



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΗΜΑΤΩΝ, ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΙ ΡΟΜΠΟΤΙΚΗΣ

**Μοντελοποίηση & Έλεγχος συστήματος σύγχρονης γεννήτριας
και διεσπαρμένης παραγωγής σε κοινό ζυγό με ασθενή
διασύνδεση με ισχυρό δίκτυο**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεοδόσιος Α. Αλεξανδρίδης

Επιβλέπων : Χαράλαμπος Ε. Ψυλλάκης
Λέκτορας ΕΜΠ

Αθήνα, Μάρτιος 2024



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΗΜΑΤΩΝ, ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΙ ΡΟΜΠΟΤΙΚΗΣ

Μοντελοποίηση & Έλεγχος συστήματος σύγχρονης γεννήτριας και διεσπαρμένης παραγωγής σε κοινό ζυγό με ασθενή διασύνδεση με ισχυρό δίκτυο

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεοδόσιος Α. Αλεξανδρίδης

Επιβλέπων : Χαράλαμπος Ε. Ψυλλάκης

Λέκτορας Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 28^η Μαρτίου 2024

.....

Χαράλαμπος Ψυλλάκης

Λέκτορας ΕΜΠ

.....

Κωνσταντίνος Τζαφέστας

Αναπληρωτής Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Ιωάννης Κορδώνης

Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Μάρτιος 2024

.....

Θεοδόσιος Α. Αλεξανδρίδης

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

Copyright © Θεοδόσιος Αλεξανδρίδης

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.

Περίληψη

Ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ) σύγχρονης μορφής περιλαμβάνει συμβατικές πηγές ενέργειας, αλλά χαρακτηρίζεται επίσης από μεγάλη και αυξανόμενη διείσδυση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, καθώς και παρουσία κατανάλωσης κοντά στην παραγωγή. Η ενσωμάτωση αυτών και άλλων τεχνολογιών που έχουν ως διεπαφή με το δίκτυο μετατροπείς ισχύος, έχουν μετασχηματίσει σημαντικά τα σημερινά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας ανά τον κόσμο καθιστώντας τα συχνά λιγότερο ισχυρά και με μειωμένη στρεφόμενη αδράνεια, με επακόλουθο τον κίνδυνο πρόκλησης προβλημάτων στην ευσταθή και ασφαλή λειτουργία τους. Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί μελέτη ενός ενδεικτικού τέτοιου συστήματος και περιλαμβάνει αρχικά ενιαία μοντελοποίηση και στη συνέχεια εφαρμογή κυρίως παραδοσιακών αλλά και μερικών καινούριων μεθόδων ελέγχου που είτε επιτελούν συνήθεις στόχους ρύθμισης, είτε αποσκοπούν στη βελτίωση της επαναφοράς του συστήματος (κυρίως της συχνότητας) έπειτα από διαταραχές. Το συνολικό σύστημα προσομοιώνεται στο περιβάλλον Matlab/Simulink, όπου εξετάζεται και αξιολογείται η συμπεριφορά του σε διάφορους τύπους διαταραχών. Πιο συγκεκριμένα:

Στο **1^ο Κεφάλαιο** παρουσιάζονται ποιοτικοί ορισμοί της ευστάθειας στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και η επέκταση αυτών για συστήματα σύγχρονης μορφής, ενώ παράλληλα αναδεικνύεται το πρόβλημα της μειωμένης αδράνειας και κάποιοι τρόποι μετριασμού του.

Στο **2^ο Κεφάλαιο** περιγράφεται ο μετασχηματισμός Park ως βασικό εργαλείο μοντελοποίησης του εξεταζόμενου ΣΗΕ και βάσει αυτού παρουσιάζεται με αρκετή λεπτομέρεια η εξαγωγή των μαθηματικών μοντέλων περιγραφής διαφόρων μονάδων του ΣΗΕ, δηλαδή της σύγχρονης γεννήτριας είτε με τυλίγματα διέγερσης είτε μονίμων μαγνητών, του μετατροπέα ισχύος, της ανεμογεννήτριας, της γραμμής μεταφοράς και των φορτίων. Παράλληλα παρουσιάζονται και οι μέθοδοι ελέγχου των ελεγχόμενων μονάδων (σύγχρονη γεννήτρια και μετατροπείς ισχύος), που στην ουσία τους αποτελούν απλούς PI ελεγκτές.

Στο **3^ο Κεφάλαιο** παρουσιάζονται βασικοί ορισμοί και θεωρήματα της θεωρίας ευστάθειας κατά Lyapunov, επιχειρείται η σύνδεση αυτών με τους ποιοτικούς ορισμούς ευστάθειας του 1^{ου} Κεφαλαίου και τέλος αποδεικνύεται η ιδιότητα της τοπικής ευστάθειας εισόδου προς κατάσταση (ιδιότητα l -ISS) υπό κάποιες απλοποιητικές παραδοχές για το σύστημα.

Στο **4^ο Κεφάλαιο** παρατίθενται οι παράμετροι του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση, καθώς και οι διαταραχές που συμβαίνουν κατά τη διάρκεια αυτής. Τέλος παρατίθενται οι γραφικές παραστάσεις των αποκρίσεων του συστήματος, μαζί με αντίστοιχα σχόλια.

Λέξεις κλειδιά: σύστημα μειωμένης αδράνειας, ασθενής διασύνδεση, σύγχρονη γεννήτρια, ανεμογεννήτρια, μετατροπέας ισχύος, βελτίωση επαναφοράς συχνότητας

Abstract

A modern form of a power system includes conventional energy sources but is also characterized by significant and increasing penetration of renewable energy sources, as well as consumption near production. The integration of these and other technologies, which interface with the network through power converters, has significantly transformed today's power systems worldwide, often making them less robust and with reduced rotational inertia, resulting in the risk of operational problems. This thesis constitutes a study of an indicative such system, initially involving unified modeling and subsequently applying primarily traditional control methods, as well as some novel ones. These methods either serve common regulation objectives or aim at improving system restoration (mainly frequency) after disturbances. The overall system is simulated in the Matlab/Simulink environment, where its behavior is examined and evaluated under various disturbance types. More specifically:

In **Chapter 1**, qualitative definitions of stability in power systems are presented, along with the extension of these definitions for modern systems. Additionally, the issue of reduced inertia is highlighted, and various ways to mitigate it are discussed.

In **Chapter 2**, the Park transformation is described as a fundamental modeling tool for the power system under consideration. Based on this transformation, the extraction of mathematical models for various components of the power system is presented in considerable detail. These units include the synchronous generator with either excitation windings or permanent magnets, the power converter, the wind turbine, the transmission line, and the loads. Additionally, the control methods for the controlled units (synchronous generator and power converters) are presented, which essentially consist of simple PI controllers.

In **Chapter 3**, essential definitions and theorems from Lyapunov stability theory are presented. The connection between these definitions and the qualitative stability definitions from the first chapter is explored. Finally, the property of local input-to-state stability (ℓ -ISS) is proven under certain simplifying assumptions for the system.

In **Chapter 4**, the parameters of the system used for simulation are provided, along with the disturbances that occur during the simulation. Graphical representations of the system responses are included, along with corresponding comments.

Keywords: *reduced inertia system, weak interconnection, synchronous generator, wind turbine, power converter, frequency restoration improvement*

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κύριο Χαράλαμπο Ψυλλάκη για την επίβλεψη και καθοδήγησή του, και για την εξαιρετική συνεργασία που είχαμε. Επίσης ευχαριστώ την οικογένειά μου για την στήριξή τους στα χρόνια των σπουδών μου και όχι μόνο.

Θεοδόσης Αλεξανδρίδης

Μάρτιος 2024

Περιεχόμενα

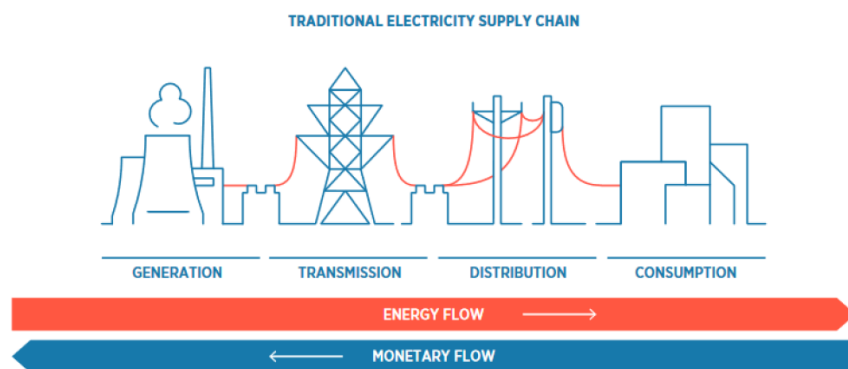
Περίληψη.....	7
Ευχαριστίες.....	9
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	13
1.1 Ανασκόπηση ευστάθειας Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας παραδοσιακής μορφής.....	13
1.2 Επέκταση της έννοιας της ευστάθειας για ΣΗΕ σύγχρονης μορφής και το πρόβλημα της μειούμενης αδράνειας.....	17
1.3 Διατήρηση της συχνότητας υπό συνθήκες μειούμενης αδράνειας.....	21
1.4 Αντικείμενο διπλωματικής.....	22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΟΝΑΔΩΝ ΣΗΕ	25
2.1 Ο μετασχηματισμός Park.....	25
2.1.1 Ο μετασχηματισμός συμμετρικού τριφασικού συστήματος.....	26
2.1.2 Ιδιότητες μετασχηματισμού Park.....	28
2.1.3 Διεπαφή διαφορετικών μετασχηματισμών Park και διεπαφή με ισχυρό δίκτυο.....	29
2.2 Μοντέλο πυκνωτών.....	31
2.3 R-L μοντέλο γραμμών μεταφοράς.....	32
2.4 Μοντελοποίηση και έλεγχος σύγχρονης μηχανής με τυλίγματα διέγερσης και απόσβεσης.....	35
2.4.1 Οι βασικές εξισώσεις της μηχανής.....	36
2.4.2 Η σύγχρονη μηχανή ως ηλεκτρομηχανικό σύστημα μετατροπής ενέργειας και η έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.....	41
2.4.3 Το πλήρες μοντέλο 6 ^{ης} τάξης της σύγχρονης μηχανής.....	45
2.4.4 Το σύστημα διέγερσης και ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης.....	45
2.4.5 Το σύστημα παροχής μηχανικής ισχύος στον άξονα της γεννήτριας.....	47
2.4.6 Καταστάσεις λειτουργίας σύγχρονης γεννήτριας.....	49
2.4.7 Σταθεροποιητής Συστήματος Ισχύος (Power System Stabilizer).....	50
2.5 Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας.....	51
2.5.1 Η αιολική ενέργεια.....	51
2.5.2 Κατηγοριοποίηση ανεμογεννητριών, βασικές εξισώσεις και παρακολούθηση μέγιστης ισχύος.....	53
2.5.3 Αεροδυναμική πτερυγίων και έλεγχος ισχύος σε υψηλές ταχύτητες ανέμου.....	57
2.5.4 Τύποι διατάξεων ανεμογεννητριών.....	59
2.5.5 Μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.....	62

2.6 Μοντελοποίηση και έλεγχος τριφασικού AC/DC/AC μετατροπέα	66
2.6.1 Το διακοπτικό μοντέλο του μετατροπέα	68
2.6.2 Το μοντέλο μέσης τιμής.....	69
2.6.3 Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop-PLL).....	72
2.6.4 Έλεγχος μετατροπέα πλευράς μηχανής.....	73
2.6.5 Έλεγχος μετατροπέα πλευράς δικτύου.....	80
2.6.6 Ο DC πυκνωτής ως μέσο βελτίωσης της ευστάθειας.....	82
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	84
3.1 Μαθηματικοί ορισμοί και θεωρήματα ευστάθειας	84
3.2 Μελέτες ευστάθειας ΣΗΕ.....	88
3.3 Περιγραφή του συνολικού συστήματος προς ανάλυση και προσομοίωση.....	89
3.4 Τα συστήματα ελέγχου της γεννήτριας και των μετατροπέων.....	90
3.5 Απόδειξη ιδιότητας ℓ -ISS υπό κάποιες παραδοχές.....	92
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	101
4.1 Παράμετροι του συστήματος προς προσομοίωση	101
4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων.....	105
4.2.1 Τοπικές διαταραχές.....	106
4.2.2 Μεγαλύτερη γραμμή μεταφοράς	120
4.2.3 Διαταραχή τάσης ισχυρού δικτύου.....	125
Συμπεράσματα-Επεκτάσεις.....	129
Βιβλιογραφία-Πηγές	130

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ανασκόπηση ευστάθειας Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας παραδοσιακής μορφής

Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) είναι το σύνολο των εγκαταστάσεων και των μέσων που χρησιμοποιούνται για την παροχή ηλεκτρικής ενέργειας σε εξυπηρετούμενες περιοχές κατανάλωσης και πρωτοεμφανίστηκαν στα τέλη της δεκαετίας του 1870. Σήμερα έχουν επικρατήσει τα τριφασικά συστήματα ημιτονοειδών συμμετρικών (με διαφορά 120°) τάσεων και ρευμάτων. Στην παραδοσιακή μορφή ενός ΣΗΕ, η τροφοδότηση των καταναλωτών προϋποθέτει την παραγωγή της ενέργειας από τους σταθμούς παραγωγής (αεριοστροβιλικούς, ντιζελοστροβιλικούς, πυρηνικούς, υδροηλεκτρικούς) όπου παράγεται σε μεγάλες ποσότητες, στη συνέχεια τη μεταφορά της σε υποσταθμούς του δικτύου μέσω γραμμών μεταφοράς υπερυψηλής και υψηλής τάσης, και τέλος τη διανομή στους καταναλωτές μέσω γραμμών και υποσταθμών μέσης τάσης και γραμμών χαμηλής τάσης. Βασικό γνώρισμα της παραδοσιακής μορφής των ΣΗΕ είναι η μονόδρομη ροή ενέργειας από τα σημεία παραγωγής στα σημεία κατανάλωσης.



Σχήμα 1.1 – Παραδοσιακή μορφή ΣΗΕ [3]

Ένα Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας είναι ένα σύστημα μεγάλης πολυπλοκότητας και έκτασης που περιέχει σημαντικές μη γραμμικότητες, ενώ λειτουργεί σε ένα συνεχώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον τα φορτία, η εγγεόμενη στο σύστημα ισχύς από τις μονάδες παραγωγής και σημαντικές άλλες παράμετροι λειτουργικότητάς του μεταβάλλονται συνεχώς [1]. Επίσης αποτελεί *δυναμικό σύστημα υπό περιορισμούς*, με την έννοια ότι οι μεταβλητές κατάστασής του πρέπει να παραμένουν σε συγκεκριμένη περιοχή του χώρου κατάστασης, ώστε η λειτουργία του να είναι επιτρεπόμενη και τεχνικά βιώσιμη (η περιοχή αυτή θα συμβολιστεί στο 3^ο Κεφάλαιο ως Ω_p). Οι τροχιές που φεύγουν από την επιθυμητή περιοχή μπορεί να οδηγήσουν είτε σε δομικές αλλαγές του συστήματος είτε σε μη ασφαλή λειτουργία. Παράδειγμα δομικής (τοπολογικής) αλλαγής είναι η *νησιδοποίηση (islanding)*, δηλαδή η απομόνωση

ενός μέρους του ΣΗΕ λόγω ανοίγματος των διακοπών κάποιων γραμμών. Σε περίπτωση μεγάλων διαταραχών σε διασυνδεδεμένα συστήματα, η νησιδοποίηση σε δύο ή περισσότερα 'islands' γίνεται σκόπιμα, προκειμένου να αποφευχθεί το φαινόμενο της αλυσιδωτής αποσύνδεσης μονάδων και να διατηρηθούν εν λειτουργία όσο περισσότερες πηγές παραγωγής και φορτία γίνεται. Τελικά στη μοντελοποίησή του, ένα ΣΗΕ αποτελεί ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα που μπορεί να υφίσταται διαταραχές από το περιβάλλον, αλλά και αλλαγές στο πλήθος των μεταβλητών κατάστασής του καθώς διάφορα υποσυστήματά του συνδέονται και αποσυνδέονται αυτό. Μέσα σε αυτό το πολύπλοκο περιβάλλον λειτουργίας, βασικά ζητούμενα για την ασφαλή και αξιόπιστη λειτουργία ενός ΣΗΕ είναι η σταθερότητα της συχνότητας λειτουργίας του μέσω διατήρησης του ισοζυγίου παραγωγής-κατανάλωσης και η σταθερότητα της τάσης στους ζυγούς. Δηλαδή, είναι επιθυμητή η διατήρηση της *ευστάθειας* του συστήματος. Ακολουθούν κάποιοι ορισμοί ευστάθειας για ΣΗΕ [1] που είναι περισσότερο φυσικοί και διαισθητικοί, αλλά συμμορφώνονται με την ευρεία έννοια με τους μαθηματικούς ορισμούς της θεωρίας συστημάτων.

Ευστάθεια ενός ΣΗΕ είναι η ικανότητά του, από μια δεδομένη κατάσταση λειτουργικής ισορροπίας να ανακάμει (ίδια ή διαφορετική) κατάσταση λειτουργικής ισορροπίας όταν υπόκειται σε μια φυσική διαταραχή, με τις περισσότερες μεταβλητές του να παραμένουν φραγμένες, έτσι ώστε πρακτικά το συνολικό σύστημα να παραμένει άθικτο.

Διακρίνονται τρεις κύριες κατηγορίες ευστάθειας: *ευστάθεια γωνίας δρομέα, ευστάθεια τάσης και ευστάθεια συχνότητας.*

Η ευστάθεια συχνότητας αναφέρεται στην ικανότητα ενός ΣΗΕ να διατηρεί σταθερή συχνότητα λειτουργίας αφού έχει υποστεί μια διαταραχή που οδηγεί σε σημαντική ανισορροπία μεταξύ παραγωγής και φορτίου. Εξαρτάται από τη δυνατότητα διατήρησης ή αποκατάστασης ισορροπίας μεταξύ παραγωγής και φορτίου, με ελάχιστες μη σκόπιμες απώλειες φορτίου. Αστάθεια μπορεί να προκύψει με τη μορφή διατηρούμενων συχνοτικών ταλαντώσεων που οδηγούν σε αποσύνδεση μονάδων παραγωγής και/ή φορτίων.

Η ευστάθεια τάσης αναφέρεται στην ικανότητα ενός ΣΗΕ να διατηρεί σταθερές τάσεις σε όλους τους ζυγούς του συστήματος αφού έχει υποστεί μια διαταραχή από μια δεδομένη αρχική κατάσταση λειτουργίας και εξαρτάται από την δυνατότητα διατήρησης ή αποκατάστασης της ισορροπίας μεταξύ ζητούμενης και παραγόμενης ισχύος. Αστάθεια μπορεί να προκύψει με τη μορφή σταδιακών αυξομειώσεων στην τάση κάποιων ζυγών του συστήματος.

Η ευστάθεια γωνίας δρομέα αναφέρεται στην ικανότητα των σύγχρονων μηχανών ενός διασυνδεδεμένου ΣΗΕ να παραμένουν σε συγχρονισμό αφού έχουν υποστεί μια διαταραχή. Αυτού του είδους η ευστάθεια εξαρτάται από την δυνατότητα διατήρησης ή αποκατάστασης της ισορροπίας μεταξύ της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της μηχανικής ροπής κάθε σύγχρονης μηχανής του συστήματος. Αστάθεια μπορεί να προκύψει με τη μορφή αυξανόμενων συχνοτικών ταλαντώσεων κάποιων γεννητριών που οδηγεί στην απώλεια συγχρονισμού τους με τις υπόλοιπες γεννήτριες του συστήματος.

Η ευστάθεια γωνίας δρομέα διακρίνεται σε ευστάθεια μεγάλων διαταραχών (ή μεταβατική ευστάθεια) και σε ευστάθεια μικρών διαταραχών (ή ευστάθεια μικρού σήματος).

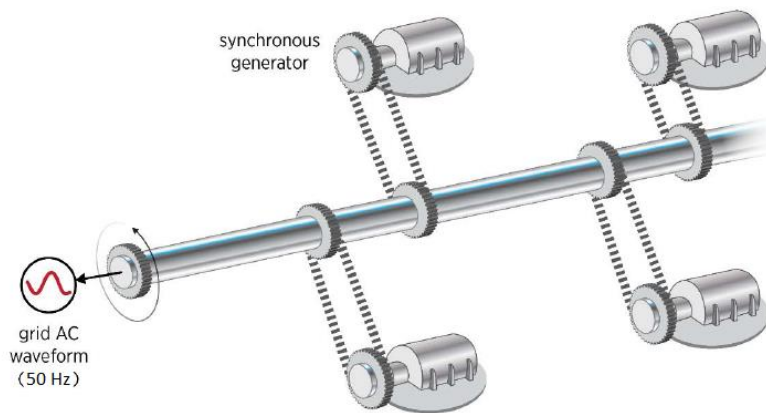
Η ευστάθεια γωνίας δρομέα μεγάλων διαταραχών (μεταβατική ευστάθεια) αναφέρεται στην ικανότητα του ΣΗΕ να διατηρεί τον συγχρονισμό του όταν υπόκειται σε μια σοβαρή διαταραχή, όπως ένα βραχυκύκλωμα σε μια γραμμή μεταφοράς. Παραδείγματα μεγάλων διαταραχών είναι τα σφάλματα συστήματος, το άνοιγμα μιας γραμμής υπό σφάλμα, η αποσύνδεση μιας μεγάλης γεννήτριας, η απώλεια ενός μεγάλου φορτίου. Για τη μελέτη της μεταβατικής ευστάθειας οι διάφορες συσκευές του συστήματος μοντελοποιούνται από μη γραμμικές διαφορικές και αλγεβρικές εξισώσεις, οι οποίες στην πράξη επιλύονται σε προσομοιωτικές μελέτες του συστήματος στο πεδίο του χρόνου.

