ισχύει ως προς τη χρονική σταθερά:

$$\tau_u \approx \frac{K}{\dot{\theta} D_q} \quad (4.65)$$

Αυτό μπορούμε να το πούμε διότι η μεταβολή του θ είναι πολύ μικρή. Στη συνέχεια αν έχουμε αποφασίσει για τη χρονική σταθερά και το D_q , μπορούμε να υπολογίσουμε και το K .

Τέλος για τον υπολογισμό του πλάτους της τάσης, με την υπόθεση ότι υπάρχει τριφασική συμμετρία, ισχύει ο τύπος:

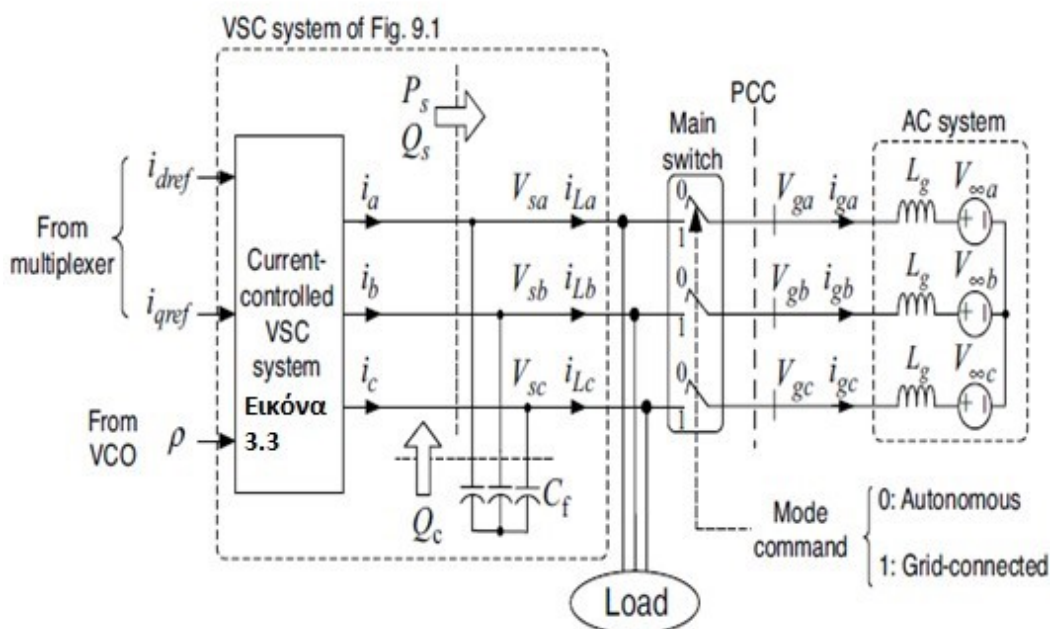
$$u_a u_b + u_b u_c + u_c u_a = -\frac{3}{4} u_m^2 \quad (4.66)$$

Επομένως μπορεί να υπολογιστεί εύκολα. Στην εφαρμογή μας τοποθετήσαμε και ένα βαθυπερατό φίλτρο με αποκοπή στη διπλάσια συχνότητα της ονομαστικής για την αφαίρεση θορύβου ο οποίος μετέβαινε και στους υπολογισμούς των Q, T_e .

4.4 Αυτόνομη λειτουργία αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας.

Στην πραγματικότητα ένας αντιστροφέας χρησιμοποιείται συχνά για τη σύνδεση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο, π.χ. φωτοβολταϊκών πάρκων ή ανεμογεννητριών διπλής τροφοδότησης, όπου το σύστημα ΑΠΕ-αντιστροφέας-φίλτρο και ίσως κάποιο φορτίο συνδέονται με το δίκτυο AC μέσω ενός διακόπτη. [6]

Ο διακόπτης κατά την εκκίνηση του συστήματος είναι ανοιχτός ή μπορεί λόγω κάποιου σφάλματος στη AC πλευρά του δικτύου να χρειαστεί να ανοίξει και αφού καθαριστεί το σφάλμα να ξανακλείσει. Όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο που θα γίνει η προσομοίωση του συγκεκριμένου μοντέλου όταν έχουμε ανοιχτό το διακόπτη η τάση από τη μεριά του αντιστροφέα δεν συγχρονίζεται με την τάση στην πλευρά του δικτύου. Ο αλγόριθμος που θα χρησιμοποιηθεί για τον συγχρονισμό και τη σύνδεση στο δίκτυο καθώς και τη λειτουργία του σε κατάσταση σύνδεσης θα είναι ένας συνδυαστικός αλγόριθμος ελέγχου τάσης (voltage control) και ελέγχου ρεύματος (current control).



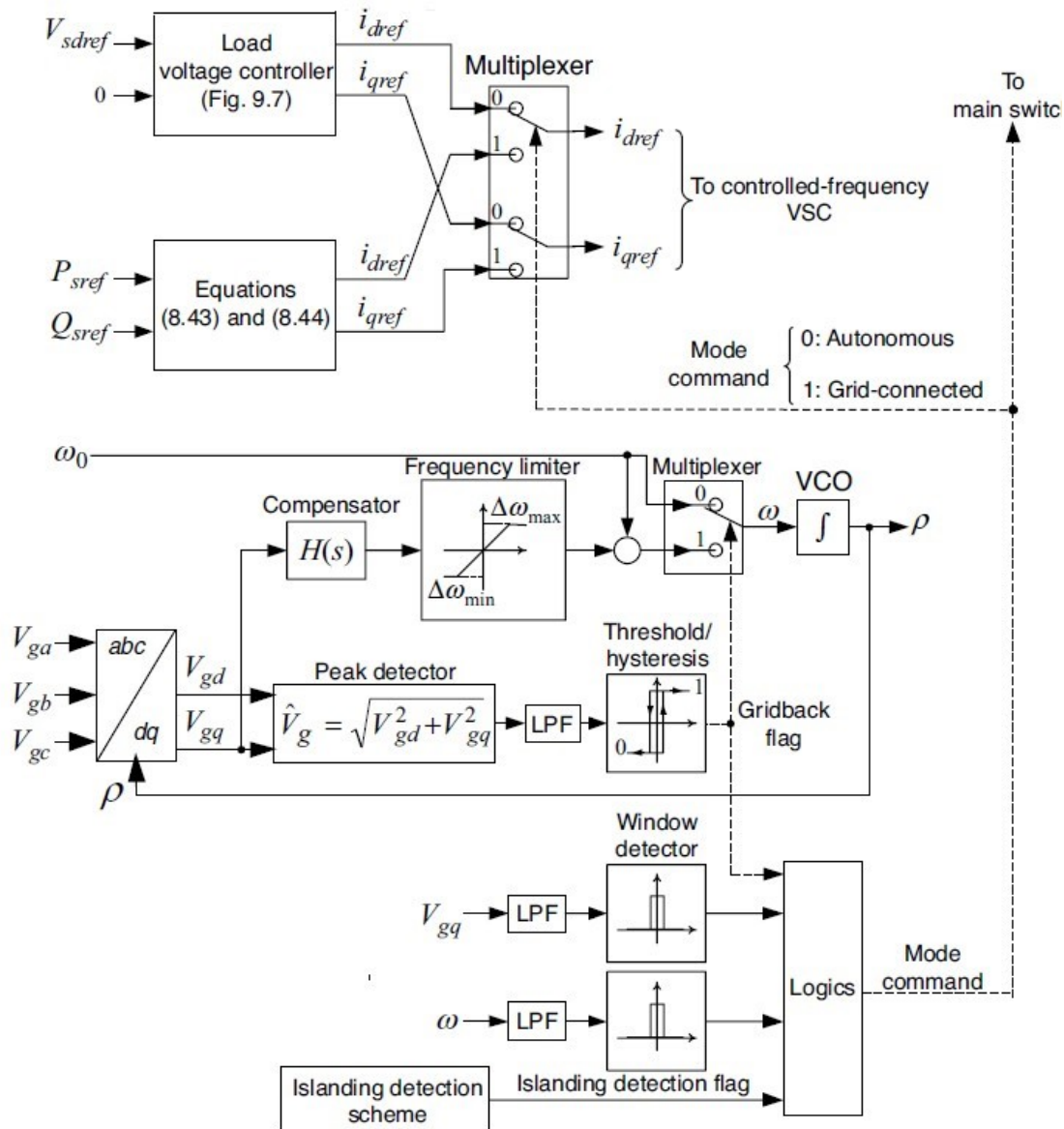
Σχήμα 4.14: Διάγραμμα αντιστροφέα συνδεδεμένου στο δίκτυο μέσω διακόπτη.

Παρατηρούμε στο σχήμα ότι έχουμε τον αντιστροφέα ελέγχου ρεύματος (current control) του σχήματος 4.14 που δέχεται ως εισόδους για τον έλεγχό του τα ρεύματα αναφοράς i_{dref}, i_{qref} και το ρ για το οποίο λόγω του PLL θα ισχύει $\omega = \omega_o = \frac{d\rho}{dt}$. Ακόμη βλέπουμε ότι ο διακόπτης ανοίγει και κλείνει βάση των εντολών που δέχεται (0 ανοιχτός και αυτόνομη λειτουργία του δικτύου και 1 για λειτουργία όπου είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο).

Όπως είπαμε όταν έχουμε ανοιχτό διακόπτη υπάρχει ένα σφάλμα φάσης μεταξύ του V_s και του V_g το οποίο πρέπει να εξαλειφθεί για να κλείσει πάλι ο διακόπτης. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του αλγορίθμου ελέγχου τάσης αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας που δείξαμε προηγουμένως. Όπως είδαμε η τάση V_s ρυθμίζεται στην V_g ελέγχοντας τα i_{dref}, i_{qref} τα οποία εισέρχονται στο σύστημα ελέγχου ρεύματος για να το πετύχουν.

Με το κλείσιμο του διακόπτη τα i_{dref}, i_{qref} θα προέρχονται τώρα από τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος (current control), δηλαδή μέσω των σημάτων των επιθυμητών ισχύων P_{sref}, Q_{sref} .

Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός χρησιμοποιείται ρ για τις μετατροπές των σημάτων από το abc-επίπεδο στο dq-επίπεδο που προέρχεται από τη συχνότητα του δικτύου δηλαδή από $\omega = \omega_o = \frac{d\rho}{dt}$ με $\omega_o = 2\pi f_o$ και $f_o = 50Hz$. Παράλληλα επειδή ξέρουμε ότι το $\Delta\omega(t)$ είναι



Σχήμα 4.15: Διάγραμμα ελέγχου σε αυτόνομη λειτουργία και σε λειτουργία σε σύνδεση με το δίκτυο.

ανάλογο του V_{gq} όπως δείξαμε στο κεφάλαιο για το PLL εισάγουμε το V_{gq} σε έναν αντισταθμιστή (compansator) ο οποίος έχει ως στόχο να κάνει το $V_{gq} = 0$ άρα και το $\omega(t) = \omega_o$. Από την μεριά του αντιστροφέα έχοντας στον έλεγχο τάσης σήματα αναφοράς $V_{sdref} = \hat{V}_g$ και $V_{sqref} = 0$ πετυχαίνουμε να έχουμε σήμα πλάτους όσο είναι η ονομαστική του δικτύου χωρίς αρχική γωνία στη φάση και με ρ που να έχει συχνότητα 50Hz.

Ακόμα χρησιμοποιείται για καλύτερη λειτουργία ένας περιοριστής του $\Delta\omega(t)$ και ένα βαθυπερατό φίλτρο και μια καθυστέρηση στο διάβασμα του πλάτους για να αποφύγουμε πολλές εναλλαγές του διακόπτη. Όταν λοιπόν έχουμε τα $V_{sq} = 0$ και $\omega(t)$ κοντά στις τιμές που θέλουμε δηλαδή μηδέν και ω_o αντίστοιχα τότε δίνουμε εντολή να κλείσει ο διακόπτης και να μεταφερθούμε σε έλεγχο ρεύματος (current control).

Το διάγραμμα ελέγχου που περιγράψαμε βρίσκεται παραπάνω. Σχ.(4.15)

4.5 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. [1]

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.

Αυτές οι δύο επιπτώσεις μπορούν να μετριαστούν σημαντικά, εάν στην ρύθμιση συχνότητας συμβάλει 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 διακινούμενης 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 αποσβένονται οι μεταβατικές ταλαντώσεις των μεγεθών, και να επιτυγχάνονται μικρότερα μεταβατικά σφάλματα και μόνιμης κατάστασης.

Οι τεχνικές τις οποίες αναλύσαμε και θα χρησιμοποιήσουμε στον έλεγχο ρεύματος για την συμμετοχή του αντιστροφέα στην ρύθμιση συχνότητας, είναι ο έλεγχος στατισμού (droop control) και ο έλεγχος εικονικής αδράνειας (virtual inertia). Για την εικονική γεννήτρια οι δύο αυτές έννοιες έχουν επίσης ήδη αναπτυχθεί, αλλά και στην περίπτωση ελέγχου τάσης, βυθίσεις και μεταβατικά στη συχνότητα δεν μας απασχολούν, καθώς επηρεάζουν άμεσα τον ελεγκτή μας, ο οποίος συμβάλει στην διόρθωσή τους.

Κεφάλαιο 5

Έλεγχος της λειτουργίας των ελέγχων στο Matlab Simulink

5.1 Εισαγωγή

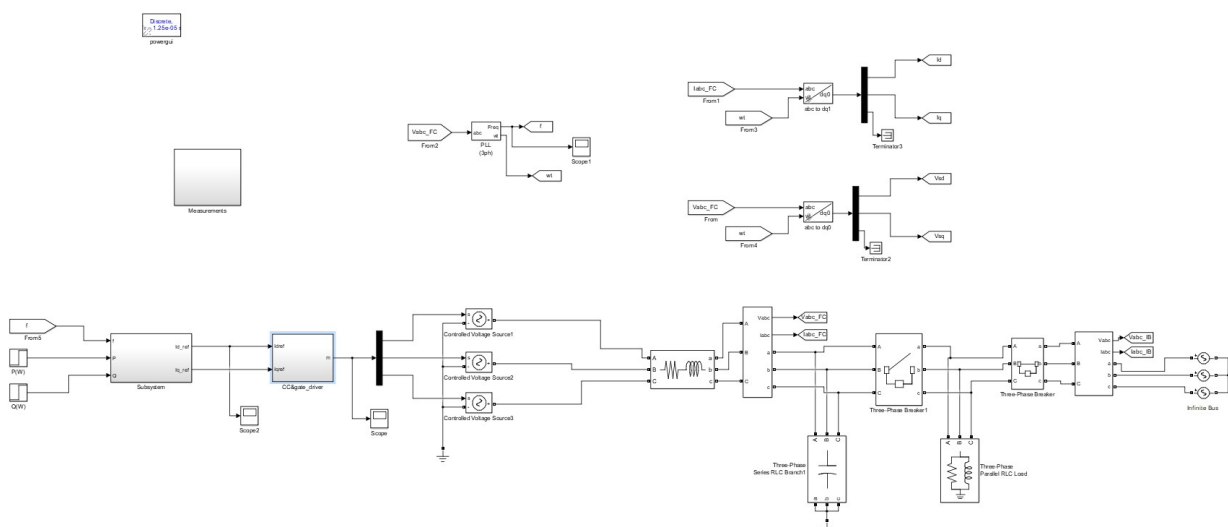
Σε αυτό το κεφάλαιο θα κάνουμε εφαρμογή των διαφορετικών αλγορίθμων ελέγχου σε αντιστροφέα συστοιχίας μπαταριών, ισχύος 2MVA, για να επιβεβαιώσουμε και την συμπεριφορά τους μέσα από το περιβάλλον του Matlab.

Θα ξεκινήσουμε με τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος (current control) και θα δούμε την απόκριση του συστήματος σε μεταβολή και της ενεργού, αλλά και της αέργου ισχύος, μέσα από τα ρεύματα i_d, i_q αντίστοιχα. Στη συνέχεια θα υλοποιήσουμε τον αλγόριθμο ελέγχου τάσης (voltage control) και θα παρατηρήσουμε την συμπεριφορά του όσο αφορά την διαμόρφωση τάσης και συχνότητας, αλλά και σε αλλαγή αυτών των παραμέτρων. Και τέλος θα κατασκευάσουμε το μοντέλο της εικονικής γεννήτριας και θα παρατηρήσουμε την απόκρισή του σε μεταβολή τόσο της ενεργού, όσο και της αέργου ισχύος.

5.2 Μοντέλο ελέγχου ρεύματος (current control).

Για το μοντέλο ελέγχου ρεύματος απλά σχεδιάσαμε έναν άπειρο ζυγό, με την χρήση απλών πηγών εναλλασσόμενης τάσης, συνδέσαμε ένα φορτίο με ενεργό και άεργο ισχύ και στη συνέχεια συνδέσαμε το μοντέλο μας μέσω ενός LC φίλτρου ($L=20e-4H, C=1mF$). Αντίσταση γραμμής εδώ θεωρήσαμε αρκετά μικρή.

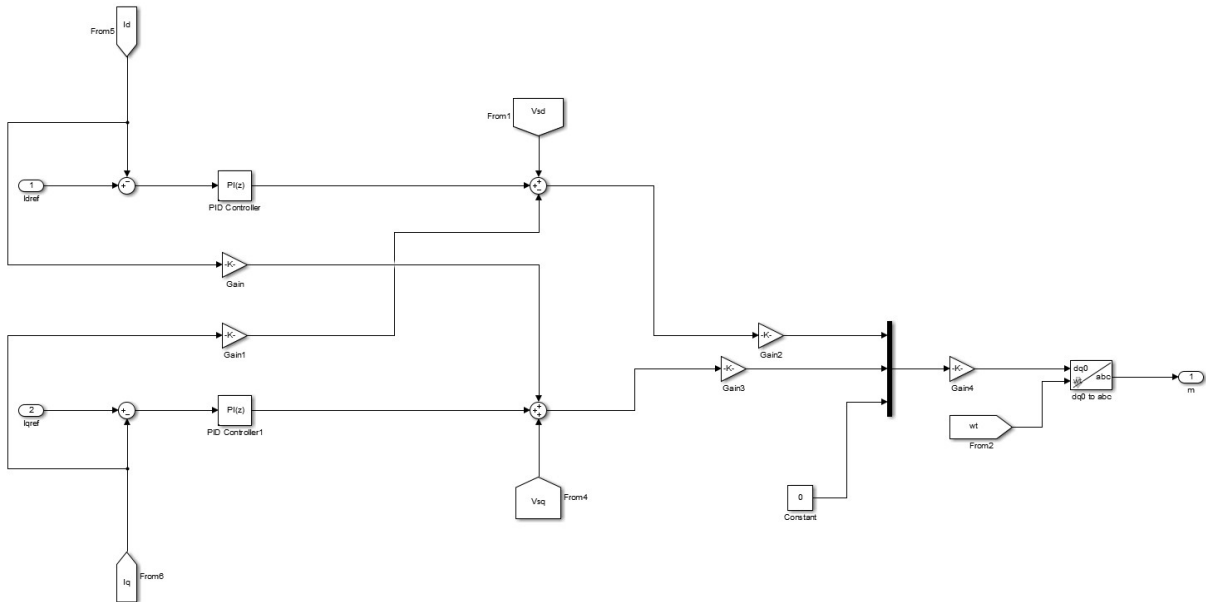
Για την παραγωγή της εναλλασσόμενης τάσης, εδώ δεν κατασκευάσαμε μοντέλο αντιστροφέα με ημιαγωγικά στοιχεία και γεννήτρια παλμών, καθώς εδώ τα μοντέλα τα αρχικοποιούμε και σκοπός είναι να επαληθεύσουμε την θεωρία μέσα από απλές εφαρμογές. Επομένως εδώ για το εναλλασσόμενο σήμα εξόδου χρησιμοποιήσαμε ελεγχόμενες πηγές τάσης στις οποίες δρομολογούμε το εναλλασσόμενο τριφασικό σήμα που θα θέλαμε να παραχθεί μέσω του αντιστροφέα. Παρακάτω δίνεται η διαμόρφωση που έγινε σε περιβάλλον Simulink.



Σχήμα 5.1: Διάταξη δικτύου στο Matlab.

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε την εφαρμογή του αλγορίθμου στα επιμέρους τμήματά του.

Αρχικά για μετρήσεις μετράμε την τάση και το ρεύμα από τη μεριά του αντιστροφέα μετά το πηνίο σύνδεσης. Η τάση χρησιμοποιείται για το PLL, το οποίο συμβάλλει στον συγχρονισμό της παραγόμενης τάσης με αυτής του άπειρου ζυγού. Επίσης χρησιμοποιείται μαζί με το ρεύμα, εφόσον μετατραπούν στο πεδίο dq, στο κομμάτι ελέγχου ρεύματος.



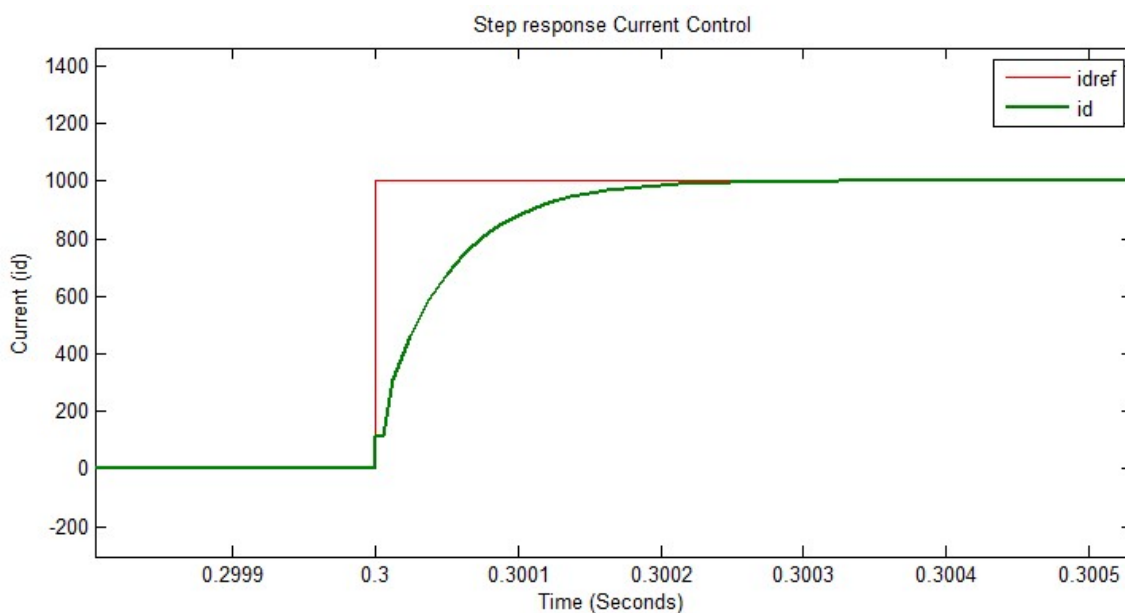
Σχήμα 5.2: Μπλοκ ελέγχου ρεύματος (current control).

Στο παραπάνω μπλοκ παρατηρούμε την υλοποίηση του ελέγχου ρεύματος. Πιο συγκεκριμένα έχουμε τις συγκρίσεις των i_d, i_q με τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς και την είσοδο τους σε έναν απλό PI ελεγκτή. Οι όροι k_p και k_i που χρησιμοποιήσαμε είναι: $k_p = 200$ και $k_i = 2000$. Στη συνέχεια έχουμε το λεγόμενο (decoupling), δηλαδή τον διαχωρισμό της εξάρτησης των δυο επιμέρους ρευμάτων που έχουν μεταξύ τους. Αυτό επιτυγχάνεται μέσα από την 'αφαίρεση' του όρου αλληλοσυσχέτισης ($2\pi fLi$). Ακόμη με την προσθήκη του όρου V_d, V_q αντίστοιχα, πετυχαίνουμε μια ταχύτερη απόκριση σε μεταβολές καθώς με την στιγμιαία μεταβολή της τάσης, έχουμε και στιγμιαία μεταβολή του σήματος διαμόρφωσης, παραλείποντας τον βρόχο ελέγχου σε αρχικό επίπεδο.

Τέλος μέσω κατάλληλου κέρδους, έχουμε το κατάλληλο σήμα στο dq πεδίο και μέσω της βοήθειας του PLL το μετατρέπουμε σε τριφασικό.

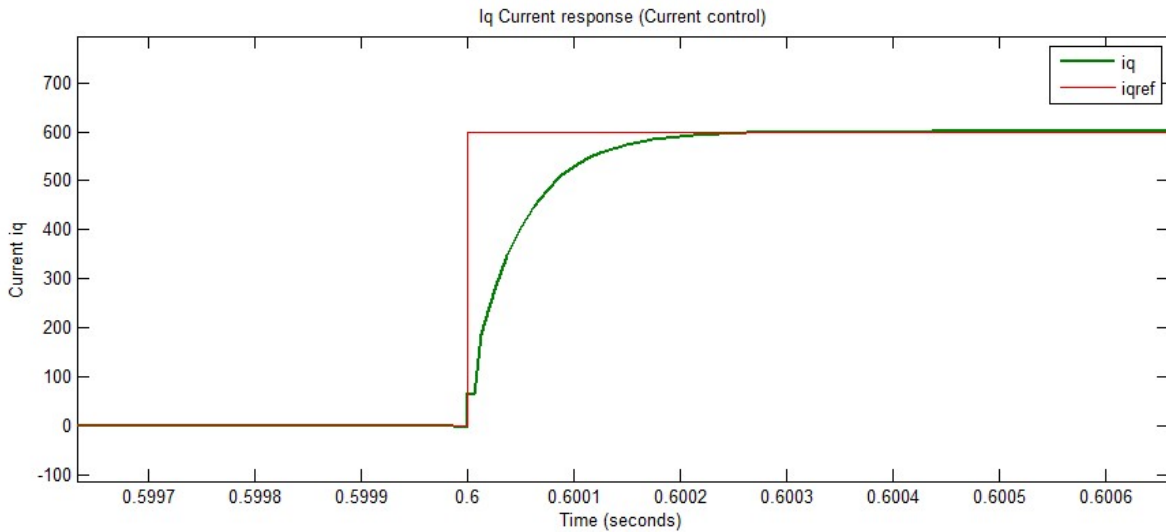
Στη συνέχεια θα κάνουμε μια δοκιμή με βηματική αλλαγή στο i_d και στο i_q αντίστοιχα και θα παρατηρήσουμε την απόκριση του συστήματος στο ρεύμα.

Η βηματική αλλαγή που θα γίνει θα είναι για το i_d από 0 στα 1000 αμπερ την χρονική στιγμή 0.3 και για το i_q από 0 στα 600 αμπερ την χρονική στιγμή 0.6. Στο γράφημα θα παρουσιαστούν και τα σήματα αναφοράς i_{dref}, i_{qref} .



Σχήμα 5.3: Απόκριση του i_d .

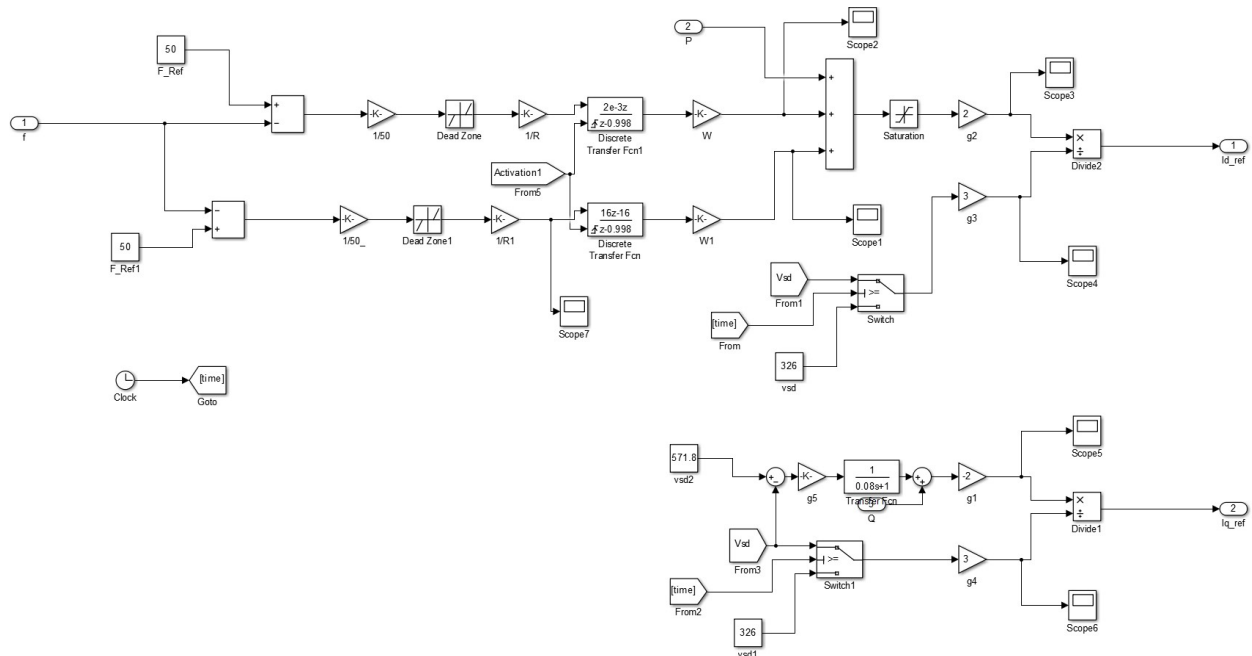
Παρατηρούμε πως η απόκριση του συστήματος είναι αρκετά γρήγορη στα 2.5ms περίπου και επιπλέον χωρίς overshoot. Στο δεύτερο γράφημα έχουμε και την απόκριση του i_q .



Σχήμα 5.4: Απόκριση του i_q .

Σχεδόν ίδια συμπεριφορά και σε αυτή την περίπτωση. Συμπεραίνουμε πως ο αλγόριθμος ελέγχου ρεύματος είναι αρκετά γρήγορος στην απόκριση και φέρνει ακριβώς τα αποτελέσματα που απαιτούνται από αυτόν, όσο αφορά τα ρεύματα i_{dref}, i_{qref} .

Επόμενο μπλοκ στο κομμάτι του ελέγχου ρεύματος είναι αυτό του στατισμού (droop) καθώς και της εικονικής αδράνειας (virtual inertia). Παρακάτω θα αναλύσουμε την εφαρμογή του, αλλά δυστυχώς λόγω της τοπολογίας του άπειρου ζυγού στο μοντέλο μας, οι μεταβολές σε συχνότητα και πλάτος για την τάση είναι τόσο μικρές που δεν αρκούν για να δούμε την συνεισφορά των μεθόδων αυτών. Ωστόσο στο επόμενο κεφάλαιο, όπου θα γίνει χρήση δικτύου χαμηλής αδράνειας με μόνο μια γεννήτρια θα δούμε την συνεισφορά του παρόντος συστήματος, η οποία είναι αρκετά εμφανής.



Σχήμα 5.5: Droop και Virtual Inertia.

Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε στο πάνω μέρος το τμήμα που εκφράζει τον στατισμό. Πιο συγκεκριμένα υπολογίζεται το σφάλμα συχνότητας και μετατρέπεται σε ανά μονάδα. Στη συνέχεια περνά μέσα από ένα κέρδος (50) το οποίο εισάγει τον στατισμό (2 τοις εκατό για εμάς) και μετά μέσα από μια συνάρτηση μεταφοράς διακριτού χρόνου που αναπαριστά ένα βαθυπερατό φίλτρο μαζί με ένα κέρδος. Η χρήση του φίλτρου γίνεται για να την εξομάλυνση του σήματος και την διατήρηση της ευστάθειας. Τέλος το σήμα ενισχύεται ώστε να φτάσει στο κατάλληλο πλάτος, σύμφωνα με το όριο παραγωγής ενεργού ισχύος και προστίθεται στο setpoint ενεργού ισχύος.

Ακριβώς από κάτω με την ίδια λογική σχεδιάζεται και ο εκλεκτής για την εικονική αδράνεια. Μετά από τον υπολογισμό του σφάλματος της συχνότητας και την αναγωγή του στην μονάδα,

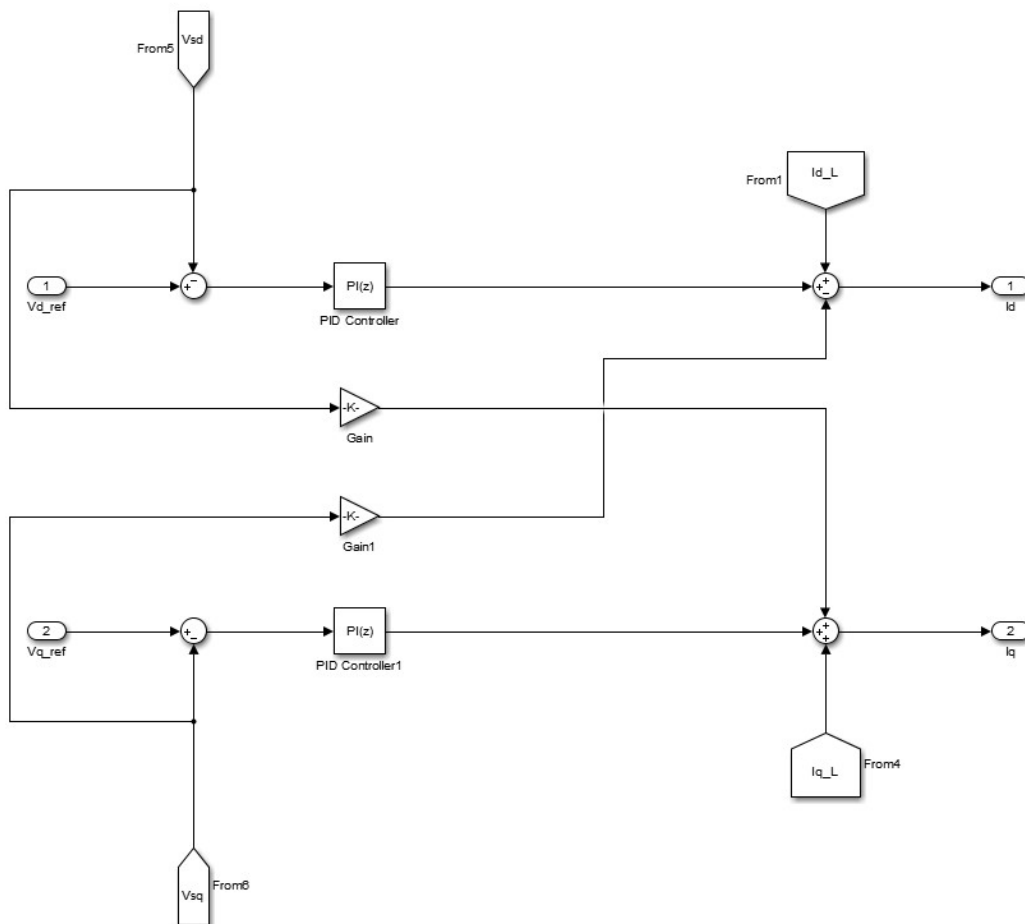
περνά μέσα από κέρδος και αυτή τη φορά από υψιπερατό φίλτρο με κατάλληλο κέρδος. Αυτό έχει ως συνέπεια σε απότομες μεταβολές να έχουμε αρκετά υψηλή απόκριση, χωρίς να εισάγουμε κάτι στις αργές (λιγότερο γρήγορες) μεταβολές και να επιδρούμε πάνω στο ρόλο του στατισμού. Μια τέτοια συμπεριφορά είναι κοντά στην απόκριση μιας σύγχρονης γεννήτριας λόγω αδράνειας.

Τέλος στο κομμάτι της αέργου ισχύος έχουμε εισάγει έναν βρόχο ο οποίος, μέσω της σύγκρισης του πλάτους της τάσης με την ονομαστική τιμή, προσθέτει κατάλληλο μέγεθος στην τιμή της αέργου ισχύος ώστε να υπάρξει ικανοποιητικός διαμοιρασμός της αέργου ισχύος μεταξύ του συστήματος μας με την γεννήτρια που θα έχουμε στο επόμενο κεφάλαιο.