Η ευστάθεια γωνίας δρομέα μικρών διαταραχών (ευστάθεια μικρού σήματος) αναφέρεται στην ικανότητα του ΣΗΕ να διατηρεί τον συγχρονισμό του όταν υπόκειται σε μικρές διαταραχές. Οι διαταραχές θεωρείται ότι είναι επαρκώς μικρές ώστε η γραμμικοποίηση των εξισώσεων του συστήματος να είναι επιτρεπτή για τους σκοπούς της ανάλυσης. Η ευστάθεια μικρού σήματος σχετίζεται με διαταραχές όπως οι συνδέσεις και αποσυνδέσεις σχετικά μικρών φορτίων. Η μελέτη της επίδρασης τέτοιων διαταραχών σε ένα ΣΗΕ μελετάται γύρω από ένα επιλεγόμενο σημείο λειτουργίας μέσω γραμμικοποίησης των μη γραμμικών διαφορικών και αλγεβρικών εξισώσεων. Η ανάλυση μέσω γραμμικοποίησης καλείται και *ανάλυση μικρού σήματος (small signal analysis)* και τα πλεονεκτήματά της είναι [2]:

- i. Η εξαγωγή της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος κοντά στο σημείο λειτουργίας γύρω από το οποίο γίνεται η γραμμικοποίηση.
- ii. Η σχεδίαση ελεγκτών για το ΣΗΕ μέσω των πολλών εργαλείων που προσφέρει η θεωρία ελέγχου γραμμικών δυναμικών συστημάτων.

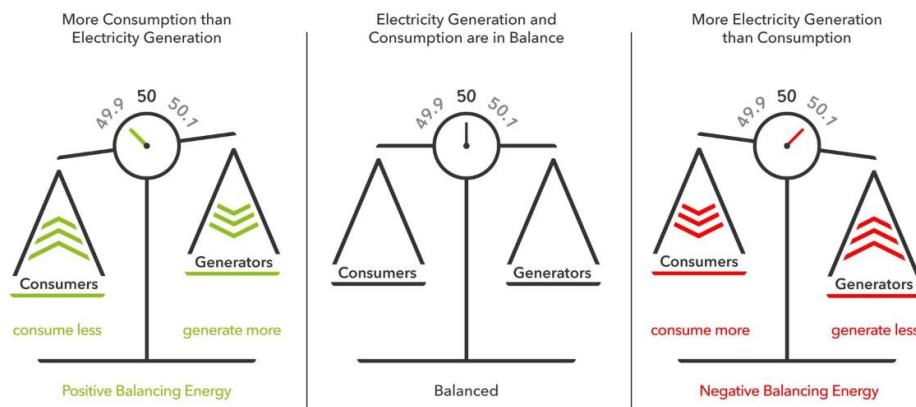
Σε μελέτες σχεδίασης συστημάτων διαπιστώνεται μερικές φορές ότι οι αναλύσεις που αφορούν αστάθεια γωνίας δρομέα συνδέονται στην πραγματικότητα με αστάθεια τάσης και κάποιες φορές είναι δύσκολο να γίνει διάκριση μεταξύ των δύο. Να σημειωθεί ότι γενικά, οποιαδήποτε μορφή αστάθειας μπορεί να εμφανιστεί μαζί με κάποια άλλη· καθώς σημειώνονται σφάλματα σε ένα σύστημα, μια μορφή αστάθειας μπορεί να οδηγήσει διαδοχικά σε κάποια άλλη. Η διάκριση σε κατηγορίες γίνεται για ευκολότερη κατανόηση των αιτιών των προβλημάτων αστάθειας και για εύρεση λύσεων, ωστόσο η συνολική ευστάθεια του συστήματος πρέπει πάντα να είναι ο τελικός σκοπός, δηλαδή οι λύσεις που προτείνονται σε προβλήματα μιας κατηγορίας ευστάθειας δεν θα πρέπει να λειτουργούν εις βάρος μιας άλλης [1].

Σε ένα παραδοσιακό ΣΗΕ (σχήμα 1.1), το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος παράγεται από σύγχρονες γεννήτριες σε σταθμούς παραγωγής ενέργειας, οι ταχύτητες περιστροφής των οποίων συνδιαμορφώνουν την ηλεκτρική συχνότητα λειτουργίας του δικτύου (στα 50 Hz ή 60 Hz αναλόγως την περιοχή).



Σχήμα 1.2 – Σχηματική αναπαράσταση σύγχρονων γεννητριών που συνδιαμορφώνουν την τάση και τη συχνότητα ενός ΣΗΕ [6]

Σε συνθήκες απότομης ανισορροπίας παραγωγής και ζήτησης ισχύος που μπορεί να προκληθεί είτε από σφάλματα δικτύου, είτε από απότομες διακυμάνσεις φορτίων ή εξαιτίας της αποσύνδεσης κάποιας γεννήτριας, η αδράνεια του άξονα των υπόλοιπων εν λειτουργία γεννητριών δεν επιτρέπει ταχεία μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής τους, και με αυτόν τον τρόπο συμβάλλει στη διατήρηση της συχνότητας του δικτύου σε αποδεκτά επίπεδα. Αυτό συμβαίνει τα πρώτα λίγα δευτερόλεπτα μετά από μια διαταραχή, όπου η κάθε γεννήτρια αποδίδει (ή απορροφά) ηλεκτρική ενέργεια στο (ή από το) δίκτυο μειώνοντας (ή αυξάνοντας) την κινητική ενέργεια του άξονά της, ενώ στη συνέχεια αποκρίνεται το μηχανικό σύστημα πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας (*Primary Frequency Response-PFR*) και η παρεχόμενη μηχανική ισχύς στις γεννήτριες εξασφαλίζει την επαναφορά της συχνότητας του δικτύου στην ονομαστική της τιμή (ή κοντά σε αυτήν, εντός κάποιου ποσοστού ανοχής απόκλισης) εξισορροπώντας το ισοζύγιο ζητούμενης και παραγόμενης ισχύος στο δίκτυο.



Σχήμα 1.3 – Σχηματική αναπαράσταση σύνδεσης ισοζυγίου ισχύος και συχνότητας δικτύου

Η σταθερά αδράνειας H (inertia constant) μιας γεννήτριας ορίζεται ως ο λόγος της κινητικής της ενέργειας όταν η γεννήτρια στρέφεται στην ονομαστική της ταχύτητα προς την ονομαστική φαινόμενη ισχύ που παράγει. Η σταθερά αδράνειας έχει μονάδες χρόνου και εκφράζει το χρονικό διάστημα που μπορεί η γεννήτρια να αποδώσει την ονομαστική της ισχύ χρησιμοποιώντας μόνο την κινητική ενέργειά της [4].

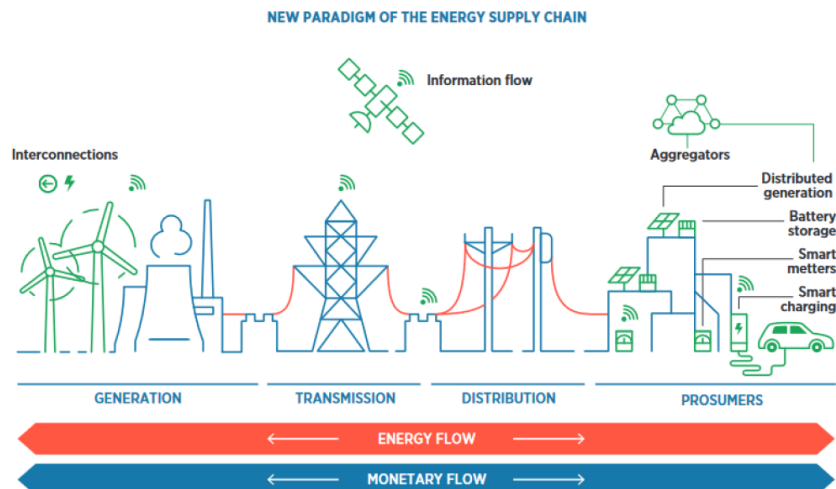
Η συνολική σταθερά αδράνειας για ένα ΣΗΕ (power system inertia) ορίζεται αντίστοιχα ως ο λόγος του άθροισματος της κινητικής ενέργειας όλων των γεννητριών προς το άθροισμα της ονομαστικής φαινόμενης ισχύος τους.

Εκτός από τις γεννήτριες, στην αδράνεια του ΣΗΕ συμβάλλουν δευτερευόντως και φορτία όπως οι ασύγχρονοι κινητήρες και τα στατικά φορτία [5].

Η πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας που προαναφέρθηκε εφαρμόζεται στη μηχανική διέγερση (άξονα) μιας γεννήτριας και επομένως αποτελεί μια σχετικά πιο αργή μέθοδο ελέγχου σε σχέση με μια ηλεκτρική μέθοδο ελέγχου. Η ηλεκτρική μέθοδος ελέγχου που βοηθά στην απόσβεση ταλαντώσεων της συχνότητας και στην επαναφορά της κοντά στην ονομαστική της τιμή είναι ο *Σταθεροποιητής Συστήματος Ισχύος (PSS)* που αποτελεί μέρος του συστήματος ελέγχου το οποίο εφαρμόζεται στο τύλιγμα διέγερσης της γεννήτριας.

1.2 Επέκταση της έννοιας της ευστάθειας για ΣΗΕ σύγχρονης μορφής και το πρόβλημα της μειούμενης αδράνειας

Η μορφή ενός τυπικού ΣΗΕ έχει μεταβληθεί σημαντικά στις μέρες μας. Η ροή ενέργειας στο δίκτυο δεν είναι πια μονόδρομη, αφού η παραγωγή πλέον δε βασίζεται μόνο στους μεγάλους συμβατικούς σταθμούς ενέργειας, αλλά είναι διεσπαρμένη σε διάφορα σημεία του δικτύου και συχνά αρκετά κοντά στην κατανάλωση.

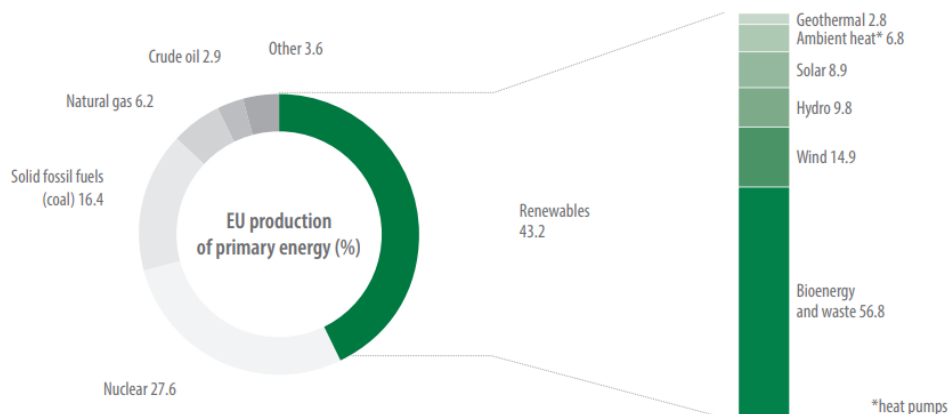


Σχήμα 1.4 – Σχηματική αναπαράσταση ενός σύγχρονου ΣΗΕ [3]

Βασικό χαρακτηριστικό στα σύγχρονα ΣΗΕ είναι η ενσωμάτωση νέων τεχνολογιών που έχουν ως διεπαφή με το δίκτυο ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος, όπως η αιολική και φωτοβολταϊκή παραγωγή, διάφορες τεχνολογίες αποθήκευσης ενέργειας, τα ευέλικτα AC συστήματα μεταφοράς (Flexible AC Transmission Systems-FACTS), DC συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης (High Voltage Direct Current-HVDC) και κάποιες γραμμές και φορτία.

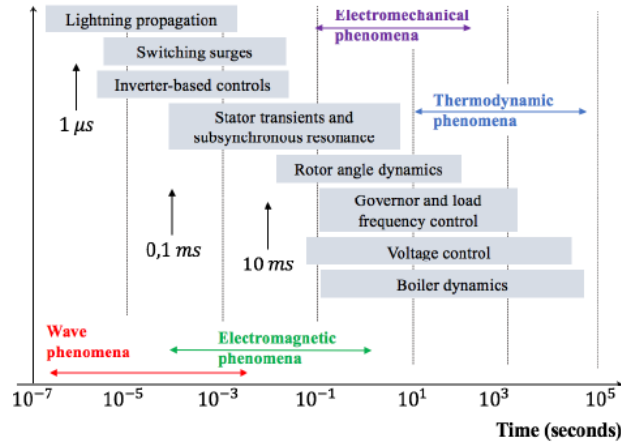
Ένα μεγάλο μέρος των μετατροπών που συνδέονται στο δίκτυο οφείλονται στην μεγάλη διεύθυνση της διεσπαρμένης παραγωγής, κυρίως της αιολικής και της φωτοβολταϊκής παραγωγής. Οι τεχνολογίες αυτές προκαλούν ιδιαίτερο ενδιαφέρον από περιβαλλοντικής, τεχνολογικής και οικονομικής πλευράς. Πιο συγκεκριμένα, σημαντικοί παράγοντες που οδήγησαν σε αυτό το ενδιαφέρον είναι η ανάγκη μείωσης χρήσης των ορυκτών καυσίμων για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, τα τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος και η θεσμική αναδιάρθρωση του πλαισίου της αγοράς για τις επιχειρήσεις ηλεκτρικής ενέργειας.

Ειδικά τα τελευταία χρόνια, η εξελισσόμενη ενεργειακή κρίση η οποία δημιουργεί ανησυχίες για την ενεργειακή ασφάλεια της Ευρώπης, καθώς και οι παρατηρούμενες υψηλές τιμές της ενέργειας, έχουν φέρει στο προσκήνιο την ανάγκη παραγωγής και χρήσης ενέργειας προερχόμενης από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ). Ενδεικτικά για την Ευρώπη, το 2022 η παραγωγή ενέργειας από ΑΠΕ αποτέλεσε το 43.2% της συνολικής πρωτογενούς παραγόμενης ενέργειας, ενώ έχει τεθεί στόχος μεριδίου 42.5% των ΑΠΕ στη χονδρική τελική κατανάλωση ενέργειας έως το 2030. Το ποσοστό αυτό ήταν στο 23% το 2022. Επίσης για το 2022, η κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας προερχόμενης από ΑΠΕ ήταν πάνω από το 41% της συνολικής κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας. Τα ορυκτά καύσιμα αποτελούν μικρό μερίδιο της παραγωγής της ΕΕ (και σε σταθερή μείωση), αλλά σχετικά μεγάλο μερίδιο κατανάλωσης [7].



Σχήμα 1.5 – Μερίδιο πηγών ενέργειας στην πρωτεύουσα παραγωγή ενέργειας στην Ευρώπη για το 2022 [7]

Η συνεχιζόμενη εισαγωγή των μετατροπών στο δίκτυο, οι οποίοι αποτελούν συσκευές με γρήγορες δυναμικές αποκρίσεις, έχει επιδράσει σημαντικά στη συνολική συμπεριφορά των ΣΗΕ επάγοντας νέα δυναμικά χαρακτηριστικά σε μικρές χρονικές κλίμακες (σχήμα 1.6).

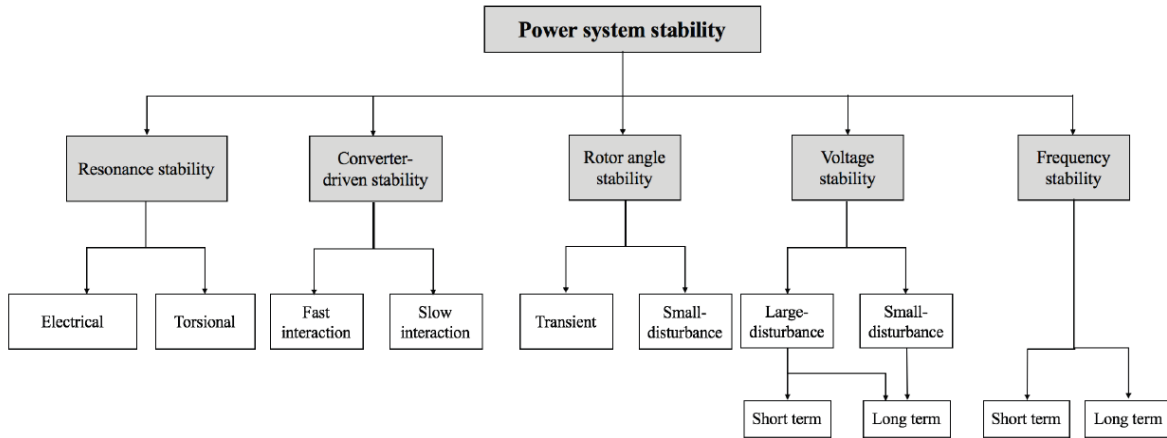


Σχήμα 1.6 – Χρονικές κλίμακες των δυναμικών φαινομένων σε ένα ΣΗΕ [8]

Για το λόγο αυτό, οι μετατροπείς όχι μόνο επηρεάζουν όλους τους τύπους ευστάθειας που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, αλλά δημιουργούν και την ανάγκη πρόσθετων ορισμών ευστάθειας. Έτσι, στο [8] που αποτελεί την πιο πρόσφατη και ενημερωμένη εκδοχή του [1] προστίθενται δύο ακόμη κατηγορίες: η ευστάθεια συντονισμού και η ευστάθεια οδηγούμενη από μετατροπείς.

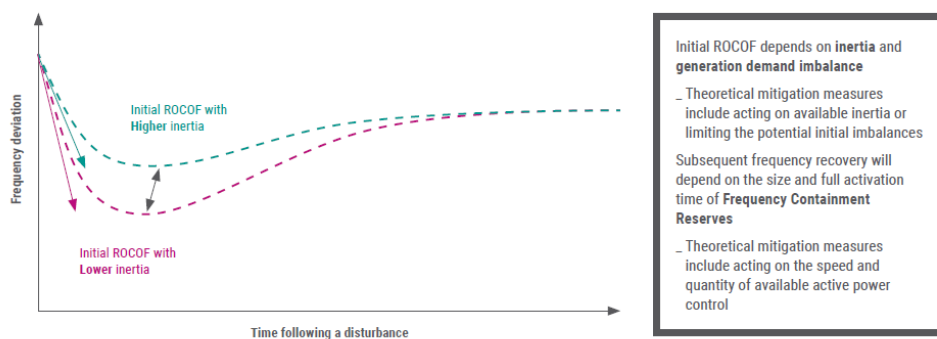
Η ευστάθεια συντονισμού (*resonance stability*) συμβαίνει όταν η ανταλλαγή ενέργειας συμβαίνει περιοδικά και με ταλαντωτικό τρόπο. Σε περίπτωση ανεπαρκούς απόσβεσης, οι ταλαντώσεις μεγεθών όπως οι τάσεις, τα ρεύματα και οι ροπές σε ένα ΣΗΕ αυξάνονται σταδιακά και όταν ξεπραστεί κάποιο κατώφλι λέμε ότι έχει συμβεί αστάθεια συντονισμού.

Όσον αφορά την ευστάθεια οδηγούμενη από μετατροπείς (*converter-driven stability*), ένας μετατροπέας που συνδέεται στο δίκτυο περιλαμβάνει βρόχους ελέγχου και αλγορίθμους με γρήγορες αποκρίσεις, όπως το PLL και οι εσωτερικοί βρόχοι ρεύματος. Η αλληλεπίδραση αυτών των δυναμικών με δυναμικές φαινομένων διαφορετικών χρονικών κλιμάκων, όπως ηλεκτρομηχανικά φαινόμενα για τις μηχανές και ηλεκτρομαγνητικά για το δίκτυο (σχήμα 1.6) μπορεί να οδηγήσει σε ταλαντωτικές συμπεριφορές σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Ανάλογα με τη συχνότητα των παρατηρούμενων φαινομένων, διακρίνουμε τις γρήγορες αλληλεπιδράσεις (*fast interactions*) και τις αργές αλληλεπιδράσεις (*slow interactions*).



Σχήμα 1.7 – Τύποι ευστάθειας σε ένα ΣΗΕ

Επίσης, με την αυξανόμενη εισαγωγή των μετατροπών ισχύος στο δίκτυο και τη σταδιακή αντικατάσταση (ή συμπλήρωση) των συμβατικών σύγχρονων γεννητριών από συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής, η αδράνεια του ΣΗΕ μειώνεται. Για την περίπτωση των φωτοβολταϊκών είναι προφανής η έλλειψη (μηχανικής) αδράνειας, αλλά το ίδιο ισχύει και για τις ανεμογεννήτριες, καθώς η ροπή αδράνειας που διαθέτει ο δρομέας τους δεν φαίνεται στο δίκτυο, λόγω παρεμβολής των ελεγχόμενων μετατροπών ισχύος ως διεπαφή με το δίκτυο. Ως επακόλουθο της συνεχιζόμενης μείωσης της αδράνειας, έχει επισημανθεί ο κίνδυνος για αστάθεια γωνίας δρομέα στις γεννήτριες και αστάθεια συχνότητας. Για παράδειγμα σε αναφορά για το εθνικό δίκτυο της Ιρλανδίας φαίνεται ότι όταν η συμβολή των ΑΠΕ είναι μικρότερη, τότε η συχνότητα διατηρείται εντός των επιτρεπτών ορίων μετά από την απώλεια μιας γεννήτριας από το δίκτυο [4].



Σχήμα 1.8 – Σχηματική αναπαράσταση των διακυμάνσεων της συχνότητας μετά από μια διαταραχή [9]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται σχηματικά η διακύμανση της συχνότητας για ένα σύστημα μικρότερης και μεγαλύτερης αδράνειας· ως *ROCOF* (*Rate of Change of Frequency*) ορίζεται ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας τη στιγμή που συμβαίνει μια διαταραχή στο δίκτυο.

Σε αναφορά για το δίκτυο των ΗΠΑ [6] αναφέρεται ότι ιστορικά ο συνδυασμός της αδράνειας (από γεννήτριες και φορτία) μαζί με την πρωτεύουσα ρύθμιση των γεννητριών ήταν αρκετός για την αντιμετώπιση διαταραχών στο μεγαλύτερο μέρος της χώρας, ωστόσο με την προσθήκη πηγών μεταβλητής παραγωγής και άλλων τεχνολογιών, οι σχεδιαστές και οι διαχειριστές του συστήματος εφευρίσκουν νέους τρόπους διατήρησης σταθερής συχνότητας.

1.3 Διατήρηση της συχνότητας υπό συνθήκες μειούμενης αδράνειας

Υπάρχουν εναλλακτικές που παρέχουν αδράνεια σε ένα σύστημα, όπως για παράδειγμα η χρήση *σύγχρονων συμπυκνωτών (synchronous condensers)*, που είναι σύγχρονες μηχανές που απορροφούν ισχύ από το δίκτυο για να διατηρούν στρεφόμενη εφεδρεία, την οποία χρησιμοποιούν για να παρέχουν ισχύ στο δίκτυο σε περίπτωση που χρειαστεί, αυξάνοντας την αδράνεια του συστήματος. Αυτές οι μηχανές έχουν χρησιμοποιηθεί για να λύσουν τοπικά ζητήματα δικτύου.

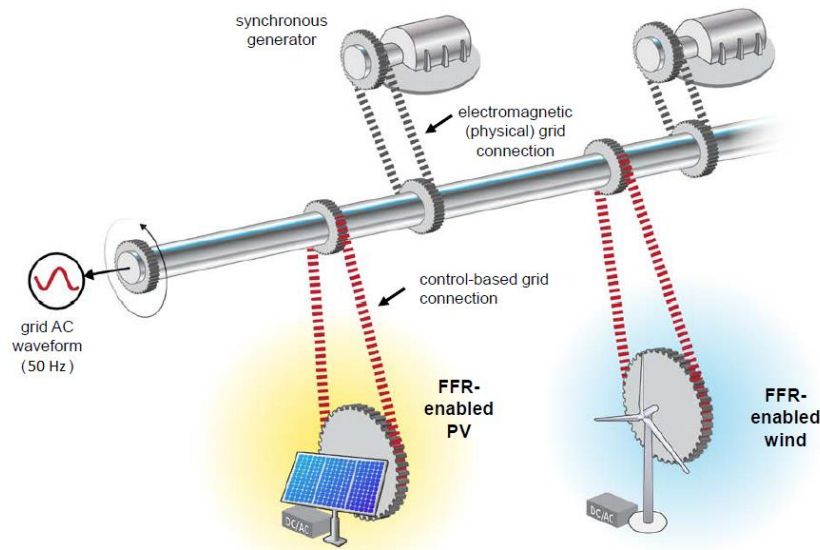
Μια άλλη λύση είναι η απόρριψη φορτίου, που παρουσιάζει πλεονεκτήματα κυρίως στην απόκριση σε σχέση με την πρωτεύουσα ρύθμιση (PFR) των γεννητριών: τα φορτία μπορούν να αποσυνδεθούν (απορριφθούν) κατά 100% σε λιγότερο από μισό δευτερόλεπτο, σε σύγκριση με την κάτω από 2% ανά δευτερόλεπτο απόκριση που έχουν οι περισσότερες λειτουργίες PFR. Επιπλέον είναι οικονομικά πιο εφικτό να δοθούν κίνητρα σε βιομηχανικούς καταναλωτές να απορρίπτουν μη κρίσιμα φορτία, από το να παρέχεται συνεχώς η υπηρεσία PFR από γεννήτριες. Οι γεννήτριες με υπηρεσία PFR πρέπει να λειτουργούν με μικρότερη από την πλήρη ισχύ τους, το οποίο συνεπάγεται και μικρότερη απόδοση και άρα αυξημένα κόστη καυσίμου. Ένα παράδειγμα μη κρίσιμου φορτίου είναι μεγάλα συστήματα ψύξης: για μεγάλα συστήματα η διακοπή λειτουργίας δεν θα επηρεάσει τη θερμοκρασία και επιπλέον η υπηρεσία της απόρριψης φορτίου συνήθως διαρκεί λίγα μόνο λεπτά.

Οι ανεμογεννήτριες και τα φωτοβολταϊκά επίσης, μέσω των ελεγχόμενων μετατροπέων ισχύος είναι σε θέση να λειτουργούν παρέχοντας μικρότερη ισχύ σε σχέση με τη μέγιστη διαθέσιμη που υπαγορεύουν οι καιρικές συνθήκες, ώστε να μπορούν αν χρειαστεί να αυξήσουν γρήγορα την παραγωγή τους και να προσφέρουν υπηρεσίες υποστήριξης συχνότητας στο δίκτυο. Μετά την ανίχνευση απόκλισης στη συχνότητα οι ανεμογεννήτριες μπορούν να αυξήσουν την αποδιδόμενη ισχύ τους έως και 25% ανά δευτερόλεπτο, ενώ τα φωτοβολταϊκά μπορούν να μεταβάλλουν την ισχύ τους στο πλήρες εύρος ισχύος λειτουργίας τους σε λιγότερο από ένα δευτερόλεπτο.

Μια άλλη υπηρεσία παροχής ενέργειας μέσω αντιστροφέα είναι οι μπαταρίες. Μερικές τεχνολογίες μπαταρίας μπορούν να αυξήσουν την ισχύ τους στο πλήρες εύρος ισχύος λειτουργίας τους σε λιγότερο από ένα δευτερόλεπτο, καθώς και να παρέχουν επιπλέον ευελιξία μεταβαίνοντας γρήγορα μεταξύ καταστάσεων φόρτισης και αποφόρτισης.

Οι λύσεις που περιγράφηκαν παραπάνω κατατάσσονται στις υπηρεσίες *ταχείας απόκρισης συχνότητας (Fast Frequency Response-FFR)*, και οφείλονται στη δυνατότητα κάποιων συσκευών (ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος και απορριπτόμενα φορτία) να αυξάνουν την παροχή (ή απορρόφηση) ενέργειας προς (και από) το δίκτυο πολύ πιο γρήγορα από το σύστημα PFR των συμβατικών γεννητριών που βασίζεται στην απόκριση μηχανικών συστημάτων [6]. Έτσι, μετά από μια διαταραχή οι υπηρεσίες FFR

μπορούν να λειτουργήσουν συνεπικουρικά και στην ίδια κλίμακα χρόνου με το σύστημα ελέγχου PSS των συμβατικών γεννητριών συμβάλλοντας σε σημαντική μείωση των ταλαντώσεων της συχνότητας του δικτύου και στην επαναφορά στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 1.9 – Δομή ενός σύγχρονου ΣΗΕ με παροχή υπηρεσιών FFR από φωτοβολταϊκά και ανεμογεννήτριες [6]

Μια σχετικά νέα λογική ελέγχου των αντιστροφέων που έχει αναπτυχθεί και βρίσκεται υπό έρευνα είναι η προσπάθεια εξομοίωσης του αντιστροφέα με σύγχρονη γεννήτρια, μέσω κατάλληλου ελέγχου του (PWM), δηλαδή ο αντιστροφέας φαίνεται από το δίκτυο σαν να λειτουργεί ως σύγχρονη γεννήτρια. Είδη αντιστροφέα που στηρίζονται σε αυτή την αρχή λειτουργίας είναι ο *Virtual Synchronous Generator*, ο *synchronverter* κλπ, και λέμε ότι εισάγουν στο δίκτυο *εικονική/τεχνητή αδράνεια (virtual/artificial inertia)* [10].

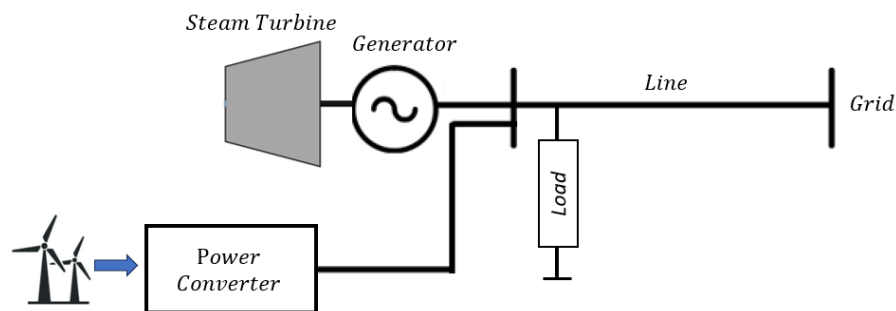
Μια άλλη ιδέα που έχει προταθεί, και χρησιμοποιείται και στην παρούσα εργασία, είναι η εικονική αδράνεια των αντιστροφέων να παρέχεται μέσω του πυκνωτή που βρίσκεται στην DC πλευρά τους.

1.4 Αντικείμενο διπλωματικής

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως σκοπό τη μελέτη σύνθετων συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας που περιλαμβάνουν παραδοσιακές μονάδες παραγωγής με σύγχρονη γεννήτρια, μεγάλη διείσδυση ανανεώσιμης-διεσπαρμένης παραγωγής, τοπικά φορτία, ασθενείς διασυνδέσεις με το κύριο δίκτυο. Η μελέτη αποτελείται από την ανάπτυξη του δυναμικού μοντέλου του συστήματος, την εφαρμογή παραδοσιακών αλλά και νέων μεθόδων ελέγχου στις ελεγχόμενες μονάδες του συστήματος, την

προσομοίωση του συστήματος στο περιβάλλον Matlab/Simulink, και μια προσεγγιστική θεωρητική ανάλυση του συστήματος. Η όλη ανάπτυξη έχει στόχο το ΣΗΕ να αποκρίνεται ικανοποιητικά και με ασφάλεια σε μικρές ή μεγάλες διαταραχές.

Πιο συγκεκριμένα μελετάται σύστημα που έχει τη μορφή του σχήματος 1.10, που αποτελεί μια αντιπροσωπευτική τοπολογία ενός σύγχρονου ΣΗΕ περιλαμβάνοντας παραγωγή μέσω συμβατικής γεννήτριας, διεπαφή διεσπαρμένης παραγωγής μέσω μετατροπέα καθώς και ένα τοπικό φορτίο σε κοινό ζυγό. Το τοπικό αυτό σύστημα συνδέεται μέσω γραμμής μεταφοράς με ένα ισχυρό δίκτυο, το οποίο θεωρούμε ότι δεν επηρεάζεται από το εξεταζόμενο ΣΗΕ. Βασικό κριτήριο επιλογής της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι η μελέτη της επίδρασης της μεγάλης κλίμακας διείσδυσης ΑΠΕ σε ένα σύστημα παραδοσιακής παραγωγής με μειωμένη στρεφόμενη αδράνεια, αλλά και με ασθενή στήριξη (λόγω παρεμβολής της γραμμής μεταφοράς) από το κύριο δίκτυο.



Σχήμα 1.10 – Ενδεικτική μορφή ενός σύγχρονου ΣΗΕ

Πηγαίνοντας στις επιμέρους συνιστώσες του υπό εξέταση συστήματος, επιλέγεται αρχικά η μονάδα ΑΠΕ να αποτελείται από ανεμογεννήτρια σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη (PMSG). Το μοντέλο της που υιοθετείται είναι στο πεδίο dq μέσω του μετασχηματισμού Park των τριφασικών μεγεθών. Όσον αφορά τον έλεγχο από την πλευρά της ανεμογεννήτριας, βασικός στόχος είναι η μέγιστη απομάστευση της μηχανικής ισχύος από τον άνεμο μέσω τριφασικού ελεγχόμενου ανορθωτή ισχύος. Από την πλευρά της διεπαφής με τον κοινό ζυγό του δικτύου, θεωρούμε τριφασικό ελεγχόμενο αντιστροφέα ισχύος, συνδεδεμένο μέσω DC πυκνωτή με τον ανορθωτή (σύνδεση back to back) και με εφαρμοζόμενους βρόχους ελέγχου που στοχεύουν στη σταθεροποίηση της τάσης στα άκρα του πυκνωτή και στη μηδενική έγχυση αέργου ισχύος προς τον κοινό ζυγό. Η σύνδεση του αντιστροφέα στον κοινό ζυγό περιλαμβάνει βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL) και RLC φίλτρο, για συγχρονισμό με το υπόλοιπο δίκτυο και βελτίωση της ποιότητας της εγχόμενης ισχύος, αντίστοιχα.

Η δεύτερη σημαντική συνιστώσα του υπό εξέταση συστήματος, είναι η σύγχρονη γεννήτρια (ΣΓ) που αποτελεί τη βασική μονάδα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας στα ΣΗΕ. Όπως είναι γνωστό, στα ΣΗΕ μας ενδιαφέρει η απόκριση της ΣΓ σε απότομες μεταβολές. Οι μεταβολές αυτές κατηγοριοποιούνται σε δύο διακριτές περιπτώσεις: ως μικρού σήματος ή ως μεγάλου σήματος, ανάλογα με το μέγεθός τους και την επίδραση που έχουν στη λειτουργία της ΣΓ και του δικτύου. Ανάλογα με την παραπάνω κατηγοριοποίηση, χρησιμοποιούνται μοντέλα μειωμένης τάξης, προσεγγιστικά ή/και γραμμικοποιημένα που συνιστούν απλοποιημένες εκδοχές του πλήρους μοντέλου. Στην εργασία αυτή, θέλοντας κατ' αρχάς να έχουμε μια πλήρη αντιστοίχιση με το μοντέλο της συνιστώσας διεσπαρμένης

παραγωγής, με αξιόπιστα αποτελέσματα σε οποιαδήποτε κλίμακα χρόνου και μέγεθος διαταραχής, το μοντέλο που χρησιμοποιείται είναι το πλήρες μη γραμμικό μοντέλο της ΣΓ στο πεδίο dq. Με αυτό τον τρόπο, η μελέτη της απόκρισης της ΣΓ μπορεί να γίνει για οποιαδήποτε κατάσταση, δυναμική, μεταβατική ή υπομεταβατική με ενιαίο τρόπο και ανεξάρτητα του μεγέθους των μεταβολών που επηρεάζουν τη λειτουργία της. Συνακόλουθα, και το μοντέλο της γραμμής αλλά και του τοπικού φορτίου και της τάσης στον άπειρο ζυγό αναπτύσσονται στο πεδίο dq.

Όσον αφορά τους ελεγκτές του συστήματος, και εδώ, για προφανείς λόγους είναι επίσης ανεπτυγμένοι στο πεδίο dq. Οι περισσότεροι (προτεινόμενοι και μη) ακολουθούν την οικεία στους μηχανικούς βιομηχανικών συστημάτων δομή των σε σειρά ελεγκτών (cascaded controllers), οι οποίοι έχουν ταχείς εσωτερικούς βρόχους σε σειρά με βραδύτερους εξωτερικούς, της επίσης οικείας μορφής των PI (αναλογικών-ολοκληρωτικών) ελεγκτών. Συγκεκριμένα στην προκειμένη περίπτωση, οι εσωτερικοί βρόχοι είναι PI βρόχοι ανάδρασης ρεύματος με όλα τα πλεονεκτήματα που αυτοί έχουν όπως την προστασία από υπερρεύματα, κ.ά. Μάλιστα, η ίδια η δομή του πλήρους μοντέλου της ΣΓ επιτρέπει την εφαρμογή τέτοιου εσωτερικού ελεγκτή στη διέγερση (για πρώτη φορά). Ως εξωτερικός ελεγκτής στη διέγερση της ΣΓ χρησιμοποιείται ο Αυτόματος Ρυθμιστής Τάσης (AVR) μαζί με τον Σταθεροποιητή Συστήματος Ισχύος (PSS). Στον αυτόματο ρυθμιστή στροφών της ΣΓ εφαρμόζεται και πάλι απλός PI έλεγχος ανάδρασης της συχνότητας περιστροφής του δρομέα. Αντίστοιχα, στους μετατροπείς ισχύος, όπου υπάρχει εξωτερικός ελεγκτής πριν τον εσωτερικό βρόχο ρεύματος, αυτός χαρακτηρίζεται ως PI ελεγκτής τάσης (για τον DC πυκνωτή) ή ταχύτητας (για την ανεμογεννήτρια). Για λόγους άμεσης απόκρισης, ο PSS ελεγκτής δρά μέσω της διέγερσης της ΣΓ (άμεσα λόγω της ηλεκτρικής φύσης του) με στόχο να επαναφέρει τη συχνότητα στην ονομαστική βελτιώνοντας σημαντικά την απόσβεση των ταλαντώσεων στη γωνία δρομέα και τη συχνότητα, ενώ ο πιο αργός ρυθμιστής στροφών μέσω ρύθμισης της μηχανικής ισχύος στην ΣΓ πετυχαίνει την απόσβεση και ρύθμιση της συχνότητας (και της γωνίας ισχύος) σε μεγαλύτερη κλίμακα χρόνου (μεταβατικής συμπεριφοράς). Κατ' αναλογία αυτής της λειτουργίας, προτείνεται και εφαρμόζεται ως συνεπικουρικός του PSS, αντίστοιχος απλός έλεγχος ως εξωτερικός του ελέγχου της DC τάσης του πυκνωτή στον μετατροπέα της διεσπαρμένης παραγωγής για την περαιτέρω βελτίωση της ταλαντωτικής συμπεριφοράς στη συχνότητα.

Ως προς την θεωρητική ανάλυση του όλου συστήματος, η συγκεκριμένη αν και μη γραμμική μοντελοποίηση, επιτρέπει την εφαρμογή της θεωρίας Lyapunov σε μια απλοποιημένη εκδοχή του συστήματος, που αποδεικνύει το φραγμένο των μεταβλητών κατάσταση έπειτα από μια διαταραχή υπό την προϋπόθεση ότι οι είσοδοι του συστήματος και η κατάσταση ισορροπίας πριν τη διαταραχή είναι επαρκώς φραγμένα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΟΝΑΔΩΝ ΣΗΕ

2.1 Ο μετασχηματισμός Park

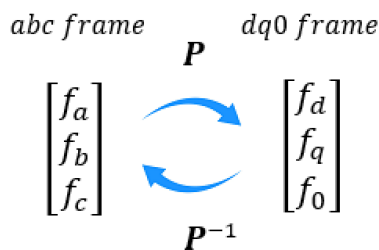
Ένα πολύ σημαντικό εργαλείο για τη μελέτη ενός ΣΗΕ είναι ο μετασχηματισμός Park, σύμφωνα με τον οποίο τα διάφορα τριφασικά μεγέθη (τάσεις, ρεύματα κτλ.) μετασχηματίζονται σε κάποια άλλα μεγέθη. Μπορούμε να αναφερόμαστε στα αρχικά μεγέθη ως πεδίο abc (abc frame) και στα μετασχηματισμένα ως πεδίο $dq0$ ($dq0$ frame). Ουσιαστικά πρόκειται για μια αλλαγή μεταβλητών περιγραφής του συστήματος. Ο πίνακας του μετασχηματισμού ορίζεται ως:

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

με γωνία μετασχηματισμού:

$$\theta(t) := \theta(0) + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$$

Στη βιβλιογραφία υπάρχουν πίνακες του μετασχηματισμού ορισμένοι ελαφρώς διαφορετικά· στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιείται ο πίνακας που αναφέρεται στο [11].



Σχήμα 2.1 – Ο μετασχηματισμός Park σχηματικά

2.1.1 Ο μετασχηματισμός συμμετρικού τριφασικού συστήματος

Σε συνθήκες μόνιμης λειτουργίας ενός ΣΗΕ οι τάσεις και τα ρεύματα είναι ημιτονοειδείς και συμμετρικές. Μία από τις σημαντικότερες ιδιότητες του μετασχηματισμού είναι ότι μετασχηματίζει ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα μεταβλητών σε σταθερές στο χρόνο τιμές, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2 (η συνιστώσα f_0 είναι μηδενική και δεν έχει σχεδιαστεί). Το γεγονός αυτό διευκολύνει τη σχεδίαση ελεγκτών καθώς πλέον σκοπός είναι η σταθεροποίηση των μετασχηματισμένων μεταβλητών σε σταθερή τιμή και όχι σε ημιτονοειδή κυματομορφή.

Πράγματι, έστω ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα μεγεθών f_a, f_b, f_c :

$$\begin{aligned} f_a &= \sqrt{2}F(t)\cos(\theta_s(t)) \\ f_b &= \sqrt{2}F(t)\cos(\theta_s(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c &= \sqrt{2}F(t)\cos(\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned}$$

με:

$$\theta_s(t) := \theta_s(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau$$

Αν εφαρμόσουμε στο παραπάνω τριφασικό σύστημα τον μετασχηματισμό Park (2.1) με γωνία την

$$\theta(t) := \theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau$$

λαμβάνουμε ότι

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{P}(\theta) \cdot \mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}F(t)\cos(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ \sqrt{3}F(t)\sin(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

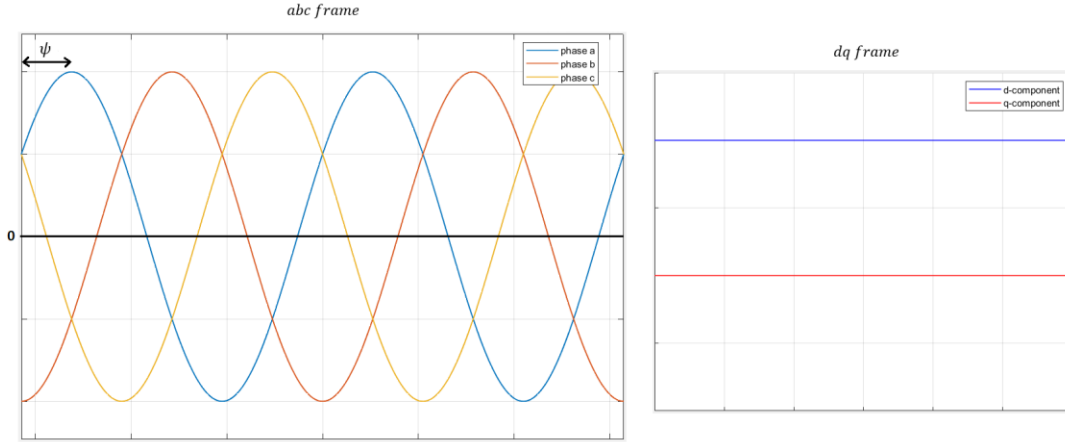
όπου:

$\mathbf{f}_{dq0} := [f_d \quad f_q \quad f_0]^T$ οι μετασχηματισμένες μεταβλητές (πεδίο dq0)

$\mathbf{f}_{abc} := [f_a \quad f_b \quad f_c]^T$ οι τριφασικές μεταβλητές (πεδίο abc)

Αν επιπλέον στη γωνία του μετασχηματισμού επιλεγεί $\theta(0) = \theta_s(0)$, τότε:

$$f_{dq0} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}F(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



Σχήμα 2.2 - Μετασχηματισμός συμμετρικού τριφασικού συστήματος σταθερής συχνότητας και αρχικής φάσης $\theta_s(0) = -\psi$

Η απόδειξη της (2.2) ξεκινά προσθαφαιρώντας το $\theta(0)$ από τα f_a, f_b, f_c :

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{2}F(t) \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_s(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau + \theta(0) - \theta(0)\right) \\ \cos\left(\theta_s(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau - \frac{2\pi}{3} + \theta(0) - \theta(0)\right) \\ \cos\left(\theta_s(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau + \frac{2\pi}{3} + \theta(0) - \theta(0)\right) \end{bmatrix}$$

Έπειτα, χρησιμοποιώντας την τριγωνομετρική ταυτότητα $\cos(a+b) = \cos a \cdot \cos b - \sin a \cdot \sin b$ έχουμε ότι:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{2}F(t) \begin{bmatrix} \cos\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau\right) & \sin\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta(0) + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_s(0) - \theta(0)) \\ -\sin(\theta_s(0) - \theta(0)) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{2}F(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ \sin(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{P}^T(\theta(t)) \begin{bmatrix} \sqrt{3}F(t)\cos(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ \sqrt{3}F(t)\sin(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Άρα:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} &= \mathbf{P}(\theta(t)) \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\theta(t)) \cdot \mathbf{P}^T(\theta(t)) \begin{bmatrix} \sqrt{3}F(t)\cos(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ \sqrt{3}F(t)\sin(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{3}F(t)\cos(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ \sqrt{3}F(t)\sin(\theta(0) - \theta_s(0)) \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Οι τριφασικές μεταβλητές σε ένα ΣΗΕ είναι τάσεις, ρεύματα, μαγνητικές ροές μηχανών, λόγοι κατάτμησης μετατροπέων κτλ. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η συχνότητα $\omega_s(t)$ και το πλάτος $\sqrt{2}F(t)$ είναι σταθερά στο χρόνο.