5.3 Μοντέλο ελέγχου τάσης.

Στο μοντέλο ελέγχου τάσης δεν έχουμε πλέον τον άπειρο ζυγό, καθώς εδώ ο αντιστροφείας μας θα διαμορφώσει ο ίδιος τάση και συχνότητα. Θα παρατηρήσουμε τις αποκρίσεις του συστήματος στην διαμόρφωση της τάσης καθώς και τις μεταβολές στη συχνότητα. Στη συνέχεια θα προσθέσουμε φορτίο στη γραμμή και θα παρατηρήσουμε τις αποκρίσεις σε τάση και συχνότητα. Εκτός από την απόκριση σε φορτίο θα παρατηρήσουμε και την απόκριση του συστήματος σε αλλαγή του πλάτους της τάσης, καθώς και της συχνότητας. Με αυτόν τον τρόπο θα έχουμε μια πιο γενική εικόνα ως προς τη συμπεριφορά του μοντέλου ελέγχου τάσης.

Ανάλυση του μοντέλου.



Σχήμα 5.6: Μοντέλο του ελέγχου τάσης Voltage Control.

Σύμφωνα με το σχήμα 5.6 η υλοποίηση του ελέγχου τάσης γίνεται ως εξής. Αρχικά γίνεται η σύγκριση σημάτων αναφοράς με τα σήματα μετρήσεων για τα V_{sd}, V_{sq} . Έπειτα τα αντίστοιχα σφάλματα περνάνε μέσα από έναν PI ελεγκτή και στην έξοδο του έχουμε τα κατάλληλα σήματα ρευμάτων i_d και i_q αντίστοιχα, εφόσον βέβαια από αυτά αφαιρεθεί ο όρος που τα αλληλοσυσχετίζει ($2\pi fCV$), με f τη συχνότητα των 50 κύκλων, C την χωρητικότητα του πυκνωτή στο φίλτρο σύνδεσης, και V την τάση V_d και V_q αντίστοιχα. Επιπλέον για ταχύτερη στιγμιαία απόκριση σε μεταβολή προσθέτουμε τις μετρήσεις των i_d και i_q , ώστε να παραλειφθεί σε αρχικό στάδιο η καθυστέρηση του βρόχου ελέγχου.

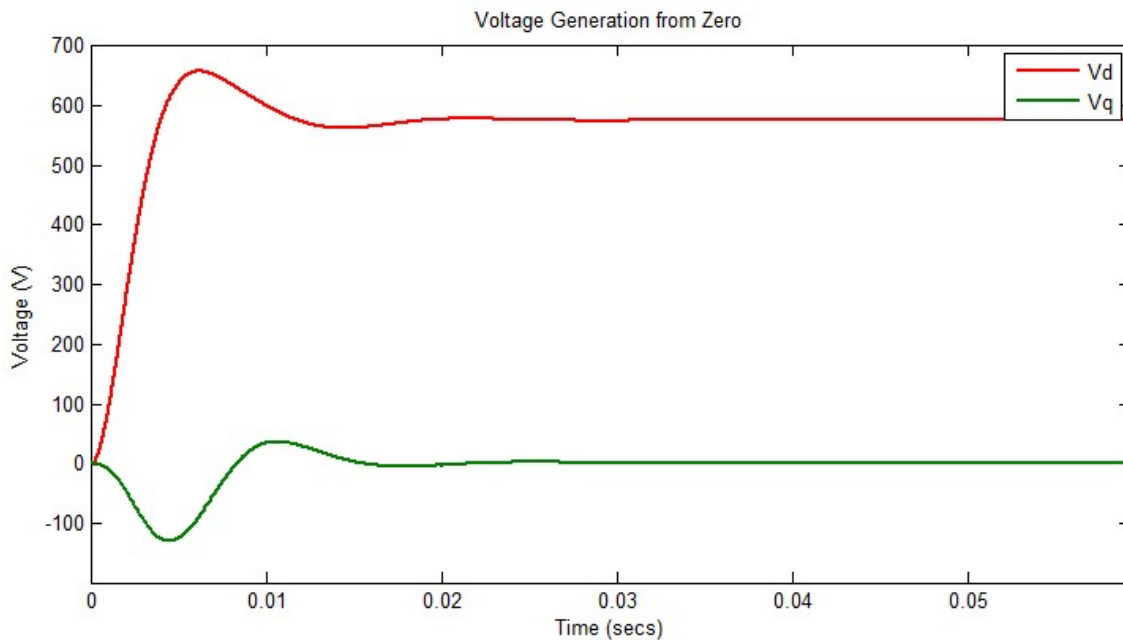
Η επιλογή των κερδών του PI ελεγκτή μας έγινε με βάση τη θεωρία του προηγούμενου κεφαλαίου και τα κέρδη εδώ είναι: $k_p = 0.6578$ και $k_i = 2.668$.

Σημειώνουμε πως μετά το τμήμα ελέγχου τάσης το μοντέλο μας είναι ίδιο με το μοντέλο ελέγχου ρεύματος, με τη μόνη διαφορά την απουσία άπειρου ζυγού.

Δοκιμές του μοντέλου.

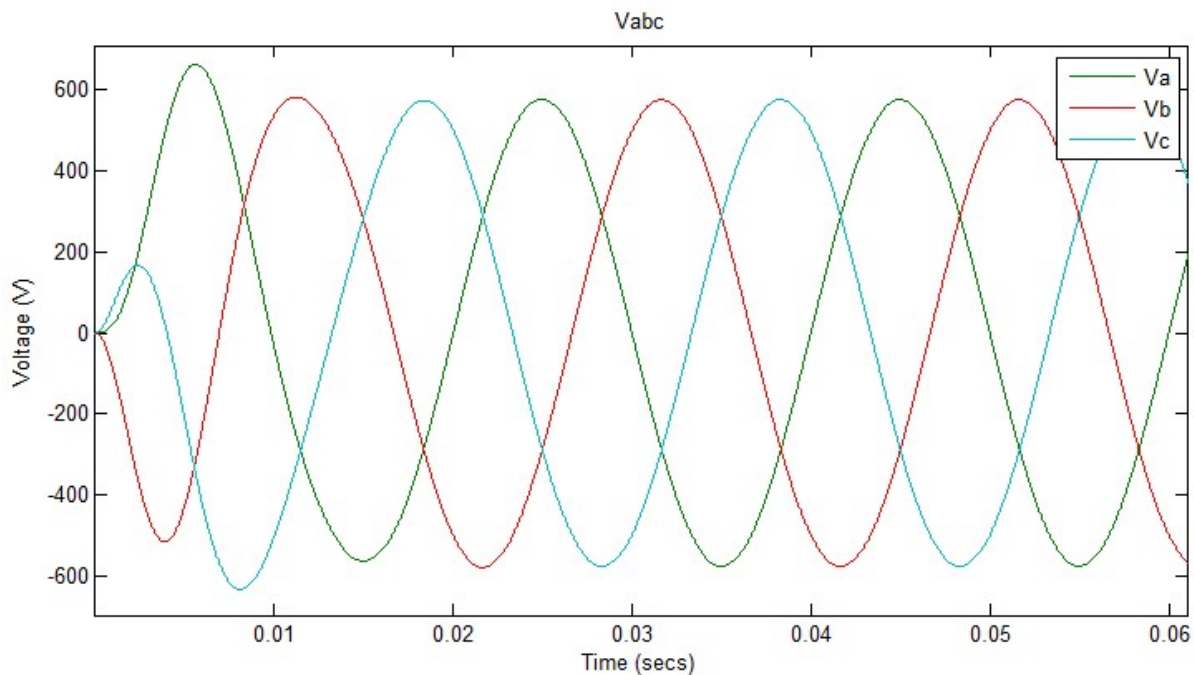
Αρχικά θα δούμε το πως το μοντέλο μας διαμορφώνει τάση και συχνότητα από την αρχή, και στη συνέχεια την απόκριση του σε φορτίο ενεργού ισχύος, αντίστοιχο με τη δοκιμή μας στο προηγούμενο μοντέλο ελέγχου ρεύματος, αλλά και αέργου ισχύος, πάλι αντίστοιχου μεγέθους. Η αντιστοίχιση γίνεται για να έχουμε όσο το δυνατό συγκρίσιμα αποτελέσματα.

Η τάση λειτουργίας μας είναι στα 700 βολτ πολική, οπότε σε dq είναι: $V_d = 700 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 571.5476V$ $V_q = 0$.



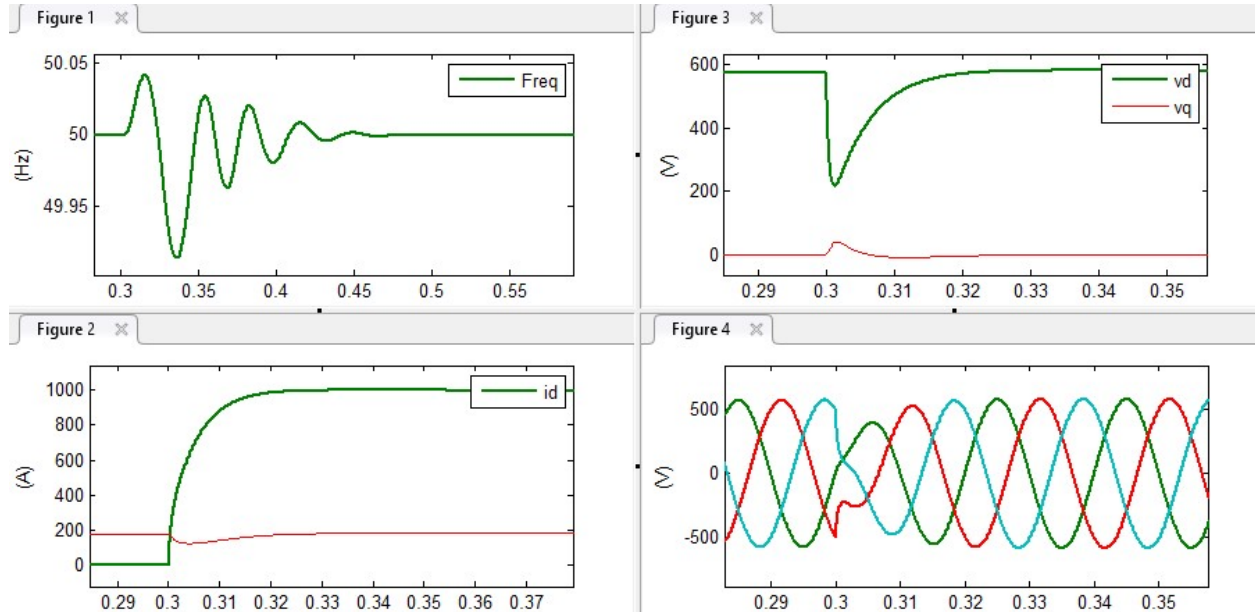
Σχήμα 5.7: Αρχική διαμόρφωση τάσης.

Παρατηρούμε μια φυσιολογική απόκριση με μια υγιής υπερπήδηση και χρόνο σταθεροποίησης από την αρχή περίπου στα 20ms. Επίσης οι τιμές σταθεροποίησης παρατηρείται πως είναι οι σωστές. Στη συνέχεια παρατίθεται και το αντίστοιχο τριφασικό διάγραμμα για την τάση.



Σχήμα 5.8: Τριφασική τάση εξόδου αντιστροφέα.

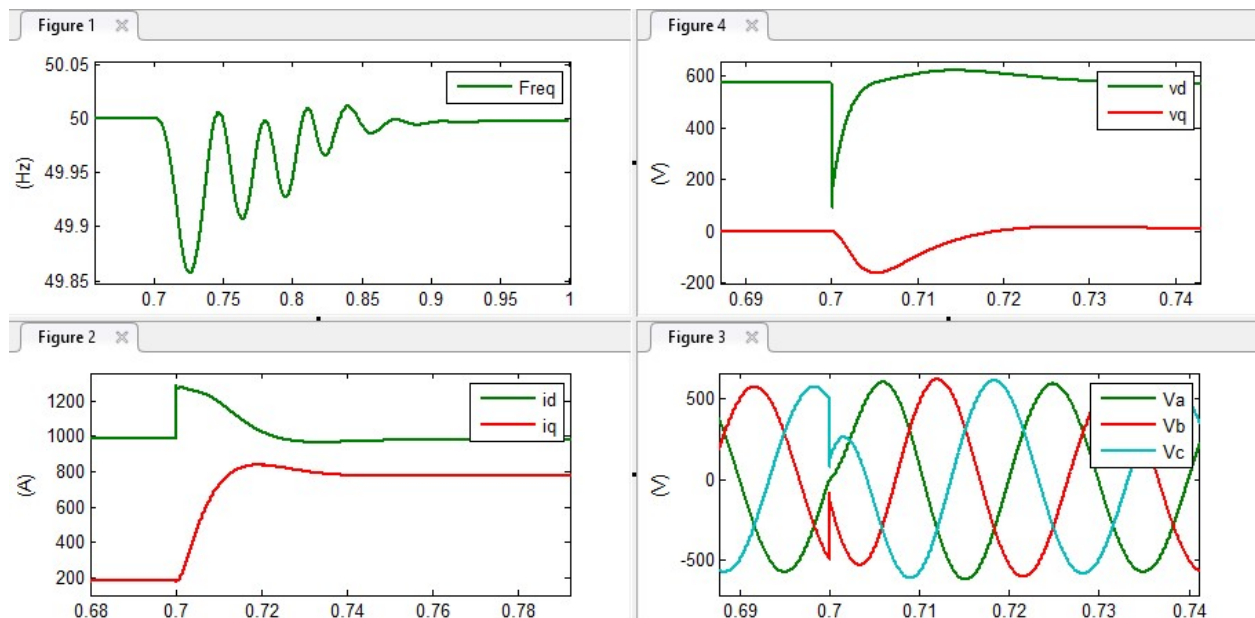
Συνεχίζουμε με την είσοδο φορτίου ενεργού ισχύος $275kW$ την χρονική στιγμή 0.3 δευτερόλεπτα και με τις αποκρίσεις σε πλάτος τάσης, αλλά και συχνότητα καθώς και για το ρεύμα.



Σχήμα 5.9: Απόκριση σε φορτίο ενεργού ισχύος.

Παρατηρούμε πως κατά το κλείσιμο του διακόπτη και την είσοδο του φορτίου στο σύστημα, κατευθείαν το i_d αυξάνεται ώστε να καλύψει την ζήτηση που έχει προκύψει. Βέβαια η τάση βυθίζεται λόγω της βηματικής φύσης του φορτίου που εισάγαμε, αλλά παρατηρείται πως όλος ο κύκλος του φαινομένου διαρκεί από 20 μέχρι 25 χιλιοστά του δευτερολέπτου, όσο μια περίοδος δηλαδή. Βέβαια η συχνότητα όπως φαίνεται διακυμαίνεται για περισσότερο χρόνο (150-200 χιλιοστά), αλλά το πλάτος διακύμανσης της δεν ξεπερνά τα $0.1Hz$. Θα ήθελα να προσθέσω πως όπως βλέπουμε και στην τριφασική τάση, ενώ το μετρητικό στο dq πεδίο εμφανίζει αρκετά μεγάλη βύθιση της τάσης, στην πραγματικότητα η διαταραχή κρατά χρονικά τόσο λίγο που ελάχιστα μετρητικά (subcycle) μπορούν να την ανιχνεύσουν.

Συνεχίζοντας, την χρονική στιγμή 0.7 εισάγουμε ένα ακόμη φορτίο αέργου ισχύος ($165kvar$), ώστε να δούμε τις αποκρίσεις του συστήματος και στην άεργο ισχύ.



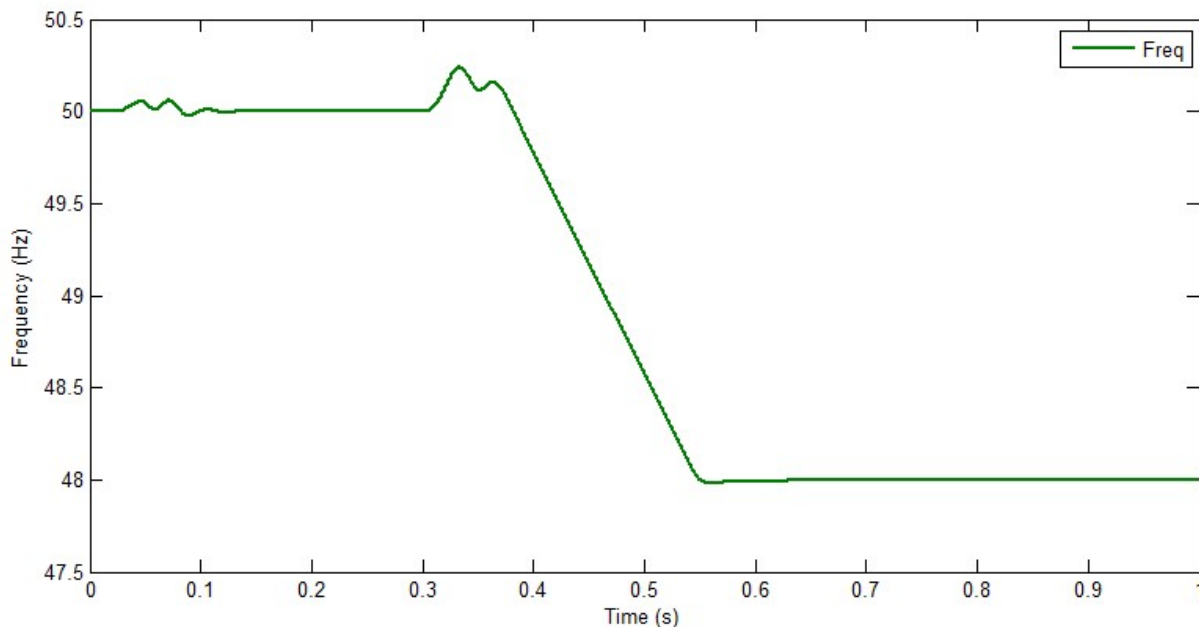
Σχήμα 5.10: Απόκριση σε φορτίο αέργου ισχύος.

Εδώ το μεταβατικό διαρκεί λίγο παραπάνω, γύρω στα 30 με 40 χιλιοστά (2 κύκλοι). Παρόλα αυτά παρατηρούμε ότι διατηρείται μια ισορροπία μεταξύ διακύμανσης συχνότητας, και διακύμανσης τάσης. Η μόνη διαφορά συγκριτικά με το φορτίο ενεργού ισχύος είναι ότι η διακύμανση της συχνότητας είναι μεγαλύτερη σε πλάτος, καθώς και ταλαντώνεται σε τιμές μικρότερες των 50 κύκλων ανά δευτερόλεπτο. Επίσης ο βαθμός αλληλεπίδρασης των d και q είναι μεγαλύτερος, καθώς σε βήμα 600 αμπερ για το i_q , το i_d μεταβάλλεται παραπάνω από 200 αμπερ.

Καταλήγοντας, οι αποκρίσεις σε φορτία κλίμακας των δεκάδων εκατοντάδων $kVar, KW$ είναι υπεραρκετές, με μικρά πλάτη ταλάντωσης και ταχύτατους χρόνους αποκρίσεως.

Παρακάτω στο ίδιο μοντέλο ελέγχου θα πραγματοποιήσουμε δοκιμή μεταβολής του πλάτους τάσης, καθώς και της συχνότητας για μια ακόμη επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του.

Πιο συγκεκριμένα θα πραγματοποιήσουμε μόνο μεταβολή συχνότητας από τους 50 στους 48 κύκλους, καθώς για το πλάτος τάσης έχουμε ήδη δείξει την απόκριση από πλάτος 0 στα 571.54 βολτ.



Σχήμα 5.11: Απόκριση σε αλλαγή συχνότητας.

Παρατηρούμε πως έχουμε μια αρχική άνοδο και στη συνέχεια κάθοδο της συχνότητας μέχρι τους 48 κύκλους. Βέβαια διαπιστώνεται πως ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας έχει για το σύστημα μας ένα ανώτατο όριο ρυθμού μεταβολής του. Για αυτό παρόλο που η μεταβολή από 50 στα 48 ήταν στιγμιαία, η πραγματική μετάβαση του συστήματος στα 48, πήρε 250 χιλιοστά του δευτερολέπτου. Παρόλα αυτά, ο αλγόριθμος ακολουθεί πιστά την τιμή που του ορίσαμε.

5.4 Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.

Για το τελευταίο μας μοντέλο θα χρησιμοποιήσουμε ακριβώς το ίδιο αυτόνομο σύστημα με αυτό του μοντέλου ελέγχου τάσης, με μόνη διαφορά το ότι θα έχουμε το μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας αυτή τη φορά.

Εδώ θα δούμε πως συμπεριφέρεται το μοντέλο μας σε αντίστοιχες μεταβολές. Πιο συγκεκριμένα σε μεταβολή ενεργού και αέργου ισχύος. Αρχικά ας αναλύσουμε την εφαρμογή που υλοποιήσαμε.

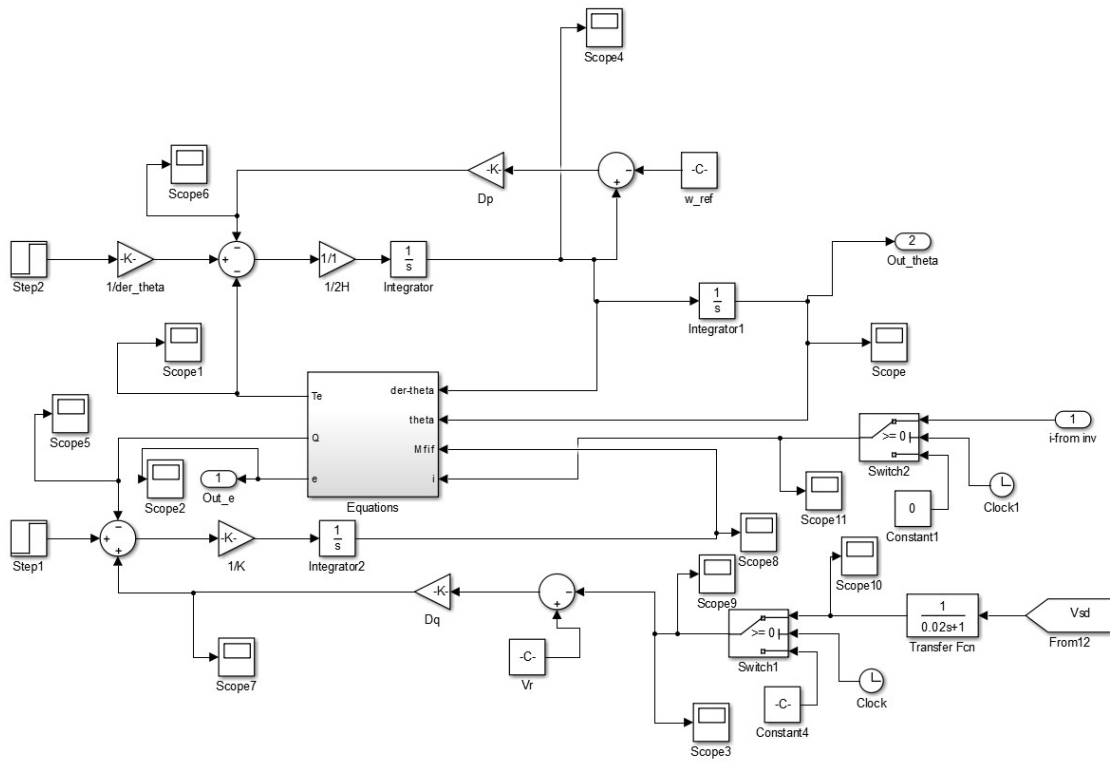
Στο παρακάτω σχήμα παρατηρούμε πως η εφαρμογή μας ταυτίζεται με το μοντέλο της θεωρίας. Πιο συγκεκριμένα, έχουμε τις εισόδους μας από δεξιά, το τριφασικό ρεύμα και το πλάτος της τάσης, μετά το οποίο έχουμε ένα βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τους 50 κύκλους.

Αναλύοντας τον πάνω βρόχο της ενεργού ισχύος, έχουμε το κέρδος απόσβεσης με τιμή 9000, καθώς και την σταθερά αδράνειας στην τιμή των 0.5 δευτερολέπτων (αρκετά μικρή). Στις δοκιμές μας παρατηρήσαμε ότι έχουμε καλύτερη συμπεριφορά από το μοντέλο με μικρή εικονική αδράνεια και υψηλό βαθμό απόσβεσης, ώστε να έχουμε μικρή διακύμανση της συχνότητας, συγκριτικά με την μεταβολή της ενεργού ισχύος.

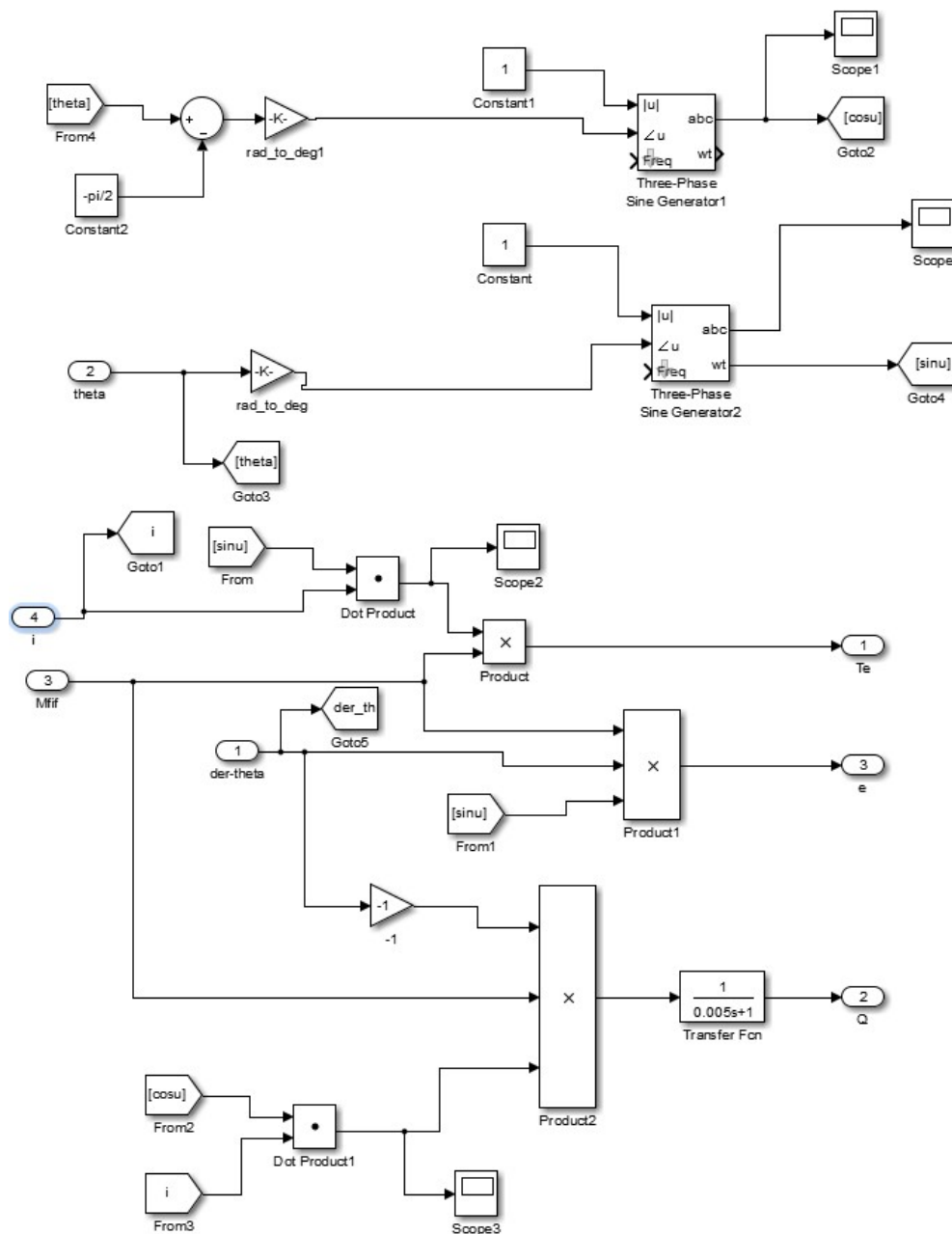
Όσο αφορά τον βρόχο για την άεργο ισχύ, εδώ η τιμή σύγκρισης του πλάτους της τάσης είναι 571.54 βολτ και το κέρδος απόσβεσης για την τάση είναι 87,565. Επίσης η σταθερά K στη συνέχεια έχει τιμή 73,356.

Με βάση τις παραπάνω τιμές και την θεωρία του προηγούμενου κεφαλαίου, $\tau_f = \frac{J}{D_p} = 5.5 * 10^{-5}(s)$ και $\tau_u \approx \frac{K}{\theta D_q} = 0.0026(s)$.

Επίσης στην δεύτερη εικόνα της επόμενης σελίδας υπάρχει και το μπλοκ με τις εσωτερικές συναρτήσεις και το πως τις υλοποιώ στο simulink.



Σχήμα 5.12: Μπλοκ του μοντέλου της σύγχρονης γεννήτριας.

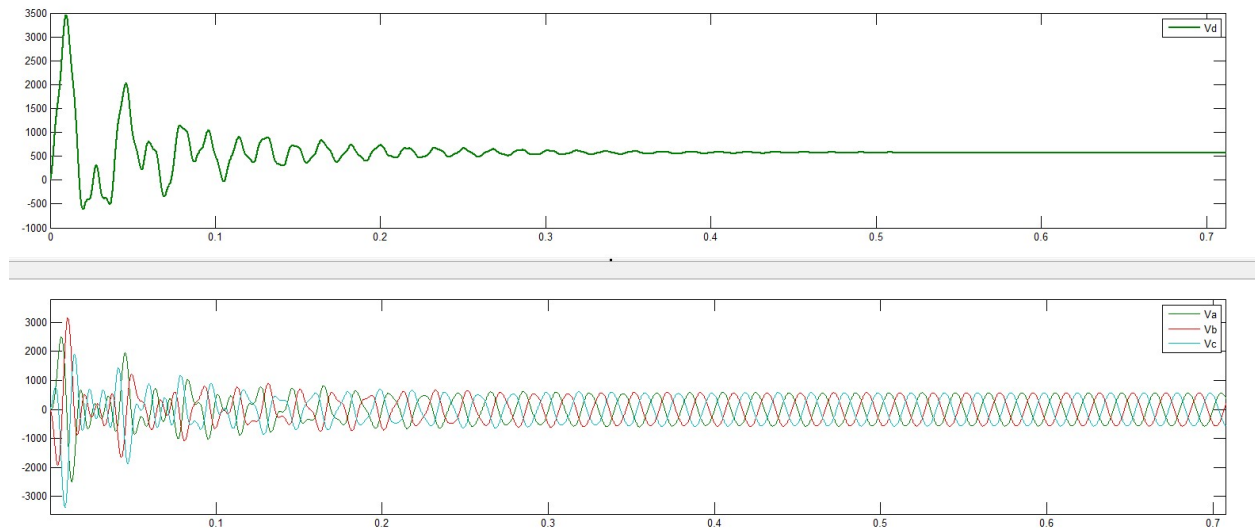


Σχήμα 5.13: Μπλοκ των εξισώσεων για την εικονική σύγχρονη γεννήτρια.

Δοκιμές με το μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας.

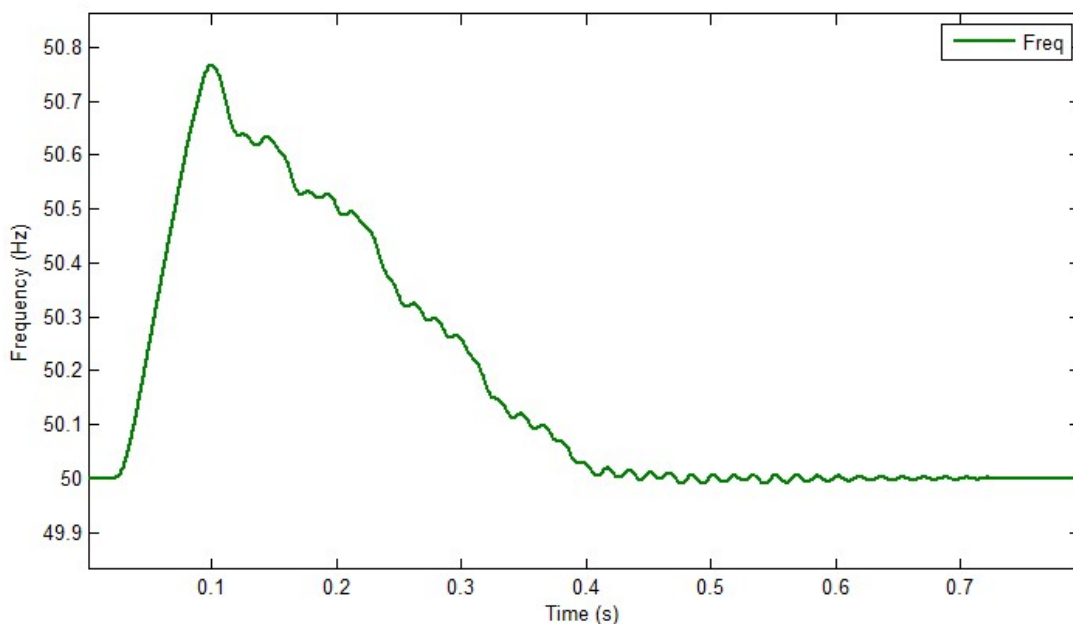
Στη συνέχεια θα δούμε το πως αυτή τη φορά το μοντέλο μας δημιουργεί την επιθυμητή τάση και συχνότητα και το πως αντιμετωπίζει φορτία με γνώμονα την συχνότητα, το πλάτος της τάσης V_d καθώς και τριφασικά γραφήματα για τάση αλλά και ρεύμα.

Εδώ θα δούμε την απόκριση του μοντέλου για διαμόρφωση τάσης.



Σχήμα 5.14: Τάση εξόδου κατά την εκκίνηση.

Παρατηρούμε πως η ικανότητα διαμόρφωσης τάσης εδώ είναι αρκετά μεγαλύτερης διακύμανσης, καθώς και αρκετά μεγαλύτερης χρονικής διάρκειας ώστε να υπάρχει επαρκής σταθεροποίηση της. Πιο συγκεκριμένα αρχικά έχουμε τιμές ακόμη και των 3000 βολτ και χρειαζόμαστε περίπου 0.3-0.4 δευτερόλεπτα για σταθεροποίηση τουλάχιστον από την πλευρά του πλάτους τάσης. Στη συνέχεια θα δούμε και το μετρητικό της συχνότητας.



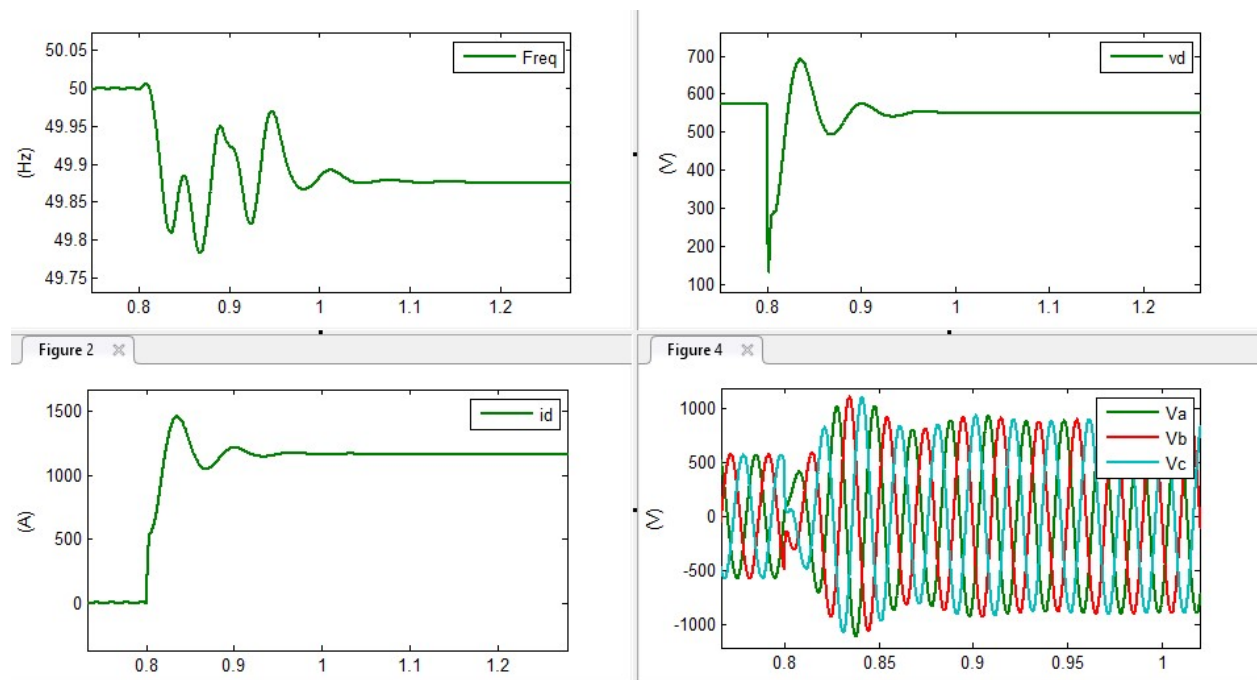
Σχήμα 5.15: Συχνότητα κατά την εκκίνηση.