2.1.2 Ιδιότητες μετασχηματισμού Park

Μερικές ακόμη χρήσιμες ιδιότητες του μετασχηματισμού Park είναι οι ακόλουθες [11]:

- Ιδιότητα 1^η

Ο πίνακας \mathbf{P} είναι ορθογώνιος (*orthogonal*), δηλαδή $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$. Στο εξής θα χρησιμοποιείται ο ανάστροφος αντί του αντίστροφου πίνακα για τις διάφορες πράξεις.

- Ιδιότητα 2^η

Αν $A = \text{diag}\{a, a, a\}$ (a σταθερά), τότε $\mathbf{PAP}^T = \mathbf{P}^T\mathbf{AP} = A$.

- Ιδιότητα 3^η

Αν $\theta(t)$ η γωνία του μετασχηματισμού, τότε $\dot{\mathbf{P}}\mathbf{P}^T = \begin{bmatrix} 0 & -\omega(t) & 0 \\ \omega(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Ο πίνακας $\begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ θα συμβολίζεται στη συνέχεια ως $[\boldsymbol{\omega} \times]$.

- Ιδιότητα 4^η

Ο μετασχηματισμός ενός διανύσματος $\boldsymbol{\alpha} := [\alpha \quad \alpha \quad \alpha]^T$ είναι το διάνυσμα $[0 \quad 0 \quad \sqrt{3}\alpha]^T$.

- Ιδιότητα 5^η (αναλλοίωτο ισχύος)

Έστω τριφασικό σύστημα τάσεων και ρευμάτων $\mathbf{V}_{abc} = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T$, $\mathbf{I}_{abc} = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$, με μετασχηματισμό $\mathbf{V}_{dq0} = [V_d \quad V_q \quad V_0]^T$, $\mathbf{I}_{dq0} = [I_d \quad I_q \quad I_0]^T$, αντίστοιχα. Τότε η στιγμιαία ισχύς μπορεί να εκφραστεί είτε με τάσεις/ρεύματα στο πεδίο abc, είτε με τάσεις/ρεύματα στο πεδίο dq0. Δηλαδή:

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_d I_d + V_q I_q + V_0 I_0$$

- Ιδιότητα 6^η (αναλλοίωτο Ευκλείδειας νόρμας)

Άμεση συνέπεια της 1^{ης} ιδιότητας είναι ότι η Ευκλείδεια νόρμα ενός διανύσματος $\boldsymbol{\alpha}$ είναι ορθομοναδιαία αναλλοίωτη, δηλαδή ισούται με την Ευκλείδεια νόρμα του μετασχηματισμένου διανύσματος:

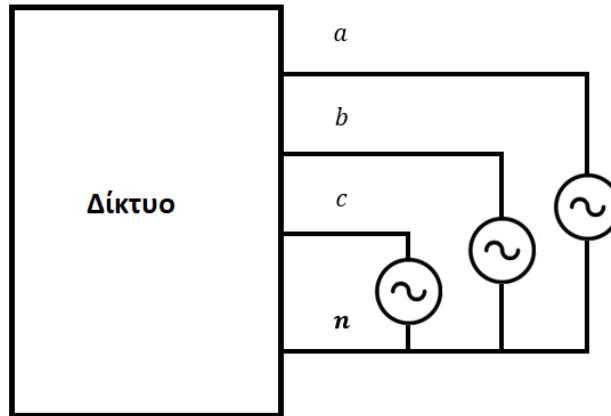
$$\|\mathbf{P}\boldsymbol{\alpha}\| = \|\boldsymbol{\alpha}\|$$

2.1.3 Διεπαφή διαφορετικών μετασχηματισμών Park και διεπαφή με ισχυρό δίκτυο

Κατά την μοντελοποίηση ενός ΣΗΕ παρουσιάζεται η ανάγκη ένα μέγεθος του πεδίου abc να εκφράζεται (να μετασχηματίζεται) σε παραπάνω από ένα πεδία dq0. Για παράδειγμα, έστω $[f_a \quad f_b \quad f_c]^T$ το διάνυσμα στο πεδίο abc, το οποίο μέσω ενός μητρώου μετασχηματισμού $\mathbf{P}_1(\theta_1)$ μετασχηματίζεται στο $[f_{d1} \quad f_{q1} \quad f_{01}]^T$, ενώ μέσω ενός μητρώου μετασχηματισμού διαφορετικής γωνίας $\mathbf{P}_2(\theta_2)$ μετασχηματίζεται στο $[f_{d2} \quad f_{q2} \quad f_{02}]^T$. Τα διανύσματα των δύο διαφορετικών μετασχηματισμών συνδέονται ως εξής [13]:

$$\begin{bmatrix} f_{d2} \\ f_{q2} \\ f_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2 - \theta_1) & -\sin(\theta_2 - \theta_1) & 0 \\ \sin(\theta_2 - \theta_1) & \cos(\theta_2 - \theta_1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{d1} \\ f_{q1} \\ f_{01} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Μια εφαρμογή της παραπάνω σχέσης εμφανίζεται για παράδειγμα κατά τη διεπαφή ενός δικτύου με ένα ισχυρό δίκτυο. Έστω ένα γενικό τριφασικό δίκτυο, το οποίο συνδέεται σε έναν άπειρο ζυγό (άπειρο δίκτυο), με συμμετρικές τριφασικές τάσεις σταθερού πλάτους και συχνότητας.



Σχήμα 2.3 – Διεπαφή δικτύου με άπειρο ζυγό

Δηλαδή:

$$V_{an} = \sqrt{2}V_{ph}\cos(\theta_{grid})$$

$$V_{bn} = \sqrt{2}V_{ph}\cos\left(\theta_{grid} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cn} = \sqrt{2}V_{ph}\cos\left(\theta_{grid} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

με $\theta_{grid} = \omega_{grid}t + \theta_{grid}(0)$.

Μετασχηματίζοντας τις τάσεις κατά Park με γωνία θ_{grid} έχουμε ότι (ενότητα 2.1.1):

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_d \\ \tilde{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_{ph} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Οι τριφασικές τάσεις, όμως, μπορεί να χρειάζεται να εκφραστούν και μέσω μετασχηματισμού Park διαφορετικής γωνίας, έστω θ^* . Αν V_d^{grid} , V_q^{grid} είναι οι τάσεις μετασχηματισμένες με γωνία θ^* , τότε σύμφωνα με τη σχέση (2.3) ισχύει:

$$\begin{bmatrix} V_d^{grid} \\ V_q^{grid} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^* - \theta_{grid}) & -\sin(\theta^* - \theta_{grid}) \\ \sin(\theta^* - \theta_{grid}) & \cos(\theta^* - \theta_{grid}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_d \\ \tilde{V}_q \end{bmatrix}$$

Και λόγω της (2.4) τελικά είναι:

$$V_d^{grid} = \sqrt{3}V_{ph} \cos(\theta^* - \theta_{grid})$$

$$V_q^{grid} = \sqrt{3}V_{ph} \sin(\theta^* - \theta_{grid})$$

Αν ορίσουμε

$$\theta := \int_0^t (\dot{\theta}^* - \omega_{grid})$$

τότε:

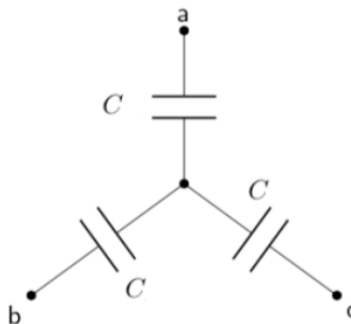
$$V_d^{grid} = \sqrt{3}V_{ph} \cos(\theta + c) \quad (2.5)$$

$$V_q^{grid} = \sqrt{3}V_{ph} \sin(\theta + c) \quad (2.6)$$

με $c := \theta^*(0) - \theta_{grid}(0)$

2.2 Μοντέλο πυκνωτών

Έστω τριφασικό φορτίο πυκνωτών σε συνδεσμολογία αστέρα, με ανά φάση χωρητικότητα C .



Σχήμα 2.4 - Τριφασικό φορτίο πυκνωτών σε συνδεσμολογία αστέρα

Ισχύει ότι:

$$\begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

Σε πιο συμπυκνόμενη μορφή:

$$C \dot{V}_{abc} = I_{abc} \quad (2.7)$$

Η παράγωγος του μετασχηματισμού Park του V_{abc} είναι:

$$\dot{V}_{dq0} = \dot{P}V_{abc} + P\dot{V}_{abc} \quad (2.8)$$

Χρησιμοποιώντας την (2.7) και τις σχέσεις αντίστροφου μετασχηματισμού $V_{abc} = P^T V_{dq0}$ και $I_{abc} = P^T I_{dq0}$ η (2.8) γράφεται:

$$\dot{V}_{dq0} = \dot{P}P^T V_{dq0} + PC^{-1}P^T I_{dq0}$$

Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες 2 και 3 του μετ/μού Park προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dq0} &= [\omega_{gen} \times] V_{dq0} + C^{-1} I_{dq0} \\ \Rightarrow C \dot{V}_{dq0} &= C[\omega \times] V_{dq0} + I_{dq0} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ \dot{V}_q \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -C\omega & 0 \\ C\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

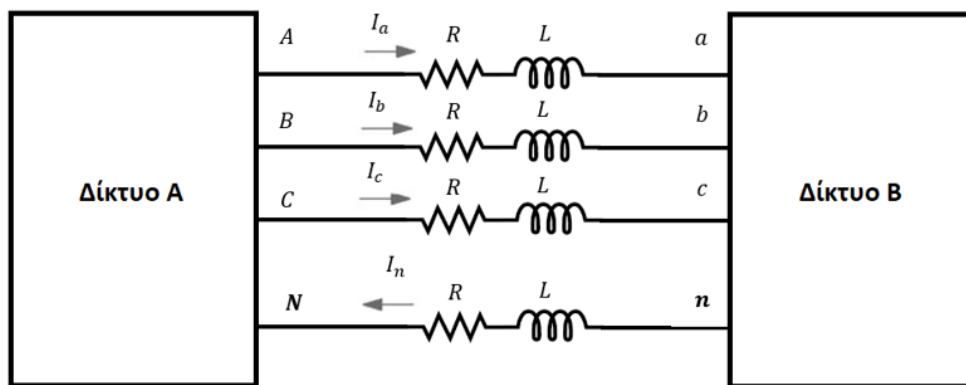
2.3 R-L μοντέλο γραμμών μεταφοράς

Μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηρίζεται από τέσσερις παραμέτρους [11][12]:

- Την *ωμική αντίσταση σειράς R* που οφείλεται στην ειδική αντίσταση του αγωγού.
- Την *εγκάρσια αγωγιμότητα G* που οφείλεται σε ρεύματα διαρροής κατά μήκος των μονωτήρων, καθώς και στο φαινόμενο κορώνων.

- Την αυτεπαγωγή σειράς L που οφείλεται στην εξ'επαγωγής τάση που προκαλείται λόγω αλληλεπίδρασης των μαγνητικών πεδίων των αγωγών των φάσεων.
- Την εγκάρσια χωρητικότητα C που οφείλεται στο ηλεκτρικό πεδίο μεταξύ των αγωγών των φάσεων που προκαλείται λόγω διαφοράς δυναμικού και στο ηλεκτρικό πεδίο μεταξύ αγωγών και γης.

Στις εναέριες γραμμές μεταφοράς η επίδραση της εγκάρσιας αγωγιμότητας είναι αμελητέα, ενώ για γραμμές μήκους έως 80 km μπορεί να αγνοηθεί και η εγκάρσια χωρητικότητα. Έστω λοιπόν μια τριφασική R-L γραμμή μεταφοράς που ενώνει δύο δίκτυα A,B (με έναν επιπλέον αγωγό για ουδέτερο).



Σχήμα 2.5 – Μοντέλο τριφασικής γραμμής μεταφοράς με ουδέτερο

Από νόμο τάσεων Κίρκοφ σε κάθε φάση λαμβάνουμε:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a^{line} \\ I_b^{line} \\ I_c^{line} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix}$$

Σε πιο συμπυκνμένη μορφή:

$$\mathbf{V}_{ABCN} = \mathbf{R}\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_{abc} + \mathbf{V}_{abcN} \quad (2.10)$$

Η παράγωγος του μετασχηματισμού Park του \mathbf{I}_{abc} είναι:

$$\dot{\mathbf{I}}_{dq0} = \mathbf{P}\dot{\mathbf{I}}_{abc} + \mathbf{P}\dot{\mathbf{I}}_{abc} \quad (2.11)$$

Χρησιμοποιώντας την (2.10) και τις σχέσεις αντίστροφου μετασχηματισμού $\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{P}^T\mathbf{V}_{dq0}$, $\mathbf{I}_{abc} = \mathbf{P}^T\mathbf{I}_{dq0}$, η (2.11) γράφεται ως:

$$\begin{aligned}\dot{I}_{dq0} &= \dot{P}P^T I_{dq0} + PL^T(P^T V_{DQ0N} - RP^T I_{dq0} - P^T V_{dq0N}) \\ \Rightarrow \dot{I}_{dq0} &= \dot{P}P^T I_{dq0} + PL^{-1}P^T V_{DQ0N} - PL^{-1}RP^T I_{dq0} - PL^{-1}P^T V_{dq0N}\end{aligned}$$

Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες 2 και 3 του μετ/μού Park προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned}\dot{I}_{dq0} &= [\omega \times] I_{dq0} + L^{-1}V_{DQ0N} - L^{-1}P I_{dq0} - L^{-1}V_{dq0N} \\ \Rightarrow L\dot{I}_{dq0} &= (L[\omega \times] - R)I_{dq0} + (V_{DQ0N} - V_{dq0N}) \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \\ \dot{I}_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R & -L\omega & 0 \\ L\omega & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{DN} - V_{dN} \\ V_{QN} - V_{qN} \\ V_{ON} - V_{oN} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2.12)$$

Επίσης από νόμο τάσεων Κίρκοφ μπορούμε να λάβουμε το εξής:

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_n \\ \dot{I}_n \\ \dot{I}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_n \\ I_n \\ I_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}\quad (2.13)$$

Από την ιδιότητα 4 του μετ/μού Park έχουμε ότι ο μετασχηματισμός του $[I_n \ I_n \ I_n]^T$ είναι το $[0 \ 0 \ \sqrt{3}I_n]^T$. Επίσης, από γενικευμένο νόμο ρευμάτων Κίρκοφ θα πρέπει το ρεύμα του ουδετέρου να ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων των 3 φάσεων:

$$I_n = I_a + I_b + I_c$$

Το ρεύμα I_0 , όμως, γράφεται από τον ορισμό του μετασχηματισμού Park ως

$$I_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + I_b + I_c)$$

Άρα ισχύει ότι $I_n = \sqrt{3}I_0$ και επιπλέον ο μετασχηματισμός του $[I_n \ I_n \ I_n]^T$ γράφεται ως $[0 \ 0 \ 3I_0]^T$.

Μετασχηματίζοντας κατά Park την (2.13) λαμβάνουμε:

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3\dot{I}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -L\omega & 0 \\ L\omega & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{dN} - V_{dn} \\ V_{qN} - V_{qn} \\ V_{oN} - V_{on} \end{bmatrix}$$

Δηλαδή:

$$V_{dN} = V_{dn}$$

$$V_{qN} = V_{qn}$$

$$3L\dot{I}_0 = -3RI_0 + V_{0N} - V_{0n}$$

Συνδυάζοντας τις τρεις τελευταίες εξισώσεις με τις εξισώσεις από την (2.12) καταλήγουμε στα εξής:

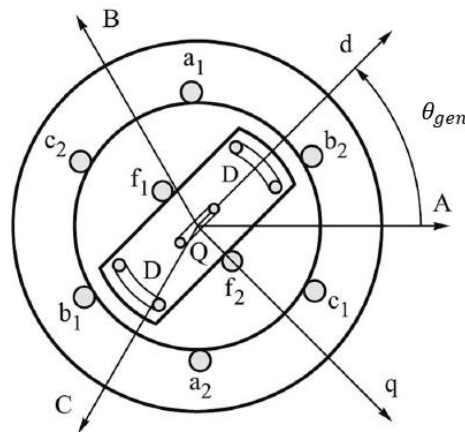
$$L\dot{I}_d = -RI_d - L\omega I_q + V_{DN} - V_{dn} \quad (2.14a)$$

$$L\dot{I}_q = L\omega I_d - RI_q + V_{QN} - V_{qn} \quad (2.14b)$$

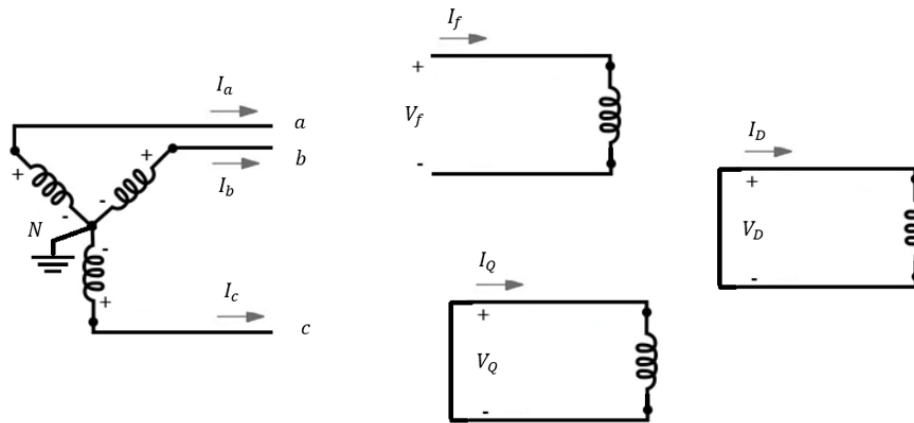
$$4L\dot{I}_0 = -4RI_0 + V_{0N} - V_{0n} \quad (2.14c)$$

2.4 Μοντελοποίηση και έλεγχος σύγχρονης μηχανής με τυλίγματα διέγερσης και απόσβεσης

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα μιας σύγχρονης γεννήτριας δύο πόλων. Στον δρομέα υπάρχει το τυλίγμα διέγερσης f και δύο τυλίγματα απόσβεσης D, Q σε κάθετη διάταξη μεταξύ τους. Τα τυλίγματα απόσβεσης μπορεί να είναι εικονικά ή πραγματικά και σε κάθε περίπτωση χρησιμοποιούνται για την καλύτερη απόσβεση ταλαντώσεων στην ταχύτητα περιστροφής του δρομέα (θα εξηγηθεί καλύτερα στη συνέχεια). Το τριφασικό τυλίγμα στον στάτη συνδέεται σε συνδεσμολογία αστέρα.



Σχήμα 2.6 – Σχηματικό διάγραμμα σύγχρονης γεννήτριας με τυλίγμα διέγερσης f και τυλίγματα απόσβεσης D, Q [13]



Σχήμα 2.7 – Η συνδεσμολογία των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα

Για ευκολία αναφοράς ορίζουμε τους άξονες A, B, C οι οποίοι είναι σωματόδετοι στον στάτη και έχουν χωρική διαφορά 120° , όπως και τα τυλίγματα στις τρεις φάσεις του στάτη. Επίσης ορίζουμε το πλαίσιο με άξονες d, q να είναι σωματόδετο στον δρομέα (δηλαδή να κινείται μαζί με αυτόν), καθώς και τη γωνία του δρομέα θ_{gen} όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6.

Για καθένα από τα τυλίγματα θεωρούμε μια ωμική αντίσταση. Το τριφασικό τύλιγμα του στάτη θεωρούμε ότι έχει ίδια ανά φάση ωμική αντίσταση R_s .

Η μοντελοποίηση που θα γίνει στη συνέχεια βασίζεται στις παρακάτω παραδοχές [12][22]:

- i. Το τριφασικό τύλιγμα στον στάτη είναι συμμετρικό.
- ii. Η χωρητικότητα όλων των τυλιγμάτων της μηχανής μπορεί να αγνοηθεί.
- iii. Τα τυλίγματα του στάτη είναι ημιτονοειδώς κατανεμημένα κατά μήκος του διακένου, όσον αφορά τις αλληλεπιδράσεις με τον δρομέα.
- iv. Οι εσοχές του στάτη δεν προκαλούν σημαντικές μεταβολές στις αυτεπαγωγές του δρομέα με την αλλαγή της θέσης του δρομέα.
- v. Η μαγνητική υστέρηση είναι αμελητέα.
- vi. Τα φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού είναι αμελητέα.

2.4.1 Οι βασικές εξισώσεις της μηχανής

Οι επαγόμενες τάσεις στα άκρα των διαφόρων τυλιγμάτων της γεννήτριας δίνονται από τον νόμο επαγωγής του Faraday:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_f \\ \dot{\lambda}_D \\ \dot{\lambda}_Q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Ή σε πιο συμπυκνόμενη μορφή:

$$\dot{\lambda}_{abc} = -R_{abc}I_{abc} - V_{abc}$$

$$\dot{\lambda}_{fDQ} = -R_{fDQ}I_{fDQ} + V_{fDQ}$$

Αμελώντας τα φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού στον δρομέα και στον στάτη της μηχανής, θεωρούμε ότι οι σχέσεις μαγνητικών ροών-ρευμάτων είναι γραμμικές. Οπότε για τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές στα τυλίγματα έχουμε ότι:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix}$$

Ή αλλιώς:

$$\lambda_{abc} = [L_s \quad L_{sr}] \begin{bmatrix} I_{abc} \\ I_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\lambda_{fDQ} = [L_{rs} \quad L_r] \begin{bmatrix} I_{abc} \\ I_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Για τις αυτεπαγωγές L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} έχουμε τις εξής εκφράσεις:

$$L_{aa} = L_s + L_m \cos(2\theta_{gen})$$

$$L_{bb} = L_s + L_m \cos\left(2\left(\theta_{gen} - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$L_{cc} = L_s + L_m \cos \left(2 \left(\theta_{gen} + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις είναι $L_s > L_m \geq 0$. Η αλληλεπαγωγή L_{aa} μεγιστοποιείται δύο φορές για κάθε πλήρη περιστροφή του δρομέα, όταν ο άξονας d ευθυγραμμίζεται με τον άξονα A του στάτη. Η φασική μετατόπιση κατά γωνία -120° και 120° για τα τυλίγματα b και c αντίστοιχα οφείλεται στην αντίστοιχη χωρική διαμόρφωση των τυλιγμάτων στο στάτη (χωρική διαφορά 120°).

Η τιμή των L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} μεγιστοποιείται όταν ο άξονας d του δρομέα βρίσκεται στο μέσο μεταξύ των αντίστοιχων αξόνων του στάτη, δηλαδή για $\theta_{gen} = \frac{\pi}{3}, \theta_{gen} = \pi, \theta_{gen} = -\frac{\pi}{3}$.

$$L_{ab} = L_{ba} = -M_s - L_m \cos \left(2 \left(\theta_{gen} + \frac{\pi}{6} \right) \right), \quad M_s > L_m \geq 0$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -M_s - L_m \cos \left(2 \left(\theta_{gen} - \frac{\pi}{2} \right) \right)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -M_s - L_m \cos \left(2 \left(\theta_{gen} + \frac{5\pi}{6} \right) \right)$$

Οι αλληλεπαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων στάτη-δρομέα μεγιστοποιούνται κατ' απόλυτη τιμή όταν ο άξονας d ευθυγραμμίζεται με τον αντίστοιχο άξονα του στάτη. Αν κατά την ευθυγράμμιση οι άξονες έχουν την ίδια φορά, τότε η αντίστοιχη αλληλεπαγωγή μεγιστοποιείται, ενώ αν έχουν αντίθετη φορά η αντίστοιχη αλληλεπαγωγή ελαχιστοποιείται. Δηλαδή:

$$L_{af} = L_{fa} = M_f \cos \theta_{gen}$$

$$L_{bf} = L_{fb} = M_f \cos \left(\theta_{gen} - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{cf} = L_{fc} = M_f \cos \left(\theta_{gen} + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{aD} = L_{Da} = M_D \cos \theta_{gen}$$

$$L_{bD} = L_{Db} = M_D \cos \left(\theta_{gen} - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{cD} = L_{Dc} = M_D \cos \left(\theta_{gen} + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{aQ} = L_{Qa} = M_Q \sin \theta_{gen}$$

$$L_{bQ} = L_{Qb} = M_Q \sin\left(\theta_{gen} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{cQ} = L_{Qc} = M_Q \sin\left(\theta_{gen} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Το τύλιγμα διέγερσης f είναι κάθετο στο τύλιγμα απόσβεσης Q , ενώ το τύλιγμα Q είναι κάθετο στο τύλιγμα D και επομένως ισχύει ότι:

$$L_{fQ} = L_{Qf} = 0$$

$$L_{DQ} = L_{QD} = 0$$

Η διακύμανση των παραπάνω αυτεπαγωγών και αλληλεπαγωγών σε συνάρτηση με τη θέση του δρομέα οφείλεται στους έκτυπους πόλους, καθώς το διάκενο στάτη-δρομέα μεταβάλλεται σε συνάρτηση με τη θέση του δρομέα. Για μηχανή με κυλινδρικό δρομέα το διάκενο είναι σταθερό, επομένως ισχύει ότι $L_m = 0$.

Η παραδοχή που έχει γίνει περί καθαρής ημιτονοειδούς εξάρτησης των αλληλεπαγωγών και αυτεπαγωγών των τυλιγμάτων ως συνάρτηση της γωνίας του δρομέα είναι μια αρκετά καλή προσέγγιση για μια καλά σχεδιασμένη μηχανή, όπου τα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα παράγουν σχεδόν ημιτονοειδώς κατανομημένα κύματα μαγνητεγερτικής δύναμης [12].

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park στο διάνυσμα πεπλεγμένων ρών $\lambda_{abc} \equiv [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T$ και στο διάνυσμα ρευμάτων $I_{abc} \equiv [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$ με $\theta = \theta_{gen}$ λαμβάνουμε τα εξής:

$$\lambda_{dq0} = P(\theta_{gen}) \cdot \lambda_{abc} \quad (2.19)$$

$$I_{dq0} = P(\theta_{gen}) \cdot I_{abc} \quad (2.20)$$

Λόγω των σχέσεων (2.17) και (2.18) και λόγω των ιδιοτήτων συμμετρίας στις αλληλεπαγωγές ($L_{rs} = L_{sr}^T$), οι εξισώσεις (2.19) και (2.20) γίνονται:

$$\lambda_{dq0} = P(L_s I_{abc} + L_{sr} I_{fdQ}) = PL_s P^T I_{dq0} + PL_{sr} I_{fdQ}$$

$$\lambda_{fdQ} = L_{sr}^T I_{abc} + L_r I_{fdQ} = L_{sr}^T P^T I_{dq0} + L_r I_{fdQ}$$

Οπότε:

$$\lambda_{dq0} = PL_s P^T I_{dq0} + PL_{sr} I_{fdQ} \quad (2.21)$$

$$\lambda_{fdQ} = (PL_{sr})^T I_{dq0} + L_r I_{fdQ} \quad (2.22)$$

Όμως ισχύει ότι [11]:

$$\bullet \quad \mathbf{P} \mathbf{L}_s \mathbf{P}^T = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix}, \text{ όπου:}$$

$$L_d := L_s + M_s + \frac{3}{2} L_m$$

$$L_q := L_s + M_s - \frac{3}{2} L_m$$

$$L_0 := L_s - 2M_s$$

$$\bullet \quad \mathbf{P} \mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} k_f & k_D & 0 \\ 0 & 0 & k_Q \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{όπου } k_f := \sqrt{\frac{3}{2}} M_f, k_D := \sqrt{\frac{3}{2}} M_D, k_Q := \sqrt{\frac{3}{2}} M_Q$$

Άρα οι σχέσεις (2.21), (2.22) γράφονται:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_f & k_D & 0 \\ 0 & 0 & k_Q \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_f & 0 & 0 \\ k_D & 0 & 0 \\ 0 & k_Q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & L_{fD} & 0 \\ L_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Ο μετασχηματισμός Park του διανύσματος τάσεων \mathbf{V}_{abc} είναι:

$$\mathbf{V}_{dq0} = \mathbf{P}(\theta_{gen}) \mathbf{V}_{abc}$$

Αντικαθιστώντας το \mathbf{V}_{abc} από το νόμο επαγωγής Faraday (2.15) λαμβάνουμε:

$$\mathbf{V}_{dq0} = \mathbf{P}(-\mathbf{R}_{abc} \mathbf{I}_{abc} - \dot{\lambda}_{abc}) = -\mathbf{P} \mathbf{R}_{abc} \mathbf{P}^T \mathbf{I}_{dq0} - \mathbf{P} \dot{\lambda}_{abc}$$

Όμως:

$$\dot{\lambda}_{abc} = \frac{d}{dt} (\mathbf{P}^T \lambda_{dq0}) = \frac{d\mathbf{P}^T}{dt} \lambda_{dq0} + \mathbf{P}^T \frac{d\lambda_{dq0}}{dt}$$

Συνεπώς:

$$V_{dq0} = -PR_{abc}P^T I_{dq0} - P\dot{P}^T \lambda_{dq0} - \frac{d\lambda_{dq0}}{dt} \quad (2.25)$$

Ισχύουν τα εξής:

- $PR_{abc}P^T = R_{abc}$, από την 2^η ιδιότητα του μετασχηματισμού *Park*
- $P\dot{P}^T = (\dot{P}P^T)^T = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{gen} & 0 \\ -\omega_{gen} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, από τις ιδιότητες 1 και 3 του μετασχηματισμού *Park*

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, η σχέση (2.25) τελικά γίνεται:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gen} & 0 \\ \omega_{gen} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Μέχρι τώρα υποθέτουμε για την ανάλυση μια 2-πολική μηχανή. Αποδεικνύεται ότι σε μια *P*-πολική η ανάλυση είναι ίδια με αυτή που προηγήθηκε με τη διαφορά ότι η γωνία θ_{gen} του μετασχηματισμού *Park* δεν ταυτίζεται με τη γωνία του δρομέα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6. Αν θ_m είναι η γωνία του δρομέα, τότε οι δυο γωνίες συνδέονται με τη σχέση [14]:

$$\theta_{gen} = \frac{P}{2} \theta_m$$

Η γωνία θ_{gen} αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως *ηλεκτρική γωνία δρομέα*, ενώ η θ_m ως *μηχανική γωνία δρομέα*.

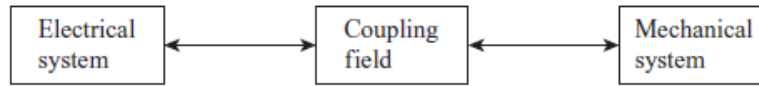
Πραγωγίζοντας, προκύπτει και η σχέση της *ηλεκτρικής κυκλικής συχνότητας δρομέα* (η οποία στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι και η συχνότητα των ρευμάτων και τάσεων της μηχανής) και *μηχανικής ταχύτητας δρομέα*:

$$\omega_{gen} = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.27)$$

2.4.2 Η σύγχρονη μηχανή ως ηλεκτρομηχανικό σύστημα μετατροπής ενέργειας και η έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής

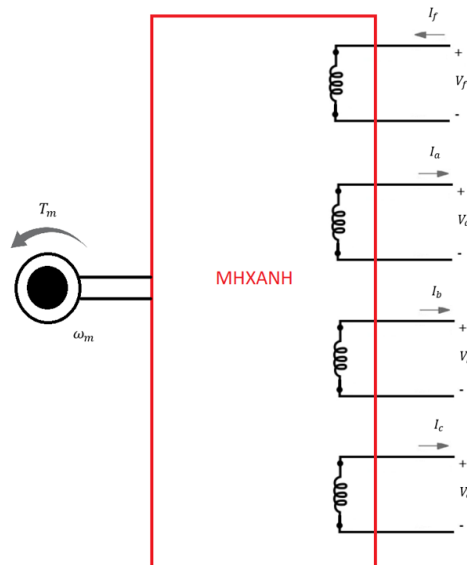
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το γενικό σχήμα ενός ηλεκτρομηχανικού συστήματος. Ένα

ηλεκτρομηχανικό σύστημα αποτελείται από ένα ηλεκτρικό σύστημα, ένα μηχανικό σύστημα και ένα πεδίο ζεύξεως μέσω του οποίου αλληλεπιδρούν τα δύο συστήματα. Το πεδίο ζεύξεως είναι το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο και μέσω αυτού επιτυγχάνεται η μεταφορά ενέργειας από το μηχανικό σύστημα στο ηλεκτρικό, ή το αντίστροφο.



Σχήμα 2.8 - Μπλοκ διάγραμμα ενός στοιχειώδους ηλεκτρομηχανικού συστήματος [14]

Μια ηλεκτρική μηχανή μπορεί να ιδωθεί ως ένα ηλεκτρομηχανικό σύστημα, δεδομένου ότι περιλαμβάνει ένα ηλεκτρικό σύστημα (ηλεκτρικά τυλίγματα στον στάτη και στον δρομέα) και ένα μηχανικό σύστημα (άξονας μηχανής/δρομέας). Τα δύο συστήματα αλληλεπιδρούν μέσω του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που δημιουργείται στο εσωτερικό της μηχανής και λόγω αυτής της αλληλεπίδρασης είναι δυνατό να έχουμε λειτουργία της ίδιας μηχανής είτε ως κινητήρα (αν ενέργεια μεταφέρεται από το ηλεκτρικό προς το μηχανικό σύστημα), είτε ως γεννήτρια (αν ενέργεια μεταφέρεται από το μηχανικό προς το ηλεκτρικό σύστημα). Στην παρούσα εργασία μας ενδιαφέρει η λειτουργία της μηχανής ως “συσκευή” παραγωγής ηλεκτρικής ισχύος, δηλαδή η λειτουργία γεννήτριας.



Σχήμα 2.9 - Η μηχανή ως σύστημα ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας

Η ηλεκτρική ενέργεια παρέχεται στη μηχανή από τα τυλίγματα του στάτη και από το τύλιγμα διέγερσης του δρομέα (τα τυλίγματα απόσβεσης δεν παρέχουν ενέργεια επειδή είναι βραχυκυκλωμένα) και ισούται με:

$$W_E(t) = - \int_0^t (V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c) dt + \int_0^t V_f I_f dt$$

Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις των τάσεων από τον νόμο Faraday (σχέσεις (2.15), (2.16)) λαμβάνουμε:

$$\begin{aligned} W_E(t) &= \int_0^t (R_s I_a^2 + R_s I_b^2 + R_s I_c^2 + R_s I_f^2) dt + \int_0^t (I_a \dot{\lambda}_a + I_b \dot{\lambda}_b + I_c \dot{\lambda}_c + I_f \dot{\lambda}_f) dt \\ &\equiv W_{E,loss}(t) + W_{fe}(t) \end{aligned}$$

Ο πρώτος όρος αντιπροσωπεύει τις ωμικές απώλειες λόγω των αντιστάσεων των τυλιγμάτων της μηχανής, ενώ ο δεύτερος όρος είναι η ενέργεια που μεταφέρεται στο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο (πεδίο ζεύξης) από το ηλεκτρικό σύστημα.

Για το μηχανικό σύστημα, από την εξίσωση κίνησης του δρομέα λαμβάνουμε:

$$J \dot{\omega}_m = T_e + T_m - b \omega_m \quad (2.28)$$

όπου

T_e : ηλεκτρομαγνητική ροπή που οφείλεται στις ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις που ασκούνται στο δρομέα εσωτερικά της μηχανής

T_m : η μηχανική ροπή που ασκείται ελεγχόμενα στο δρομέα εξωτερικά της μηχανής

b : συντελεστής αντίστασης στην περιστροφή του δρομέα

Στη συνέχεια θα εξαχθεί η έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που ασκείται στο δρομέα της μηχανής ως αποτέλεσμα του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου ζεύξης, μέσω επιχειρημάτων διατήρησης της ολικής ενέργειας του συστήματος της μηχανής.

Η μηχανική ενέργεια παρέχεται στη μηχανή μέσω της μηχανικής ροπής T_m και ισούται με:

$$\begin{aligned} W_M(t) &= \int_0^t T_m \omega_m dt = \int_0^t J \dot{\omega}_m \omega_m dt - \int_0^t T_e \omega_m dt + \int_0^t b \omega_m^2 dt \\ \Rightarrow W_M(t) &= \frac{1}{2} J \omega_m^2 - \int_0^t T_e \omega_m dt + b \int_0^t \omega_m^2 dt \\ &\equiv W_{KIN}(t) + W_{fm}(t) + W_{M,loss}(t) \end{aligned}$$

Ο πρώτος όρος είναι η κινητική ενέργεια του δρομέα, ο τρίτος όρος αντιπροσωπεύει τις θερμικές απώλειες λόγω τριβών, ενώ ο δεύτερος όρος είναι η ενέργεια που μεταφέρεται στο πεδίο ζεύξεως από το μηχανικό σύστημα.

Από τα προηγούμενα γίνεται σαφές ότι η ενέργεια που αποδίδεται στο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο ζεύξης (αν αγνοήσουμε τις απώλειες πυρήνα, δινορρευμαμάτων κτλ.) είναι:

$$W_f = W_E - W_{E,loss} + W_{fm}$$

Αντίστοιχα, για την ισχύ:

$$P_E = P_{E,loss} + P_f + T_e \frac{2}{P} \omega_{gen} \quad (2.29)$$

όπου χρησιμοποιήθηκαν οι σχέσεις:

$$W_{fm} = - \int_0^t T_e \omega_m d\tau, \quad \omega_{gen} = \frac{P}{2} \omega_m$$

Γράφουμε τώρα την έκφραση της ηλεκτρικής ισχύος, αλλά εκφράζοντας τις τάσεις και τα ρεύματα του στάτη στο πεδίο dq0 αντί για το πεδίο abc, κάτι που μπορούμε να κάνουμε λόγω της ιδιότητας του αναλλοίωτου της ισχύος του μετασχηματισμού Park (ιδιότητα 5):

$$P_E = V_f I_f - V_d I_d - V_q I_q - V_0 I_0$$

Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις των τάσεων από τις σχέσεις (2.16), (2.26) λαμβάνουμε:

$$\begin{aligned} P_E &= (R_f I_f + \dot{\lambda}_f) I_f + (R_s I_d + \omega_{gen} \lambda_q + \dot{\lambda}_d) I_d + (R_s I_q - \omega_{gen} \lambda_d + \dot{\lambda}_q) I_q + (R_s I_0 + \dot{\lambda}_0) I_0 = \\ &= R_f I_f^2 + R_s (I_d^2 + I_q^2 + I_0^2) + \dot{\lambda}_f I_f + \dot{\lambda}_d I_d + \dot{\lambda}_q I_q + \dot{\lambda}_0 I_0 + \omega_{gen} (\lambda_q I_d - \lambda_d I_q) = \\ &= R_f I_f^2 + R_s (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) + \dot{\lambda}_f I_f + \dot{\lambda}_d I_d + \dot{\lambda}_q I_q + \dot{\lambda}_0 I_0 + \omega_{gen} (\lambda_q I_d - \lambda_d I_q) \end{aligned}$$

Στην τελευταία ισότητα χρησιμοποιήθηκε η ιδιότητα του αναλλοίωτου της Ευκλείδιας νόρμας του μετασχηματισμού Park (ιδιότητα 6). Συγκρίνοντας αυτή την εξίσωση ισοζυγίου ισχύος με την εξίσωση (2.29) μπορούμε να κάνουμε τις εξής αντιστοιχίες:

$$\begin{aligned} P_{E,loss} &= R_f I_f^2 + R_s (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) \\ P_f &= \dot{\lambda}_f I_f + \dot{\lambda}_d I_d + \dot{\lambda}_q I_q + \dot{\lambda}_0 I_0 \\ T_e &= \frac{P}{2} (\lambda_q I_d - \lambda_d I_q) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Υπάρχει κι άλλος τρόπος εξαγωγής της έκφρασης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, που επαληθεύει το τελικό αποτέλεσμα της (2.30), αλλά ο τρόπος που παρουσιάστηκε παραπάνω είναι αυτός που χρησιμοποίησε ο Park [14].

2.4.3 Το πλήρες μοντέλο 6^{ης} τάξης της σύγχρονης μηχανής

Το πλήρες δυναμικό μοντέλο προκύπτει από τις σχέσεις (2.16) και (2.26) (εκτός από την εξίσωση $V_0 = -R_s I_0 - \dot{\lambda}_0$, της οποίας οι όροι δεν εμφανίζονται στις υπόλοιπες εξισώσεις), μαζί με την εξίσωση κίνησης (2.28), την εξίσωση που συνδέει την μηχανική με την ηλεκτρική συχνότητα (2.27) και την έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (2.30). Έτσι καταλήγουμε στο ακόλουθο σύστημα έξι διαφορικών εξισώσεων [13]:

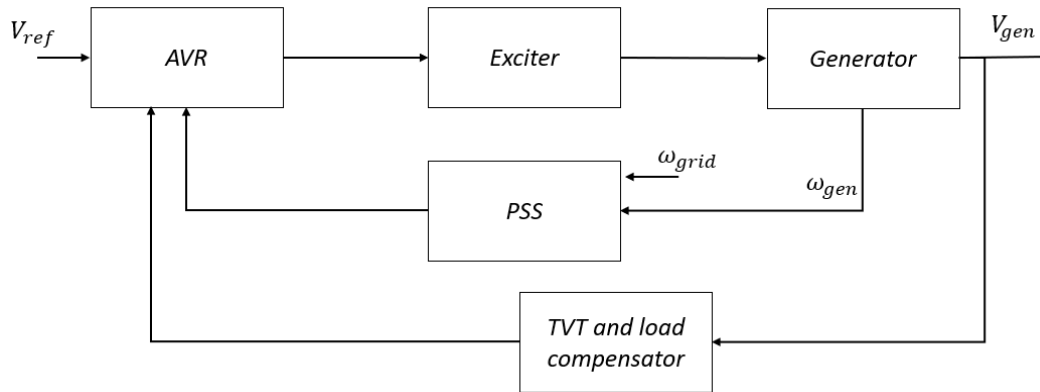
$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_f \\ \dot{\lambda}_D \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_Q \\ \frac{4}{p^2} J \dot{\omega}_{gen} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda_q \\ 0 & -R_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 & \lambda_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_Q & 0 \\ \lambda_q & 0 & 0 & -\lambda_d & 0 & -\frac{4}{p^2} b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_D \\ I_q \\ I_Q \\ \omega_{gen} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_d \\ V_f \\ 0 \\ -V_q \\ 0 \\ \frac{2}{p} T_m \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Όπως φαίνεται από τις παραπάνω εξισώσεις, οι είσοδοι ελέγχου μιας σύγχρονης μηχανής είναι η τάση V_f στο τύλιγμα διέγερσης και η μηχανική ροπή T_m που παρέχεται στον άξονα της μηχανής. Κάθε σύγχρονη γεννήτρια είναι επομένως εφοδιασμένη με δύο ειδών διατάξεις ελέγχου:

- Τον *Αυτόματο Ρυθμιστή Τάσης (Automatic Voltage Regulator-AVR)*, ο οποίος ελέγχει το μέτρο της τερματικής τάσης της μηχανής μεταβάλλοντας την τάση διέγερσης.
- Τον *Ρυθμιστή ταχύτητας/στροφών (speed governor)* που ελέγχει την παραγόμενη από το στρόβιλο μηχανική ροπή, ώστε να διατηρείται σταθερή η ταχύτητα περιστροφής και να προσαρμόζεται η παραγωγή της μηχανής ως προς το φορτίο.