Εδώ είναι εμφανής η αύξηση της συχνότητας κατά την περίοδο μετάβασης από μηδενική τάση σε τριφασική συχνότητας 50 κύκλων το δευτερόλεπτο, και αυτή διαρκεί περίπου 0.4 δευτερόλεπτα. Βέβαια εγώ θεωρώ ότι υπάρχει επαρκής σταθεροποίησή της από τα 0.7 δευτερόλεπτα και μετά, όπου η κυμάτωση είναι αφανής.

Επομένως θα μπορούσε κανείς σε γενικό πλαίσιο να πει ότι για τον συγκεκριμένο αλγόριθμο ο χρόνος σύγκλισης συνολικά είναι γύρω στα 0.5 δευτερόλεπτα.

Παρακάτω θα παρουσιάσουμε γραφήματα από την απόκριση του συστήματος σε φορτίο ίδιου μεγέθους με πριν, δηλαδή 275 χιλιάδες βατ. Επίσης θα παρουσιάσουμε και τριφασικά γραφήματα, εκτός συχνότητας και πλάτους τάσης.

Η μεταβολή φορτίου συμβαίνει την χρονική στιγμή των 0.8 δευτερολέπτων.



Σχήμα 5.16: Απόκριση σε μεταβολή φορτίου.

Παρατηρείται πως σε αυτή την περίπτωση η μεταβολή διαρκεί 0.2 δευτερόλεπτα αντί για 0.02 στην προηγούμενη περίπτωση. Μιλάμε δηλαδή για 10 φορές πιο αργή απόκριση. Εκτός αυτού η διακύμανση για την συχνότητα είναι περίπου η διπλάσια στα 0.2 Hz. Να σημειωθεί πως το μόνιμο σφάλμα στην συχνότητα καθώς και στην τάση (παρόλο που δεν είναι εμφανές από το διάγραμμα), οφείλεται στο ότι δεν έχει πραγματοποιηθεί αντιστάθμιση του ισοζυγίου ισχύος στους δείκτες ενεργού και αέργου ισχύος στο μοντέλο.

Σε γενικές γραμμές έχουμε τα εξής γενικά συμπεράσματα για όλες τις μεθόδους ελέγχου:

- Με βάση την ταχύτητα απόκρισης από πιο γρήγορη σε πιο αργή έχουμε τον έλεγχο ρεύματος, τον έλεγχο τάσης και την εικονική γεννήτρια.
- Χαρακτηριστικό των 2 εκ του ενός αλγορίθμου είναι το γεγονός ότι συμβάλλουν ενεργά στη διαμόρφωση της τάσης και της συχνότητας. Αντίθετα στον έλεγχο ρεύματος μόνο μεταβατικά φαινόμενα μπορούμε να περιορίσουμε ως προς την βύθιση της τάσης και της συχνότητας.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα πραγματοποιήσουμε εργαστηριακά πειράματα μέσω της μεθόδου (CHIL) πάνω σε ένα μοντέλο που βασίζεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας της Αστυπάλαιας. Θα γίνουν δοκιμές με βάση ακραία μεταβατικά φαινόμενα και την συνεισφορά του κάθε μοντέλου στην διακύμανση των χαρακτηριστικών του δικτύου. Πιο αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 6

Προσομοίωση CHIL με χρήση του RTDS

6.1 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 του εργαστηρίου και του RTDS. Μέσω του ελεγκτή και των αλγορίθμων που αναλύσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια, 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 με έλεγχο στατισμού και έλεγχο εικονικής αδράνειας, του αλγορίθμου ελέγχου τάσης καθώς επίσης και της εικονικής γεννήτριας σε συνθήκες που προσομοιώνουν τις πραγματικές. Και πιο συγκεκριμένα την δυνατότητά τους να ενισχύσουν ένα αυτόνομο δίκτυο με υψηλή διείσδυση ΑΠΕ με έμφαση σε φαινόμενα αποκοπής φορτίων, ώστε να αποφευχθεί η αποκοπή παραπάνω φορτίων μέσω των προστασιών anti-islanding που υπάρχουν στο σύστημα.

6.2 Απλοποιημένη περιγραφή του πειράματος.

Το δίκτυο που θα προσομοιώσουμε στη συνέχεια, αφορά ένα αυτόνομο δίκτυο το οποίο βασίζεται στο δίκτυο της Αστυπάλαιας, όπου τροφοδοτείται από μία γεννήτρια diesel, από ένα μεγάλο Α/Π και ένα PV. Επιπλέον, διαθέτει μπαταρίες οι οποίες συνδέονται στο σύστημα μέσω του αντιστροφέα που εμείς ορίζουμε τον αλγόριθμο ελέγχου του. Ο αντιστροφέας με τον οποίο διασυνδέονται οι μπαταρίες στο δίκτυο, ελέγχεται μέσω τεχνικής PWM. Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του δικτύου φαίνεται στο Σχ. 6.1.

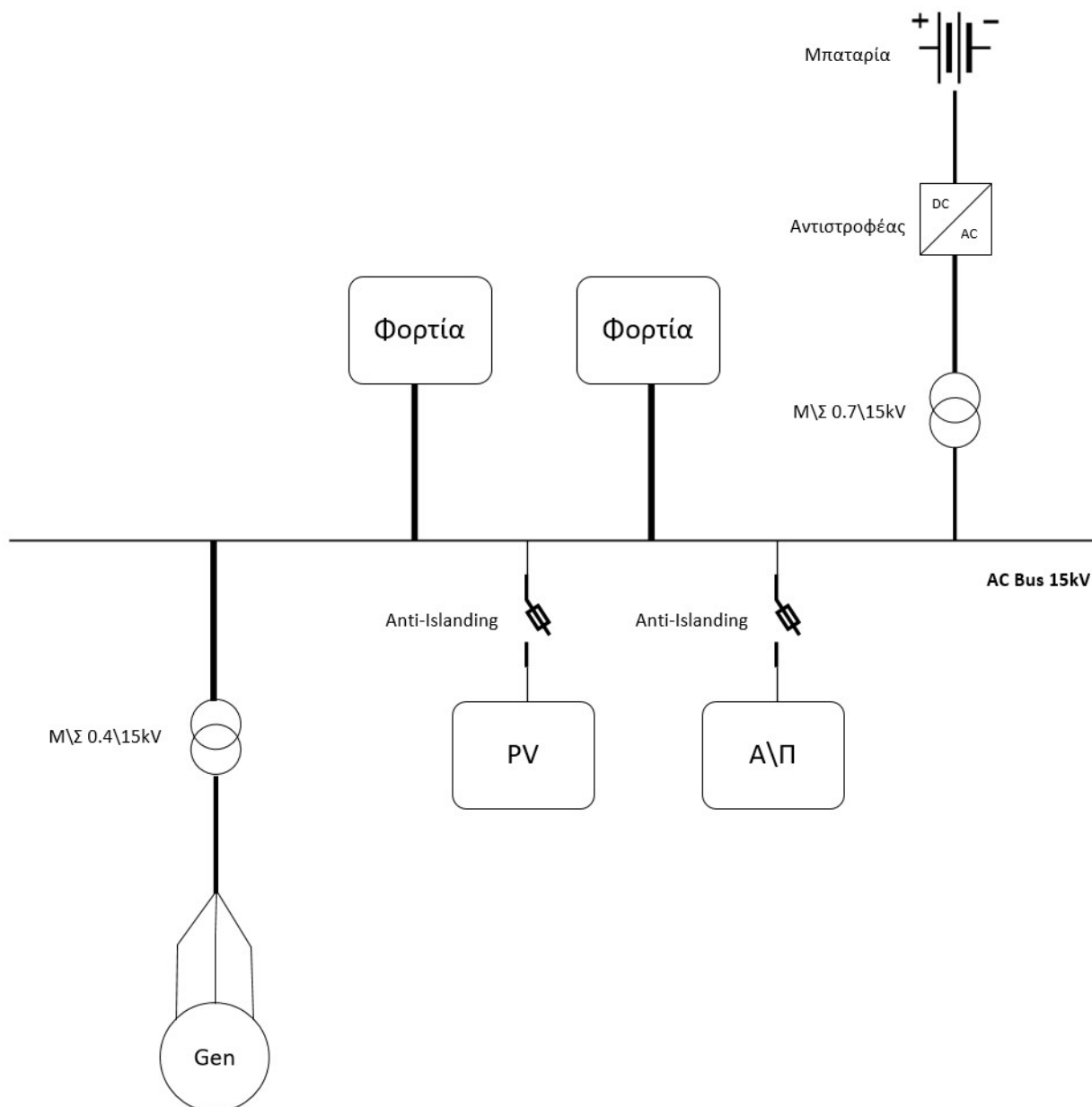
Θα αναλυθούν διεξοδικά όλα τα τμήματα του δικτύου, καθώς και ο εξοπλισμός για την προσομοίωση, αλλά και η πειραματική διάταξη.

6.3 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. [1]

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.



Σχήμα 6.1: Απλοποιημένο διάγραμμα δικτύου.

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. 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 αντιστροφέας ελεγχόμενοι με χρήση τεχνικών PWM.

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 αποτέλεσμα 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, εξοικονο-

μώντας 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 υπάρχει ο κίνδυνος της φθοράς του εξοπλισμού.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ο προσομοιωτής του εργαστηρίου μας στο ΕΜΠ.



Σχήμα 6.2: RTDS προσομοιωτής.

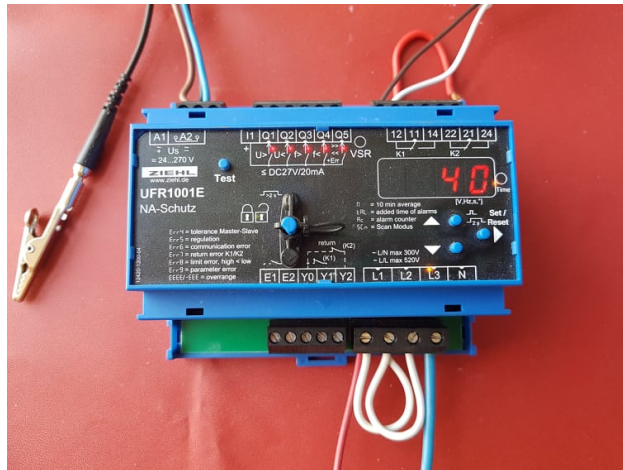
Ο συγκεκριμένος είναι εφοδιασμένος με τα εξής:

- 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.
- GTFPI (Gigabit Transceiver Front Panel Interface): Διαθέτει μία κάρτα ψηφιακών εισόδων-εξόδων, για την τροφοδότηση του RTDS με ψηφιακά σήματα από εξωτερικές συσκευές, αλλά και για εγγραφή σε εξωτερικές συσκευές.

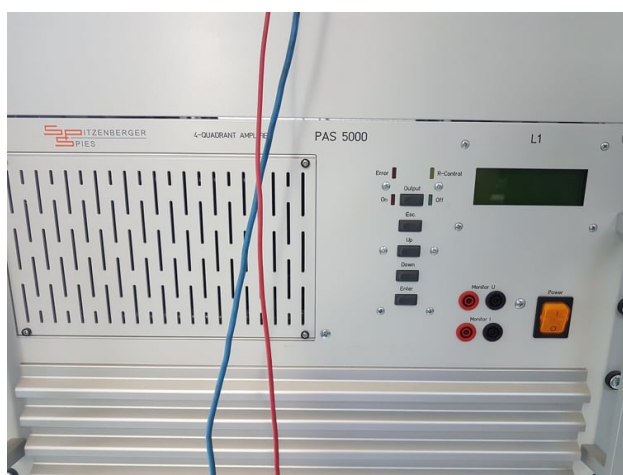
6.4 Το ρελέ αντι-νησιδοποίησης (anti-islanding).

Στη διάταξη μας έχουμε χρησιμοποιήσει ένα πραγματικό ρελέ το οποίο επιτελεί μετρήσεις σύμφωνα με διάφορα πρότυπα ως προς την συχνότητα και το πλάτος της τάσης. Αν παραβιαστεί κάποιο από τα ορισμένα όρια, ανοίγει ο διακόπτης. Εκτός από διάφορα πρότυπα χωρών, το ρελέ έχει και δυνατότητα προγραμματισμού από τον χρήστη. Παρακάτω είναι η φωτογραφία του συγκεκριμένου ρελέ που χρησιμοποιήσαμε.



Σχήμα 6.3: Ρελέ anti-islanding.

Για την σύνδεση του ρελέ με το σύστημά μας χρειαστήκαμε και μια γεννήτρια η οποία θα λαμβάνει το σήμα της τάσης και της συχνότητας μέσω του RTDS και θα παράγει αντίστοιχη τάση (230) και συχνότητα ώστε να λειτουργήσει το ρελέ. Στη συνέχεια φεύγει σήμα από το ρελέ και επιστρέφει στο RTDS ώστε να ξέρουμε την κατάσταση του (ανοιχτό, κλειστό). Η γεννήτρια που χρησιμοποιήσαμε φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 6.4: Γεννήτρια τάσης.

Εκτός από την μέτρηση της τάσης ως προς τη βύθιση, λάβαμε υπόψιν στις δοκιμές μας δύο μεθόδους ανίχνευσης της μεταβολής της συχνότητας του δικτύου. Τον ρυθμό μεταβολής της συχνότητας (ROCOF) και της μετατόπισης διανύσματος (Vector Shift).

6.4.1 ROCOF

Η μέθοδος ανίχνευσης νησιδοποίησης μέσω του Ρυθμού Μεταβολής της Συχνότητας (RoCoF) — η οποία πλέον θα καλείται μέθοδος RoCoF για χάρη συντομίας — είναι από τις πιο διαδεδομένες, μαζί με τη μέθοδο VS, η οποία θα παρουσιαστεί στην συνέχεια.

Ο αλγόριθμος RoCoF βασίζεται στην αναντιστοιχία ισχύος που υπάρχει μετά την αποσύνδεση του δικτύου. Υπολογίζεται ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας της τάσης και συγκρίνεται με μία τιμή κατωφλίου. Όταν ο δείκτης RoCoF υπερβεί την τιμή κατωφλίου, αποστέλλεται σήμα για αποσύνδεση. Για συστήματα 50 Hz τυπικές τιμές κατωφλίου κυμαίνονται στο εύρος 0.1 με $1 \frac{Hz}{s}$. [9]

6.4.2 Vector Shift (VS)

Η μέθοδος ανίχνευσης νησιδοποίησης Μετατόπισης Διανύσματος (Vector Shift) βασίζεται στη μέτρηση της γωνίας της τριφασικής τάσης. Η υλοποίηση της μεθόδου αυτής στηρίζεται στους μηδενισμούς της κυματομορφής της τάσης (zero-crossings). Σε κάθε ημιπερίοδο λαμβάνεται μία μέτρηση γωνίας για κάθε μία από τις τρεις τάσεις, ενώ, ο αλγόριθμος αποφαίνεται στο τέλος κάθε περιόδου.

Η διαφορά γωνίας της τάσης κάθε φάσης υπολογίζεται με βάση το χρόνο μηδενισμού της. Πιο συγκεκριμένα, συγκρίνονται οι χρόνοι μηδενισμού (δύο χρόνοι — ένας για τη θετική και ένας για την αρνητική ημιπερίοδο) της τάσης κάθε φάσης κατά την παρούσα περίοδο με αυτούς της προηγούμενης περιόδου. Αυτή η σύγκριση γίνεται και για τις τρεις φάσεις. Αν πέντε από αυτές τις έξι μετρήσεις υπερβαίνουν την τιμή κατωφλίου, που έχει προκαθοριστεί, ανοίγει το ρελέ.

Εφόσον ο αλγόριθμος αυτός εκτελεί συγκρίσεις μεταξύ δύο διαδοχικών περιόδων, παρέχεται γρήγορη λήψη απόφασης και ενεργοποίηση διακόπτη σε προσεγγιστικά 30 ms. Επίσης η χρήση των τάσεων και των τριών φάσεων στη σύγκριση κάνει τον αλγόριθμο λιγότερο ευαίσθητο στην αρμονική παραμόρφωση της τάσης, στις παρεμβολές και στα σφάλματα ασυμμετρίας. Το γεγονός αυτό καθιστά την προστασία που παρέχεται από τον αλγόριθμο αυτόν ευσταθή και μειώνεται η πιθανότητα για ενεργοποίηση όχλησης. [9]

6.4.3 Πρότυπα προστασίας αντί - νησιδοποίησης.

Παρακάτω παρουσιάζονται σε μορφή πίνακα τα όρια διαφόρων προτύπων για υπέρταση, υπόταση, υπερσυχνότητα, υποσυχνότητα, ROCOF, Vector Shift. Με βάση τα παρακάτω όρια επιλέξαμε τις ρυθμίσεις ROCOF και Vector Shift αντίστοιχα με τις οποίες πραγματοποιήσαμε τις δοκιμές. [10]

Πρότυπο / Τύπος Ορίου	VDE-AR-N 4105	BDEW	VDE-AR-N 4110:2018-11	VDE-AR-N 4120:2018-11
Χώρα	Γερμανία	Γερμανία	Γερμανία	
Μέγεθος Τάσης (LV,MV,HV)	Low Voltage	Medium Voltage	Medium Voltage	High Voltage
Υπέρταση (V)	253	253	249	
Υπόταση (V)	184	184	184	
Υπερσυχνότητα (Hz)	51.5	51.5	51.5	
Υποσυχνότητα (Hz)	47.5	47.5	47.5	
ROCOF (Hz/s)	0.8	0.8	2	
Vector Shift (degrees)	10	10	10	
Πρότυπο / Τύπος Ορίου	TOR Erzeuger	VSE/EE A-CH 2014 G98(G83/2) + G99(G59/3)	Synergrid C10/C11	
Χώρα	Αυστρία	Ελβετία	Αγγλία	Γερμανία
Μέγεθος Τάσης (LV,MV,HV)	Low Voltage	Low Voltage	Medium - High Voltage	Medium Voltage
Υπέρταση (V)	255	253	262	253
Υπόταση (V)	184	184	200	161
Υπερσυχνότητα (Hz)	51.5	51.5	51.5	51.5
Υποσυχνότητα (Hz)	47.5	47.5	47.5	47.5
ROCOF (Hz/s)	0.8	0.8	1	1
Vector Shift (degrees)	10	10	50	7

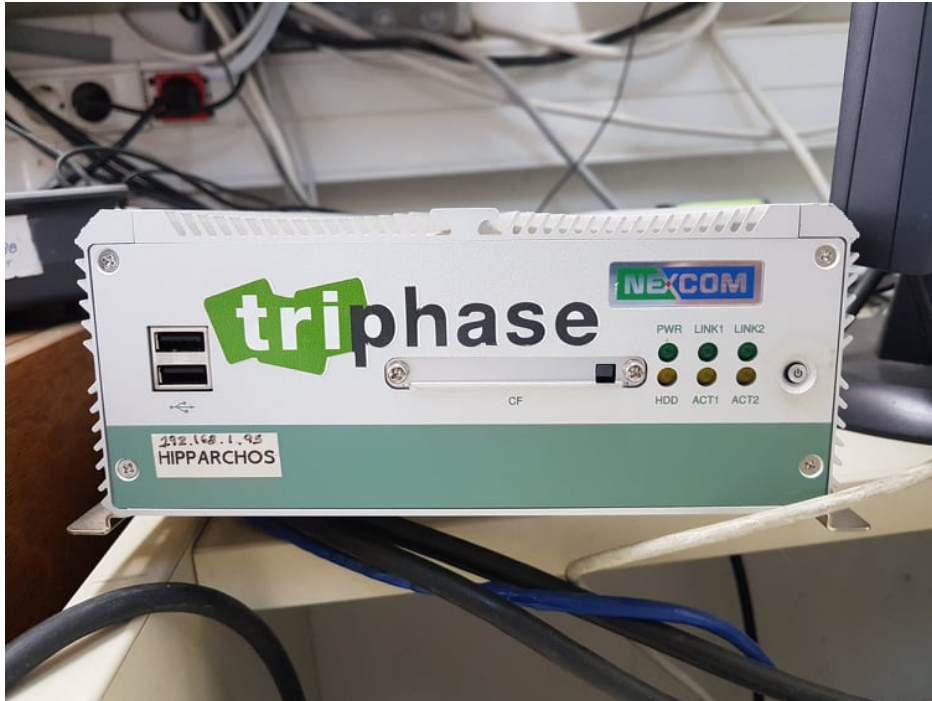
Σχήμα 6.5: Όρια διαφόρων προτύπων.

Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία επιλέξαμε τιμές : $0.8 \frac{Hz}{s}$ και 10 μοίρες για τα ROCOF και Vector Shift αντίστοιχα.

6.5 Ο ελεγκτής Triphase.

Κατά την προσομοίωση CHIL ο αλγόριθμος ελέγχου του αντιστροφέα θα τρέχει παράλληλα με τον RTDS σε έναν ελεγκτή (controller). Εδώ θα χρησιμοποιήσουμε τον controller της εταιρίας Triphase ο οποίος έχει αναλογικές εισόδους και εξόδους και τη δυνατότητα ο αλγόριθμος να προγραμματιστεί μέσω του προγράμματος Matlab Simulink και να φορτωθεί στον ελεγκτή.

Αυτός ο ελεγκτής που διαθέτει το εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Σχήμα 6.6: Ο ελεγκτής της εταιρίας triphase του εργαστηρίου ΣΗΕ.

Επομένως, για την πραγματοποίηση της CHIL προσομοίωσης, κάναμε μόνο τις απαραίτητες τροποποιήσεις στους διαφόρους υπάρχοντες αλγόριθμους ελέγχου στο Matlab Simulink.

6.6 Περιγραφή της συνολικής διάταξης της προσομοίωσης.

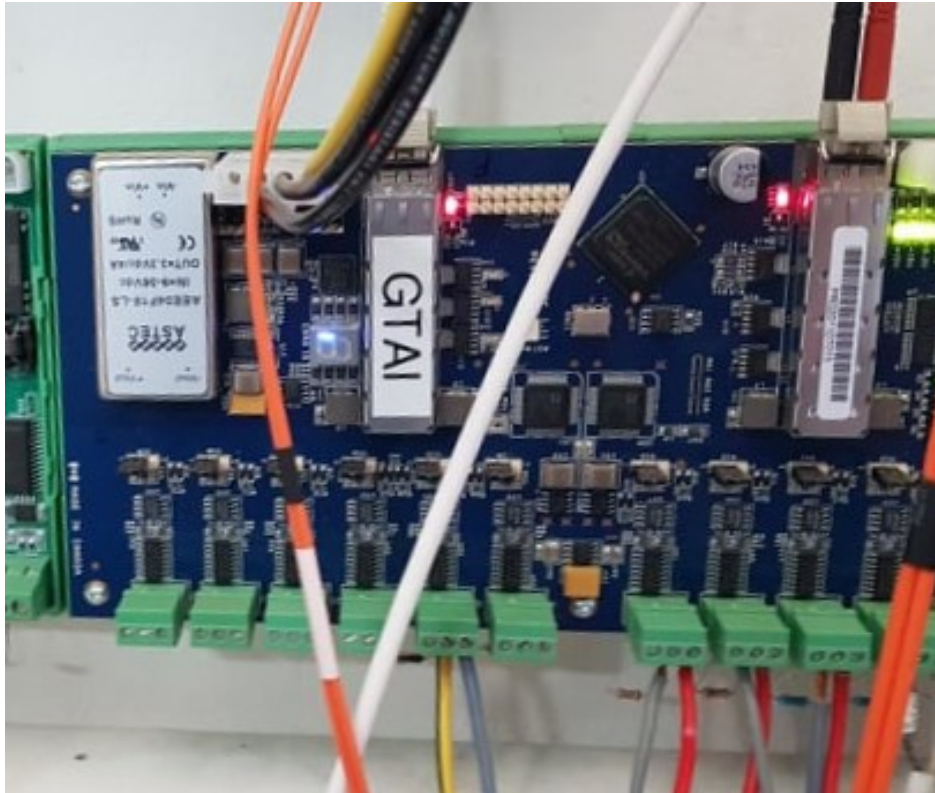
Για την περιγραφή της διάταξης της προσομοίωσης θα χρησιμοποιηθεί και ένα διάγραμμα παρακάτω, ώστε να υπάρχει μια διευκόλυνση ως προς την κατανόηση.

Αρχικά ας ξεκινήσουμε με τα μοντέλα ελέγχου που έχουμε ήδη κατασκευάσει στο περιβάλλον του Matlab Simulink. Αυτά τα μοντέλα τα τροποποιούμε με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν να φορτωθούν στον ελεγκτή μας Triphase. Για να φορτωθούν στον ελεγκτή χρειάζονται οι εξής αλλαγές:

- Αρχικά να αφαιρεθούν όλα τα τμήματα του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας (πηγές τάσης, φίλτρα, φορτία κτλ.), καθώς αυτά θα προσομοιωθούν μέσω του RTDS.
- Στη συνέχεια, να προστεθούν τα κατάλληλα τμήματα (μπλοκς) που αφορούν την είσοδο των σημάτων στον ελεγκτή από τον RTDS, καθώς και για την έξοδο σημάτων από τον ελεγκτή προς τον RTDS. (αναλυτικά παρακάτω)
- Τροποποίηση λειτουργιών του ελέγχου που δεν μπορούν να υπολογιστούν σε πραγματικό χρόνο. (PLL του Simulink.)

Μετά από αυτές τις αλλαγές τα μοντέλα μας είναι έτοιμα για να φορτωθούν στον ελεγκτή. Αυτή η διαδικασία πραγματοποιείται μέσω του Matlab και πιο συγκεκριμένα μέσω μιας επέκτασης που εγκαταστήσαμε επιπλέον στο πρόγραμμα, ώστε να έχουμε μπλοκς για είσοδο και έξοδο σημάτων, δυνατότητα φόρτωσης των μοντέλων μέσω compiler, παρακολούθηση των εσωτερικών σημάτων του μοντέλου σε πραγματικό χρόνο και άλλα πολλά με τα οποία δεν ασχοληθήκαμε.

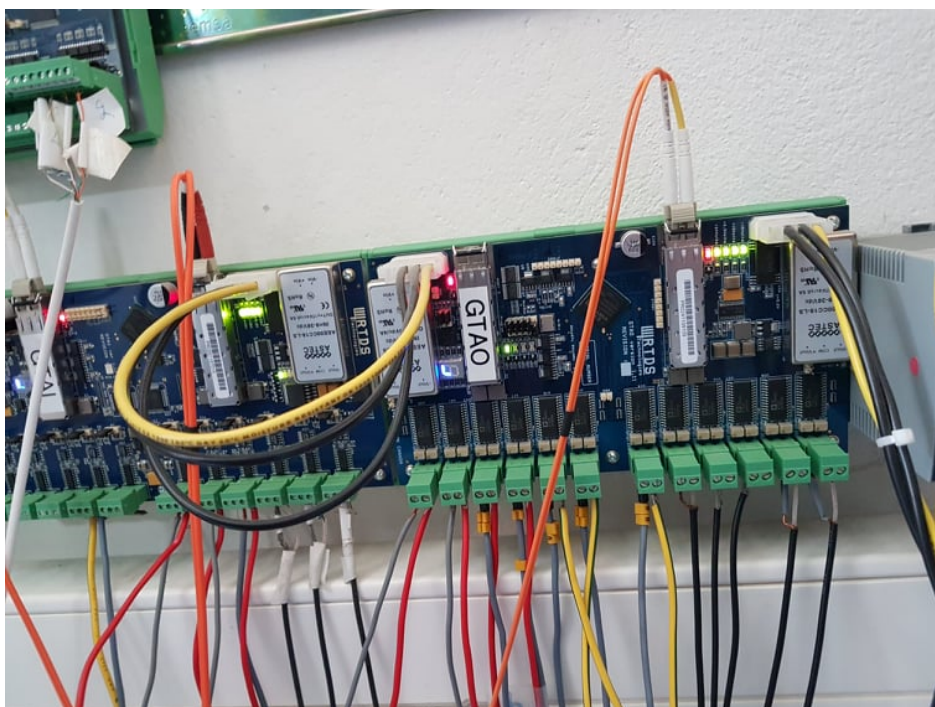
Εφόσον έχουμε ετοιμάσει το κομμάτι με τον ελεγκτή μας στη συνέχεια πρέπει να συνδέσουμε στις εξόδους του ελεγκτή στις εισόδους του RTDS. Αυτή η σύνδεση επιτυγχάνεται μέσω της κάρτας GTAI η φωτογραφία της οποίας είναι:



Σχήμα 6.7: Η κάρτα εισόδου για τον RTDS.

Η ανάλυση των σημάτων αναλυτικά θα παρουσιαστεί στην ανάλυση του συνολικού συστήματος που σχεδιάσαμε τόσο στο περιβάλλον του RTDS που λέγεται RSCAD, όσο και στο Simulink.

Εφόσον τώρα έχουμε τις εισόδους για το RTDS για την έξοδο των αντίστοιχων σημάτων από αυτόν, έχουμε την κάρτα GTA0 η οποία μετασχηματίζει τα σήματα σε αναλογικά χαμηλής τάσης και μέσω καλωδίων τα συνδέουμε στον ελεγκτή μας.



Σχήμα 6.8: Η κάρτα εξόδου για τον RTDS.

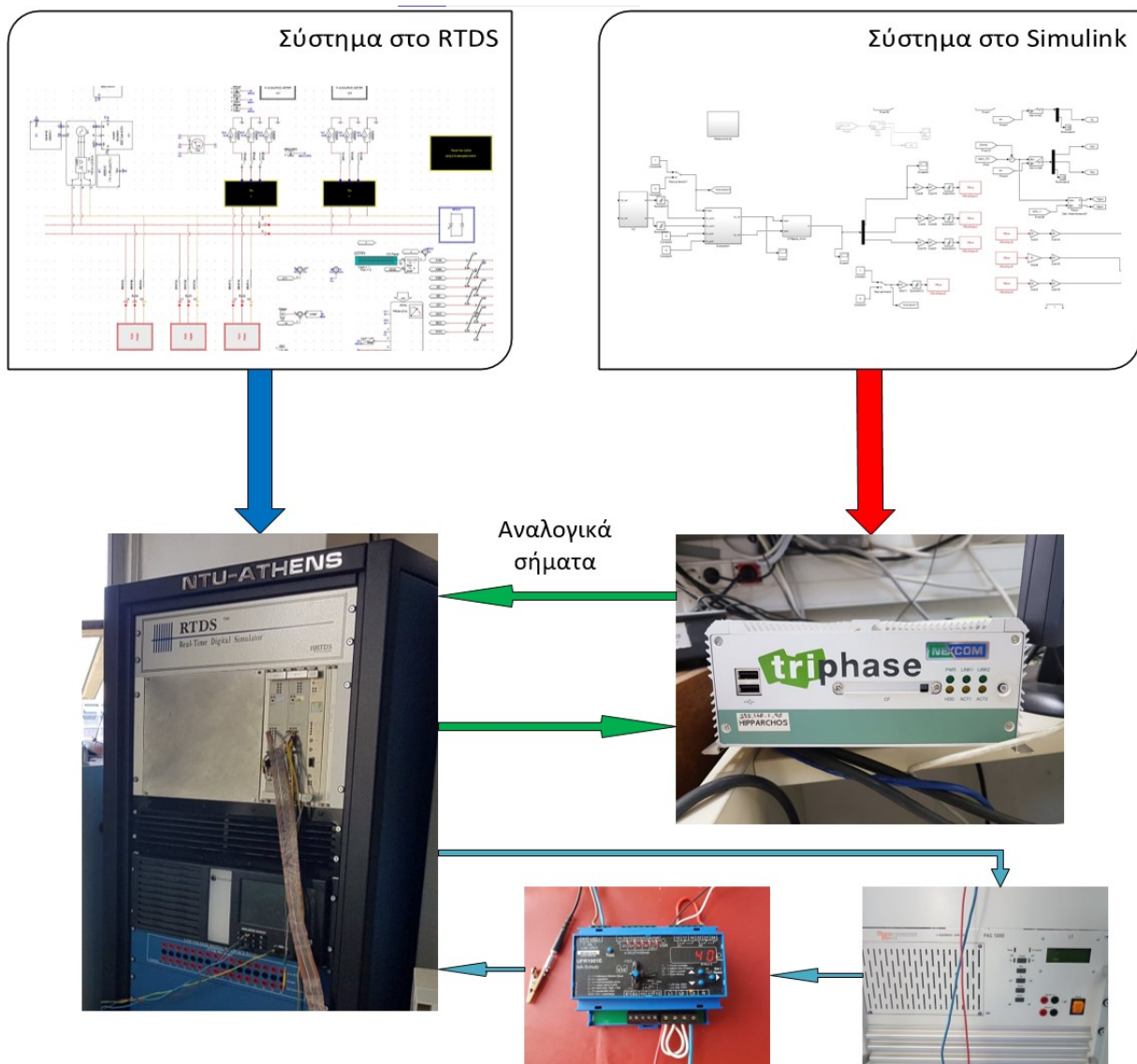
Έτσι έχουμε ολοκληρώσει την σύνδεση μεταξύ των δυο αυτών συστημάτων.

Τέλος για τον διακόπτη-ρελέ αντί-νησιδοποίησης η σύνδεσή του έχει ως εξής. Αρχικά συνδέσαμε το ρελέ με την γεννήτρια τάσης, ώστε να μπορεί να λειτουργεί στα 230 βολτ (τάση λειτουργίας του). Στη συνέχεια για να μπορούμε να μεταβάλλουμε χαρακτηριστικά της τάσης (πλάτος, συχνότητα) συνδέσαμε την γεννήτρια τάσης με την κάρτα του μπροστινού πάνελ του RTDS έτσι ώστε να μπορούμε να στείλουμε μια από τις φάσεις του συστήματος που προσομοιώνουμε στη γεννήτρια και αυτή να παραγάγει την κατάλληλη τάση στα 230 βολτ με αντίστοιχες

μεταβολές τάσης και συχνότητας. Τέλος για να μπορέσουμε να ξέρουμε την κατάσταση του διακόπτη (ανοιχτός, κλειστός) σε κάθε χρονική στιγμή στέλνουμε σήμα μέσω καλωδίου από τον διακόπτη πίσω στο RTDS, πάλι μέσω της κάρτας του μπροστινού πάνελ. Έτσι έχουμε και τον διακόπτη λειτουργικό αλλά και γνωρίζουμε την κατάστασή του κάθε χρονική στιγμή.

Αυτή τη φορά χρησιμοποιήσαμε το μπροστινό πάνελ του RTDS, καθώς δεν υπήρχαν αρκετές σε πλήθος πύλες εξόδου στην κάρτα εξόδου.

Στη συνέχεια παραθέτουμε και το διάγραμμα της διάταξης για περαιτέρω κατανόηση.



Σχήμα 6.9: Σχηματική αναπαράσταση της τοπολογίας της προσομοίωσης CHIL.

6.7 Ανάλυση του μοντέλου του νησιού της Αστυπάλλαιας που σχεδιάστηκε στο RSCAD.

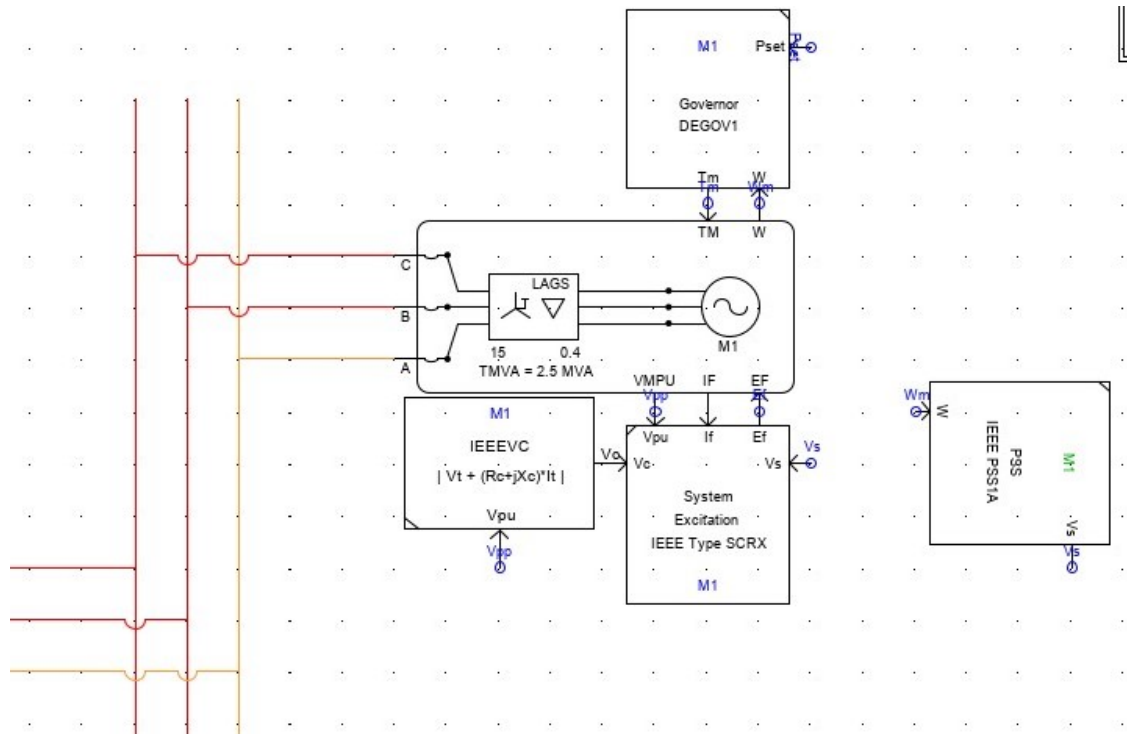
Στη συνέχεια θα δείξουμε αναλυτικά την υλοποίηση του μοντέλου που έγινε στο περιβάλλον RSCAD του RTDS.

6.7.1 Γεννήτρια Πετρελαίου.

Παρακάτω παρατίθεται το σχηματικό διάγραμμα της γεννήτριας μας σε περιβάλλον του RSCAD.

Ξεκινώντας με το μπλοκ της γεννήτρια παρατηρούμε πως αυτό περιλαμβάνει την γεννήτρια αλλά και τον μετασχηματιστή. Τώρα όσο αφορά τα διάφορα χαρακτηριστικά της γεννήτριας που έχουμε θέσει είναι $1.6MVA$ στα $400V$ και $50Hz$ με σταθερά αδράνειας στα $2 \frac{MWs}{MVA}$. Για τον μετασχηματιστή έχουμε θέσει την ανύψωση από τα 400 βολτ στα $15kV$ και είναι $2.5MVA$.

Ο governor βασίζεται στο μοντέλο DEGOV1 και οι ρυθμίσεις του όσο αφορά τις χρονικές σταθερές και το κέρδος είναι διαθέσιμες στην εικόνα της επόμενης σελίδας.



Σχήμα 6.10: Η γεννήτρια στο RSCAD.

_rtds_DEGOV1.def					
CONFIGURATION		GOVERNOR/TURBINE PARAMETERS			
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
Drin	Droop Input	Throttle Feedback		0	1
T1	Time Constant T1	0.1	sec		
T2	Time Constant T2	0.02	sec		
T3	Time Constant T3	0.2	sec		
K	Actuator Gain	27.7			
T4	Time Constant T4	0.25	sec		
T5	Time Constant T5	0.009	sec		
T6	Time Constant T6	0.0984	sec		
Td	Engine Delay	0.012	sec	0.0	
Tmax	Maximum Limit Tmax	1.1	pu		
Tmin	Minimum Limit Tmin	0	pu		
Drp	Droop	0.0347			
Te	Time Constant TE	0.00	sec		

Σχήμα 6.11: Governor Settings.

Όσο αφορά τις ρυθμίσεις για την διέγερση, αυτές βασίζονται στο μοντέλο της IEEE και είναι ο τύπος SCRX. Πιο συγκεκριμένα έχουμε σταθερές $\frac{T_a}{T_b} = 0.1sec$ με $T_b = 15sec$, κέρδος 60 και $T_e = 0.3sec$.

Τέλος για τον Power System Stabilizer έχουμε τις σταθερές που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

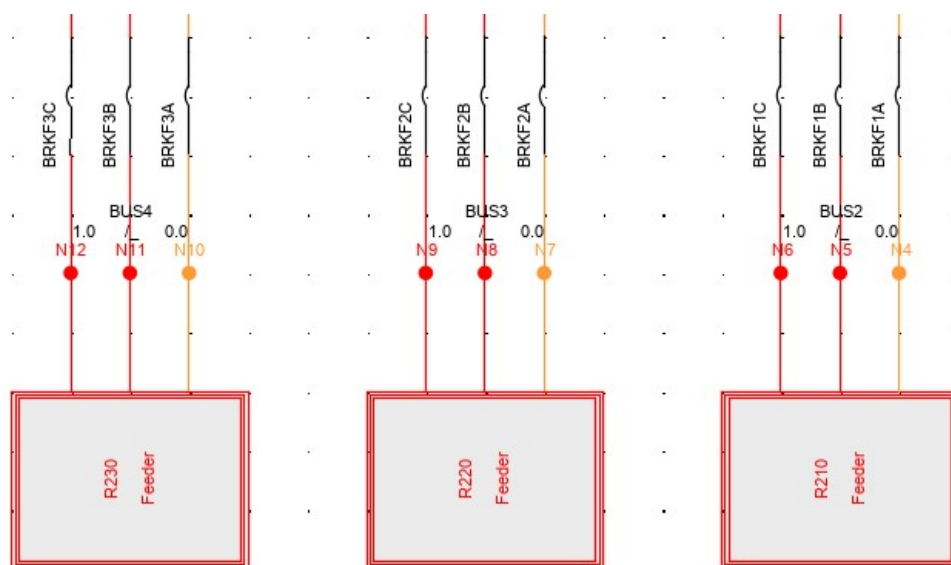
_rtds_PSS1A.def					
CONFIGURATION		PSS PARAMETERS		SIGNAL NAMES	
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
j	Input Signal Code	w		0	5
A1	Notch Filter Parameter	0			
A2	Notch Filter Parameter	0			
T1	Lead/Lag Time Constant	0.25	sec	0.0	
T2	Lead/Lag Time Constant	0.03	sec	0.0	
T3	Lead/Lag Time Constant	0.2	sec	0.0	
T4	Lead/Lag Time Constant	0.02	sec	0.0	
T5	Washout Time Constant	4.0	sec	0.0	
T6	Transducer Time Constant	0.02	sec	0.0	
KS	Stabilizer Gain	3.0	pu	0.0	
Vrmax	Maximum Stabilizer Output	0.50	pu		
Vrmin	Minimum Stabilizer Output	-0.50	pu		
Vcu	Stabilizer input cutoff threshold	1.2	pu		
Vcl	Stabilizer input cutoff threshold	0.9	pu		

Σχήμα 6.12: PSS Settings.

Όπως φαίνεται από τις ρυθμίσεις που κάναμε, οι σταθερές χρόνου αλλά και τα κέρδη αντιπροσωπεύουν ικανοποιητικά την συμπεριφορά-απόκριση μιας πραγματικής ντιζελογεννήτριας.

6.7.2 Φορτία του δικτύου.

Μετά από την υλοποίηση της γεννήτριας θα αναπτύξουμε το πως τοποθετήσαμε αλλά και τι είδους φορτία έχουμε στο δίκτυο μας. Επίσης θα υπάρχουν και φωτογραφίες της υλοποίησης.

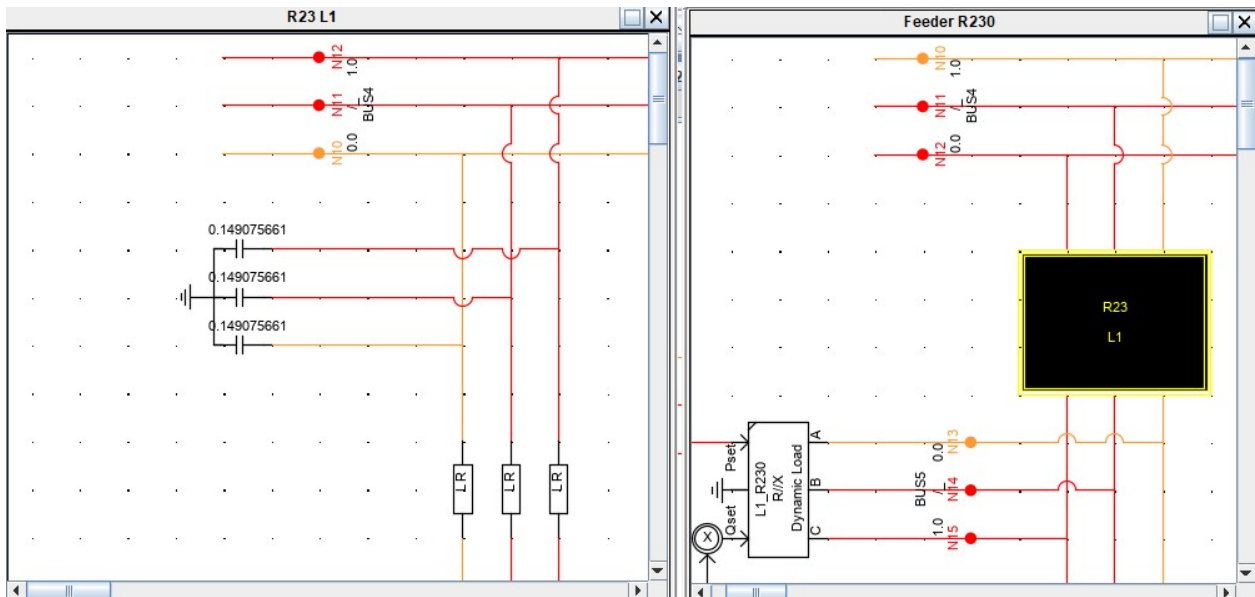


Σχήμα 6.13: Τα φορτία δικτύου.

Όπως παρατηρούμε έχουμε δημιουργήσει τρεις ξεχωριστές γραμμές ώστε να διαμοιράσουμε τα φορτία και να έχουμε μια πιο ρεαλιστική αναπαράσταση της κατάστασης. Τώρα στα επιμέρους τμήματα έχουμε τοποθετήσει από την πλευρά των φορτίων και φορτία δυναμικής φύσης ως προς μεταβολές χαρακτηριστικών τάσης και συχνότητας, αλλά και φορτία απλής ωμικής διάταξης. Εκτός των φορτίων, έχουν τοποθετηθεί και χαρακτηριστικά γραμμών μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας με στοιχεία R,L και C. Τέλος έχουν τοποθετηθεί και ασφάλειες στα φορτία οι οποίες

σε ανίχνευση είτε υπέρτασης, είτε υπερέντασης, ανοίγουν. Το συνολικό φορτίο του δικτύου υπερβαίνει ελάχιστα τα 2MVA.

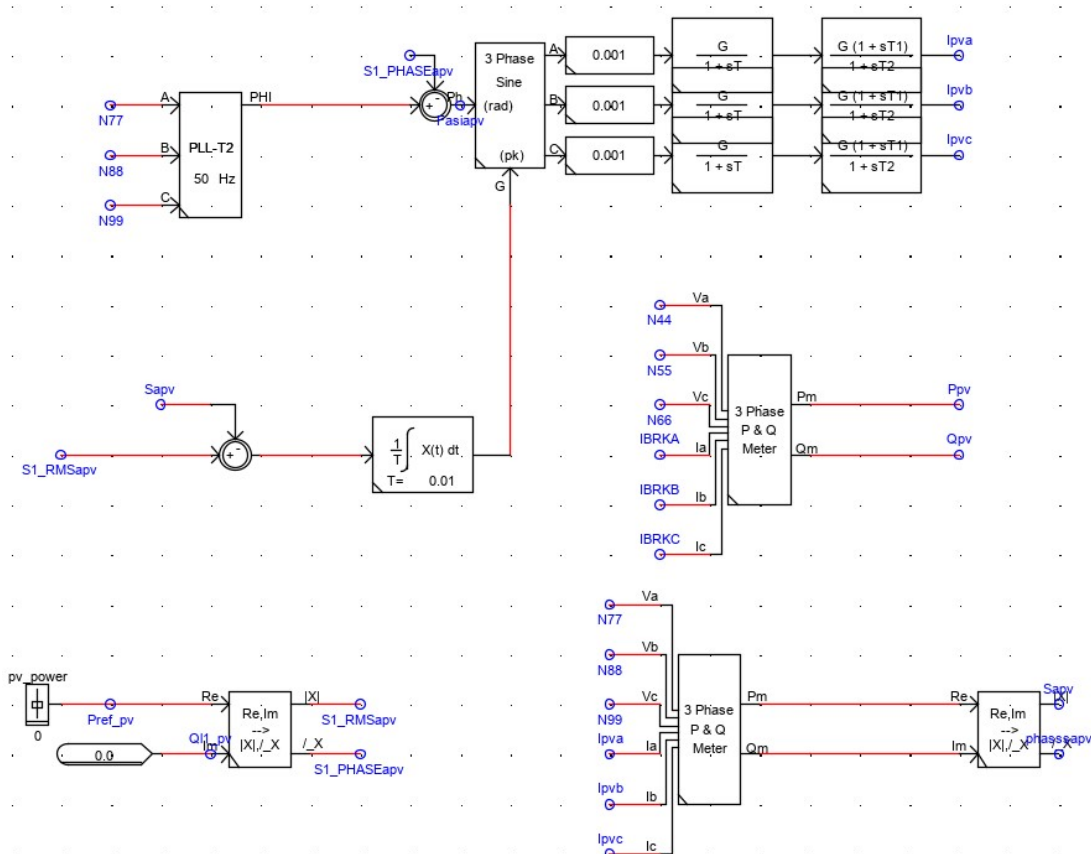
Παρακάτω υπάρχουν φωτογραφίες της υλοποίησης των φορτίων.



Σχήμα 6.14: Τμήματα του δικτύου σε φορτία και γραμμές.

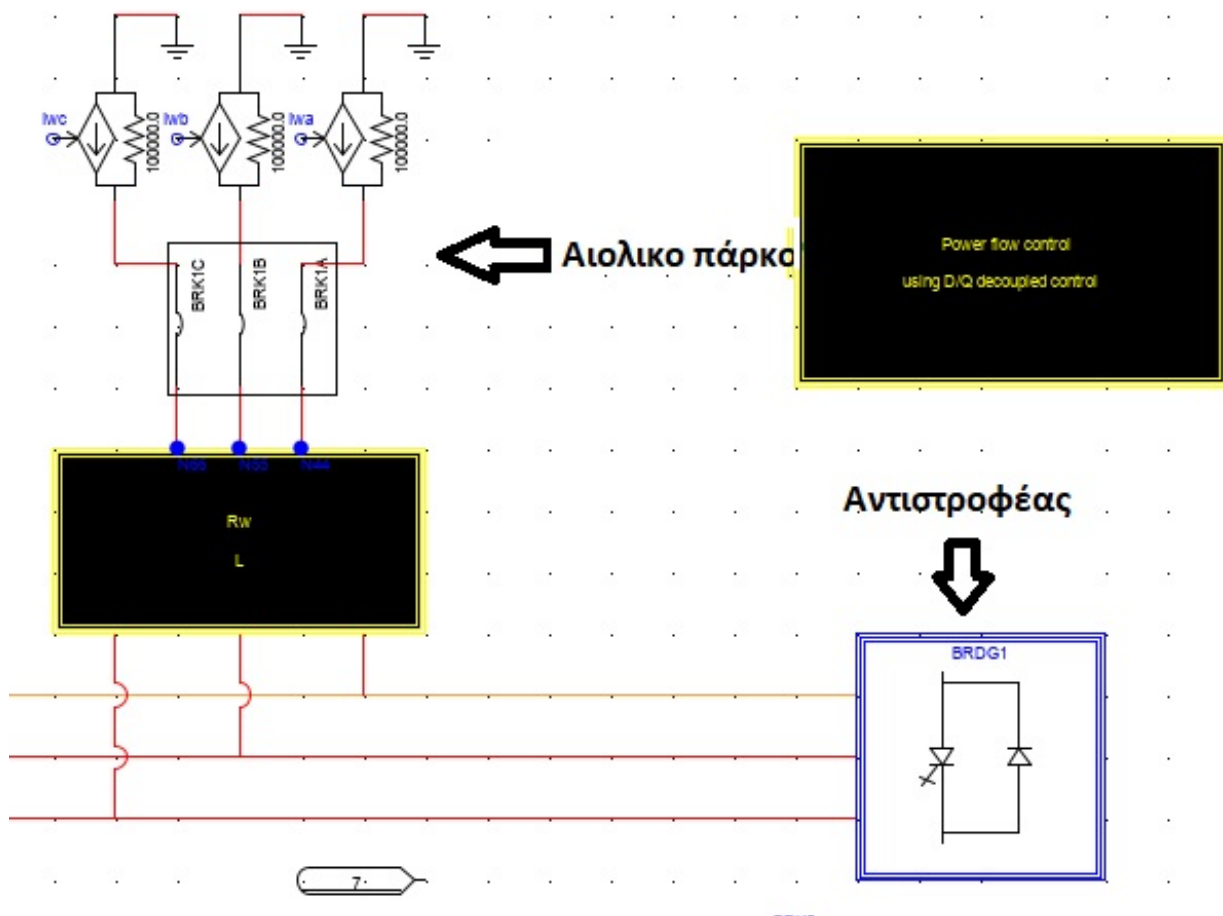
6.7.3 Υλοποίηση ανεμογεννήτριας και φωτοβολταϊκού.

Το αιολικό πάρκο καθώς και το φωτοβολταϊκό πάρκο υλοποιούνται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο. Με την τοποθέτηση τριών ελεγχόμενων πηγών ρεύματος, ένα τριφασικό διακόπτη και ένα μπλοκ προσομοίωσης γραμμής μεταφοράς με R,L και C, έχουμε ένα αιολικό ή φωτοβολταϊκό πάρκο αντίστοιχα. Ο έλεγχος των πηγών ρεύματος γίνεται μέσω ενός ελεγκτή PI στο πεδίο dq για κάθε φάση του ρεύματος και ο συγχρονισμός μέσω ενός PLL. Τέλος οι μεταβλητές ελέγχου από εμάς είναι η ενεργός και η άεργος ισχύς που παράγει το πάρκο. Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί εικόνα σχετική με την υλοποίηση του ελέγχου των πηγών ρεύματος.



Σχήμα 6.15: Μπλοκ ελέγχου ισχύος ΑΠΕ.

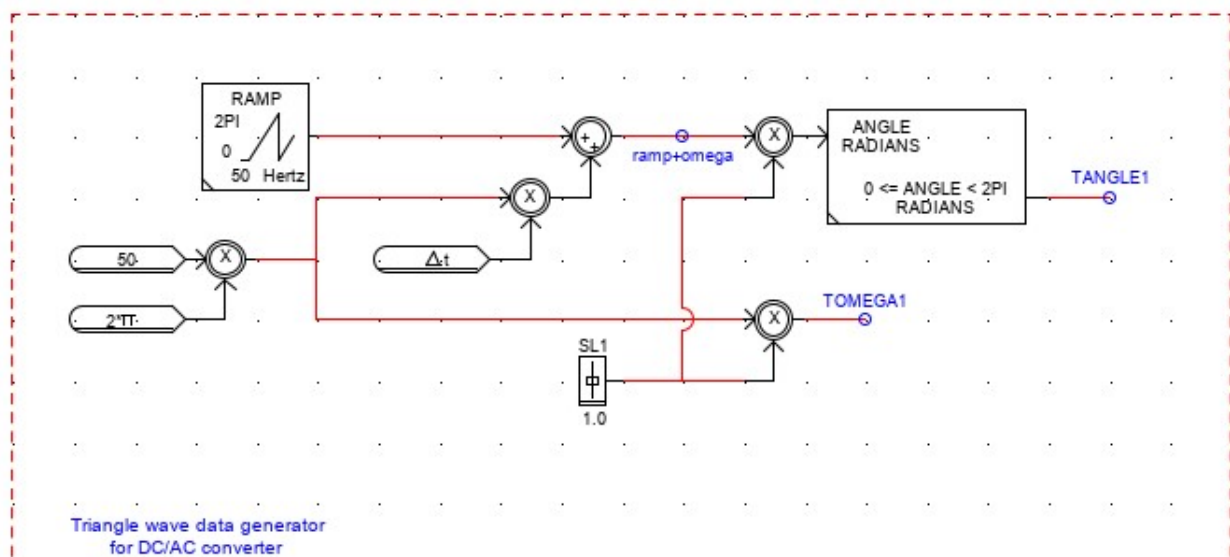
6.7.4 Αντιστροφέας και η υλοποίησή του στο RSCAD.



Σχήμα 6.16: Τμήμα του δικτύου.

Για την δημιουργία του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκαν τρία ζεύγη ιδανικών διακοπών για τις τρεις φάσεις αντίστοιχα, με συνολική φαινόμενη ισχύ στα $2MVA$ και αντίσταση αγωγής στα $0.00001Ohm$.

Για την γεννήτρια τριγωνικών παλμών, ώστε να γίνεται η σύγκριση με το σήμα που θέλουμε να παράγουμε και να παράγονται οι αντίστοιχοι παλμοί μέσω του ανοίγματος και του κλεισίματος των κατάλληλων διακοπών, το υλοποιούμε με έναν πριονωτό παλμό στους 50 κύκλους στον οποίο προσθέτουμε τον όρο $\omega(t)$ και τον πολλαπλασιάζουμε με συντελεστή ώστε να έχουμε συχνότητα διακοπικών όση θέλουμε εμείς. Μετά αυτή τη γωνία αλλά και το ω , τα δίνουμε σαν μεταβλητές εισόδου για την παραγωγή του τριγωνικού παλμού που θέλουμε. Για τις δοκιμές μας έχουμε συντελεστή 150, που μας δίνει συχνότητα $PWM = 7.5kHz$. Η εικόνα με την υλοποίηση αυτού που μόλις αναφέραμε είναι ακριβώς από κάτω.



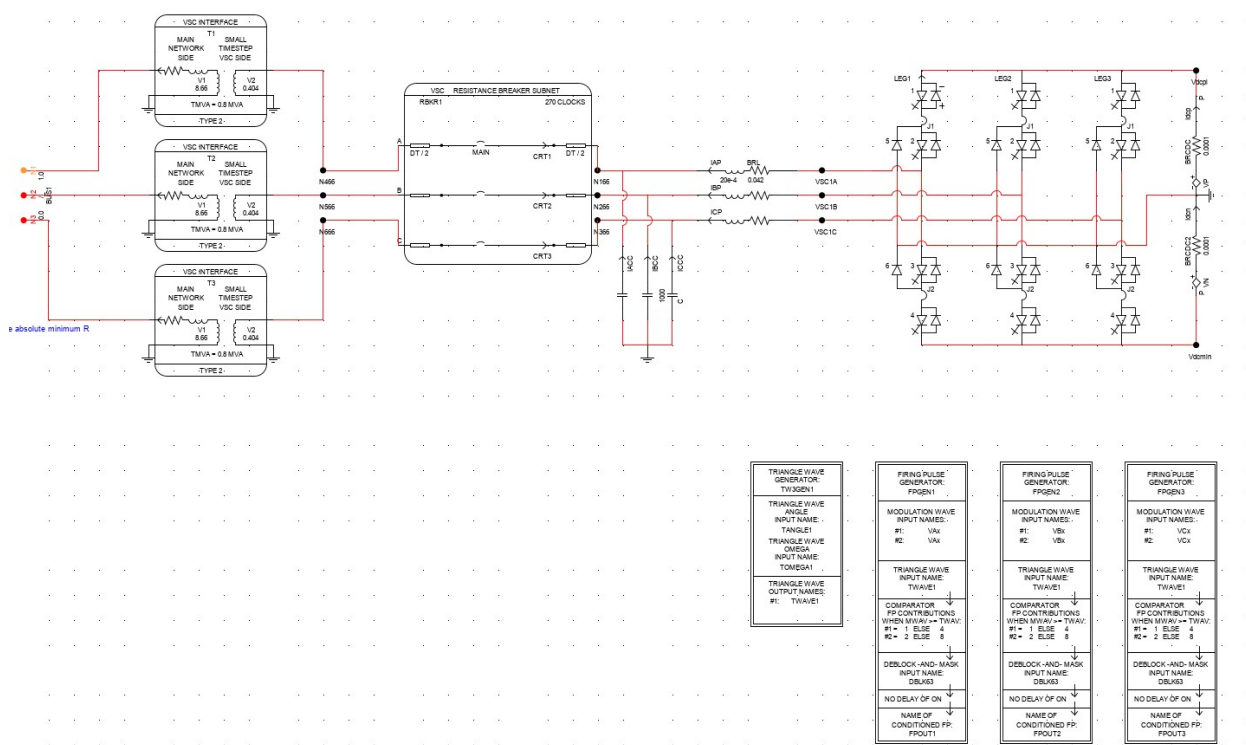
Σχήμα 6.17: Triangle signal generation.

Σε συνέχεια της δημιουργίας του αντιστροφέα, έχουμε τους συγκριτές σημάτων για το ανοιγοκλείσιμο των διακοπών οι οποίοι λειτουργούν με απλά if, και μετά την έξοδο των τριών φάσεων έχουμε το φίλτρο μας RLC με τιμές: $R = 0.042\Omega$, $L = 20e - 4H$ και $C = 10e - 3F$. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι στα $112.5Hz$ πράγμα που συμβάλει αρκετά στην μείωση των αρμονικών οι οποίες εμφανίζονται μετά τους 150 κύκλους.

Μετά το βαθυπερατό φίλτρο, έχουμε και έναν τριφασικό διακόπτη και μετά τον διακόπτη έχουμε τον μετασχηματιστή ανύψωσης από τα 400 βολτ στα $15kV$. $S_{transf} = 2MVA$, $Y_g - y_g$, $r = 0.01p.u.$, $x = 0.06p.u.$

Τέλος οι μπαταρίες έχουν υλοποιηθεί μέσω δυο πηγών συνεχούς τάσης στα 2000 βολτ η κάθε μια. Μια για τους παλμούς θετικής φοράς και μια για τους αρνητικής φοράς και αντίσταση μπαταριών στα 0.0002Ω .

Παρακάτω παρατίθεται η εικόνα με τον συνολικό αντιστροφέα και τον μετασχηματιστή.



Σχήμα 6.18: Μπλοκ αντιστροφέα.

6.7.5 Λογικό διάγραμμα λειτουργίας του διακόπτη για τον αντιστροφέα.

Για την σύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο παρατηρήθηκε το εξής φαινόμενο. Ενώ ο συγχρονισμός της τάσης του αντιστροφέα με την τάση του δικτύου μέσω PLL ήταν παραπάνω από ικανοποιητικός, το απότομο κλείσιμο του διακόπτη σε κάποια τυχαία χρονική στιγμή προκαλούσε στιγμιαία υψηλές υπερεντάσεις και εισήγαγε διαταραχές στο δίκτυο που στη συνέχεια προκαλούσαν προβλήματα ευστάθειας.

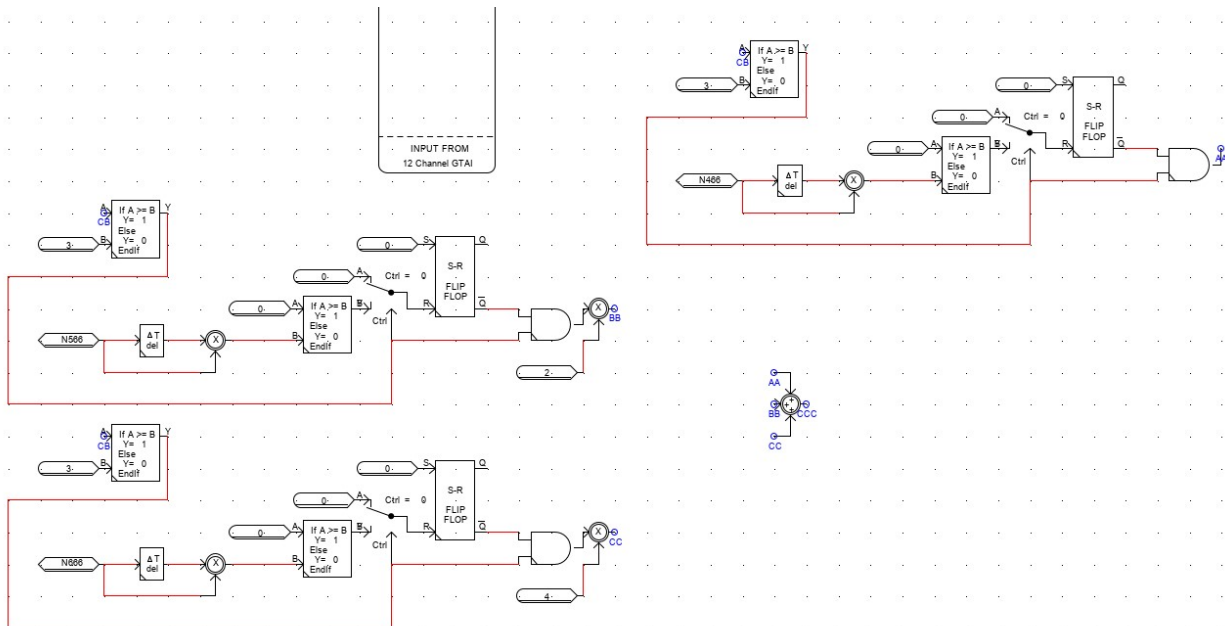
Προς λύση αυτού του φαινομένου σχεδιάστηκε μια λογική για τον διακόπτη, κατά την οποία, με εντολή κλεισίματος του από εμάς, δεν θα έχουμε πλέον κλείσιμο του διακόπτη και στις τρεις φάσεις άμεσα, αλλά σταδιακό με την εξής έννοια. Με την τοποθέτηση συγκριτών σε κάθε φάση, ο διακόπτης της κάθε φάσης θα κλείνει μόνο όταν η τάση στη συγκεκριμένη φάση θα μεταβαίνει από αρνητική τιμή σε θετική, ή από θετική τιμή σε αρνητική.

Με αυτόν τον τρόπο, όταν θα κλείνει μεμονωμένα σε κάθε φάση ο διακόπτης, η διαφορά τάσης μεταξύ τάσης αντιστροφέα και τάσης δικτύου θα είναι η μικρότερη δυνατή ως προς το μηδέν. Με αυτή την εφαρμογή λογικής πετύχαμε συμπεριφορά σύνδεσης πάρα πολύ ομαλή και χωρίς διαταραχές.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται μια φωτογραφία αναπαράστασης της λογικής του διακόπτη που πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον RSCAD.

6.7.6 Είσοδος - Έξοδος σημάτων.

Τέλος θα δείξουμε ποια σήματα στέλνουμε στην κάρτα αναλογικής εξόδου, ώστε να πάνε στον ελεγκτή μας όπου τρέχει το μοντέλο που φτιάξαμε στο Simulink και το ρελέ μας, καθώς και



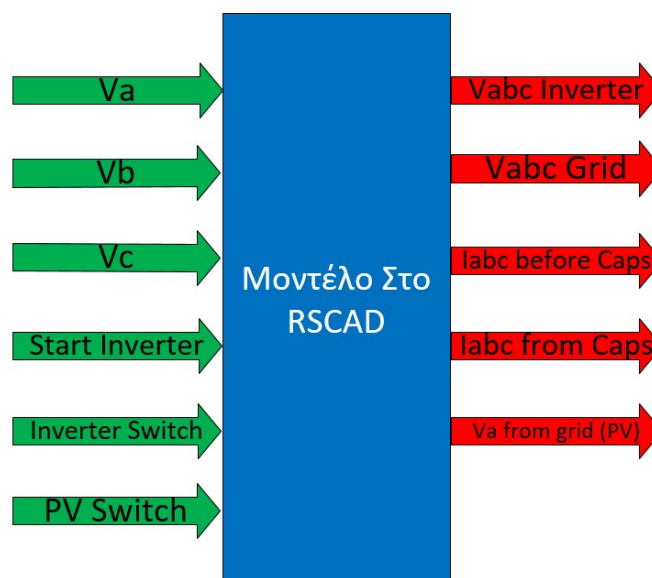
Σχήμα 6.19: Λογικό διάγραμμα λειτουργίας του διακόπτη διασύνδεσης.

ποια σήματα λαμβάνουμε από τον ελεγκτή μας και το ρελέ μας μέσω της κάρτας εισόδου και της κάρτας του μπροστινού πάνελ.

Ξεκινώντας από τα σήματα εξόδου, θα ξεκινήσουμε με τις τάσεις που χρειαζόμαστε για τον ελεγκτή μας. Χρειαζόμαστε τις τρεις φάσεις από την πλευρά του αντιστροφέα, και τις τρεις φάσεις από την πλευρά του δικτύου. Άρα έχουμε αρχικά 6 σήματα εξόδου για τις τάσεις. Συνεχίζοντας, όσο αφορά τα ρεύματα, χρειαζόμαστε το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα μετά το RLC φίλτρο και το ρεύμα πριν από το φίλτρο. Εδώ αυτό το πετυχαίνουμε μέσω των ρευμάτων των τριών φάσεων προ των πυκνωτών και με το ρεύμα των ίδιων των πυκνωτών, όπου στη συνέχεια μέσω του νόμου των ρευμάτων του Kirchhoff με την πρόσθεση τους έχουμε το ρεύμα εξόδου. Άρα έχουμε άλλα 6 σήματα εξόδου και είμαστε τώρα στο σύνολο των 12 σημάτων εξόδου. Και τέλος έχουμε σήμα εξόδου την τάση από μια φάση του δικτύου στο σημείο που είναι το ρελέ μας για την προστασία του φωτοβολταϊκού πάρκου.

Τώρα για την λειτουργία του μοντέλου μας χρειαζόμαστε τα εξής σήματα εισόδου. Τα τρία σήματα διαμόρφωσης της τάσης, ώστε ο αντιστροφέας να τα παράξει την κατάλληλη στιγμή, ένα σήμα εκκίνησης της λειτουργίας του αντιστροφέα και ένα σήμα για το κλείσιμο του διακόπτη και την σύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο. Και τελευταίο σήμα από την κάρτα του μπροστινού πάνελ είναι για τον διακόπτη του φωτοβολταϊκού πάρκου, όπου σε περίπτωση που το πραγματικό ρελέ ανοίξει, να ανοίξει και ο διακόπτης στη προσομοίωση και να κοπεί το φορτίο του πάρκου. Άρα για είσοδο έχουμε συνολικά $3+2+1=6$ σήματα.

Παρακάτω έχουμε και μια σχηματική αναπαράσταση.