2.4.4 Το σύστημα διέγερσης και ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης

Οι βρόχοι ελέγχου που αφορούν το σύστημα διέγερσης της γεννήτριας φαίνονται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 2.10 – Γενική διάταξη συστήματος διέγερσης και ρύθμισης τάσης

Στη συνέχεια εξηγείται ο ρόλος καθενός από τα υποσυστήματα.

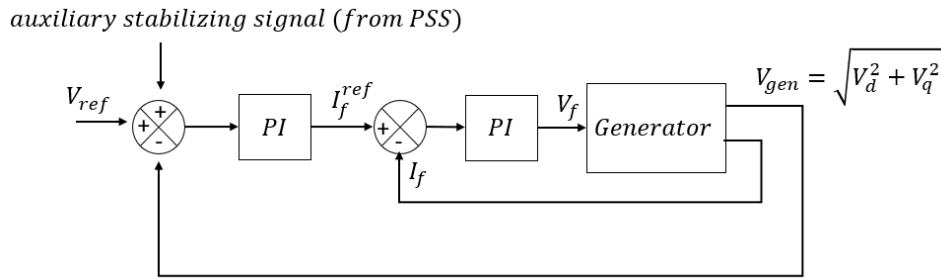
Ο *Μορφομετατροπέας Τάσης Ακροδεκτών και αντισταθμιστής φορτίου (Terminal Voltage Transducer-TV T and load compensator)* ανιχνεύει την τάση ακροδεκτών εξόδου της γεννήτριας, την ανορθώνει και τη φιλτράρει σε ένα DC μέγεθος, το οποίο συγκρίνει με μια τιμή αναφοράς που αντιστοιχεί στην επιθυμητή τάση των ακροδεκτών εξόδου. Επιπρόσθετα μπορεί να παρέχει αντιστάθμιση φορτίου (ή πτώσης τάσης ή άεργης ισχύος) αν είναι επιθυμητή η διατήρηση σταθερής τάσης σε κάποιο ηλεκτρικά απομακρυσμένο από τους ακροδέκτες της γεννήτριας σημείο [12].

Ο *Αυτόματος Ρυθμιστής Τάσης (Automatic Voltage Regulator)* αξιοποιεί την μέτρηση της τάσης ακροδεκτών προκειμένου να παράγει κατάλληλα σήματα ελέγχου στη διεγέρτρια του συστήματος με τελικό σκοπό τη ρύθμιση της τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας στο επιθυμητό επίπεδο. Ένας από τους τύπους ρυθμιστών που χρησιμοποιούνται είναι ο αναλογικός-διαφορικός-ολοκληρωτικός (PID) [2].

Η *Διεγέρτρια (Exciter)* παρέχει τελικά την DC ισχύ στο τύλιγμα διέγερσης της γεννήτριας. Τα συστήματα διέγερσης μπορεί να είναι είτε *στρεφόμενα*, όπου χρησιμοποιούνται μηχανές DC ή AC, είτε *στατά*, όπου δεν υπάρχει διεγέρτρια με τη μορφή μηχανής. Σε αυτή την περίπτωση η τάση διέγερσης παρέχεται μέσω ανορθωτικών ηλεκτρονικών διατάξεων (θυρίστορ), στις οποίες επενεργεί ο ρυθμιστής τάσης. Η AC πηγή του ανορθωτή προέρχεται είτε από την τάση των ακροδεκτων εξόδου της γεννήτριας (μέσω μετασχηματιστή), είτε από άλλη, βοηθητική διεγέρτρια γεννήτρια μονίμου μαγνήτη που κινείται από τον άξονα της γεννήτριας. Τα στατά συστήματα διέγερσης χαρακτηρίζονται από μεγάλη ταχύτητα απόκρισης και συμβάλλουν σε ευνοϊκή συμπεριφορά της γεννήτριας ιδιαίτερα μετά από μεγάλες διαταραχές (πχ βραχυκυκλώματα) [12][15].

Το συνολικό σύστημα περιλαμβάνει επίσης διάφορους περιοριστές και κυκλώματα προστασίας που δε φαίνονται στο παραπάνω σχήμα και επιτελούν διάφορες λειτουργίες, όπως περιορισμό του μέγιστου ρεύματος και τάσης διέγερσης, περιορισμό της τάσης ακροδεκτών, ρύθμιση και προστασία με βάση την αναλογία τάσης προς συχνότητα (V/Hz) και περιορισμό της υποδιέγερσης [12].

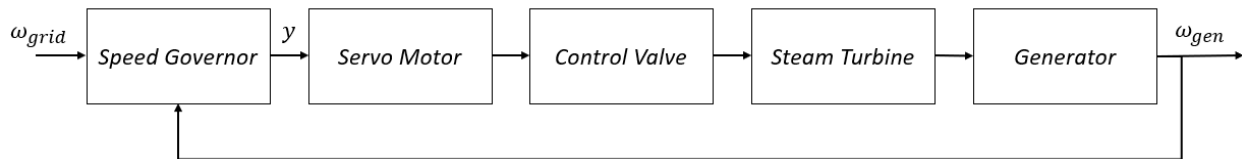
Στα παρακάτω σχήματα φαίνεται το σχήμα ελέγχου που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία. Το συνήθες σχήμα PI ελέγχου του AVR συμπληρώνεται από έναν εσωτερικό PI ελεγκτή του ρεύματος διέγερσης.



Σχήμα 2.11 – Το σχήμα ελέγχου της διέγερσης της γεννήτριας σε αυτή την εργασία

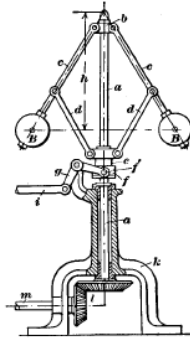
2.4.5 Το σύστημα παροχής μηχανικής ισχύος στον άξονα της γεννήτριας

Ο ρυθμιστής ταχύτητας συγκρίνει την ταχύτητα αναφοράς (που αντιστοιχεί στην επιθυμητή συχνότητα δικτύου σύμφωνα με τη σχέση (2.27)) με τη μετρούμενη ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και προσαρμόζει τη ροή ατμού μέσω της βαλβίδας ελέγχου προς τον ατμοστρόβιλο. Ο ατμοστρόβιλος μετατρέπει την ενέργεια ατμού υψηλής πίεσης και θερμοκρασίας σε ενέργεια περιστροφικής κίνησης προσδίδοντας την απαραίτητη μηχανική ισχύ στον δρομέα της γεννήτριας. Σκοπός του συστήματος είναι η παραγωγή ισχύος ικανής να καλύψει μέρος της ζήτησης του δικτύου, διατηρώντας σταθερή τη συχνότητα του δρομέα.



Σχήμα 2.12 – Σύστημα ελέγχου ταχύτητας περιστροφής γεννήτριας

Οι μηχανικοί ρυθμιστές ταχύτητας μπορεί να έχουν διαφορετικές μορφές αλλά στηρίζουν τη λειτουργία τους στην βασική αρχή του κλασικού φυγοκεντρικού ρυθμιστή (*centrifugal governor*) τύπου *flyball*, όπου το σήμα της ταχύτητας του δρομέα μετατρέπεται σε γραμμική μετατόπιση μέσω φυγοκεντρικών δυνάμεων στις οποίες αντιτίθεται ένα ελατήριο.



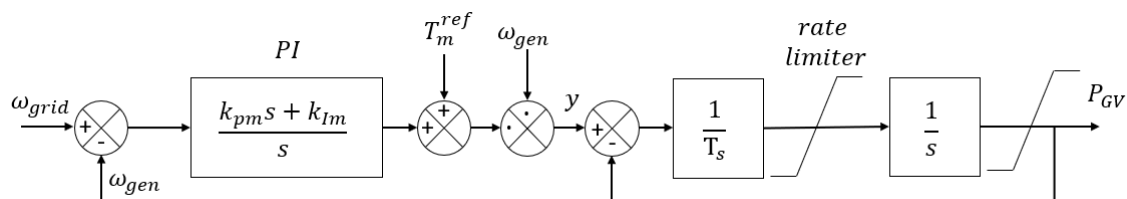
Σχήμα 2.13 – Ο φυγοκεντρικός ρυθμιστής τύπου flyball [16]

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας χρησιμοποιούνται πλέον και ηλεκτρο-υδραυλικοί ρυθμιστές στροφών, καθώς και μικροϋπολογιστές σε μονάδες με υδροστροβίλους [17]. Ένας συχνά χρησιμοποιούμενος νόμος ελέγχου για τον ρυθμιστή ταχύτητας είναι ο αναλογικός-ολοκληρωτικός νόμος ελέγχου (PI), συχνά συμπληρούμενος και με έναν διαφορικό όρο (D) [18][19]. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιείται ο παρακάτω νόμος ελέγχου:

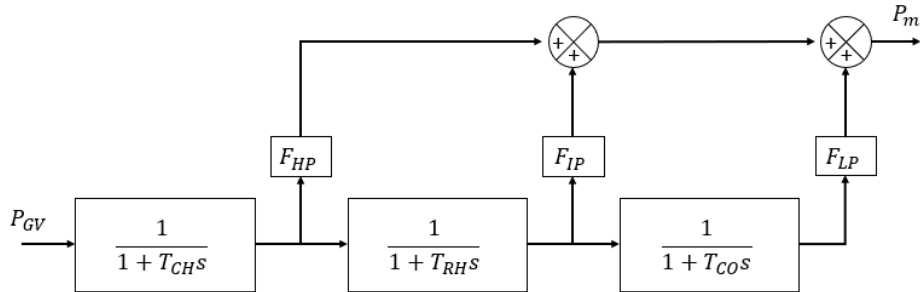
$$y = \left(T_m^{ref} + k_{pm}(\omega_{grid} - \omega_{gen}) + k_{Im} \int_0^t (\omega_{grid} - \omega_{gen}) d\tau \right) \cdot \omega_{gen} \quad (2.32)$$

Δηλαδή πρόκειται τελικά για έναν PI ελεγκτή όχι στην ισχύ, αλλά για την ροπή. Ο όρος $T_m^{ref} \cdot \omega_{gen}$ στη μόνιμη κατάσταση είναι $T_m^{ref} \cdot \omega_{grid}$, και άρα μέσω του όρου T_m^{ref} μπορεί να ρυθμιστεί περίπου η επιθυμητή παρεχόμενη μηχανική ισχύς στον άξονα της σύγχρονης μηχανής, ενώ ο όρος $k_{Im} \int_0^t (\omega_{gen} - \omega_{grid}) d\tau$ αντιπροσωπεύει τις μεταβολές που υφίσταται η μηχανική ροπή με σκοπό να ρυθμιστούν οι στροφές της γεννήτριας στην επιθυμητή τιμή.

Στα παρακάτω σχήματα φαίνονται τα μοντέλα του συστήματος του σχήματος 2.12 που χρησιμοποιούνται στην παρούσα εργασία [20].



Σχήμα 2.14 – Μοντέλο ρυθμιστή ταχύτητας και σερβομηχανισμού



Σχήμα 2.15 – Μοντέλο ατμοστροβίλου με δύο κύκλους αναθέρμανσης

Ο ρυθμιστής στροφών περιλαμβάνει όπως είδαμε μηχανικά συστήματα, γεγονός που εισάγει και την αντίστοιχη καθυστέρηση στην απόκρισή του, επομένως συνυπάρχουν και άλλοι, ταχύτεροι μηχανισμοί απόσβεσης τυχόν ταλαντώσεων της συχνότητας σε μια γεννήτρια, όπως τα τυλίγματα απόσβεσης και ο Σταθεροποιητής Συστήματος Ισχύος.

2.4.6 Καταστάσεις λειτουργίας σύγχρονης γεννήτριας

Η λειτουργία μιας σύγχρονης μηχανής σε μη μόνιμη κατάσταση κατηγοριοποιείται γενικά σε τρεις κατηγορίες, καθεμιά από τις οποίες αντιστοιχεί και σε διαφορετική κλίμακα χρόνου εξέλιξης φαινομένων [13].

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η γεννήτρια παράγει στην έξοδό της συμμετρικές τάσεις και ρεύματα σταθερού πλάτους και συχνότητας ίσης με τη συχνότητα του δικτύου στο οποίο είναι συγχρονισμένη η γεννήτρια (πχ για δίκτυο 50 Hz, $\omega_{gen} = \omega_{grid} \equiv 100\pi$). Μπορεί να αποδειχθεί [21] ότι όταν ο στάτης μιας P-πολικής μηχανής διαρρέεται από συμμετρικό τριφασικό σύστημα ρευμάτων σταθερής τάσης και συχνότητας, τότε στο εσωτερικό της μηχανής δημιουργείται στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο το οποίο στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα:

$$\omega_s := \frac{\omega_{gen}}{P/2}$$

Παρατηρούμε ότι η σύγχρονη ταχύτητα ταυτίζεται με τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα (σχέση (2.27)), άρα κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το μαγνητικό πεδίο που παράγει ο στάτης στρέφεται με την ίδια ταχύτητα που στρέφεται ο δρομέας. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει μεταβολή στη μαγνητική ροή που εμπλέκει τα τυλίγματα του δρομέα, οπότε τα ρεύματα στα τυλίγματα απόσβεσης I_D, I_Q είναι μηδενικά, ενώ το ρεύμα διέγερσης I_f είναι σταθερό.

Μετά από μια διαταραχή, ως αποτέλεσμα της σχετικής κίνησης μεταξύ δρομέα και μαγνητικού πεδίου που δημιουργούν τα ρεύματα του στάτη, επάγονται τάσεις και ρεύματα στα τυλίγματα απόσβεσης (και στο τυλίγμα διέγερσης). Αυτό το επαγόμενο ρεύμα παράγει μια συνιστώσα ροπής απόσβεσης η οποία σύμφωνα με τον νόμο του Lenz, τείνει να αποκαταστήσει την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα στη

σύγχρονη ταχύτητα [22]. Σε μια σύγχρονη μηχανή της οποίας ο δρομέας είναι κατασκευασμένος από ελάσματα, ως τυλίγματα απόσβεσης χρησιμοποιούνται τυλίγματα βραχυκυκλωμένου κλωβού, όπως και στις μηχανές επαγωγής (*πραγματικά τυλίγματα*). Σε σύγχρονες γεννήτριες μεγάλης ισχύος, όπως αυτές που χρησιμοποιούνται σε θερμικούς σταθμούς που είναι σχεδιασμένες να λειτουργούν σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής, ο δρομέας δεν αποτελείται από ελάσματα αλλά είναι συμπαγής για λόγους μηχανικής στιβαρότητας στην παρουσία μεγάλων φυγόκεντρων δυνάμεων. Στις μηχανές αυτές δε χρειάζεται η χρήση τυλιγμάτων απόσβεσης, επειδή κατά την απόκλιση του δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα δημιουργούνται στον δρομέα δινορρεύματα που έχουν τον ίδιο αντίκτυπο όπως ένας βραχυκυκλωμένος κλωβός (*εικονικά τυλίγματα*) [23]. Σε κάθε περίπτωση, τα τυλίγματα απόσβεσης D, Q χρησιμοποιούνται στο πλήρες μοντέλο της μηχανής (2.31) για να αναπαραστήσουν είτε τα φυσικά τυλίγματα απόσβεσης, είτε τα δινορρεύματα του δρομέα σε μη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

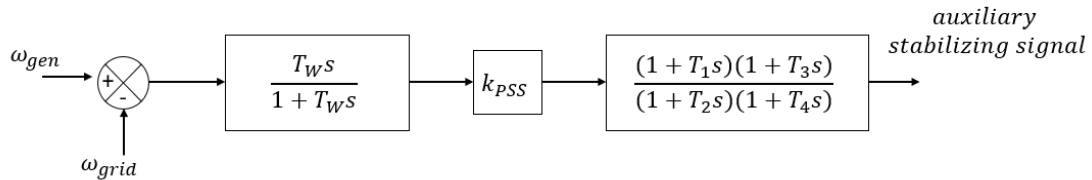
Κατά την *υπομεταβατική κατάσταση* το ρεύμα διέγερσης θεωρείται προσεγγιστικά σταθερό (μεταβάλλεται αργά), ενώ τα ρεύματα των τυλιγμάτων απόσβεσης φθίνουν με το χρόνο. Κατά τη *μεταβατική κατάσταση* τα ρεύματα των τυλιγμάτων απόσβεσης έχουν μηδενιστεί, ενώ μεταβάλλεται το ρεύμα διέγερσης και τείνει να σταθεροποιηθεί καθώς η μηχανή οδεύει προς τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Ανάλογα με τη χρονική κλίμακα για την οποία πραγματοποιείται μελέτη της ευστάθειας της μηχανής, χρησιμοποιούνται απλοποιημένα μοντέλα (2^{ης}, 3^{ης}, 4^{ης}, 5^{ης} τάξης) τα οποία προκύπτουν από το μοντέλο πλήρους τάξης (2.31).

Εκτός από τα τυλίγματα απόσβεσης (εικονικά ή πραγματικά), άλλοι ενδογενείς παράγοντες που μπορούν να συνεισφέρουν στην απόσβεση ταλαντώσεων στην ταχύτητα του δρομέα είναι οι μηχανικές τριβές (που στο μοντέλο της μηχανής εκφράζονται από τον συντελεστή απόσβεσης b) ή άλλες απώλειες που δεν μοντελοποιούνται από τις εξισώσεις που έχουν παρουσιαστεί στην παρούσα εργασία. Επιπρόσθετα, από τις αρχές της δεκαετίας του 1960 ο ρόλος των συστημάτων διέγερσης επεκτάθηκε, προσθέτοντας στα σήματα σφαλμάτων του αυτόματου ρυθμιστή τάσης σήματα απόσβεσης ταλαντώσεων [12]. Τα συστήματα αυτά λέγονται *Σταθεροποιητές Συστήματος Ισχύος (Power System Stabilizers-PSS)*.

2.4.7 Σταθεροποιητής Συστήματος Ισχύος (Power System Stabilizer)

Σκοπός ενός Σταθεροποιητή Συστήματος Ισχύος είναι να χρησιμοποιεί ανάδραση ταχύτητας ή ισχύος της γεννήτριας προκειμένου να παράγει μια συνιστώσα ηλεκτρομαγνητικής ροπής (μέσω επηρεασμού του ρεύματος διέγερσης) συμφασική με την απόκλιση από την επιθυμητή ταχύτητα περιστροφής, συμβάλλοντας κατ' αυτόν τον τρόπο στην απόσβεση των ταλαντώσεων του δρομέα [2][12]. Ο κύριος σκοπός ενός PSS είναι η απόσβεση μικρών διαταραχών στην ταχύτητα του δρομέα, δηλαδή πρόκειται για την κατηγορία ευστάθειας μικρού σήματος σύμφωνα με τους ορισμούς της ενότητας 1.1 και για τη σχεδίαση και ανάλυσή του χρησιμοποιούνται οι γραμμικοποιημένες εξισώσεις γύρω από το σημείο ισορροπίας.

Το *ιδανικό PSS* δημιουργεί μια συνιστώσα ροπής απόσβεσης ανάλογη της απόκλισης της συχνότητας, δηλαδή $\Delta T_e = K_{PSS} \Delta \omega_{gen}$, αλλά στην πράξη το ιδανικό κέρδος K_{PSS} συμπληρώνεται και με κατάλληλα συστήματα αντιστάθμισης και φίλτρα, δηλαδή από μια συνάρτηση μεταφοράς $H_{PSS}(s) = K_{PSS} G_c(s)$. Μια τυπική μορφή της $G_c(s)$ είναι όπως στο ακόλουθο σχήμα [15].



Σχήμα 2.16 – Τυπική συνάρτηση μεταφοράς PSS

Ο όρος $\frac{T_Ws}{1+T_Ws}$ αντιπροσωπεύει φίλτρο εξάλειψης μονίμου σφάλματος συχνότητας (*washout*). Για τις συχνότητες των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων ο όρος αυτός δεν επιδρά σημαντικά και μπορεί σε μια προσεγγιστική ανάλυση να παραλειφθεί.

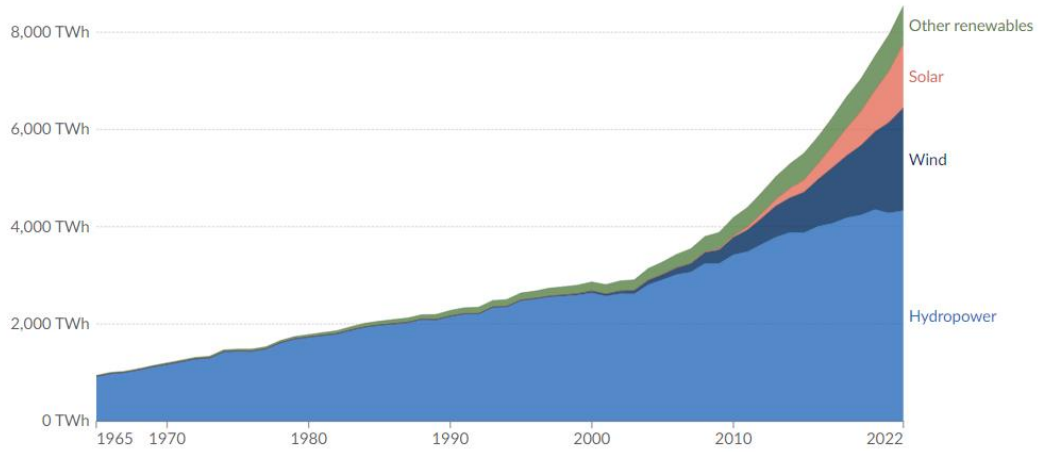
Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε μόνο το σταθερό κέρδος K_{PSS} για τον σταθεροποιητή ΣΗΕ.