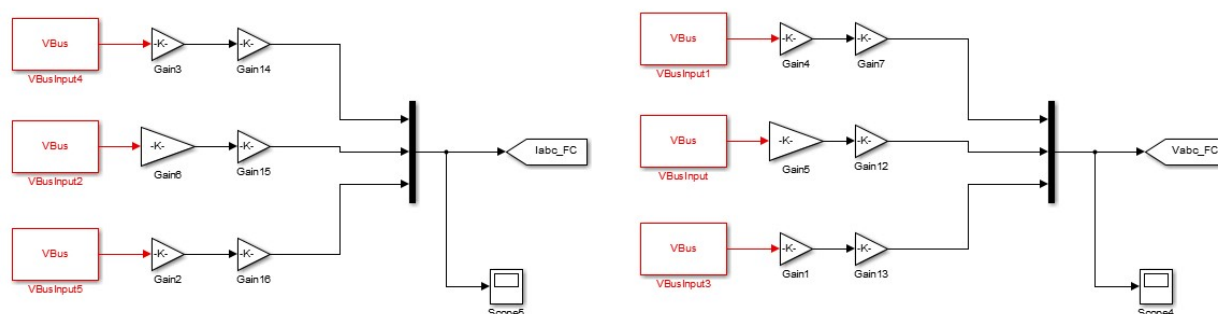
Σχήμα 6.20: Είσοδος - Έξοδος σημάτων.

6.8 Ανάλυση των μοντέλων που σχεδιάστηκαν στο Simulink.

Στο σημείο αυτό θα αναλυθούν τα επιμέρους μοντέλα ελέγχου που δημιουργήθηκαν στο περιβάλλον του Matlab Simulink. Θα γίνει η αρχή με τον αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος μαζί με επικουρικές λειτουργίες στατισμού και εικονικής αδράνειας, και στη συνέχεια θα παρουσιαστεί ο αλγόριθμος ελέγχου τάσης καθώς και του μοντέλου της εικονικής γεννήτριας.

6.8.1 Μοντέλο ελέγχου ρεύματος.

Αρχίζοντας με τα σήματα εισόδου στο σύστημα, για τον έλεγχο ρεύματος δεν χρειάζονται όλα τα σήματα εξόδου από το RTDS, αλλά μόνο οι τάσεις προ και μετά του διακόπτη σύνδεσης και τα ρεύματα προ του φίλτρου. Τα ρεύματα μετά του φίλτρου δεν απαιτούνται για τον έλεγχο ρεύματος, όπως επίσης για την τάση που πηγαίνει στο ρελε, ο ελεγκτής μας δεν έχει καμία σχέση επί του μηχανισμού.



Σχήμα 6.21: Είσοδος σημάτων.

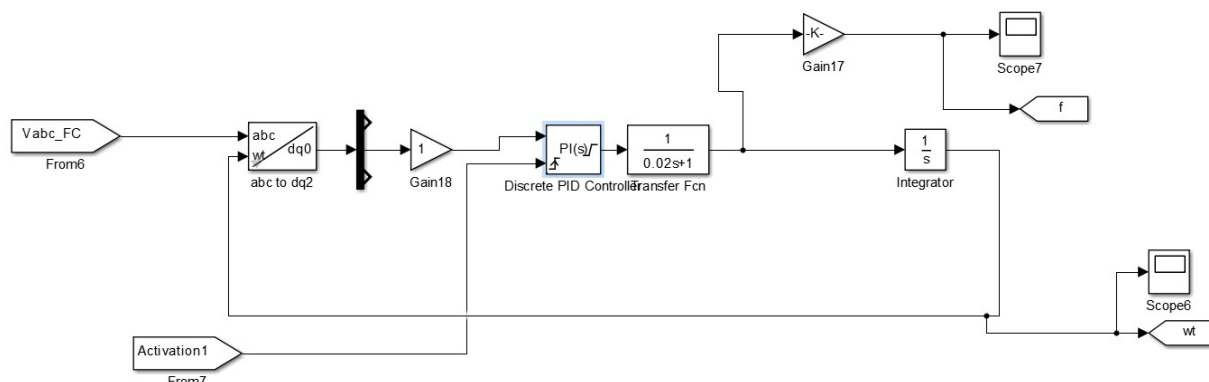
Όπως παρατηρείται στο σχήμα 6.21, τα κόκκινα μπλοκ αποτελούν τμήμα της επέκτασης για τον χειρισμό του ελεγκτή και μας επιτρέπουν να εισάγουμε σήματα στη προσομοίωση. Επίσης τα κέρδη εδώ χρησιμοποιούνται ώστε να έχουμε την σωστή κλίμακα για κάθε σήμα εισόδου.

PLL

Για την μεταφορά των τριφασικών σημάτων στους άξονες dq, χρειαζόμαστε ένα PLL. Επειδή το μπλοκ του Simulink για το PLL δεν μπορεί να γραφεί σε κώδικα που μπορεί να εκτελέσει ο ελεγκτής, κατασκευάσαμε το δικό μας PLL.

Με βάση την θεωρία του προηγούμενου κεφαλαίου, ένας βρόχος με είσοδο την d συνιστώσα της τάσης, έναν PI ελεγκτή, ένα βαθυπερατό φίλτρο και έναν ολοκληρωτή, με ανάδραση στην είσοδο wt του μετατροπέα από το abc στο dq, έχουμε ένα PLL.

Οι τιμές του PI και του βαθυπερατού είναι: $k_p = 0.05$, $k_i = 0.2$, $cutoff\ freq = 50Hz$.



Σχήμα 6.22: PLL

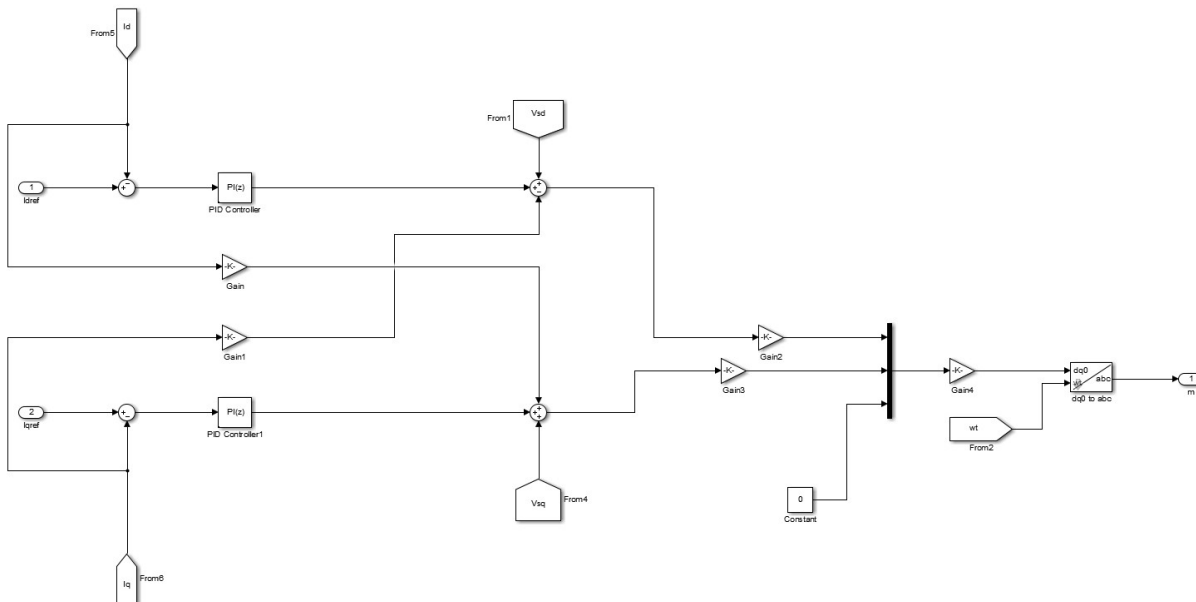
Στη συνέχεια με χρήση του wt από το PLL, μπορούμε να μετατρέψουμε τα τριφασικά σήματα στους άξονες dq.

Επίσης έχουμε και δυο χειροκίνητα πλήκτρα, όπου το ένα ελέγχει την εκκίνηση του ελέγχου και αποστέλλεται και στο RTDS για την εκκίνηση του αντιστροφέα, και το άλλο συμβάλλει στο κλείσιμο του διακόπτη και την σύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο. (και αυτό αποστέλλεται στο RTDS.)

Τμήμα ελέγχου.

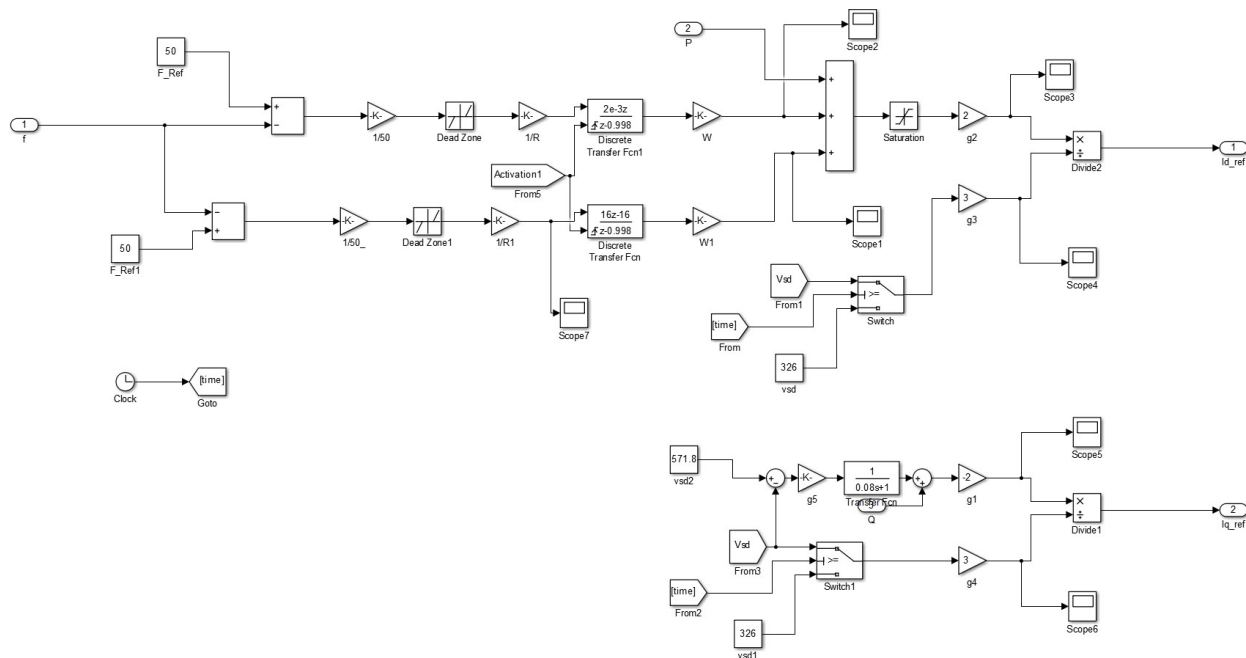
Το τμήμα ελέγχου ρεύματος και στατισμού και εικονικής αδράνειας είναι πανομοιότυπα με τον έλεγχο ρεύματος που πραγματοποιήσαμε σε ισχυρό δίκτυο, παρόλα αυτά εδώ θα αναλυθούν οι επιμέρους τιμές στα διάφορα στοιχεία.

Αρχίζοντας με τον έλεγχο ρεύματος η τοπολογία είναι ως εξής.



Σχήμα 6.23: Current control block.

Πανομοιότυπη με αυτή του προηγούμενου κεφαλαίου, το μόνο που μένει είναι οι τιμές των κερδών. Στους PI έχουμε $k_p = 2 * \pi * 100 * 20e - 4$, $k_i = 2 * \pi * 100 * 0.042$. Παρατηρούμε πως οι τιμές των επιμέρους κερδών μπορούν να παρουσιαστούν ως εξής: $k_p = 2 * \omega(t) * L$, $k_i = 2 * \omega(t) * R$. Η επιλογή αυτή βασίζεται στο γεγονός ότι η αυτεπαγωγή και η αντίσταση του φίλτρου επηρεάζουν τον τρόπο που μεταβάλλεται το ρεύμα. Για αυτό και συμπεριλαμβάνονται στα κέρδη. Τέλος για την αποσυσχέτιση των ρευμάτων d,q, το κάθε κέρδος έχει τιμή $2 * \pi * 50 * 20e - 4$, η οποία αφαιρεί την συσχέτιση που εισήγαγε η αυτεπαγωγή L στη συχνότητα των 50 κύκλων το δευτερόλεπτο.



Σχήμα 6.24: Droop and Virtual Inertia.

Για τον στατισμό και την εικονική αδράνεια θα αναφερθούν μόνο οι διάφορες τιμές των παραμέτρων, καθώς οι επιμέρους λειτουργίες έχουν ήδη αναλυθεί (Κεφ.5).

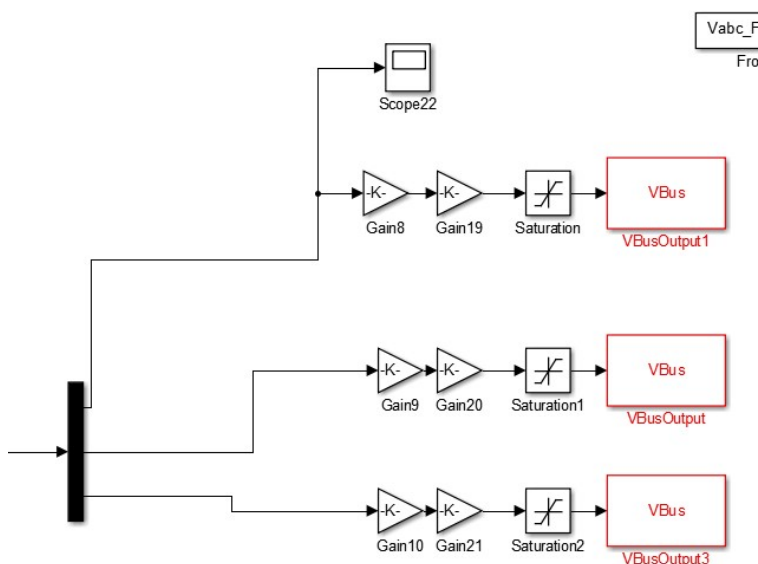
Για τον στατισμό έχουμε κέρδος $\frac{1}{R} = 190$ και στη συνέχεια βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στους 20 κύκλους ανά δευτερόλεπτο. Τέλος πριν την προσθήκη του σήματος στο setpoint για την ενεργό ισχύ, το πολλαπλασιάζουμε με 2ε6 ώστε να το αναγάγουμε από την μονάδα στη κλίμακα των βαττ με ανώτατο όριο τα 2MW.

Για την εικονική αδράνεια αντίστοιχα εδώ έχουμε κέρδος 10 και στη συνέχεια υπερβατικό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στα 20 – 30Hz. Τέλος, έχουμε πάλι κέρδος 2εβ, πάλι για την αναγωγή σε βαττ.

Τέλος για τον διαμοιρασμό αέργου ισχύος με την γεννήτρια του δικτύου, έχουμε εισάγει ένα κέρδος μετά το σφάλμα πλάτους τάσης το οποίο προσθέτουμε στο σημείο αναφοράς για την άεργο. Έτσι πετυχαίνουμε ένα είδος συνεργασίας - ισορροπίας μεταξύ γεννήτριας - αντιστροφέα.

Σήματα εξόδου.

Εκτός των δυο διακοπών που αναφέραμε πιο πάνω, σχετικά με την ενεργοποίηση του αντιστροφέα και την σύνδεση του, έχουμε και τις τρεις τελευταίες εξόδους που αφορούν την τριφασική τάση διαμόρφωσης που καλείται να παράξει ο αντιστροφέας.



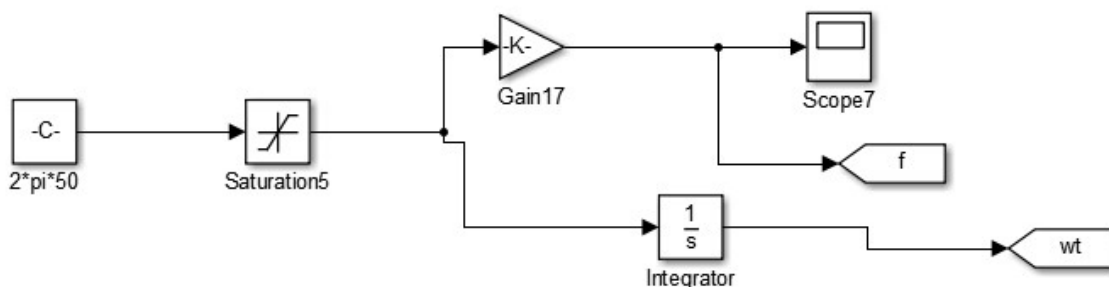
Σχήμα 6.25: Σήματα εξόδου.

Έτσι ολοκληρώνεται ο κύκλος των σημάτων και έχουμε όλη την εικόνα περί της υλοποίησης της προσομοίωσης.

6.8.2 Μοντέλο ελέγχου τάσης.

Αρχίζοντας και εδώ με τα σήματα εισόδου, εδώ υπάρχουν 12 σήματα εισερχόμενα από το RTDS και πιο συγκεκριμένα η τριφασική τάση προ του διακόπτη, η τριφασική τάση του δικτύου μετά τον διακόπτη, το τριφασικό ρεύμα προ του φίλτρου και το τριφασικό ρεύμα από τον πυκνωτή. Η μορφή εισόδου είναι ίδια όπως και πριν με κόκκινα μπλοκ για την είσοδο και αντίστοιχα κέρδη για την σωστή κλίμακα των σημάτων.

Για την μετατροπή των τριφασικών σημάτων στους άξονες dq εδώ δεν χρειάζεται PLL, καθώς για το μοντέλο ελέγχου τάσης στο δίκτυο του νησιού δεν υπάρχει γεννήτρια, αλλά οι μπαταρίες λειτουργούν αυτόνομα διαμορφώνοντας τάση και συχνότητα. Εδώ για την μετατροπή έχει οριστεί η ονομαστική τιμή για τη συχνότητα στα 50Hz, και η γωνιακή ταχύτητα $\omega = 2\pi 50$ μετά από έναν ολοκληρωτή γίνεται $\omega(t)$. Μέσω του $\omega(t)$ μπορούμε να κάνουμε την μετατροπή.

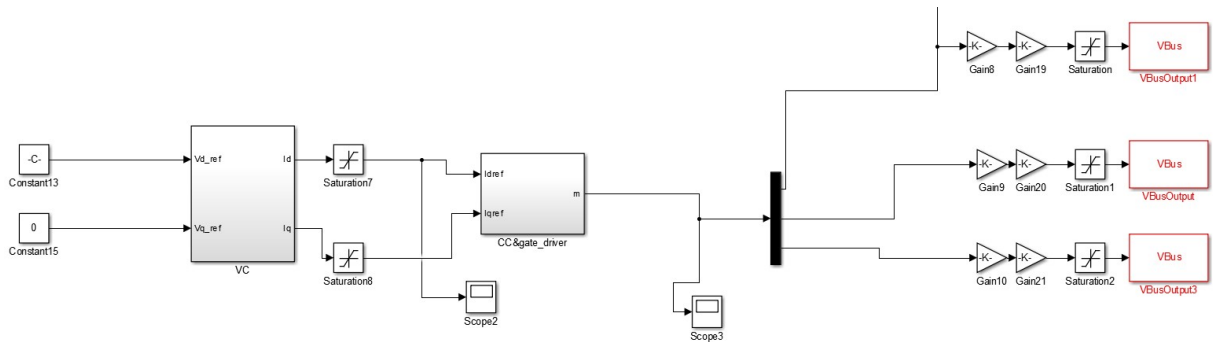


Σχήμα 6.26: Πώς προκύπτει το $\omega(t)$.

Όπως και στο μοντέλο ελέγχου ρεύματος, έτσι και εδώ έχουμε σαν μεταβλητές εξόδου την ενεργοποίηση του αντιστροφέα και το κλείσιμο του διακόπτη που τον συνδέει με το δίκτυο, παρόλο που για την λειτουργία την αυτόνομη απλά και ο αντιστροφέας αλλά και ο διακόπτης δεν χρειάζεται να αλλάξουν κατάσταση. Λειτουργεί και είναι ήδη από την αρχή συνδεδεμένος.

Τμήμα ελέγχου.

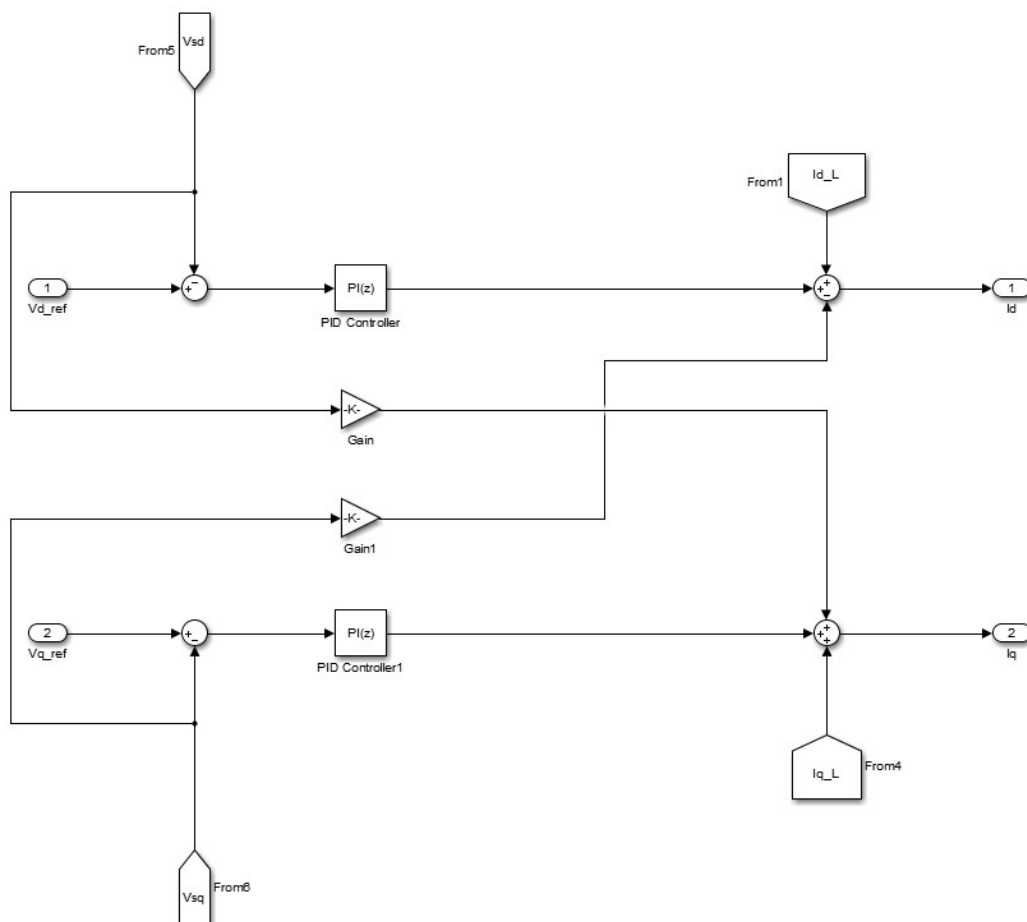
Όσο αφορά το τμήμα ελέγχου, το κομμάτι ελέγχου ρεύματος είναι ακριβώς ίδιο με την προηγούμενη εφαρμογή, με ίδια κέρδη και τιμές στους επιμέρους ελεγκτές και η σύνδεση του με το τμήμα ελέγχου τάσης φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 6.27: Ολόκληρο το τμήμα ελέγχου μέχρι και τα σήματα εξόδου.

Παρατηρείται πως ο έλεγχος τάσης προστίθεται σε σειρά του ελέγχου ρεύματος, με τις εξόδους του να γίνονται εισόδοι του ελέγχου ρεύματος, καθώς και δυο περιοριστές σήματος για τα δύο σήματα. Οι περιοριστές, τοποθετήθηκαν για την αποφυγή εισόδου ακραίων τιμών στον έλεγχο ρεύματος.

Αναλύοντας τον έλεγχο τάσης, έγινε χρήση των εξής τιμών: $k_p = 0.6578$ και $k_i = 2.668$. Τέλος σαν κέρδος για την αποδέσμευση των V_d και V_q έχουμε, με βάση την τιμή του πυκνωτή: $k = 2 * \pi * 50 * 1000e - 6 = 0.314$.



Σχήμα 6.28: Έλεγχος τάσης.

Σημειώνεται πως στον έλεγχο τάσης το ρεύμα φορτίου i_dL και i_qL προκύπτει από την πρόσθεση των τριφασικών ρευμάτων προ του φίλτρου και των ρευμάτων του πυκνωτή και χρησιμοποιείται εδώ καθώς χρειάζεται το ρεύμα του πυκνωτή για την αποδέσμευση των δυο τάσεων.

Σήματα εξόδου.

Εκτός των δυο διακοπών που αναφέραμε πιο πάνω, έχουμε και τις τρεις τελευταίες εξόδους που αφορούν την τριφασική τάση διαμόρφωσης που καλείται να παράξει ο αντιστροφέας. (Εικόνα 6.27)

Και με αυτόν το τρόπο ολοκληρώνεται και το μοντέλο ελέγχου τάσης.

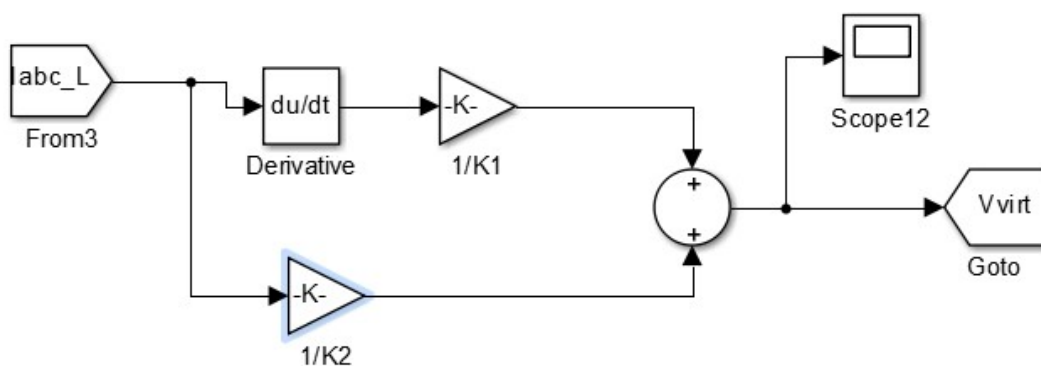
6.8.3 Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.

Για το μοντέλο εικονικής γεννήτριας χρειαζόμαστε όλα τα σήματα εισόδου, καθώς χρειαζόμαστε την τριφασική τάση δικτύου και την τριφασική τάση της εικονικής γεννήτριας για να συγχρονιστούν οι δυο τάσεις μεταξύ τους και να γίνει η σύνδεση. Τέλος χρειαζόμαστε και το τριφασικό ρεύμα εξόδου, το οποίο μας δίνεται μέσω των επιμέρους ρευμάτων προ φίλτρου και πυκνωτή.

Για την σύνδεση, χρησιμοποιούμε αρχικά το PLL πριν την σύνδεση για να μας δώσει $\omega(t)$ που προκύπτει από την τάση του δικτύου, ώστε να μπορέσει να συγχρονιστεί η εικονική γεννήτρια και να ταυτιστούν οι δυο τάσεις μεταξύ τους. Με την ενεργοποίηση του μοντέλου της γεννήτριας και με τις δυο τάσεις να ταυτίζονται όσο γίνεται, δίνεται εντολή σύνδεσης και ταυτόχρονα το $\omega(t)$ πλέον δεν προκύπτει από το PLL, αλλά από το ίδιο το μοντέλο της γεννήτριας. Με αυτό τον τρόπο συνδέεται το μοντέλο της γεννήτριας με το δίκτυο.

Στη συνέχεια προς ανάλυση του μοντέλου της γεννήτριας δεν έχει αλλάξει καμία παράμετρος ως προς τις τιμές των κερδών, αλλά και ως προς την σχεδίαση, παρά μόνο έχει προστεθεί ένα τμήμα που έχει να κάνει με την 'συνεργασία' ως προς την αέργο ισχύ με άλλες γεννήτριες ή αντιστροφείς στο δίκτυο.

Πιο συγκεκριμένα, έχει προστεθεί στο πλάτος της τάσης ένας όρος που προκύπτει από το πλάτος του ρεύματος από τον αντιστροφέα και από τον ρυθμό μεταβολής του ρεύματος από τον αντιστροφέα. Με την αύξηση του ρεύματος ουσιαστικά αλλάζουμε και το πλάτος της τάσης που πρέπει να δημιουργήσει ο αντιστροφέας μας και με αυτό τον τρόπο αλλάζουμε και την τάση του δικτύου σε βαθμό τέτοιο ώστε να μοιράζουμε την παραγωγή αέργου ισχύος μεταξύ των διαφόρων μονάδων. Άρα εισάγουμε μια διαφορά τάσης τέτοια ώστε να αλλάξουμε το σημείο ισορροπίας διαμοιρασμού της αέργου ισχύος μεταξύ αντιστροφέα και γεννήτριας. Το τμήμα υπολογισμού του έξτρα παράγοντα στο πλάτος της τάσης παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 6.29: Έλεγχος αέργου ισχύος μεταξύ μονάδων.

Κεφάλαιο 7

Πραγματοποίηση των δοκιμών και αποτελέσματα

7.1 Ορισμός των επιμέρους δοκιμών και σκοπός τους.

Έχοντας περιγραφεί η όλη διάταξη για την πραγματοποίηση των διαφόρων προσομοιώσεων και από άποψη εξοπλισμού χρήσης και συνδέσεων και από άποψη σχεδίασης του μοντέλου μέσω λογισμικών, καλό θα ήταν να περιγραφούν οι επιμέρους δοκιμές καθώς και ο σκοπός της κάθε μιας δοκιμής.

Ξεκινώντας με το πρώτο μοντέλο ελέγχου, τον **έλεγχο ρεύματος**, πραγματοποιούμε συνολικά 3 δοκιμές.

Η **πρώτη δοκιμή** συμπεριλαμβάνει την αποκοπή ανεμογεννήτριας σε χρονική στιγμή μέγιστης παραγωγής ισχύος στα $1.5MW$, με το ρελέ να λειτουργεί για το φωτοβολταϊκό πάρκο και ρυθμισμένο με ROCOF στα $0.8\frac{Hz}{s}$.

Η **δεύτερη δοκιμή** είναι πανομοιότυπη, με τη μόνη διαφορά ότι το ρελέ είναι ρυθμισμένο για Vector Shift στις 10 ηλεκτρικές μοίρες. Οι τιμές ρύθμισης του ρελέ προέρχονται από τα πρότυπα των διαφόρων χωρών και είναι αυτές που κάνουν τον διακόπτη πιο ευαίσθητο στο να ανοίξει.

Η **τρίτη δοκιμή** έχει να κάνει με την ίδια μεταβολή φορτίου σαν διαταραχή, αλλά με ελάχιστα διαφορετικά κέρδη στον ελεγκτή μας έτσι ώστε να φανεί ότι έχει πραγματοποιηθεί διαδικασία βελτιστοποίησης των κερδών και δεν υπάρχουν επιπλέον περιθώρια βελτίωσης του ελέγχου.

Για τον **έλεγχο τάσης** στον οποίο δεν υπάρχει γεννήτρια στο δίκτυο, πραγματοποιείται η δοκιμή με την ίδια διαταραχή των $1.5MW$ και εδώ έχουμε τις επιμέρους δύο ρυθμίσεις του διακόπτη, μια με ROCOF και μια με Vector Shift. Εδώ δεν έχουμε τρίτη δοκιμή, καθώς ο διακόπτης δεν ανοίγει σε καμία από τις δυο περιπτώσεις και δεν υπάρχει λόγος συζήτησης περί βελτιστοποίησης.

Τέλος με το **μοντέλο της εικονικής γεννήτριας** πραγματοποιούμε τις δυο δοκιμές με την ίδια διαταραχή, όπως επίσης και με την διαταραχή, αλλά χωρίς με την αποσύνδεση του φωτοβολταϊκού λόγω του διακόπτη, ώστε να παρατηρήσουμε το πόσο δυσχεραίνει η κατάσταση. Ακόμη πραγματοποιείται και δοκιμή με ελάχιστα τροποποιημένα κέρδη, ώστε να φανεί η βελτιστοποίηση των παραμέτρων που έχει πραγματοποιηθεί.

Εκτός των δοκιμών με τα διάφορα μοντέλα ελέγχου, πραγματοποιήσαμε και δοκιμή αύξησης της αέργου ισχύος για τον έλεγχο ρεύματος και την εικονική γεννήτρια, ώστε να δούμε κατά πόσο συνεργάζονται στον διαμοιρασμό του φορτίου με την γεννήτρια.

Σκοπός των δοκιμών αυτών είναι η σύγκρισή τους ως προς την απόκριση σε διαταραχές του δικτύου και της επίδοσης απέναντι σε διακόπτες αντι-νησιδοποίησης με υψηλή ευαισθησία στις μεταβολές χαρακτηριστικών του δικτύου. Και συνολικά την συμβολή των διαφόρων μεθόδων ελέγχου στην αύξηση της ευστάθειας ενός δικτύου εύκολα επηρεαζόμενο από μεταβατικά λόγω της αύξησης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας σε αυτό.

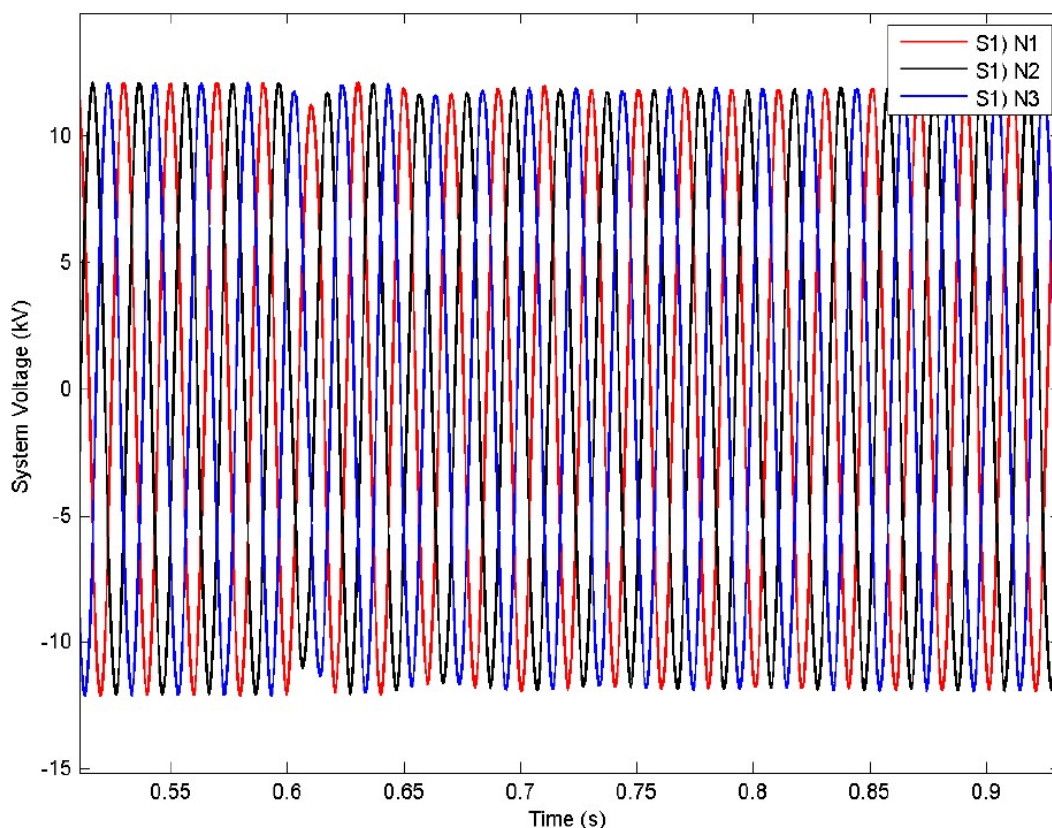
Σημείωση: Το μεταβατικό είναι της τάξης των $1.5MW$, ενώ η γεννήτρια είναι μεγέθους $1.6MVA$ και παράγει την στιγμή του μεταβατικού $0.4MW$.

7.2 Δοκιμές με τον έλεγχο ρεύματος.

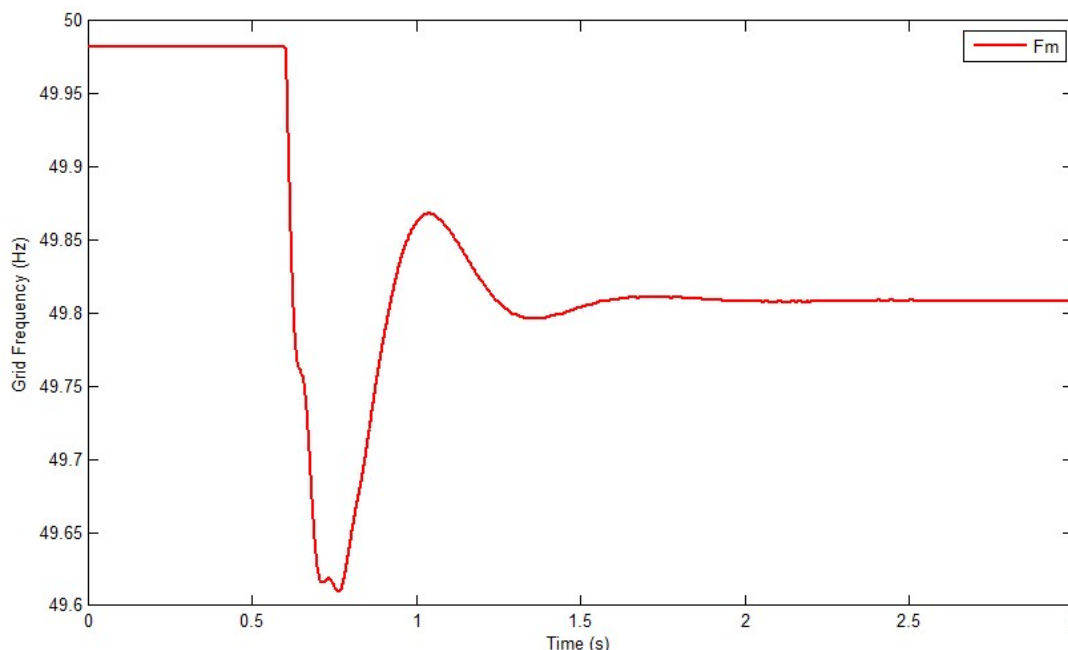
7.2.1 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή $1.5MW$ και προ-στασία ROCOF.

Την χρονική στιγμή του σφάλματος έχουμε πολύ υψηλό φορτίο για το νησί στα $2.3MW$ συνολικά, με συντελεστή ισχύος 0.8 επαγωγικό. Το φωτοβολταϊκό πάρκο παράγει $0.5MW$ ενεργού ισχύος καθώς και το αιολικό πάρκο παράγει $1.5MW$. Η γεννήτρια παράγει $0.4MW$, καθώς και παρέχει τμήμα της αέργου ισχύος στο φορτίο. Κατά τη διάρκεια του σφάλματος έχουμε αποκοπή του αιολικού από το δίκτυο.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αποκρίσεις διαφόρων μεγεθών.



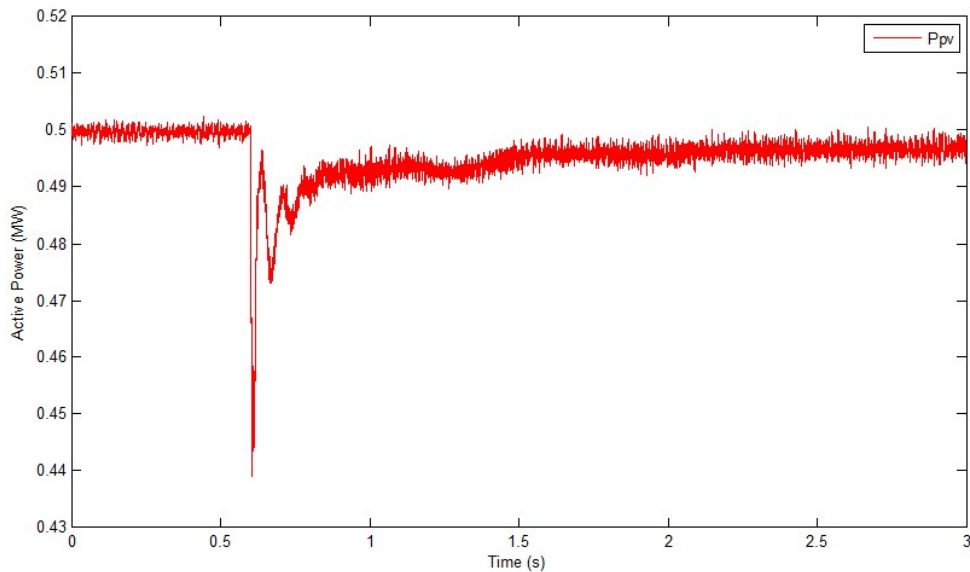
Σχήμα 7.1: Τριφασική τάση δικτύου κατά το σφάλμα.



Σχήμα 7.2: Συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

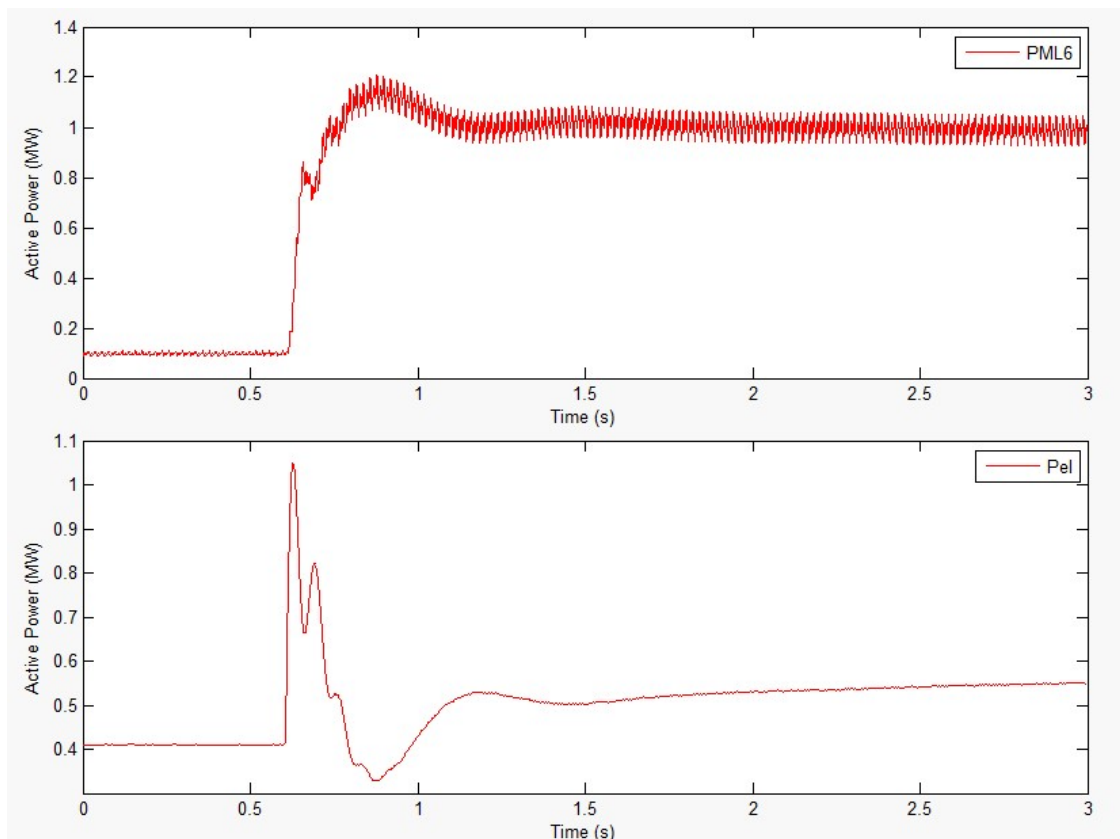
Ως προς τα χαρακτηριστικά του δικτύου, παρατηρούμε πως και ως προς τη βύθιση τάσης,

αλλά και ως προς την βύθιση της συχνότητας, οι μεταβολές είναι αρκετά μικρές και διαρκούν για την τάση περίπου 0.1 δευτερόλεπτα και για την συχνότητα 1 δευτερόλεπτο. Για την συχνότητα έχουμε ναδίρ στους 49.6 κύκλους και μόνιμο σφάλμα στους 49.8. Στη συνέχεια θα παρατηρήσουμε το γράφημα ενεργού ισχύος του φωτοβολταϊκού, ώστε να δούμε αν ο διακόπτης άνοιξε ή όχι.



Σχήμα 7.3: Παραγωγή φωτοβολταϊκού κατά το σφάλμα.

Όπως φαίνεται, η παραγωγή συνεχίζει κανονικά, πράγμα που σημαίνει πως ο διακόπτης παρέμεινε κλειστός. Ας δούμε τώρα και τις αποκρίσεις ενεργού ισχύος για τις μπαταρίες αλλά και για την γεννήτρια.

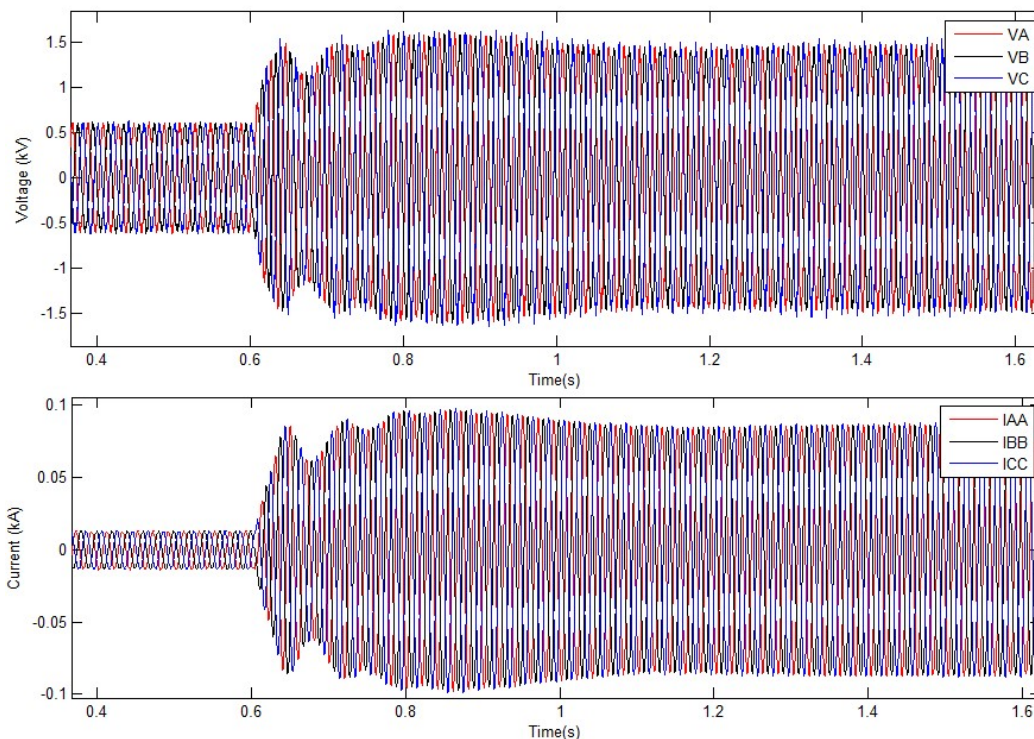


Σχήμα 7.4: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.

Εδώ παρατηρούμε αρχικά για το σύστημα μπαταριών με το μοντέλο ελέγχου ρεύματος, πως αντιδρά πολύ γρήγορα και μέσα σε 0.1 με 0.2 δευτερόλεπτα έχει προλάβει και δώσει παραπάνω από 1MW στο σύστημα, αλλά και πως μετά το μεταβατικό έχουμε άμεση σταθεροποίηση του συστήματος χωρίς ταλαντώσεις. Να σημειωθεί εδώ πως τα γραφήματα δεν έχουν υποστεί κανενός είδους αποθρομβοποίηση και πως προέρχονται απευθείας από το μετρητικό με όλους τους θορύβους των διαφόρων σημάτων.

Επίσης για τη γεννήτρια παρατηρούμε πως υπάρχει σχεδόν στιγμιαία απόκριση, λόγω της φυσικής αδράνειας του συστήματος, αλλά και πως με την απόκριση των μπαταριών, έχουμε και αντίστοιχη μείωση της παραγωγής από τη γεννήτρια και σταδιακή σταθεροποίησή της.

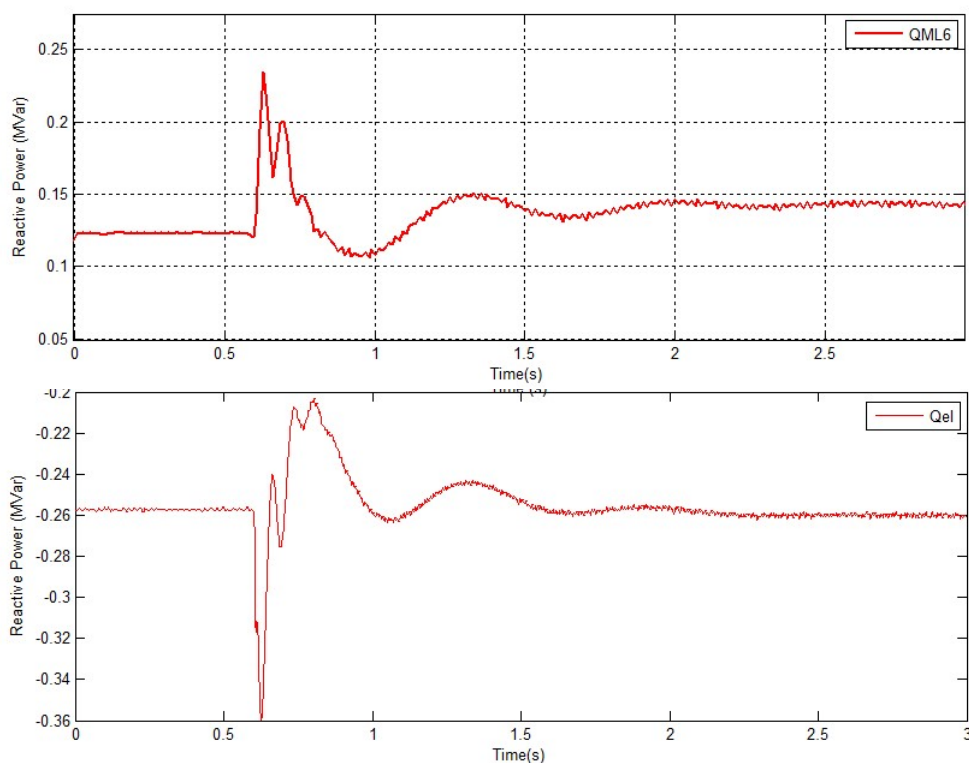
Στη συνέχεια παρατίθενται τα εξής: Η τριφασική τάση διαμόρφωσης για τη δημιουργία της από τον αντιστροφέα και το ρεύμα εξόδου από τον μετασχηματιστή στο δίκτυο από την πλευρά της υψηλής τάσης.



Σχήμα 7.5: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

Παρατηρείται μια αύξηση της τάσεως και του ρεύματος, κάτι αναμενόμενο, αλλά και μια μειούμενη ταλάντωση πάνω στο φέρον σήμα, που πιθανότατα οφείλεται στην αλληλεπίδραση με την γεννήτρια, καθώς οι δυο κορυφές στο διάγραμμα ενεργού ισχύος της γεννήτριας, ταυτίζονται χρονικά με τις βυθίσεις τάσης και ρεύματος στο σχήμα 7.5.

Τέλος έχουμε και την παραγωγή αέργου ισχύος από μπαταρίες και γεννήτρια αντίστοιχα.



Σχήμα 7.6: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

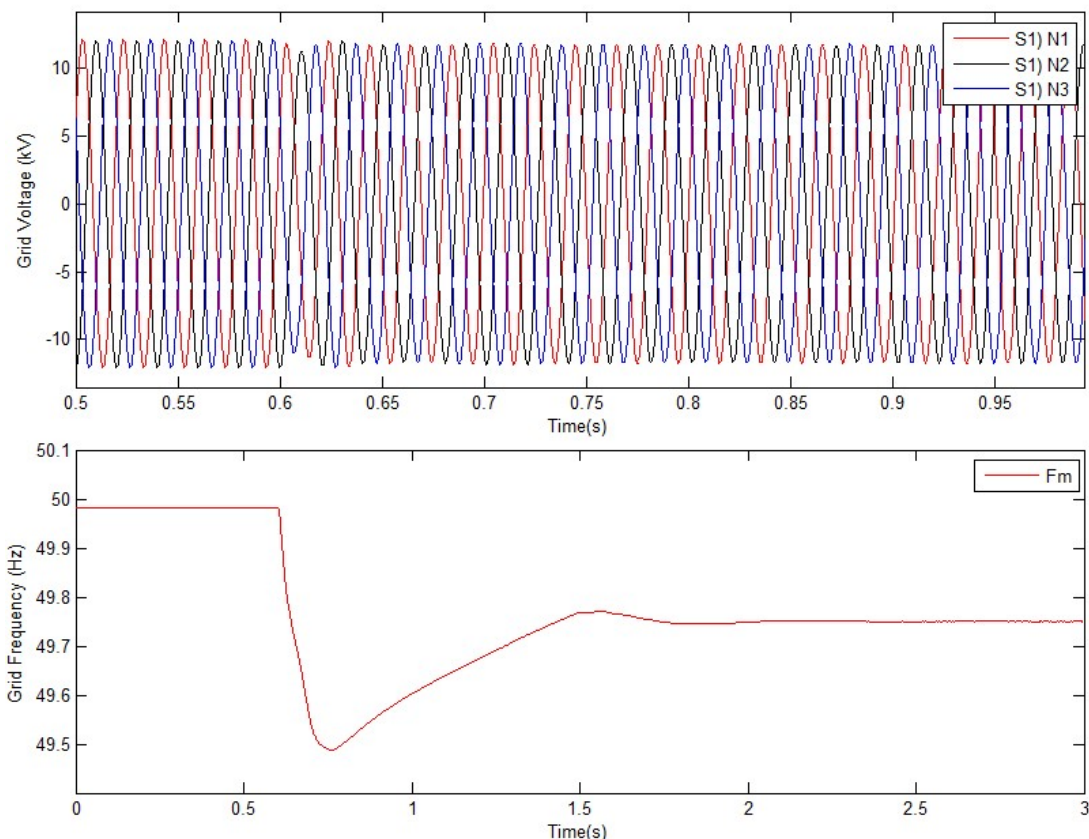
Εδώ είναι εμφανές πως δεν υπάρχει κάποια μεταβολή στην παραγωγή αέργου, απλά έχουμε αύξηση του θορύβου για τις μπαταρίες, λόγω που για τον υπολογισμό της ισχύος τώρα το

ρεύμα έχει μεγαλύτερο πλάτος και μαζί με αυτό αυξάνεται και το πλάτος του θορύβου πάνω στο ημίτονο.

7.2.2 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προ-στασία Vector Shift.

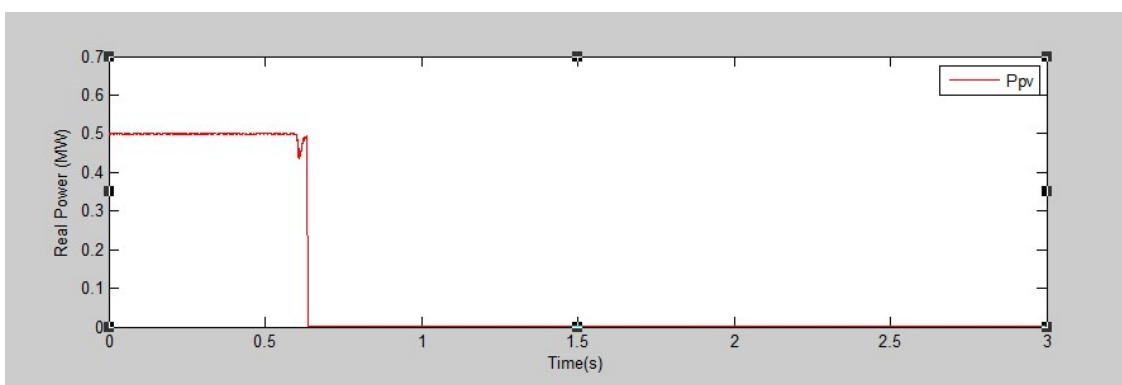
Την χρονική στιγμή του σφάλματος έχουμε πολύ υψηλό φορτίο για το νησί στα 2.3MW συνολικά, με συντελεστή ισχύος 0.8 επαγωγικό. Το φωτοβολταϊκό πάρκο παράγει 0.5MW ενεργού ισχύος καθώς και το αιολικό πάρκο παράγει 1.5MW. Η γεννήτρια παράγει 0.4MW, καθώς και παρέχει τμήμα της αέργου ισχύος στο φορτίο. Κατά τη διάρκεια του σφάλματος έχουμε αποκοπή του αιολικού από το δίκτυο.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αποκρίσεις διαφόρων μεγεθών.



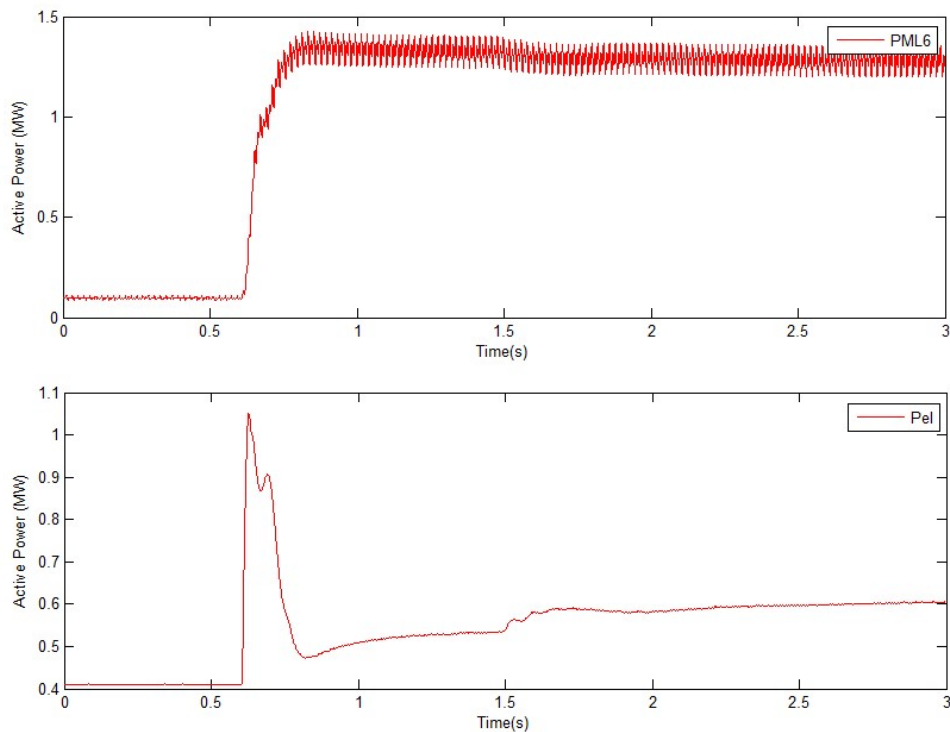
Σχήμα 7.7: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

Σαφώς για να παρουσιάζονται γραφήματα διαφορετικά της προηγούμενης περίπτωσης, αυτό σημαίνει πως εδώ παραβιάστηκαν οι 10 μοίρες και ο διακόπτης άνοιξε απομονώνοντας και το φωτοβολταϊκό πάρκο από το δίκτυο. Αυτό έχει ως συνέπεια την περαιτέρω βύθιση της συχνότητας, καθώς και την αύξηση του μόνιμου σφάλματος. Οι επιδράσεις στο πλάτος της τάσης σε σχέση με πριν δεν είναι εμφανείς.



Σχήμα 7.8: Παραγωγή φωτοβολταϊκού κατά το σφάλμα.

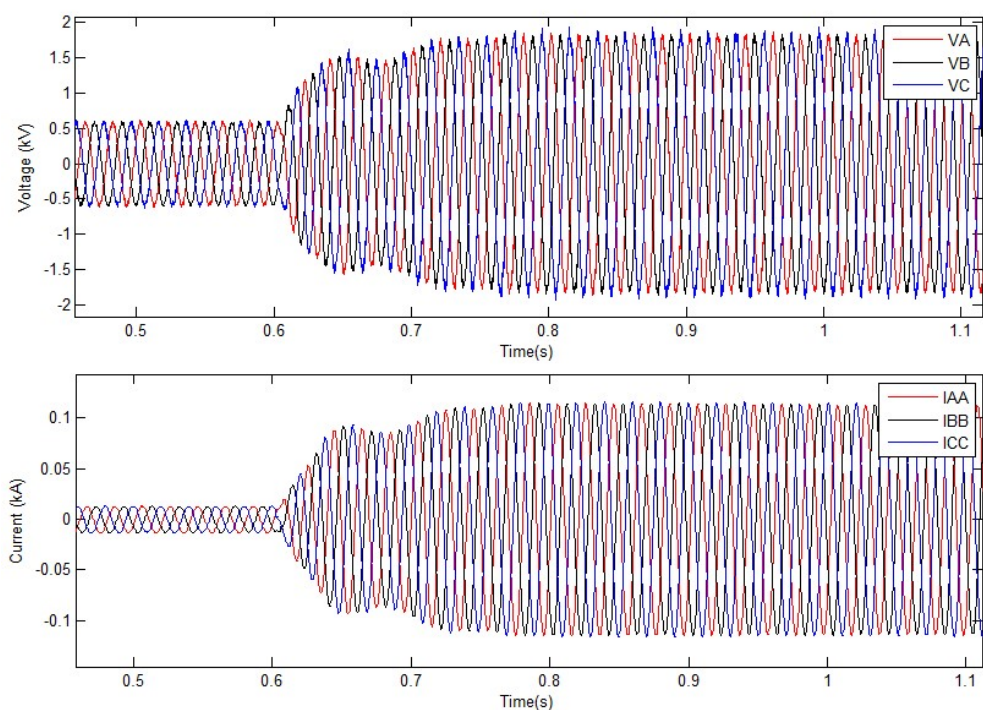
Είναι εμφανές πως ο διακόπτης άνοιξε, καθώς δεν παράγει ισχύ το φωτοβολταϊκό μετά το σφάλμα. Ας δούμε τώρα και τις αποκρίσεις ενεργού ισχύος για τις μπαταρίες αλλά και για την γεννήτρια.



Σχήμα 7.9: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.

Αρχικά παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά με την προηγούμενη περίπτωση, μόνο που εδώ με το άνοιγμα του διακόπτη, υπάρχει άμεση ανάληψη του φορτίου από τις μπαταρίες, αλλά και η γεννήτρια συμβάλει κατά το μεταβατικό στάδιο αυξάνοντας της παραγωγή ενεργού ισχύος σε σύγκριση με πριν.

Στη συνέχεια παρατίθενται τα εξής: Η τριφασική τάση διαμόρφωσης για τη δημιουργία της από τον αντιστροφέα και το ρεύμα εξόδου από τον μετασχηματιστή στο δίκτυο από την πλευρά της υψηλής τάσης.

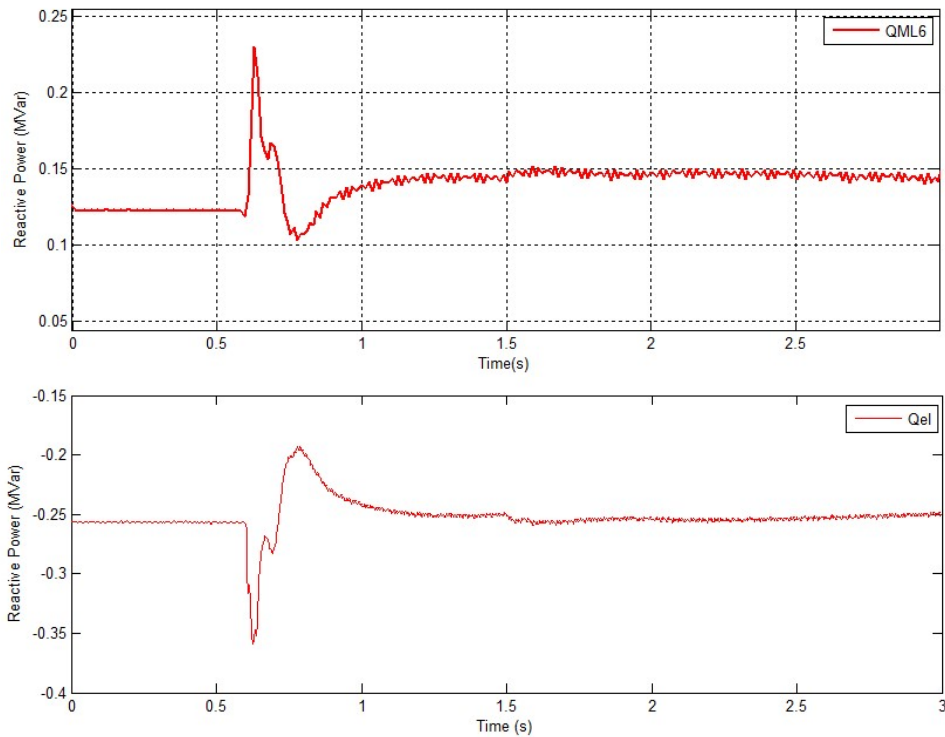


Σχήμα 7.10: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

Φαίνεται απόκριση παρόμοια με της προηγούμενης δοκιμής, απλά με υψηλότερο τελικό πλάτος, το οποίο οφείλεται στο παραπάνω φορτίο των φωτοβολταϊκών που έπρεπε να καλυφθεί.

Τέλος έχουμε και την παραγωγή αέργου ισχύος από μπαταρίες και γεννήτρια αντίστοιχα.

Εδώ είναι εμφανές πως δεν υπάρχει κάποια μεταβολή στην παραγωγή αέργου, απλά έχουμε αύξηση του θορύβου για τις μπαταρίες, λόγω που για τον υπολογισμό της ισχύος τώρα το



Σχήμα 7.11: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

ρεύμα έχει μεγαλύτερο πλάτος και μαζί με αυτό αυξάνεται και το πλάτος του θορύβου πάνω στο ημίτονο.

7.2.3 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προ-στασία ROCOF. (Τροποποιημένα Κέρδη Ελεγκτή)

Για την επιλογή των τιμών για τα κέρδη στα επιμέρους τμήματα του ελεγκτή, αρχικά για τον ελεγκτή ρεύματος έγινε προσπάθεια για την μείωση του χρόνου απόκρισης, σύμφωνα με τους τύπους της θεωρίας (Βλ.Κεφάλαιο 4). Παρατηρήθηκε πως από ένα σημείο και μετά παρόλο που ο χρόνος απόκρισης σύμφωνα με τους τύπους μειωνόταν, στην πραγματικότητα δεν υπήρχε βελτίωση, αλλά εκτός αυτού παρουσιάζονταν ταλαντώσεις οι οποίες με την αύξηση των κερδών αυξάνονταν μέχρι σε σημείο αστάθειας. Αυτό συνέβη, λόγω του ότι όσο πιο γρήγορος ο ελεγκτής τόσο λιγότερο ανθεκτικός στις χρονικές καθυστερήσεις που υπάρχουν, μεταξύ ελεγκτή και RTDS.

Συμπεριλαμβανομένων αυτών των παρατηρήσεων, έγινε επιλογή χρόνου στα 2.5 χιλιοστά του δευτερολέπτου, χρόνος που δεν εισήγαγε ταλαντώσεις αλλά είναι και ικανοποιητικά μικρός.

Σε συνέχεια του ελέγχου ρεύματος, για την επιλογή κερδών περί στατισμού και εικονικής αδράνειας, αρχικά έγιναν πειραματικές δοκιμές μόνο με τον στατισμό ενεργοποιημένο και επιλέχθηκε τιμή η οποία προσέφερε την μικρότερη βύθιση σε συχνότητα, ενώ παράλληλα εισήγαγε τις λιγότερο δυνατές ταλαντώσεις σε τάση και ρεύμα. Με την περαιτέρω μείωση του στατισμού παρατηρήθηκε πως χαμηλότερη βύθιση της συχνότητας από τους 49.6 κύκλους στο μεταβατικό το οποίο εξετάζουμε δεν ήταν εφικτή, παρά μόνο εισήγαγε περαιτέρω ταλαντώσεις στο δίκτυο.

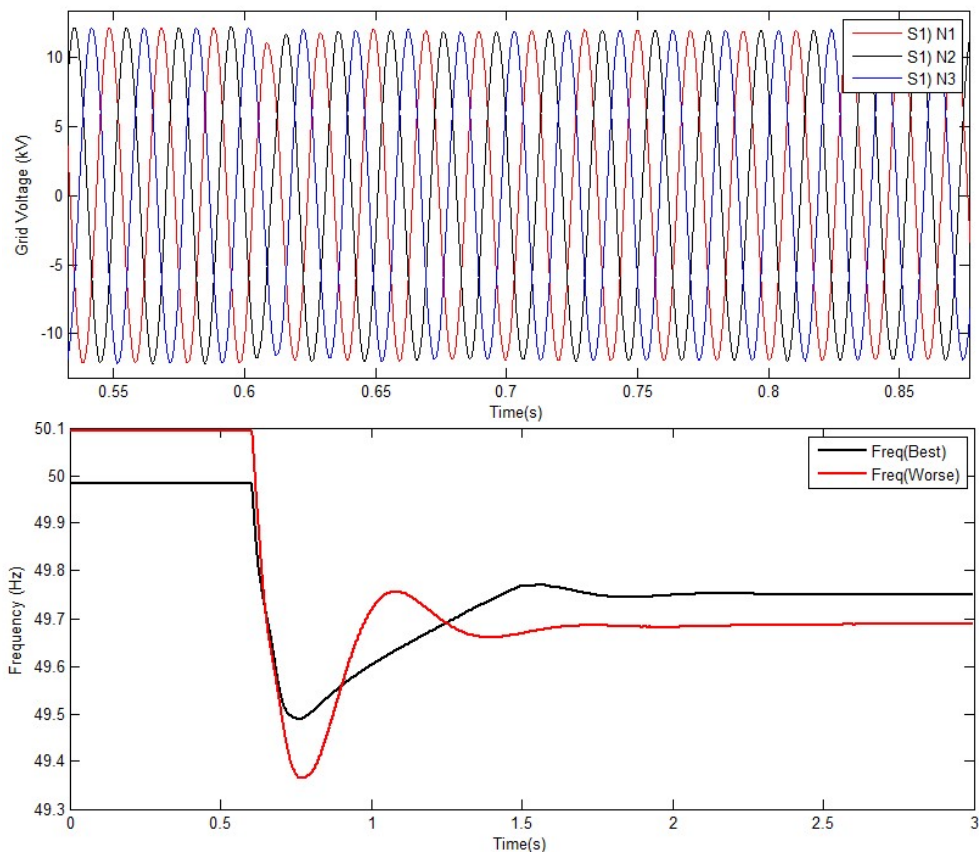
Για την εικονική αδράνεια, λόγω της διαφορετικής φύσης του ελέγχου με χρήση υψηλών συχνοτήτων παρατηρήθηκε πως ο θόρυβος στο σήμα επηρέαζε σε μεγάλο βαθμό το όριο της συμβολής στη βελτίωση των συνθηκών. Με την αύξηση της απόκρισης αυξάνεται και ο θόρυβος και συνεπώς και μειώνεται η ευστάθεια του συστήματος. Από ένα σημείο και μετά το σύστημα μπαίνει σε αστάθεια. Αποτέλεσμα των παραπάνω η επιλογή παραμέτρων που συμβάλουν στην βελτίωση, αλλά και εισάγουν θόρυβο σε αποδεκτά επίπεδα.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τις αποκρίσεις του συστήματος με ελάχιστο αυξημένο στατισμό και μειωμένη εικονική αδράνεια. (Δεν παρουσιάζεται το αντίθετο γιατί οι αποκρίσεις έχουν πολύ μικρές διαφορές σε σχέση με τις προηγούμενες, απλά με αυξημένο θόρυβο.)