2.5 Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας

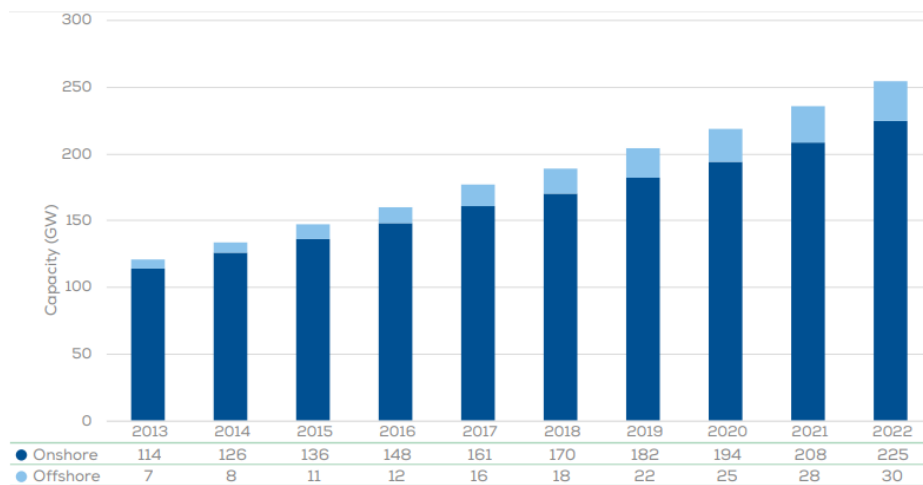
2.5.1 Η αιολική ενέργεια

Η ενέργεια του ανέμου χρησιμοποιείται εδώ και τουλάχιστον 3000 χρόνια. Μέχρι τις αρχές του 20^{ου} αιώνα αξιοποιούνταν ως μηχανική ενέργεια (άντληση νερού, άλεση σιτηρών). Το 1891, ο Δανός Ρουλ LaCour ήταν ο πρώτος που κατασκεύασε μια ανεμογεννήτρια που παρήγαγε ηλεκτρισμό, και έπειτα Δανοί μηχανικοί βελτίωσαν την τεχνολογία κατά τη διάρκεια των δύο Παγκοσμίων Πολέμων. Κατά την αρχή της σύγχρονης βιομηχανοποίησης, η χρήση της κυμαινόμενης παραγωγής ενέργειας από τον άνεμο αντικαταστάθηκε από μηχανές που έκαigan ορυκτά καύσιμα ή από το ηλεκτρικό δίκτυο, το οποίο αποτελούσε μια πιο συνεπή πηγή ισχύος. Το ενδιαφέρον για τις ανεμογεννήτριες επανήλθε στις αρχές του 1970, με την πετρελαϊκή κρίση, και τότε πραγματοποιήθηκε η σύνδεσή τους στο ηλεκτρικό δίκτυο για παροχή ηλεκτρικής ισχύος [24]. Η σταδιακή εξέλιξη της τεχνολογίας έως και σήμερα έχει καταστήσει την αιολική ενέργεια την δεύτερη περισσότερο παραγόμενη μορφή ανανεώσιμης ενέργειας παγκοσμίως, όπως φαίνεται και στο ακόλουθο διάγραμμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΟΝΑΔΩΝ ΣΗΕ

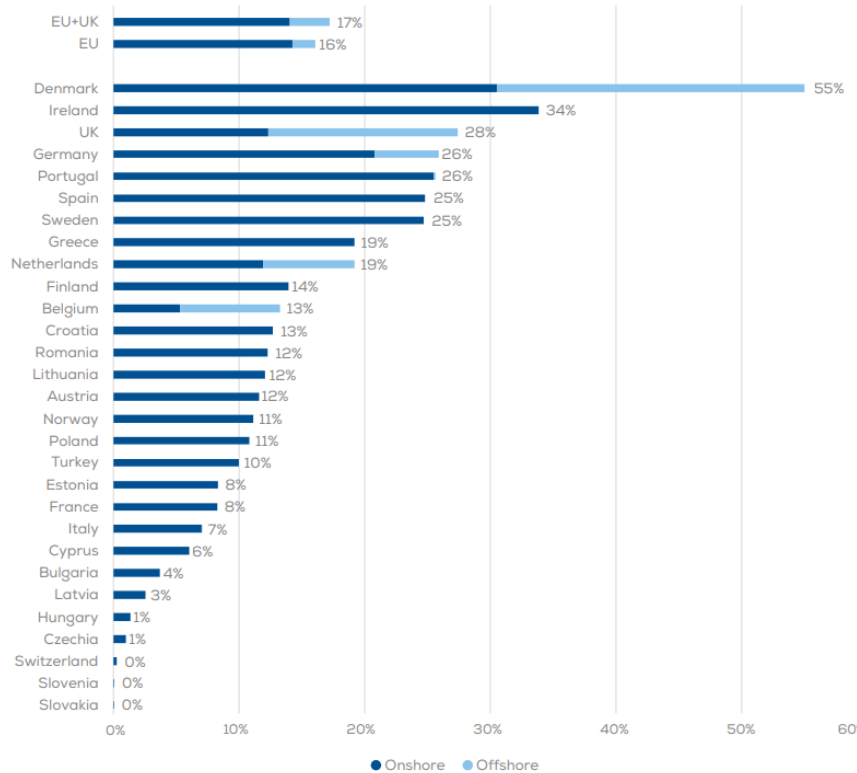


Σχήμα 2.17 – Παγκόσμια παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ μέχρι το 2022 [25]



Σχήμα 2.18 – Εγκατεστημένη αιολική ισχύς στην Ευρώπη για το διάστημα 2013-2022 [26]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΟΝΑΔΩΝ ΣΗΕ



Σχήμα 2.19 – Ποσοστό κάλυψης της ζήτησης ηλεκτρισμού από αιολικά συστήματα για τις χώρες της Ευρώπης το 2022 [26]

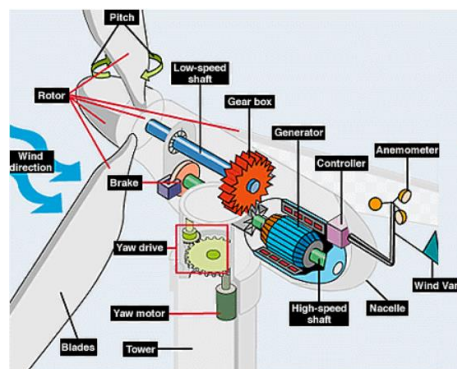
Από το τελευταίο διάγραμμα βλέπουμε πως το 2022 από τα αιολικά συστήματα καλύφθηκε το 17% της συνολικής ζήτησης ηλεκτρισμού για την Ευρωπαϊκή Ένωση και το Ηνωμένο Βασίλειο (για την Ελλάδα το ποσοστό φτάνει το 19%), ενώ από το προτελευταίο παρατηρούμε την ετήσια αύξηση της εγκατεστημένης αιολικής ισχύος στην Ευρώπη κατά 10-15 GW ανά έτος για την τελευταία δεκαετία.

2.5.2 Κατηγοριοποίηση ανεμογεννητριών, βασικές εξισώσεις και παρακολούθηση μέγιστης ισχύος

Μια κατηγοριοποίηση των ανεμογεννητριών γίνεται σύμφωνα με τον άξονα περιστροφής· έτσι έχουμε τις Α/Γ οριζόντιου και κατακόρυφου άξονα. Στο εμπόριο για εφαρμογές σύνδεσης με το ηλεκτρικό δίκτυο έχουν επικρατήσει οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα με τρία πτερύγια.



Σχήμα 2.20 – Ανεμογεννήτρια οριζόντιου άξονα (αριστερά) και κατακόρυφου άξονα (δεξιά)



Σχήμα 2.21 – Η δομή μιας ανεμογεννήτριας οριζόντιου άξονα

Τα τρία κύρια μέρη μιας ανεμογεννήτριας οριζόντιου άξονα είναι: ο δρομέας (*rotor*), που περιλαμβάνει την πλήμνη (*hub*) και τα πτερύγια (*blades*), η άτρακτος (*nacelle*) που περιλαμβάνει το κιβώτιο ταχυτήτων (*gearbox*), τη γεννήτρια (*generator*), τους άξονες υψηλής και χαμηλής ταχύτητας (*high and low speed shafts*), ο ελεγκτής (*controller*) το φρένο (*brake*), και ο πύργος (*tower*). Τα πτερύγια εδράζονται στην πλήμνη. Ο εισερχόμενος άνεμος παράγει μια δύναμη (άντωση) στα πτερύγια προκαλώντας την περιστροφή του δρομέα. Ο δρομέας με τη σειρά του περιστρέφει τον άξονα χαμηλής ταχύτητας, ο οποίος μέσω του κιβωτίου ταχυτήτων συνδέεται με τον άξονα υψηλών ταχυτήτων. Η μηχανική ενέργεια από τον άξονα υψηλής ταχύτητας μετατρέπεται σε ηλεκτρική ενέργεια εναλασσόμενου ρεύματος μέσω της γεννήτριας. Το ανεμόμετρο μετρά την ταχύτητα του ανέμου, ενώ ο ανεμοδείκτης (*wind vane*) εντοπίζει την κατεύθυνση του ανέμου. Ο ελεγκτής επιτρέπει τη λειτουργία της ανεμογεννήτριας εντός ενός συγκεκριμένου εύρους ταχυτήτων ανέμου, ενώ ακινητοποιεί τα πτερύγια εφαρμόζοντας το φρένο (που συνήθως έχει τη μορφή δισκόπλακας) σε περίπτωση πολύ χαμηλών ή υψηλών και επικίνδυνων ταχυτήτων ανέμου, ή όταν πραγματοποιείται συντήρηση. Ο

μηχανισμός περιστροφής (*yaw drive*) αξιοποιώντας τις μετρήσεις του ανεμοδείκτη επιτρέπει στην άτρακτο και στον δρομέα να στρέφονται έτσι ώστε να προσανατολίζονται στην κατεύθυνση του εισερχόμενου ανέμου, δηλαδή η επιφάνεια σάρωσης των πτερυγίων του δρομέα να είναι κάθετη στο πεδίο ροής του αέρα για αποδοτικότερη αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας [27] [31].

Στον επόμενο πίνακα παρουσιάζονται ενδεικτικά χαρακτηριστικά εμπορικών Α/Γ.

Πίνακας 2.1 – Τυπικά μεγέθη εμπορικών ανεμογεννητριών (οριζόντιου άξονα) [28]

Ισχύς	800 – 8000 kW
Διάμετρος δρομέα	40 – 130 m
Πλήθος πτερυγίων	3
Ύψος	45 – 140 m
Εύρος ταχυτήτων ανέμου	3 – 30 m/s
Ονομαστική ταχύτητα ανέμου	12 – 16 m/s
Ονομαστική ταχύτητα δρομέα	12 – 35 rpm
Εύρος ταχυτήτων δρομέα	4 – 35 rpm
Κόστος	~1000 €/kW

Η ισχύς μιας αέριας μάζας που ρέει με ταχύτητα V_w διαμέσου μιας επιφάνειας με εμβαδόν A δίνεται από τον τύπο [24]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A V_w^3$$

όπου

ρ : η πυκνότητα του αέρα στο ύψος της πλήμνης

V_w : η ταχύτητα του αέρα στο ύψος της πλήμνης

Βέβαια, ένα κλάσμα μόνο από την αιολική ενέργεια P_w μετατρέπεται σε μηχανική ενέργεια του δρομέα της ανεμογεννήτριας P_m . Έτσι, ο *συντελεστής ισχύος* (*power coefficient*) της Α/Γ ορίζεται ως:

$$C_p := \frac{P_m}{P_w}$$

Λαμβάνοντας επιπλέον υπόψη ότι η επιφάνεια σάρωσης των πτερυγίων είναι ένας κυκλικός δίσκος ($A = \pi R^2$), η μηχανική ενέργεια που δεσμεύει ο δρομέας της Α/Γ από την ενέργεια του ανέμου δίνεται από την έκφραση:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p \rho \pi R^2 V_w^3 \quad (2.33)$$

Έχει υπολογιστεί θεωρητικά (Betz, 1926) ότι η μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει ο συντελεστής απόδοσης C_p είναι περίπου 59%. Στην πράξη, λόγω μηχανικών τριβών, στροβίλων αέρα και αεροδυναμικών ατελειών, το C_p^{max} είναι αρκετά χαμηλότερο (γύρω στο 45% [31]).

Ένα σημαντικό μέγεθος είναι ο λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου (*tip speed ratio*), ο οποίος ορίζεται ως:

$$\lambda := \frac{\omega R}{V_w} \quad (2.34)$$

όπου:

R : η ακτίνα του δρομέα

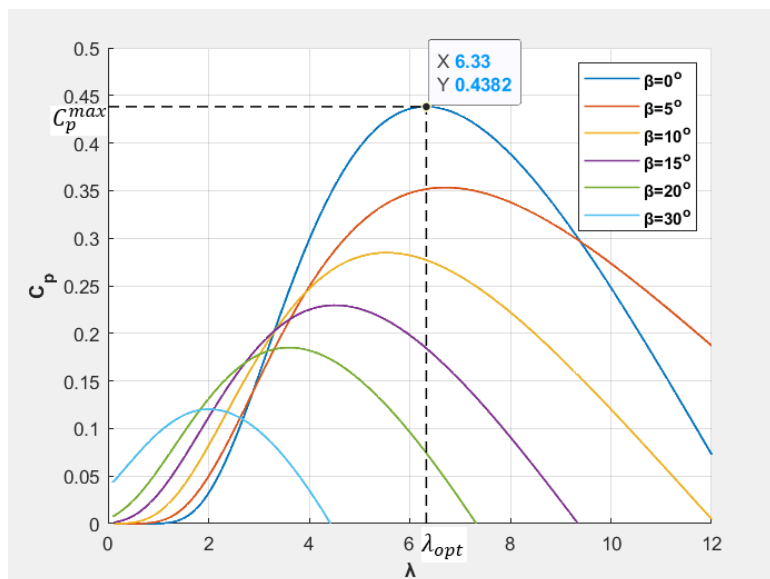
ω : η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα

Ο συντελεστής C_p εξαρτάται από τα αεροδυναμικά χαρακτηριστικά των πτερυγίων του δρομέα και μπορεί να γραφτεί ως συνάρτηση του λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου και της γωνίας pitch β , δηλαδή $C_p = C_p(\lambda, \beta)$. Η συνάρτηση αυτή μπορεί να προσδιοριστεί από μετρήσεις και να προσεγγιστεί από μη γραμμικές συναρτήσεις (πολυωνυμικές, ημιτονοειδείς, εκθετικές ή μίξη αυτών), ενώ υπάρχουν και μέθοδοι εκτίμησης που βασίζονται σε δυναμικά μοντέλα (παρατηρητής κατάστασης συνεχούς χρόνου) [29]. Στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιείται ο ακόλουθος τύπος [30]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}}$$

όπου

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$



Σχήμα 2.22 – Το C_p συναρτήσει του λ για διάφορες τιμές της γωνίας βήματος πτερυγίου

Κάθε είδος ανεμογεννήτριας ανάλογα με το αν είναι οριζόντιου ή κατακόρυφου άξονα και ενός ή περισσοτέρων πτερυγίων εμφανίζει διαφορετικές χαρακτηριστικές $C_p - \lambda$. Οι υψηλότερες τιμές συντελεστή ισχύος επιτυγχάνονται γενικά στις ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα και τριών πτερυγίων και αυτός είναι ένας από τους βασικούς λόγους επικράτησης αυτής της μορφής ανεμογεννήτριας.

Για τον έλεγχο της ταχύτητας της ανεμογεννήτριας για ταχύτητες ανέμου μικρότερες (ή ίσες) της ονομαστικής μας ενδιαφέρει μόνο η καμπύλη με σκούρο μπλε χρώμα ($\beta = 0^\circ$) από τις γραφικές παραστάσεις του σχήματος 2.22. Προκειμένου να μεγιστοποιείται η μηχανική ισχύς P_m , η ανεμογεννήτρια θα πρέπει για κάθε δεδομένη ταχύτητα ανέμου V_w να προσαρμόζει την ταχύτητα περιστροφής της ούτως ώστε να λειτουργεί στο σημείο $(\lambda_{opt}, C_p^{max})$. Σύμφωνα με τη σχέση (2.34) λοιπόν, η επιθυμητή ταχύτητα λειτουργίας είναι:

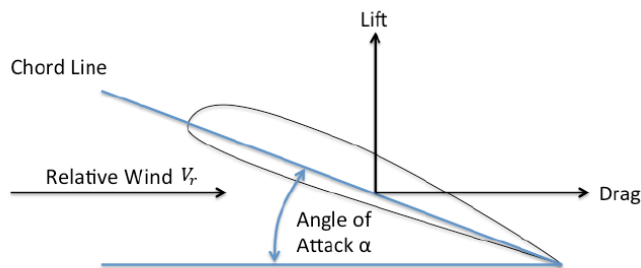
$$\omega_{opt} = \frac{V_w}{R} \lambda_{opt} \quad (2.35)$$

Δηλαδή κατά το σχήμα παρακολούθησης μέγιστης ισχύος (*Maximum Power Point Tracking-MPPT*) η ταχύτητα περιστροφής πρέπει να ρυθμίζεται έτσι ώστε να ακολουθεί γραμμικά την ταχύτητα ανέμου σύμφωνα με την τελευταία σχέση.

2.5.3 Αεροδυναμική πτερυγίων και έλεγχος ισχύος σε υψηλές ταχύτητες ανέμου

Οι δύο γωνίες που είναι κρίσιμες για την αεροδυναμική λειτουργία των πτερυγίων και τελικά καθορίζουν τη μορφή της συνάρτησης $C_p(\lambda, \beta)$ είναι η γωνία προσβολής (*angle of attack*) α και η γωνία βήματος πτερυγίου β ή ϑ (*pitch angle*).

Ας θεωρήσουμε μια εγκάρσια τομή του πτερυγίου σε απόσταση r από την πλήμνη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.23. Ως γωνία προσβολής ορίζεται η γωνία ανάμεσα στη διεύθυνση της χορδής του πτερυγίου (*chord line*) και της ταχύτητας του ανέμου ως προς το κινούμενο περύγιο V_r , η οποία αποτελεί το διανυσματικό άθροισμα της ταχύτητας ανέμου στο εξεταζόμενο σημείο και της ταχύτητας λόγω περιστροφής ωr . Καθώς η αεροτομή συναντά τη ροή του αέρα, αναπτύσσεται ως συνέπεια της αρχής *Bernoulli* μια δύναμη η οποία αναλύεται στην άντωση (*lift*) και στην οπισθέλκουσα (*drag*). Ο κύριος στόχος κατά τη σχεδίαση των πτερυγίων είναι η μεγιστοποίηση της άντωσης και η ελαχιστοποίηση της οπισθέλκουσας κατά μήκος του πτερυγίου.



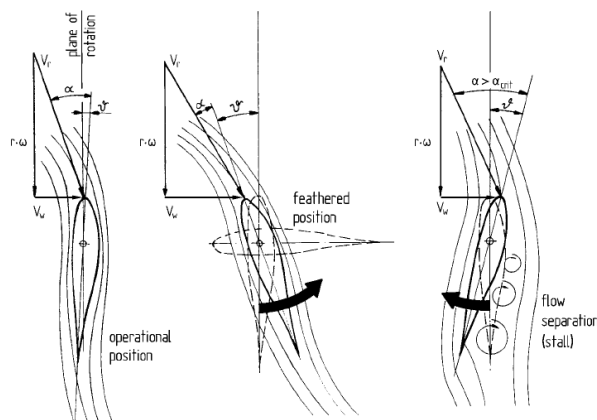
Σχήμα 2.23 – Δυνάμεις και γωνία προσβολής μιας αεροτομής του πτερυγίου

Αν η γωνία προσβολής αυξηθεί, τότε παρατηρείται επίσης αύξηση της άντωσης. Αυτό συμβαίνει μέχρι μια κρίσιμη τιμή της γωνίας προσβολής, έπειτα από την οποία η άντωση αρχίζει να μειώνεται λόγω απώλειας αεροδυναμικής στήριξης (*aerodynamic stall*) που οφείλεται στην αποκόλληση της ροής (*flow separation*) στο άνω τμήμα της αεροτομής. Το φαινόμενο αυτό χρησιμοποιείται στον έλεγχο της ταχύτητας και της ισχύος σε υψηλές ταχύτητες ανέμου.



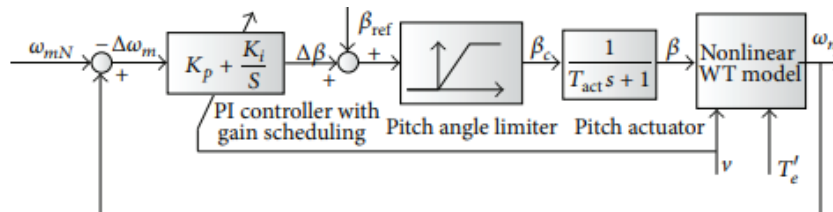
Σχήμα 2.24 – Αποκόλληση ροής λόγω μεγάλης γωνίας προσβολής [31]

Σε μεγάλες ταχύτητες ανέμου η ισχύς του ανέμου είναι τόσο μεγάλη που μπορεί να ξεπεράσει τα όρια στατικής αντοχής των πτερυγίων και του πυλώνα, και επιπλέον η ισχύς που μπορεί να διαχειριστεί η γεννήτρια περιορίζεται από το μέγεθος και τις προδιαγραφές της. Γι' αυτούς τους λόγους κρίνεται πάντα απαραίτητος ο περιορισμός της δεσμευόμενης από τον δρομέα ισχύος και άρα της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα σε ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες της ονομαστικής. Ο πιο αποτελεσματικός τρόπος ελέγχου είναι η μεταβολή της γωνίας προσβολής σε μη βέλτιστες τιμές. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί είτε στατικά με κατάλληλη αεροδυναμική σχεδίαση των πτερυγίων ώστε σε υψηλές ταχύτητες ανέμου να περιορίζεται η δεσμευόμενη ισχύς (*stall control*), είτε δυναμικά με ελεγχόμενο μηχανισμό στρέψης των πτερυγίων κατά τον άξονα του μήκους τους (*pitch control*) μεταβάλλοντας κατ' αυτόν τον τρόπο τη γωνία προσβολής [31].