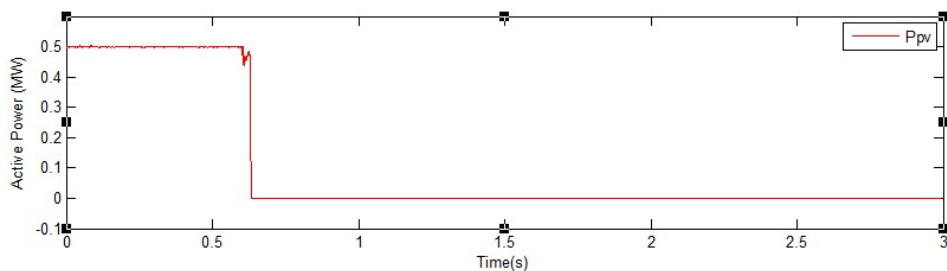
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αποκρίσεις διαφόρων μεγεθών.

Παρατηρείται περαιτέρω βύθιση της συχνότητας, καθώς και ελάχιστο μεγαλύτερος χρόνος για την σταθεροποίηση. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η ισχύς από το φωτοβολταϊκό.

Είναι εμφανές πως ο διακόπτης άνοιξε, καθώς δεν παράγει ισχύ το φωτοβολταϊκό μετά το σφάλμα. Ας δούμε τώρα και τις αποκρίσεις ενεργού ισχύος για τις μπαταρίες αλλά και για την γεννήτρια.



Σχήμα 7.12: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.



Σχήμα 7.13: Παραγωγή φωτοβολταϊκού κατά το σφάλμα.

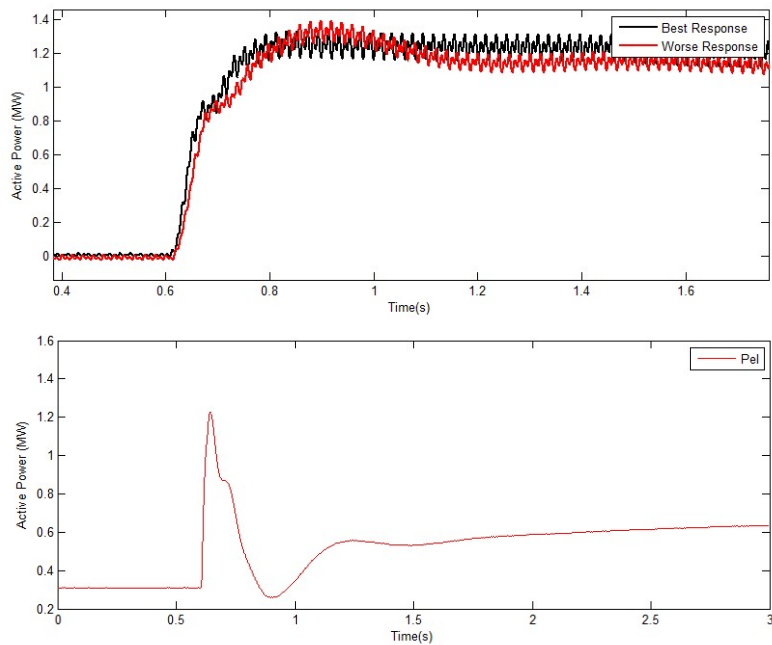
Αρχικά παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά με την προηγούμενη περίπτωση, όπου με το άνοιγμα του διακόπτη, υπάρχει άμεση ανάληψη του φορτίου από τις μπαταρίες, και η γεννήτρια συμβάλει κατά το μεταβατικό στάδιο αυξάνοντας της παραγωγή ενεργού ισχύος. Επίσης ο χρόνος απόκρισης από τις μπαταρίες είναι ελάχιστα πιο αργός.

Στη συνέχεια παρατίθενται, η τριφασική τάση διαμόρφωσης για τη δημιουργία της από τον αντιστροφέα και το ρεύμα εξόδου από τον μετασχηματιστή στο δίκτυο από την πλευρά της υψηλής τάσης.

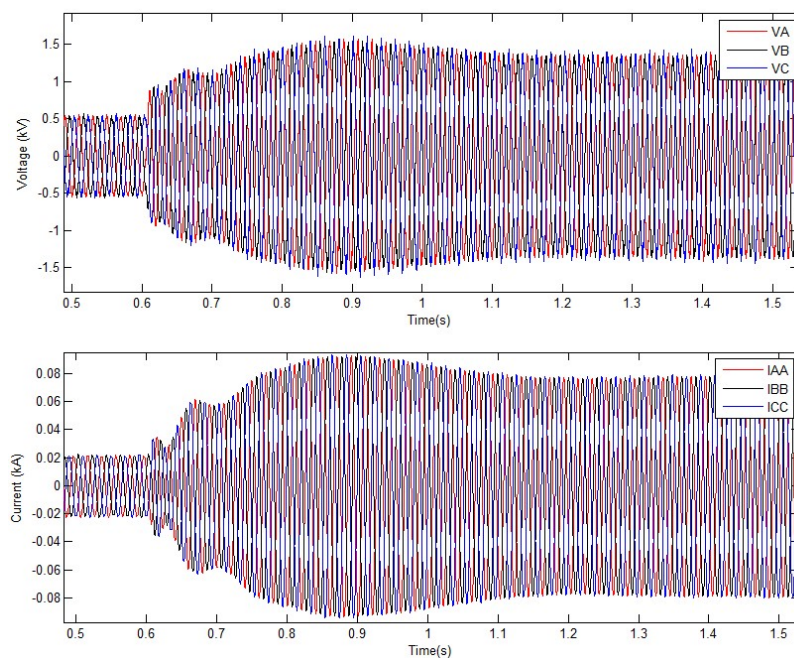
Φαίνεται απόκριση παρόμοια με της προηγούμενης δοκιμής, απλά με υψηλότερο μεταβατικό πλάτος, το οποίο διαρκεί περισσότερο γύρω στα 0.3 δευτερόλεπτα.

Τέλος έχουμε και την παραγωγή αέργου ισχύος από μπαταρίες και γεννήτρια αντίστοιχα.

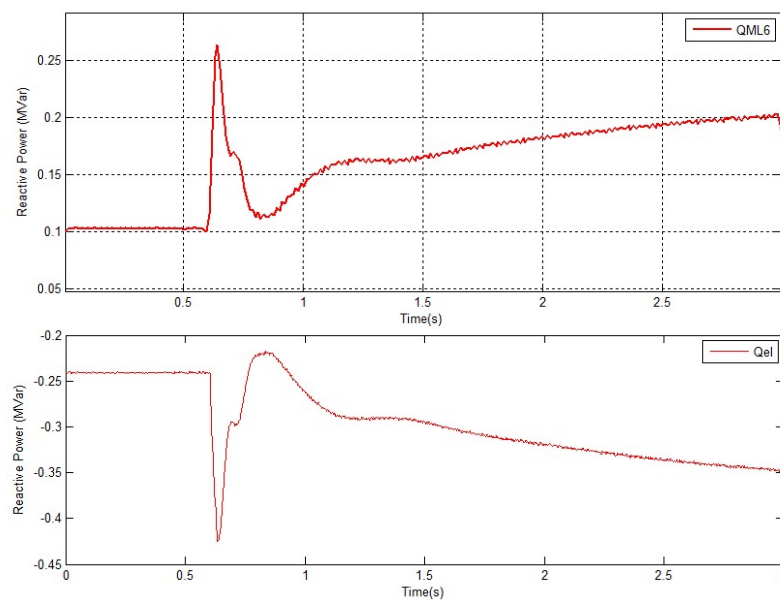
Εδώ είναι εμφανές πως πλέον υπάρχει κάποια μεταβολή στην παραγωγή αέργου, και έχουμε αύξηση του θορύβου για τις μπαταρίες.



Σχήμα 7.14: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.



Σχήμα 7.15: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

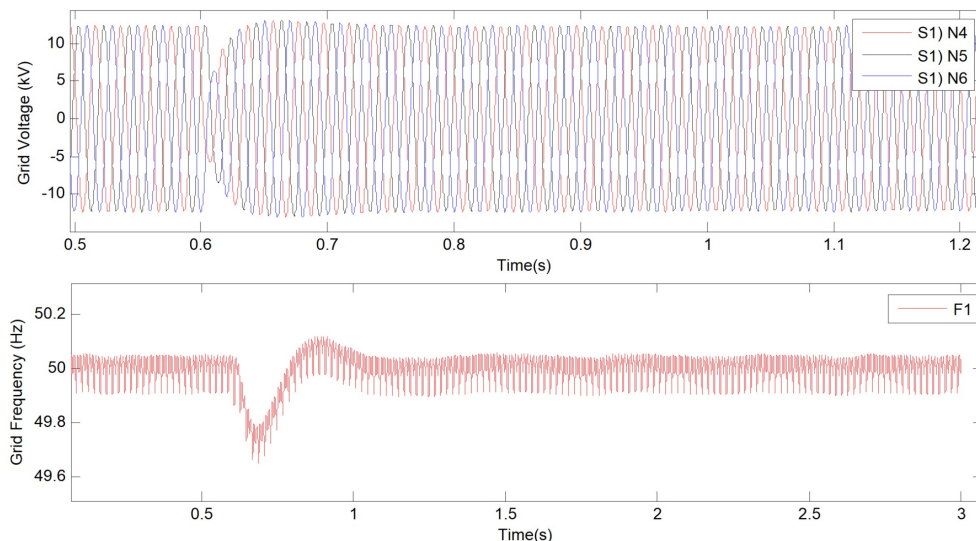


Σχήμα 7.16: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

7.3 Δοκιμή ελέγχου τάσης (Αυτόνομη).

Για το μοντέλο ελέγχου τάσης πραγματοποιήθηκαν 2 δοκιμές, μια για ROCOF και μια για Vector Shift. Επειδή όμως και στις δύο δοκιμές ο διακόπτης δεν άνοιξε, τα γραφήματα των αποκρίσεων είναι ίδια και θα παρουσιαστούν μια φορά.

Ξεκινώντας με χαρακτηριστικά της τάσης, όπως την τάση δικτύου και την συχνότητα, έχουμε:

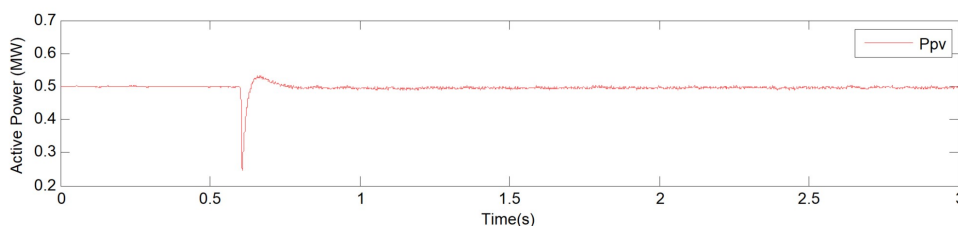


Σχήμα 7.17: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

Παρατηρείται πως εδώ η βύθιση της τάσης είναι αρκετά πιο αισθητή, λόγω της περαιτέρω αφαίρεσης αδράνειας από το σύστημα. Βέβαια παρόλα αυτά δεν ήταν αρκετή για να ανοίξει ο διακόπτης λόγω υπότασης, ίσως λόγω της μικρής διάρκειας (2 κύκλοι - 0.04 δευτ.) τη όλης διαταραχής, όσο αφορά την τάση.

Τώρα για την συχνότητα είναι εμφανές πως η βύθισή της είναι αρκετά μικρή και πως υπάρχει θόρυβος σε όλο το σήμα. Ο θόρυβος οφείλεται στο μετρητικό της συχνότητας το οποίο σχεδιάσαμε στο περιβάλλον του RSCAD, καθώς χωρίς την ύπαρξη της γεννήτριας, από την οποία είχαμε τις μετρήσεις για τη συχνότητα, λόγω του ενσωματωμένου της μετρητικού, ήταν μονόδρομος η εκ νέου κατασκευή ενός. Δυστυχώς δεν μπορούσε να βελτιωθεί περαιτέρω ο θόρυβος, λόγω της απλής δομής του μετρητικού.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται και η ενεργός ισχύς για το φωτοβολταϊκό πάρκο.



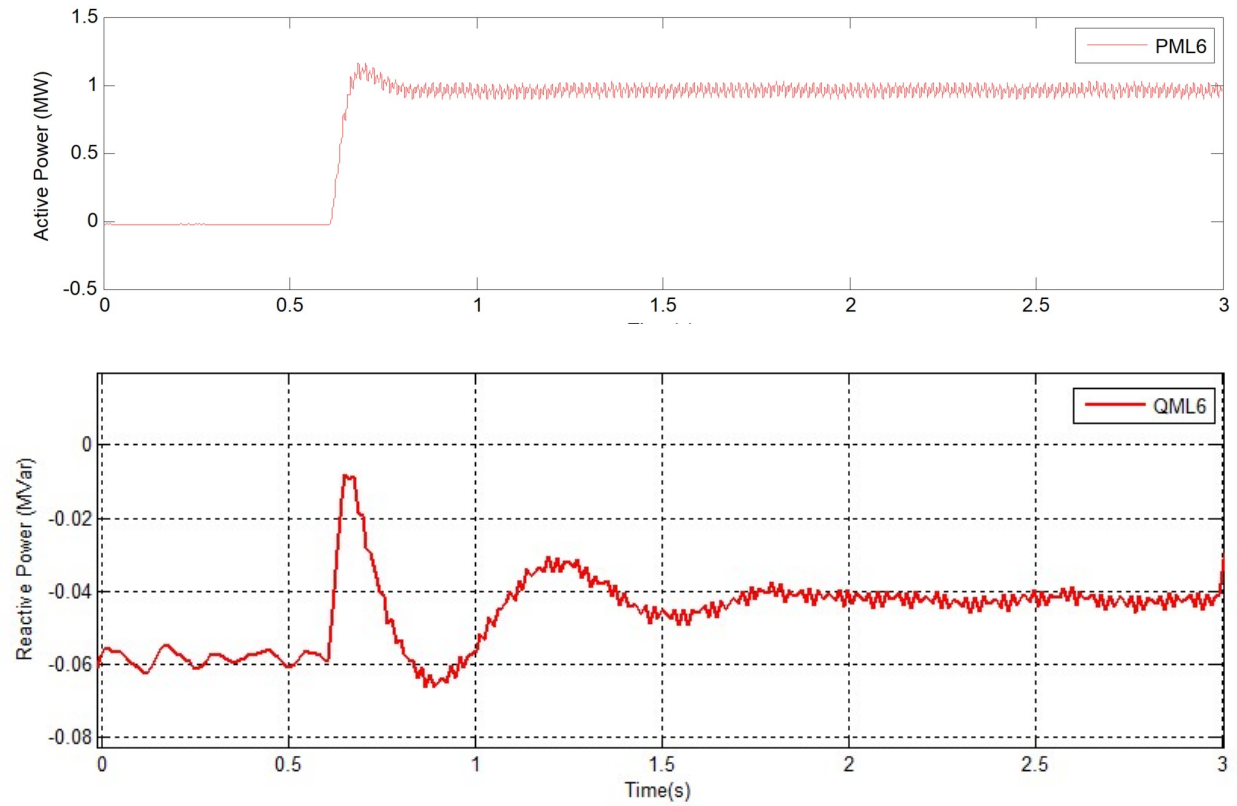
Σχήμα 7.18: Παραγωγή φωτοβολταϊκού κατά το σφάλμα.

Παρακάτω δίνονται και οι αποκρίσεις ενεργού και αέργου ισχύος από τις μπαταρίες, καθώς και η τάση διαμόρφωσης και το ρεύμα στην υψηλή τάση.

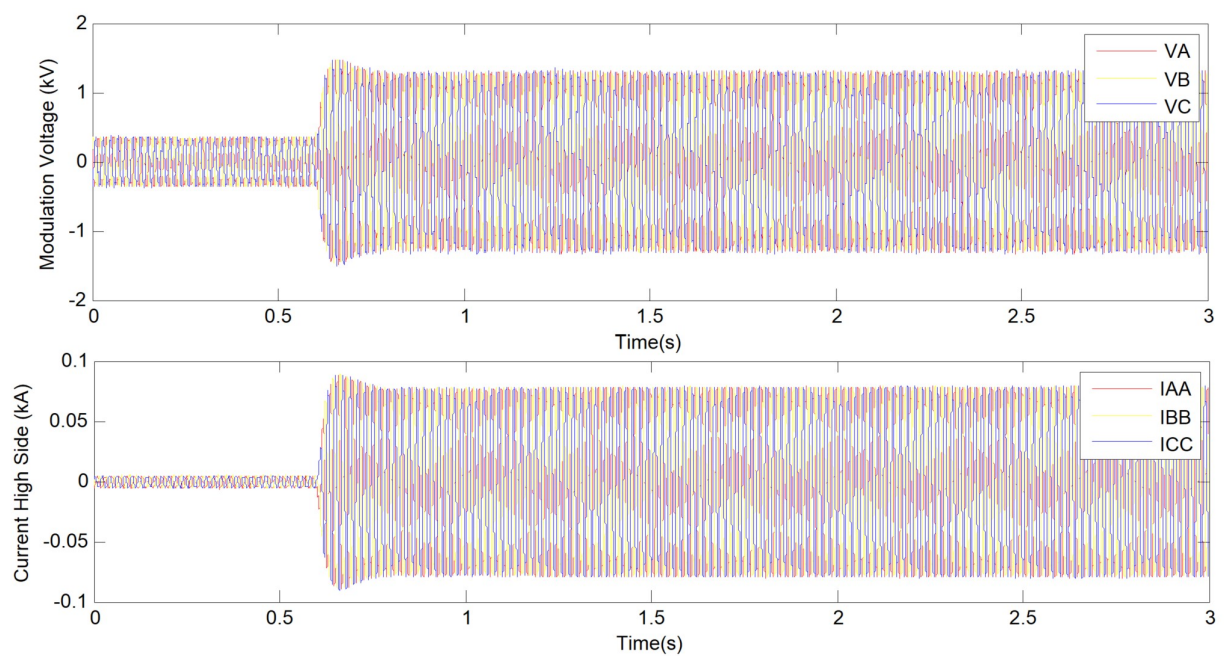
Παρατηρείται μια απολύτως φυσιολογική απόκριση και στις δυο ισχύς.

Και για την διαμόρφωση τάσης, όσο και για το ρεύμα, φαίνονται άμεσες αποκρίσεις χωρίς ταλαντώσεις απόσβεσης και με μικρό πλάτος υπερύψωσης.

Συνέχεια έχει το μοντέλο της εικονικής γεννήτριας.



Σχήμα 7.19: Παραγωγή ενεργού και αέργου ισχύος, κατά το σφάλμα.

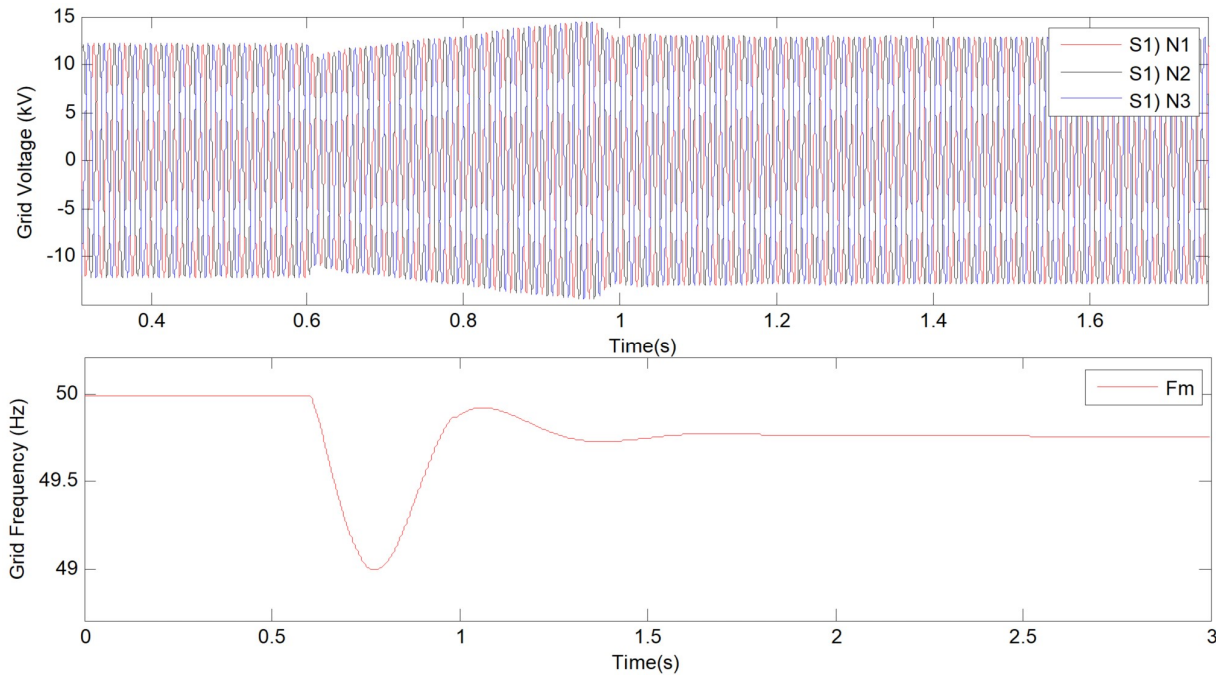


Σχήμα 7.20: Διαμόρφωση και ρεύμα υψηλής κατά το σφάλμα.

7.4 Δοκιμές με το μοντέλο εικονικής γεννήτριας.

7.4.1 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW και προστασία ή ROCOF, ή Vector Shift.

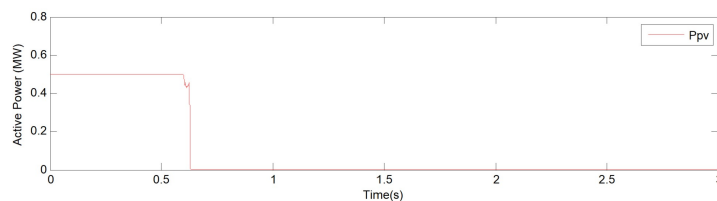
Δυστυχώς από τον τίτλο είναι πλέον σαφές πως και με τις δύο μεθόδους προστασίας συμβαίνει παραβίαση και ο διακόπτης ανοίγει. Για αυτό και οι αποκρίσεις είναι κοινές και θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.



Σχήμα 7.21: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

Είναι εμφανές στα γραφήματα πως σε αυτή την περίπτωση οι αποκρίσεις είναι αρκετά αργές σε σχέση με τα υπόλοιπα μοντέλα ελέγχου του αντιστροφέα, παρόλα αυτά όχι απαγορευτικές. Πιο συγκεκριμένα έχουμε ελάχιστο για την συχνότητα τους 49 κύκλους και στην τάση παρατηρείται μια γραμμική απόκριση μέχρι την σταθεροποίηση.

Στη συνέχεια έχουμε και το γράφημα με την ισχύ του φωτοβολταϊκού.



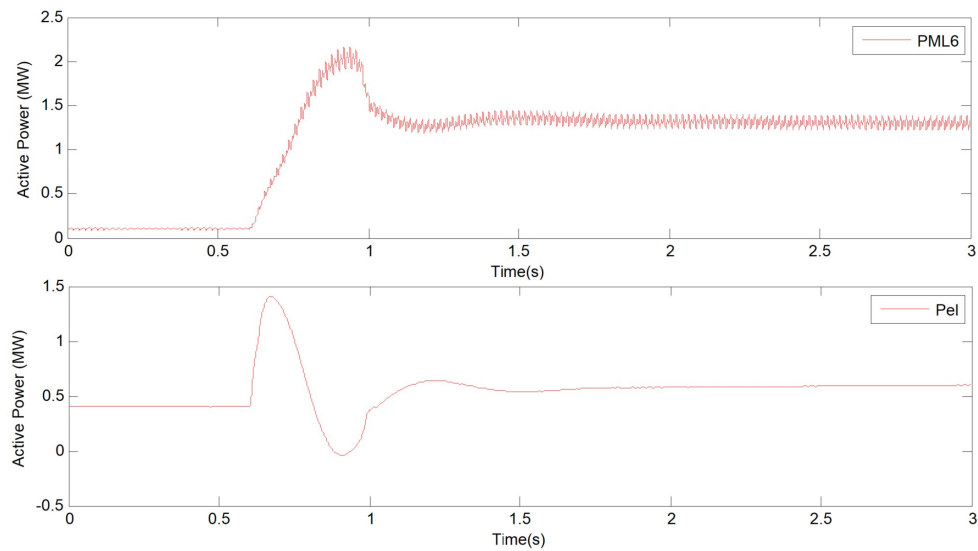
Σχήμα 7.22: Παραγωγή φωτοβολταϊκού κατά το σφάλμα.

Σε συνέχεια των γραφημάτων, παρουσιάζεται η απόκριση σε ενεργό ισχύ από τις μπαταρίες, καθώς και από την γεννήτρια.

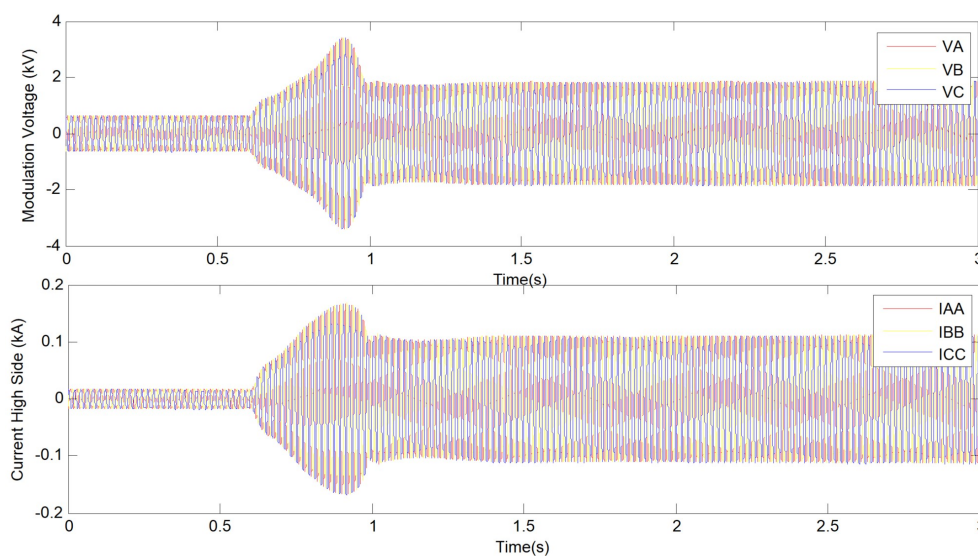
Στο σχήμα 7.23, είναι εμφανές πως η ταχύτητα απόκρισης του μοντέλου της εικονικής γεννήτριας έχει κάποιο ανώτατο όριο, καθώς παρόλο του πολύ μικρού στατισμού, η ταχύτητα απόκρισης είναι της τάξης των 0.3-0.4 δευτερολέπτων. Επίσης για την γεννήτρια φαίνεται πως η πραγματική αδράνειά της συμβάλλει αρχικά στο μεγαλύτερο βαθμό μέχρι να προλάβει να καλύψει το κενό η συστοιχία μπαταριών. Αυτός βέβαια ο χρόνος είναι εκείνος που περνά και συμβάλλει στην περαιτέρω βύθιση της συχνότητας, όπως είδαμε πριν στο γράφημα 7.22.

Παρακάτω στο γράφημα 7.24 βλέπουμε την τάση διαμόρφωσης από την εικονική γεννήτρια, καθώς και το ρεύμα εξόδου από την μεριά υψηλής τάσης. Αναμενόμενες συμπεριφορές και στα δύο γραφήματα.

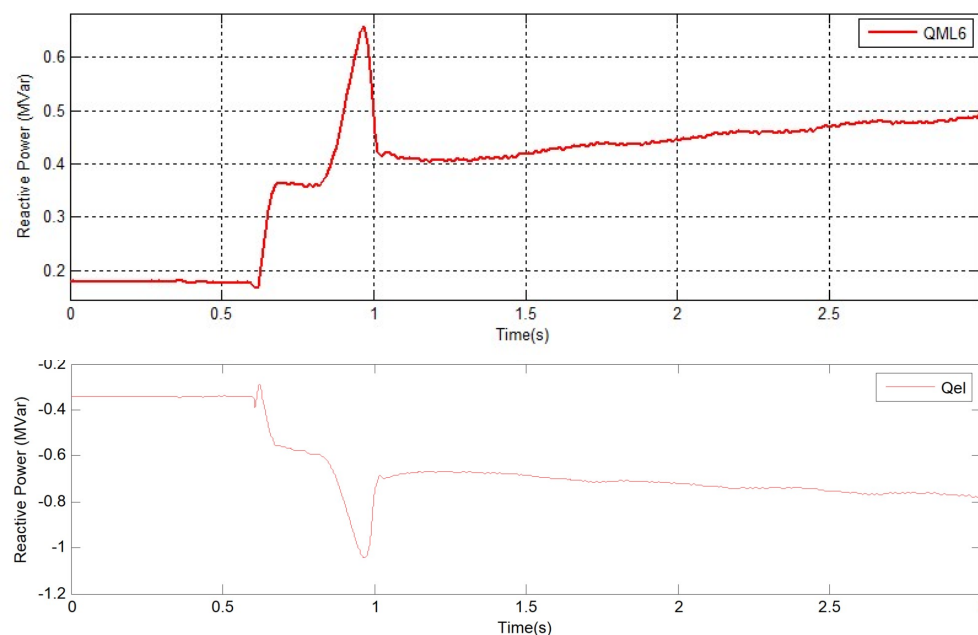
Τέλος στο 7.25 για την παραγωγή-κατανάλωση αέργου ισχύος, παρατηρείται ίση και αντίθετη συμπεριφορά, πράγμα που σημαίνει πως δεν έχει ληφθεί υπόψη η μεταβαλλόμενη (ανάλογα με το ρεύμα) πτώση τάσης μεταξύ μπαταριών και γεννήτριας και η μια μονάδα διαβάζει τάση χαμηλή και αυξάνει την παραγωγή αέργου, και με την αύξηση της τάσης η άλλη μονάδα για να επιστρέψει στα λογικά για αυτή επίπεδα απορροφά την άεργο που παράγει η άλλη και αυτό οδηγεί σε σημείο ισορροπίας διαφορετικό του μηδενός.



Σχήμα 7.23: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.



Σχήμα 7.24: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

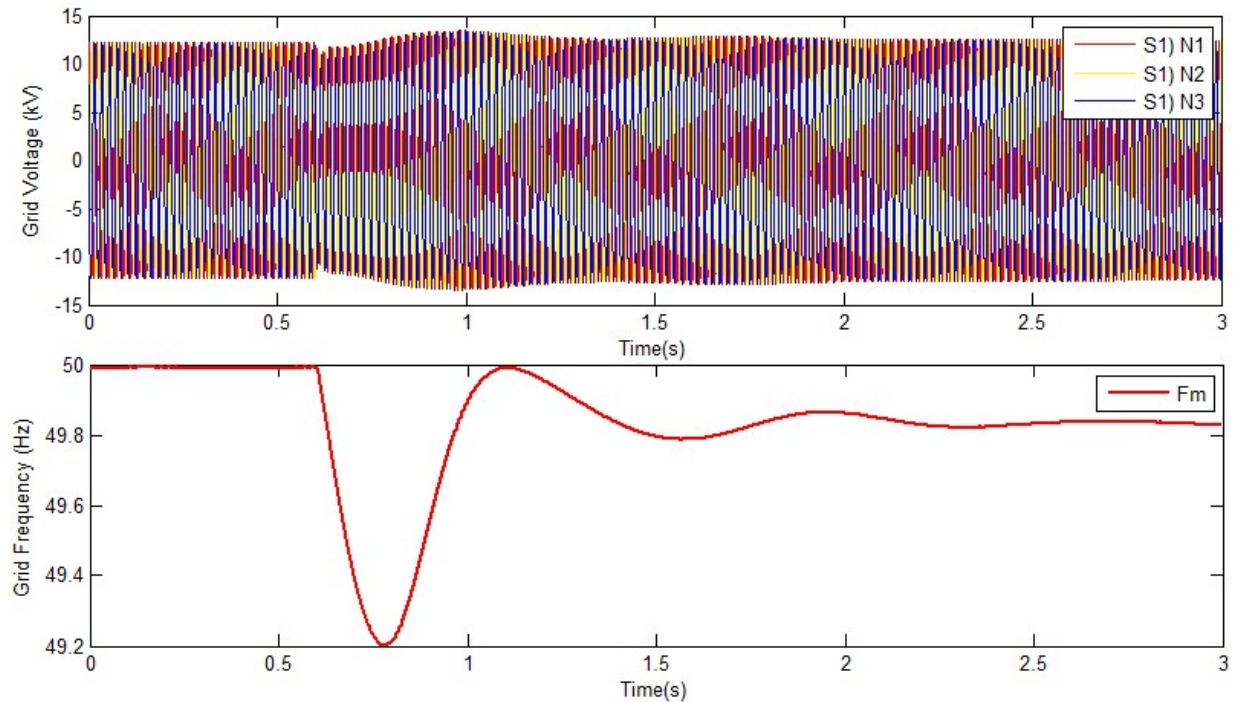


Σχήμα 7.25: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

7.4.2 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW χωρίς φωτοβολταϊκό συνδεδεμένο στο σύστημα.

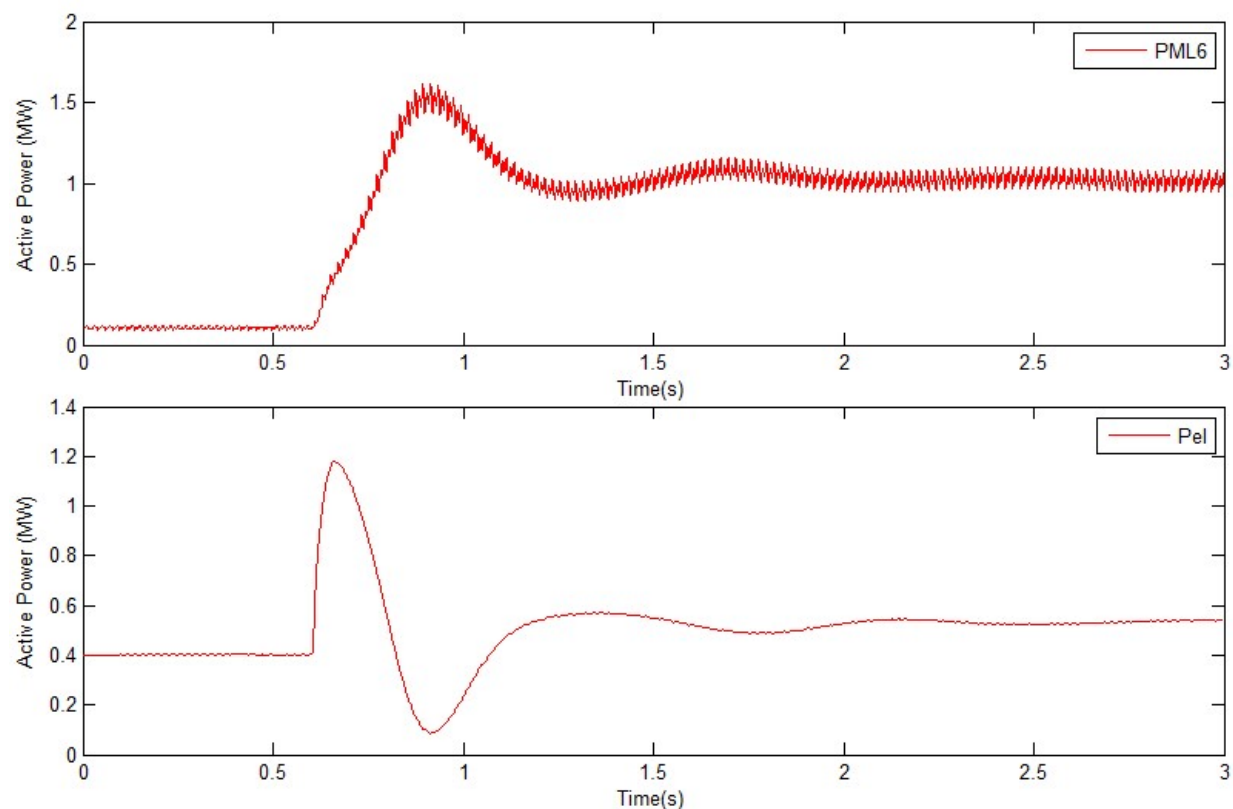
Στη συγκεκριμένη δοκιμή, δεν συμπεριλαμβάνουμε το φωτοβολταϊκό με τον διακόπτη και απλά πραγματοποιούμε την διαταραχή με την ανεμογεννήτρια, ώστε να δούμε και εδώ τις αποκρίσεις και να τις συγκρίνουμε με την προηγούμενη δοκιμή.

Ξεκινώντας με τα χαρακτηριστικά του δικτύου, έχουμε:



Σχήμα 7.26: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

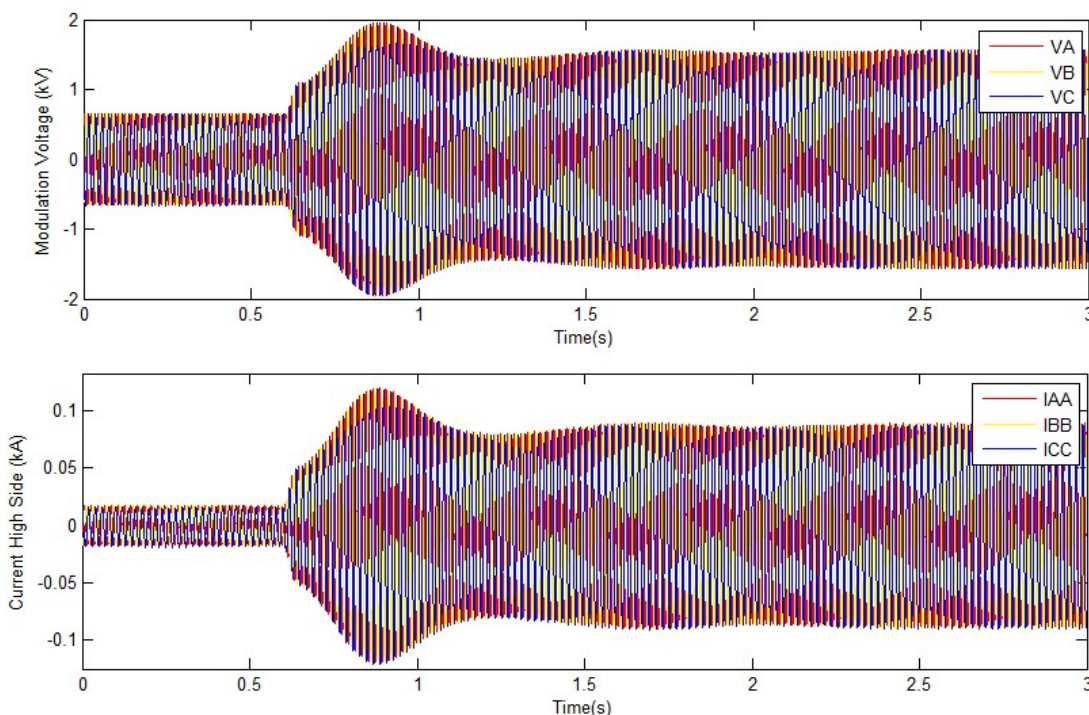
Εδώ είναι ξεκάθαρο πως η διαταραχή είναι μικρότερη σε μέγεθος και πως έχει την ίδια μορφή με την προηγούμενη δοκιμή. Αντί για 49 κύκλους ελάχιστο, εδώ είναι στους 49.2 και για το πλάτος τάσης η συνολική διακύμανση είναι μικρότερη. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι παραγωγές ενεργού ισχύος για αυτή τη διαταραχή.



Σχήμα 7.27: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.

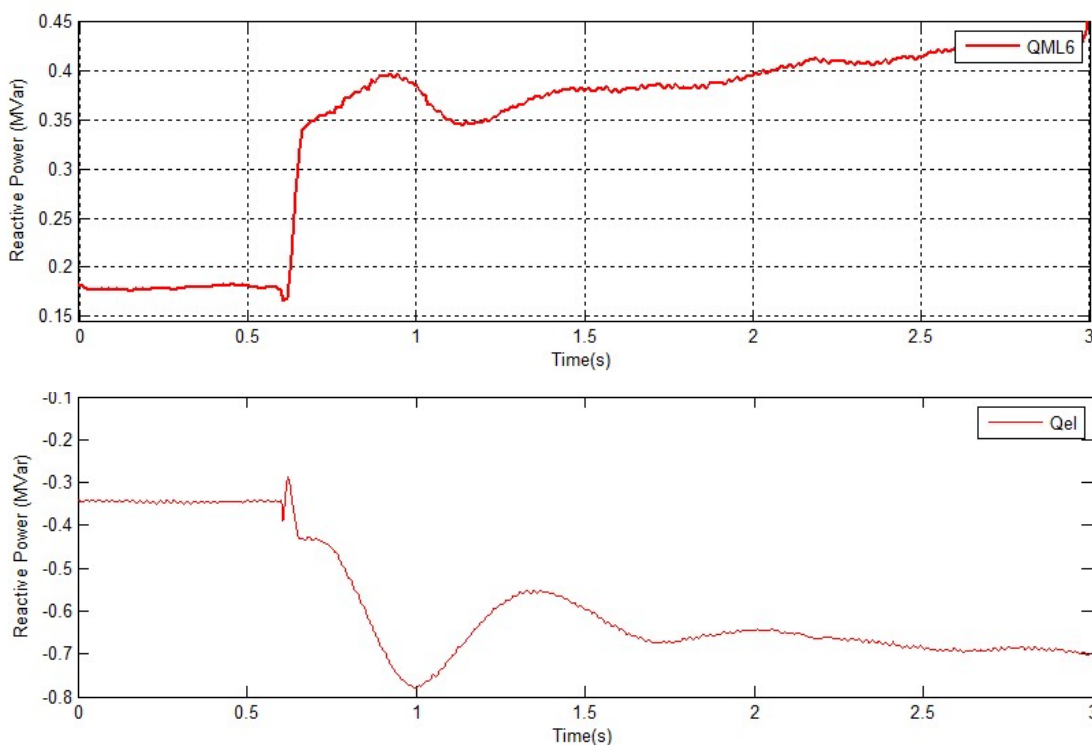
Παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά, με την μόνη διαφορά σε σχέση με πριν το μέγεθος της

ενεργού ισχύος που εδώ είναι χαμηλότερο κατά $0.5MW$. Στη συνέχεια αναμένονται αντίστοιχες αποκρίσεις και για την τάση διαμόρφωσης, όπως επίσης και για το ρεύμα.



Σχήμα 7.28: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

Πράγματι παρόμοιες αποκρίσεις, με την μόνη διαφορά τα πλάτη ρεύματος και τάσης που εδώ έχουν τιμές αντίστοιχες για την παραγωγή $1MW$ από τον αντιστροφέα. Παρακάτω θα παρουσιαστούν και οι παραγωγές αέργου για αυτή την περίπτωση.

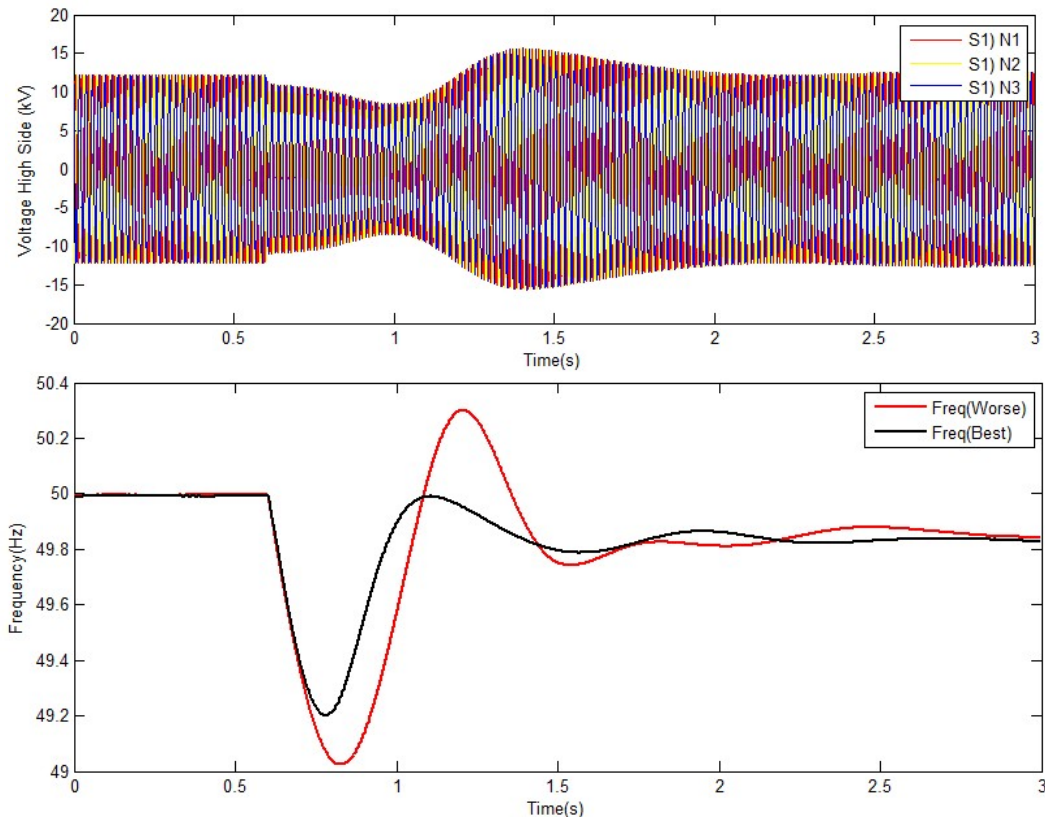


Σχήμα 7.29: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

Εδώ παρατηρείται η μεταφορά αέργου ισχύος από τις μπαταρίες προς τη γεννήτρια, η οποία οφείλεται στην μη ρύθμιση του ενός συστήματος παραγωγής ενέργειας και διαμόρφωσης τάσης, με βάση το άλλο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχει συνεργασία μεταξύ των μονάδων αλλά όχι η βέλτιστη, καθώς για να συμβεί κάτι τέτοιο θα έπρεπε να υπολογιστεί το ωμικό και χωρητικό τμήμα της γραμμής - συστήματος και να φτιαχτεί ένας αντισταθμιστής με βάση το ρεύμα διέλευσης από την κάθε πηγή, ώστε να διορθώνεται το σημείο αναφοράς της τάσης για την άλλη μονάδα. Κάτι σαν master - slave. Για αυτό το λόγο σε διαφορετικά στάδια παραγωγής ισχύος έχουμε και διαφορετικό σημείο ισορροπίας για την άεργο ισχύ.

Στη συνέχεια θα πραγματοποιηθεί δοκιμή με αυξημένο στατισμό και μειωμένο κέρδος για την ρύθμιση της τάσης στο μοντέλο της εικονικής γεννήτριας, ώστε να είναι και εδώ εμφανές πως πραγματοποιήθηκε βελτιστοποίηση των παραμέτρων ελέγχου.

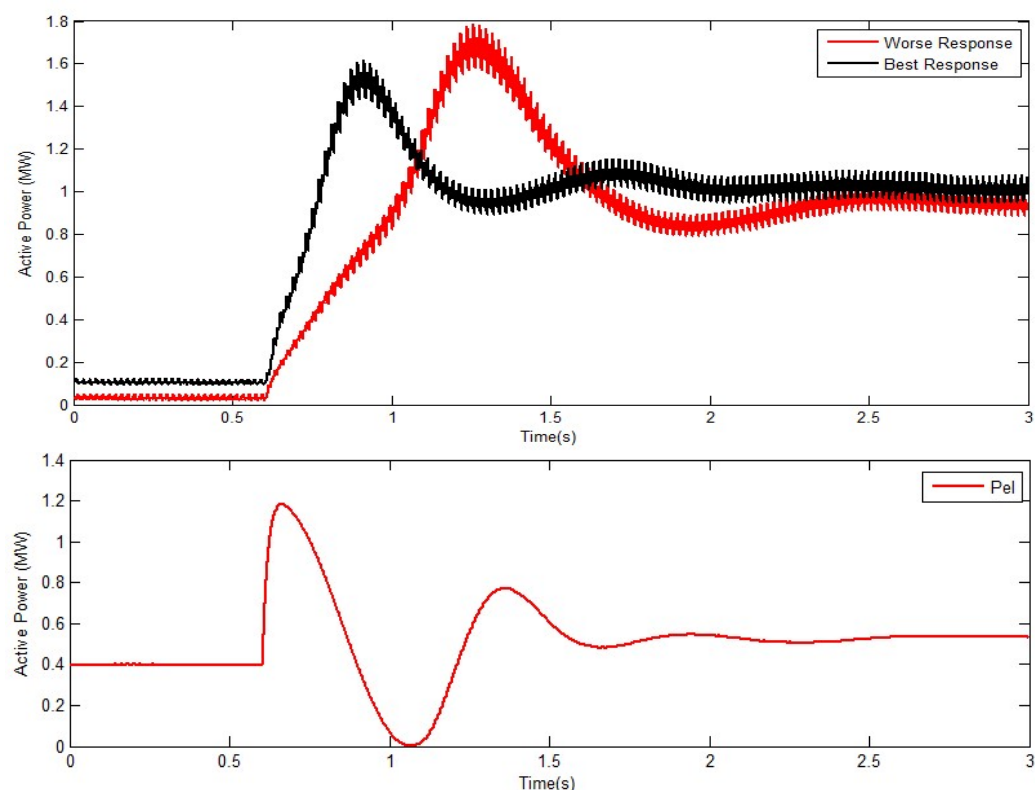
7.4.3 Σφάλμα ανεμογεννήτριας σε παραγωγή 1.5MW. (Τροποποιημένα Κέρδη Ελεγκτή)



Σχήμα 7.30: Τριφασική τάση και συχνότητα δικτύου κατά το σφάλμα.

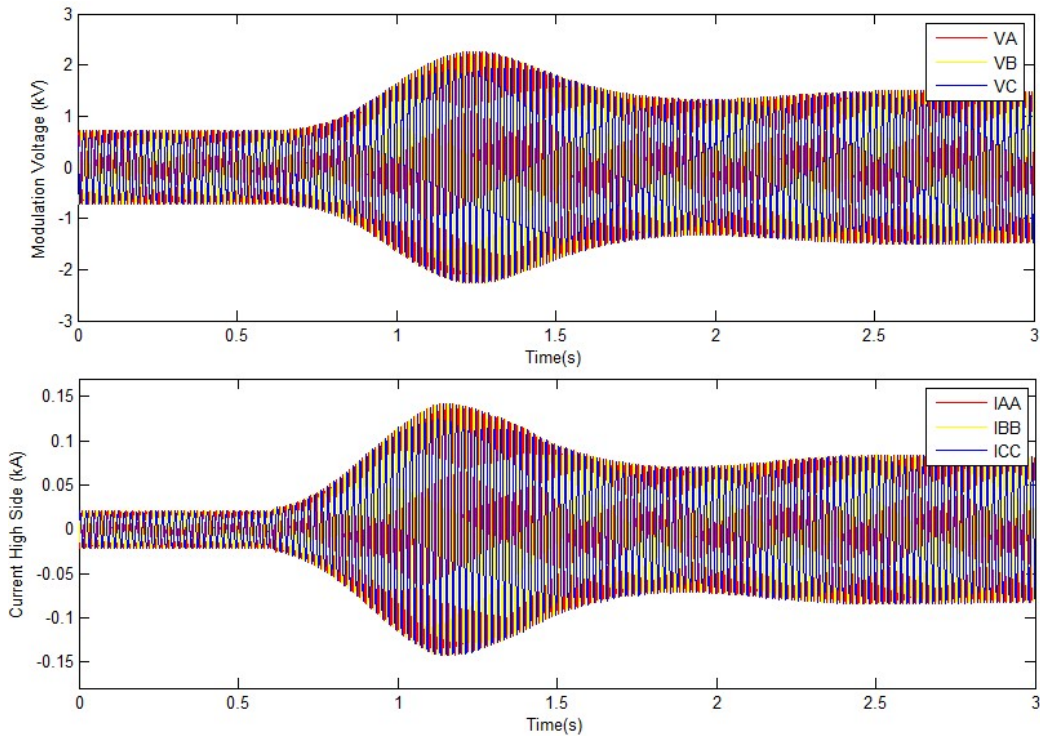
Παρατηρείται πως παρόλο που έγιναν μικρές αλλαγές στα κέρδη του ελεγκτή, το αποτέλεσμα είναι πολύ πιο αργή απόκριση διάρκειας 1 δευτερολέπτου, με μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος της τάσης και εδώ σε αυτή τη δοκιμή απουσιάζουν τα 0.5MW του φωτοβολταϊκού. Συνεπώς η κατάσταση εδώ δεν είναι ιδανική.

Συνεχίζοντας έχουμε τις παραγωγές ενεργού ισχύος, ώστε να παρατηρηθεί η πιο αργή απόκριση.



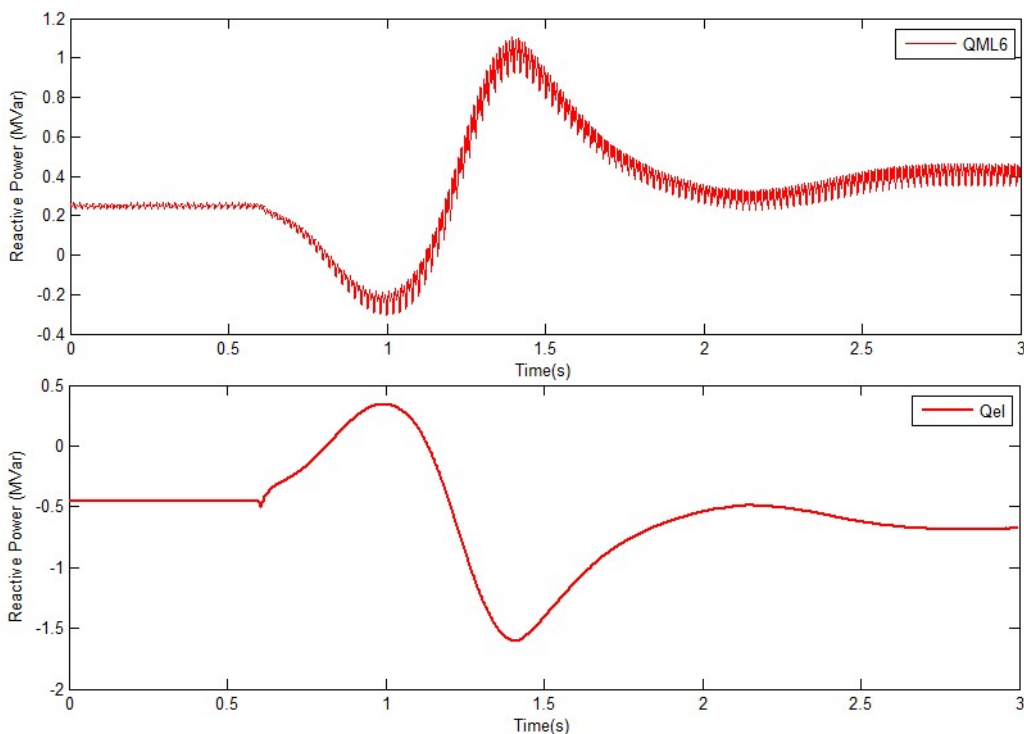
Σχήμα 7.31: Παραγωγή ενεργού ισχύος (Μπαταρίες (PML6) και Γεννήτρια (Pel)), κατά το σφάλμα.

Είναι εμφανής η πιο αργή απόκριση του μοντέλου με τροποποίηση των κερδών, καθώς από χρόνο των 0.3-0.4 δευτερολέπτων, τώρα βρισκόμαστε στα 0.7-0.8 δευτερόλεπτα. Επόμενο γράφημα είναι αυτό της διαμόρφωσης και του ρεύματος υψηλής από τον αντιστροφέα.



Σχήμα 7.32: Διαμόρφωση και ρεύμα κατά το σφάλμα.

Εδώ από το σχήμα που σχηματίζει κατά τη μεταβολή του το ρεύμα και η τάση, επαναλαμβάνεται πώς οι χρόνοι απόκρισης είναι πολύ μεγαλύτεροι σε σχέση με πριν. Τέλος θα δούμε και την σχέση μεταξύ των άεργων ισχύων.



Σχήμα 7.33: Άεργος ισχύς κατά το σφάλμα (QML6 Μπαταρίες, Qel Γεννήτρια).

Εδώ παρατηρείται μια πιο αργή μεταβολή που διαρκεί περίπου 2 δευτερόλεπτα και επίσης είναι εμφανής η αντίθετη φύση των δύο ισχύων, λόγω της φύσης τους όπως έχουμε αναφέρει σε προηγούμενες δοκιμές.

Εδώ θα ήθελα να σημειωθεί πως για όλους τους ελεγχτές έγινε προσπάθεια βελτιστοποίησης τους όσο αυτό ήταν εφικτό. Παρατηρήσεις κατά την προσπάθεια βελτιστοποίησης και πιθανά εμπόδια στην αύξηση της απόκρισης είναι ο θόρυβος των αναλογικών σημάτων ο οποίος περιορίζει την ευαισθησία των ελεγκτών και το γεγονός ότι με την χρήση φίλτρων υπάρχει μια ισορροπία μεταξύ ταχύτητας ελεγκτή και καθυστέρησης φίλτρων. Τέλος, από ένα

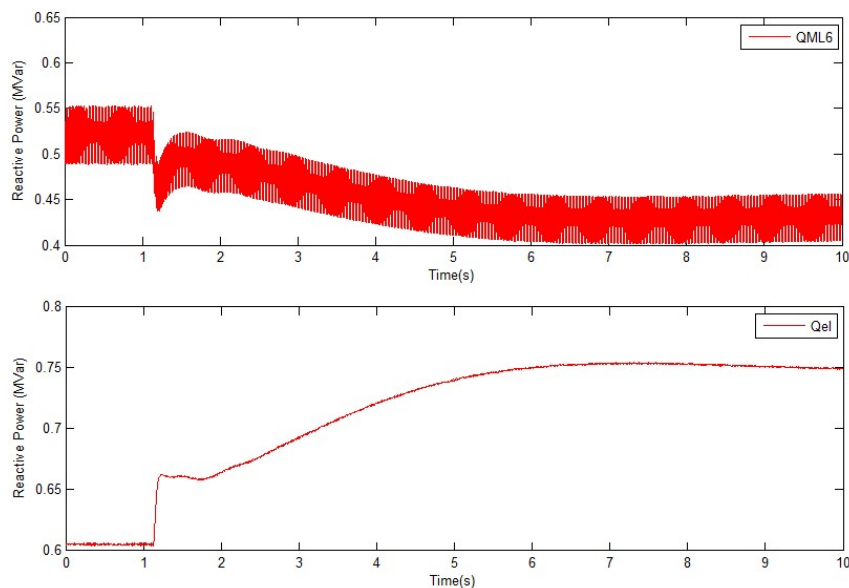
σημείο και μετά παρατηρήθηκε κορεσμός ως προς την απόκριση των ελεγκτών, κάτι το οποίο χρήζει περαιτέρω μελέτης.

Στη συνέχεια θα αναδειχθεί η συνεργασία μεταξύ μπαταριών και γεννήτριας για την άεργο ισχύ και αυτό θα γίνει με την μεταβολή της άεργου ισχύος στο δίκτυο. Θα παρουσιαστούν αποτελέσματα και για τον έλεγχο ρεύματος και για την εικονική γεννήτρια.

7.5 Συνεργασία Αέργου ισχύος.

7.5.1 Έλεγχος Ρεύματος.

Στη συγκεκριμένη δοκιμή αυξάνουμε τη παραγωγή αέργου ισχύος της γεννήτριας και περιμένουμε από την μπαταρία να μειώσει στιγμιαία την παραγωγή της και σταδιακά να έρθουν οι δύο μονάδες σε ένα νέο σημείο ισορροπίας.

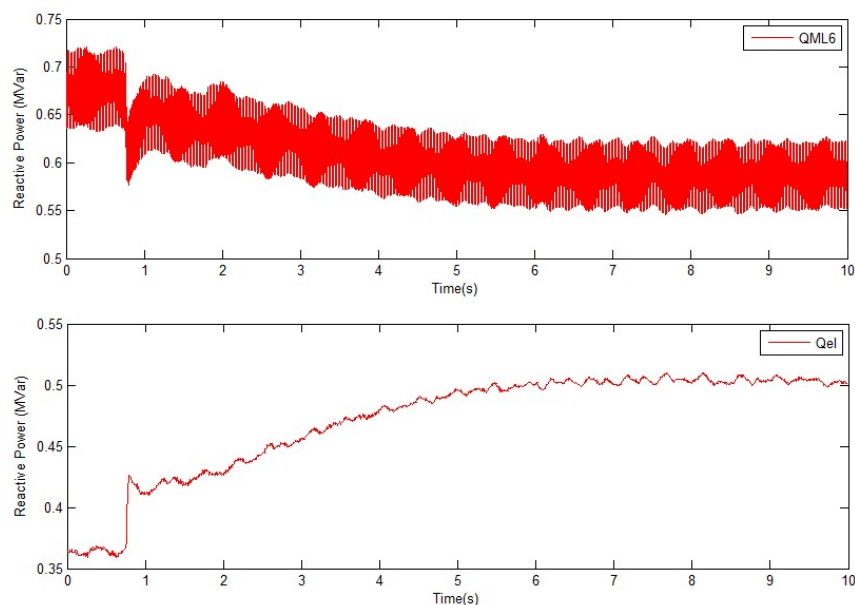


Σχήμα 7.34: Αύξηση αέργου ισχύος στη γεννήτρια.

Παρατηρείται πως μετά την μεταβολή παραγωγής αέργου ισχύος, έχουμε μια ομαλή μετάβαση σε ένα άλλο σημείο ισορροπίας, με την γεννήτρια να αυξάνει την παραγωγή της και τις μπαταρίες να την μειώνουν αντίστοιχα.

Άρα καταλήγουμε στο συμπέρασμα πως μπορεί ένας δευτερογενής έλεγχος να μειώσει την απόκλισή τους.

7.5.2 Μοντέλο εικονικής γεννήτριας.



Σχήμα 7.35: Αύξηση αέργου ισχύος στη γεννήτρια.

Και εδώ παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά, με την μόνη διαφορά την σημαντική αύξηση των διαταραχών. Παρόλα αυτά η συνεργασία μεταξύ των δυο μονάδων είναι εμφανής και με διαφορετικό σημείο ισορροπίας σε σχέση με τον έλεγχο ρεύματος.

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα και προτάσεις για επέκταση της μελέτης

8.1 Συμπεράσματα.

Έχοντας παρακολουθήσει όλες τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν και παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, παρατηρεί κανείς πως και οι τρεις μέθοδοι ελέγχου είναι ικανοί να συμβάλουν στην μείωση των μεταβατικών φαινομένων σε τάση και συχνότητα, ειδικά σε περιβάλλον με υψηλή παραγωγή από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Τώρα στο θέμα της αντι-νησιδοποίησης και το αν είναι εφικτό να υπάρξει σύστημα το οποίο σε σφάλματα μεγάλου μεγέθους, να καταφέρνει να μειώνει τις μεταβολές της συχνότητας και της τάσης τόσο ώστε να μην ανοίγουν οι διακόπτες, η απάντηση είναι η εξής.

Μπορεί να επιτευχθεί, αλλά υπάρχουν όρια ως προς το μέγεθος του σφάλματος και ως προς την ευαισθησία του κάθε διακόπτη αντι-νησιδοποίησης. Πιο συγκεκριμένα, το παράθυρο υπολογισμού για την μέθοδο υπολογισμού του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας (ROCOF) είναι 0.4 δευτερόλεπτα, ενώ με την μέθοδο Vector Shift, είναι στους 3 κύκλους. Το όριο των 10 ηλεκτρικών μοιρών για την μετατόπιση διανύσματος, καθώς και τα $0.8 \frac{Hz}{s}$ της μεθόδου (ROCOF), προσδίδουν μια ευαισθησία στην απόκριση του διακόπτη η οποία εξαρτάται από την τιμή τους, αλλά όχι μόνο από αυτό. Το παράθυρο υπολογισμού παίζει καθοριστικό ρόλο, καθώς όσο μικρότερο είναι, τόσο πιο ευαίσθητος ο διακόπτης.

Τώρα συγκρίνοντας τις τρεις διαφορετικές μεθόδους ελέγχου, μπορεί να ειπωθεί το εξής. Για συνεργασία με γεννήτριες στο δίκτυο την καλύτερη συμπεριφορά την παρέχει ο έλεγχος ρεύματος με χαμηλό ναδίρ συχνότητας και άμεση απόκριση. Ο έλεγχος ρεύματος σε συνδυασμό με την μέθοδο του στατισμού και της εικονικής αδράνειας, προσφέρει παραπάνω από ικανοποιητικά αποτελέσματα.

Το μοντέλο της εικονικής γεννήτριας παρέχει μια πιο αργή απόκριση σε μεταβολές σε σχέση με τις άλλες μεθόδους ελέγχου. Συνεπώς, παρόλο που είναι λειτουργικό, για την εφαρμογή μας υπάρχουν και καλύτερες λύσεις.

Τέλος για τον έλεγχο τάσης μπορεί να ειπωθεί πως είναι ο ιδανικός από άποψη απόκρισης και ταυτόχρονα ρύθμισης χαρακτηριστικών του δικτύου, καθώς δεν επηρεάζει την λειτουργία των προστασιών anti-islanding όταν το δίκτυο λειτουργεί χωρίς γεννήτρια.

Καταληκτικά, η κάθε μέθοδος ελέγχου έχει την χρήση της, αλλά είναι ξεκάθαρο πως την φυσική αδράνεια σε ένα σύστημα και την στιγμιαία απόκρισή της, δε μπορείς να την αντικαταστήσεις. Αν δεν είναι εφικτό να προστεθεί φυσική αδράνεια σε ένα σύστημα, τότε η βέλτιστη λύση ώστε να μην ανοίγουν διακόπτες αντι-νησιδοποίησης ή καλύτερα να μειωθούν τα ανοίγματα των διαφόρων διακοπών, είναι ο έλεγχος ρεύματος σε συνδυασμό με στατισμό και εικονική αδράνεια. Προσφέρει τις μικρότερες δυνατές μεταβολές σε συχνότητα και πλάτος τάσης.

8.2 Προτάσεις για επέκταση της μελέτης.

- Σύνδεση ελεγκτή ελέγχου τάσης (αν είναι εφικτό) σε δίκτυο με γεννήτρια ίσης ή μικρότερης ισχύος και εύρεση των ορίων ελέγχου-συνεργασίας τους.
- Χρήση μοντέλου σύγχρονης γεννήτριας ως περιστρεφόμενης μάζας (αδράνεια σφονδύλου) σε δίκτυο, σε συνδυασμό με διάφορα μοντέλα ελέγχου αντιστροφέα και καταγραφή αποτελεσμάτων σε διάφορα είδη διαταραχών.
- Μελέτη επίδρασης φίλτρων kalman στην απόδοση των διαφόρων αλγορίθμων ελέγχου και η συμβολή τους στην μείωση θορύβων στα διάφορα σήματα.
- Εύρεση κατάλληλων ορίων ROCOF, Vector Shift για χρήση σε ελληνικά νησιά, όπως επίσης και ορίων υπέρτασης, υπότασης, υποσυχνότητας και υπερσυχνότητας.
- Προβλήματα προστασίας σε βραχυκυκλώματα σε νησιωτικό δίκτυο με υψηλή διείσδυση ΑΠΕ.

Βιβλιογραφία

- [1] Άλκηστις-Χριστίνα Κουτού. Σχεδίαση αλγορίθμου ελέγχου αντιστροφέα για εφαρμογή τεχνικών ρύθμισης συχνότητας και *Control Hardware In the Loop* προσομοίωση. 2019.
- [2] Florin Iov, Anca Daniela Hansen, Poul Ejnar Sørensen, et al. “Mapping of grid faults and grid codes”. In: (2007).
- [3] Rini Ann Jerin, Palanisamy Kaliannan, Umashankar Subramaniam, et al. “Improved Fault Ride Through Capability in DFIG based Wind Turbines using Dynamic Voltage Restorer with Combined Feed-Forward and Feed-Back Control”. In: *IEEE Access* PP (Sept. 2017). DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2750738.
- [4] Xiaoge Liu, Zhao Xu, and Kit Wong. “Recent advancement on technical requirements for grid integration of wind power”. In: *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy* 1 (Dec. 2013). DOI: 10.1007/s40565-013-0036-9.
- [5] *Hardware in the loop simulation*. <https://www.embedded.com/hardware-in-the-loop-simulation-2/>.
- [6] Δημήτριος Λαγός. *Μελέτη αλγορίθμων ελέγχου αντιστροφέα και Control Hardware in the Loop* προσομοίωση. 2015.
- [7] Amirnaser Yazdani and Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- [8] Qing-Chang Zhong and George Weiss. “Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators”. In: *IEEE Transactions on industrial electronics* 58.4 (2010), pp. 1259–1267.
- [9] Μαρία Παπαμιχάλη. *Υλοποίηση και Αξιολόγηση Μεθόδων Ανίχνευσης Νησιδοποίησης*. 2014.
- [10] *Ziel Operation Manual (Anti-Islanding Switch)*. https://www.ziehl.com/en/products/dl/0operating_manual-2698/?task=download.
- [11] Jae Woong Shim, Gregor Verbič, Ning Zhang, et al. “Harmonious integration of faster-acting energy storage systems into frequency control reserves in power grid with high renewable generation”. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 33.6 (2018), pp. 6193–6205.
- [12] P Arboleya, D Diaz, JM Guerrero, et al. “An improved control scheme based in droop characteristic for microgrid converters”. In: *Electric power systems research* 80.10 (2010), pp. 1215–1221.
- [13] Yann G Rebours, Daniel S Kirschen, Marc Trotignon, et al. “A survey of frequency and voltage control ancillary services—Part I: Technical features”. In: *IEEE Transactions on power systems* 22.1 (2007), pp. 350–357.
- [14] Spyros I Gkavanoudis and Charis S Demoulias. “A control strategy for enhancing the Fault Ride-Through capability of a microgrid during balanced and unbalanced grid voltage sags”. In: *Sustainable Energy, Grids and Networks* 3 (2015), pp. 1–11.
- [15] Simone Negri, Enrico Tironi, and Davide Sala Danna. “Integrated control strategy for islanded operation in smart grids: Virtual inertia and ancillary services”. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 55.3 (2019), pp. 2401–2411.
- [16] Ujjwol Tamrakar, Dipesh Shrestha, Manisha Maharjan, et al. “Virtual inertia: Current trends and future directions”. In: *Applied Sciences* 7.7 (2017), p. 654.
- [17] Michele Fusero, Andrew Tuckey, Alessandro Rosini, et al. “A Comprehensive Inverter-BESS Primary Control for AC Microgrids”. In: *Energies* 12.20 (2019), p. 3810.

-
- [18] Hisham Mahmood, Dennis Michaelson, and Jin Jiang. “Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.3 (2014), pp. 1605–1617.
- [19] AEWK Kahlane, Linda Hassaine, and Mohamed Kherchi. “LCL filter design for photovoltaic grid connected systems”. In: *the Journal of Renewable Energies* (2014), pp. 227–232.
- [20] *RLC Low-Pass Filter Design Tool*. <http://sim.okawa-denshi.jp/en/RLClowkeisan.htm>.
- [21] *Cover Photo*. <https://www.tiloshorizon.eu/>.