Σχήμα 2.25 – Λειτουργία υπό μικρή (μηδενική) *pitch* γωνία ϑ (αριστερά) και δύο διαφορετικές περιπτώσεις *pitch control* (στη μέση και στα δεξιά) [32]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται δύο μέθοδοι pitch control. Ο συμβατικός τρόπος είναι ρυθμίζοντας τη γωνία προσβολής σε μικρότερες τιμές (μεσαία εικόνα), ενώ ο άλλος τρόπος είναι ρυθμίζοντάς τη σε τιμές μεγαλύτερες. Το πλεονέκτημα της δεύτερης μεθόδου είναι ότι απαιτείται μικρότερη γωνία στρέψης ϑ [32]. Ο έλεγχος της γωνίας βήματος πτερυγίου είναι εκτός των πλαισίων της παρούσας εργασίας. Ένα σύνηθες σχήμα ελέγχου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



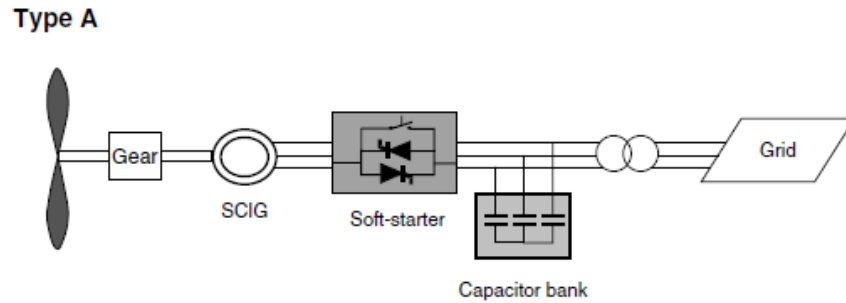
Σχήμα 2.26 – Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου [33]

Συμπερασματικά, για ονομαστική ταχύτητα ανέμου η ταχύτητα περιστροφής ελέγχεται ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστη παραγωγή ισχύος, και το ίδιο ισχύει και για ταχύτητες ανέμου μικρότερες της ονομαστικής (με κάτω φράγμα την ταχύτητα ανέμου V_{cut-in}). Για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες της ονομαστικής (και μέχρι την ταχύτητα $V_{cut-out}$) ο κατάλληλος αεροδυναμικός σχεδιασμός των πτερυγίων σε συνδυασμό με τον έλεγχο της γωνίας βήματος πτερυγίου εξασφαλίζουν ότι η ισχύς και η ταχύτητα περιστροφής δεν ξεπερνούν τις ονομαστικές τους τιμές.

2.5.4 Τύποι διατάξεων ανεμογεννητριών

Οι ανεμογεννήτριες μπορούν να διακριθούν σε σταθερής ταχύτητας (*fixed-speed*) και σε μεταβλητής ταχύτητας (*variable-speed*).

Στις αρχές του 1990 οι εγκατεστημένες Α/Γ λειτουργούσαν σε σταθερή ταχύτητα, η οποία καθορίζεται από τη συχνότητα του δικτύου στο οποίο συνδέεται η Α/Γ. Η ηλεκτρική συχνότητα των ρευμάτων και των τάσεων της γεννήτριας συνδέεται με τη μηχανική συχνότητα περιστροφής της γεννήτριας μέσω της σχέσης (2.27). Εφόσον η ηλεκτρική συχνότητα είναι ίση με τη συχνότητα του δικτύου, η ταχύτητα περιστροφής ω_m οφείλει να είναι σταθερή για οποιαδήποτε ταχύτητα ανέμου, το οποίο σημαίνει ότι η μέγιστη απόδοση ισχύος επιτυγχάνεται σε μια συγκεκριμένη ταχύτητα ανέμου, εκτός κι αν είναι δυνατόν να μεταβάλλεται το πλήθος των πόλων. Για αποδοτικότερη λειτουργία, λοιπόν, η γεννήτρια σταθερών στροφών μπορεί να διαθέτει δύο σετ τυλιγμάτων· το ένα χρησιμοποιείται σε χαμηλές ταχύτητες ανέμου (με τυπικά 8 πόλους), και το άλλο σε μεσαίες και υψηλές ταχύτητες (τυπικά με 4-6 πόλους). Οι Α/Γ σταθερών στροφών αναφέρονται ως *τύπου Α*, και συνήθως χρησιμοποιούνται στη συνδεσμολογία που φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.

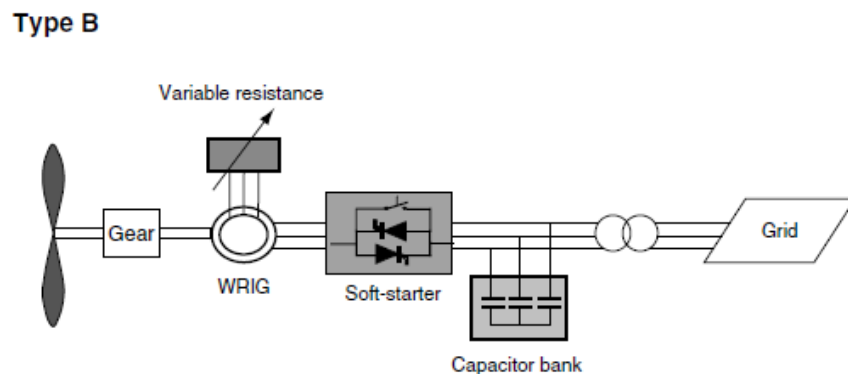


Σχήμα 2.27 – Διάταξη ανεμογεννήτριας τύπου A

Χρησιμοποιείται ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου κλωβού (*Squirrel Cage Induction Generator-SCIG*) με έναν *soft-starter* για ομαλότερη σύνδεση με το δίκτυο. Επίσης επειδή μια ασύγχρονη μηχανή έχει τη δυνατότητα απορρόφησης και όχι παραγωγής αέργου ισχύος, τοποθετούνται κατάλληλοι πυκνωτές αντιστάθμισης. Υπό ομαλές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου η ασύγχρονη μηχανή παρουσιάζει ευστάθεια και ευρωστία, ωστόσο υπό σφάλματα δικτύου υπάρχει περίπτωση να δημιουργηθεί πρόβλημα με την ευστάθεια τάσης λόγω ελλειπούς αντιστάθμισης αέργου ισχύος. Επίσης διαταραχές στην ταχύτητα ανέμου μετατρέπονται σε διαταραχές στην παραγόμενη ηλεκτρική ισχύ.

Οι διατάξεις τύπου B, C και D που παρουσιάζονται στη συνέχεια αφορούν ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών.

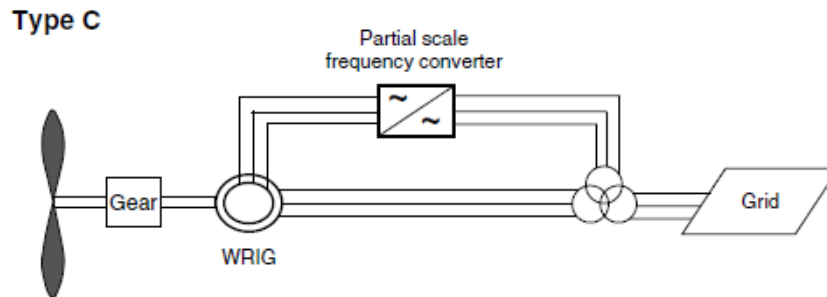
Στην διάταξη τύπου B χρησιμοποιείται ασύγχρονη μηχανή με τυλίγματα στον δρομέα (*Wound Rotor Induction Generator-WRIG*) και δακτυλίους ολίσθησης (*slip rings*), μέσω των οποίων μπορούν να συνδεθούν πρόσθετες εξωτερικές αντιστάσεις. Πρόκειται για το σύστημα *OptiSlip*, το οποίο χρησιμοποιήθηκε από τη *Vestas* στα μέσα της δεκαετίας του 1990.



Σχήμα 2.28 – Διάταξη ανεμογεννήτριας τύπου B

Το σύστημα αυτό επιτρέπει έναν έλεγχο της ταχύτητας σε εύρος έως και 10% πάνω από την σύγχρονη ταχύτητα και προσφέρει μερικό έλεγχο ισχύος και καλύτερη απόσβεση διαταραχών στην ισχύ εξόδου σε σχέση με τη διάταξη τύπου Α.

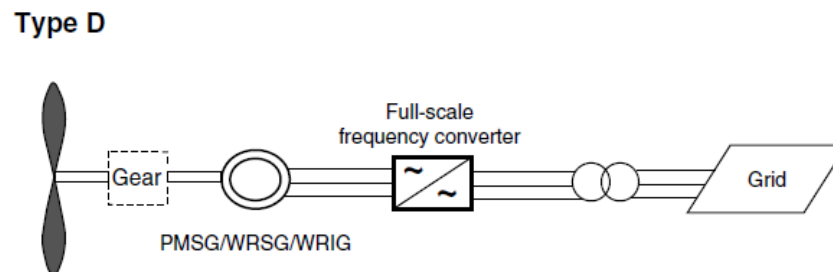
Η διάταξη τύπου C αποτελείται από μια ασύγχρονη μηχανή διπλής τροφοδοσίας (*Doubly Fed Induction Generator-DFIG*).



Σχήμα 2.29 - Διάταξη ανεμογεννήτριας τύπου C

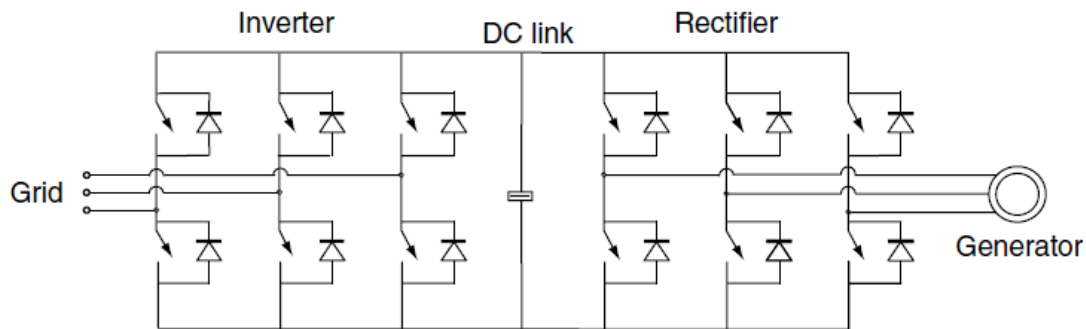
Στα πλεονεκτήματά της περιλαμβάνεται το μεγαλύτερο εύρος ελέγχου ταχυτήτων (περίπου από -40% έως 30% της σύγχρονης ταχύτητας), αντιστάθμιση αέργου ισχύος μέσω του μετατροπέα που συνδέεται με το τύλιγμα του δρομέα, και η μειωμένη ονομαστική ισχύς που απαιτείται για τον μετατροπέα (περίπου το 30% της ονομαστικής ισχύος της γεννήτριας). Το βασικό μειονέκτημα της διάταξης είναι η ευπάθεια της μηχανής σε διαταραχές του δικτύου, καθώς ο στάτης συνδέεται απευθείας στο δίκτυο χωρίς τη μεσολάβηση μετατροπέα.

Στη διάταξη τύπου D η γεννήτρια συνδέεται με το δίκτυο μέσω ενός μετατροπέα συχνότητας πλήρους κλίμακας (*full-scale frequency converter*). Η γεννήτρια μπορεί να είναι είτε σύγχρονη είτε ασύγχρονη με τύλιγμα διέγερσης, είτε *σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Generator-PMSG)*.



Σχήμα 2.30 - Διάταξη ανεμογεννήτριας τύπου D

Η διάταξη τύπου D παρουσιάζει τα περισσότερα συγκριτικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις προηγούμενες διατάξεις και είναι η διάταξη που έχει επικρατήσει σήμερα. Ο μετατροπέας πλήρους κλίμακας, συνήθως ένας *back-to-back* μετατροπέας πηγής τάσης (*Voltage Source Converter-VSC*), προσφέρει τη δυνατότητα παρακολούθησης μέγιστης ισχύος (MPPT), καθώς μπορεί να υποστηρίξει έλεγχο σε ένα μεγάλο εύρος ταχυτήτων δρομέα. Το γεγονός αυτό συμβάλλει επιπλέον σε μικρότερες καταπονήσεις των μηχανικών μερών του συστήματος και του κιβωτίου ταχυτήτων, καθώς αλλαγές στην ταχύτητα του ανέμου απορροφώνται από ανάλογες αλλαγές στην ταχύτητα περιστροφής. Μάλιστα, σε περίπτωση χρήσης μεγάλης πολυπολικής μηχανής, το κιβώτιο ταχυτήτων μπορεί να παραληφθεί, κάνοντας το σύστημα ακόμη αποδοτικότερο. Επίσης ο μετατροπέας μπορεί μέσω κατάλληλου ελέγχου να συνεισφέρει στην ευστάθεια του δικτύου ή να λειτουργήσει ως άεργος πηγή τάσης σε περίπτωση σύνδεσης σε ασθενές δίκτυο. Τα κύρια μειονεκτήματα που εισάγει ο μετατροπέας πλήρους κλίμακας είναι το αυξημένο κόστος, η έγχυση ανώτερων αρμονικών ρεύματος (οι οποίες μπορούν να καταπιεστούν ως ένα βαθμό με τη χρήση φίλτρων στην έξοδο του μετατροπέα) και κάποιες απώλειες ισχύος.



Σχήμα 2.31 – *Back-to-back* μετατροπέας πηγής τάσης

Στη βιβλιογραφία, ο μετατροπέας που συνδέεται στην έξοδο της μηχανής και λειτουργεί ως ανορθωτής καλείται *μετατροπέας πλευράς μηχανής (Machine Side Converter-MSC)*, ενώ ο μετατροπέας που συνδέεται στο δίκτυο και δρα ως αντιστροφέας καλείται *μετατροπέας πλευράς δικτύου (Grid Side Converter-GSC)*.

2.5.5 Μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών

Στη μηχανή μονίμων μαγνητών ο δρομέας δεν φέρει τυλίγματα διέγερσης ή απόσβεσης και επομένως οι εξισώσεις του μοντέλου είναι πιο απλές.

Οι επαγόμενες τάσεις στα άκρα των τριών φάσεων του στάτη της γεννήτριας δίνονται από τον νόμο επαγωγής του Faraday (θεωρούμε θετική φορά των ρευμάτων στο στάτη όπως στο σχήμα 2.7):

$$\begin{bmatrix} V_a^{PMSG} \\ V_b^{PMSG} \\ V_c^{PMSG} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R'_s & 0 & 0 \\ 0 & R'_s & 0 \\ 0 & 0 & R'_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a^{PMSG} \\ I_b^{PMSG} \\ I_c^{PMSG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a^{PMSG} \\ \dot{\lambda}_b^{PMSG} \\ \dot{\lambda}_c^{PMSG} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Οι μαγνητικές ροές που δημιουργούνται στα τυλίγματα του στάτη δίνονται από τις σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a^{PMSG} \\ \lambda_b^{PMSG} \\ \lambda_c^{PMSG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}^{PMSG} & L_{ab}^{PMSG} & L_{ac}^{PMSG} \\ L_{ba}^{PMSG} & L_{bb}^{PMSG} & L_{bc}^{PMSG} \\ L_{ca}^{PMSG} & L_{cb}^{PMSG} & L_{cc}^{PMSG} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a^{PMSG} \\ I_b^{PMSG} \\ I_c^{PMSG} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{ma} \\ \lambda_{mb} \\ \lambda_{mc} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$\lambda_{ma}, \lambda_{mb}, \lambda_{mc}$ είναι οι μαγνητικές ροές που οφείλονται στους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα και εμπλέκονται στα τυλίγματα των φάσεων a, b, c του στάτη, αντίστοιχα

Οι αλληλεπαγωγές και αυτεπαγωγές έχουν την ίδια ακριβώς μορφή με αυτές της μηχανής με τυλίγματα διέγερσης (ενότητα 2.4.1).

Μετασχηματίζουμε στο πεδίο $dq0$ τις (2.36), (2.37) και εργαζόμενοι όπως στη μηχανή με τα τυλίγματα απόσβεσης και διέγερσης, καταλήγουμε στις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} V_d^{PMSG} \\ V_q^{PMSG} \\ V_0^{PMSG} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R'_s & 0 & 0 \\ 0 & R'_s & 0 \\ 0 & 0 & R'_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^{PMSG} \\ I_q^{PMSG} \\ I_0^{PMSG} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gen}^{PMSG} & 0 \\ \omega_{gen}^{PMSG} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_d^{PMSG} \\ \lambda_q^{PMSG} \\ \lambda_0^{PMSG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d^{PMSG} \\ \dot{\lambda}_q^{PMSG} \\ \dot{\lambda}_0^{PMSG} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_d^{PMSG} \\ \lambda_q^{PMSG} \\ \lambda_0^{PMSG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^{PMSG} \\ I_q^{PMSG} \\ I_0^{PMSG} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{md} \\ \lambda_{mq} \\ \lambda_{m0} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Σε πιο συμπυγμένη μορφή:

$$\mathbf{V}_{dq0}^{PMSG} = -\mathbf{R}'_s \mathbf{I}_{dq0}^{PMSG} + [\boldsymbol{\omega}_{gen}^{PMSG} \times] \boldsymbol{\lambda}_s^{dq0} - \dot{\boldsymbol{\lambda}}_s^{dq0} \quad (2.39)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s^{dq0} = \mathbf{L}_s^{dq0} \mathbf{I}_{dq0}^{PMSG} + \boldsymbol{\lambda}_m^{dq0} \quad (2.40)$$

Οι μαγνητικές ροές που οφείλονται στους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα και εμπλέκονται στα τυλίγματα του στάτη μεγιστοποιούνται κατ' απόλυτη τιμή όταν ο άξονας d ευθυγραμμίζεται με τον αντίστοιχο άξονα του στάτη (σχήμα 2.6). Αν κατά την ευθυγράμμιση οι άξονες έχουν την ίδια φορά, τότε η αντίστοιχη μαγνητική ροή μεγιστοποιείται, ενώ αν έχουν αντίθετη φορά, ελαχιστοποιείται. Δηλαδή:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ma} \\ \lambda_{mb} \\ \lambda_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \cos \theta_{gen}^{PMMSG} \\ \lambda_{pm} \cos \left(\theta_{gen}^{PMMSG} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \lambda_{pm} \cos \left(\theta_{gen}^{PMMSG} + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Οι μαγνητικές ροές αποτελούν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα. Θεωρώντας τον μετασχηματισμό Park με γωνία μετασχηματισμού ίση με τη γωνία της μηχανής θ_{gen}^{PMMSG} , έχουμε ότι (ενότητα 2.1.1):

$$\lambda_m^{dq0} \equiv \begin{bmatrix} \lambda_{md} \\ \lambda_{mq} \\ \lambda_{m0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Αντικαθιστώντας την (2.40) στην (2.39) λαμβάνουμε:

$$V_{dq0}^{PMMSG} = -R'_s I_{dq0}^{PMMSG} + [\omega_{gen}^{PMMSG} \times] (L_s^{dq0} I_{dq0}^{PMMSG} + \lambda_m^{dq0}) - L_s^{dq0} \dot{I}_{dq0}^{PMMSG}$$

Αναδιατάσσοντας τους όρους της τελευταίας εξίσωσης και χρησιμοποιώντας την (2.41) και την σχέση $\omega_{gen}^{PMMSG} = \frac{P_{PMMSG}}{2} \omega_m^{PMMSG}$ καταλήγουμε στο εξής:

$$\begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{PMMSG} \\ i_q^{PMMSG} \\ i_0^{PMMSG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R'_s & -L_{sq} \omega_{gen}^{PMMSG} & 0 \\ L_{sd} \omega_{gen}^{PMMSG} & -R'_s & 0 \\ 0 & 0 & -R'_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^{PMMSG} \\ I_q^{PMMSG} \\ I_0^{PMMSG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_d^{PMMSG} \\ V_q^{PMMSG} \\ V_0^{PMMSG} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm} \omega_{gen}^{PMMSG} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από την σχέση (2.30):

$$T_e^{PMMSG} = \frac{P_{PMMSG}}{2} (\lambda_q^{PMMSG} I_d^{PMMSG} - \lambda_d^{PMMSG} I_q^{PMMSG})$$

Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις των μαγνητικών ροών από την (2.38) και χρησιμοποιώντας την (2.41) έχουμε για τη ροπή

$$T_e^{PMMSG} = \frac{P_{PMMSG}}{2} \left[L_{sq} I_q^{PMMSG} I_d^{PMMSG} - \left(L_{sd} I_d^{PMMSG} + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} \right) I_q^{PMMSG} \right]$$

Η εξίσωση κίνησης του δρομέα είναι

$$\begin{aligned}
 J_{PMSG} \dot{\omega}_m^{PMSG} &= T_e^{PMSG} + T_m^{PMSG} - b_{PMSG} \omega_m^{PMSG} \\
 \Rightarrow \frac{4}{P_{PMSG}^2} J_{PMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMSG} &= \\
 &= (L_{sq} - L_{sd}) I_q^{PMSG} I_d^{PMSG} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} I_q^{PMSG} + \frac{2}{P_{PMSG}} T_m^{PMSG} - \frac{4}{P_{PMSG}^2} b_{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG} \\
 \Rightarrow J'_{PMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMSG} &= (L_{sq} - L_{sd}) I_q^{PMSG} I_d^{PMSG} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} I_q^{PMSG} + \frac{2}{P_{PMSG}} T_m^{PMSG} - b'_{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG} \quad (2.43)
 \end{aligned}$$

όπου:

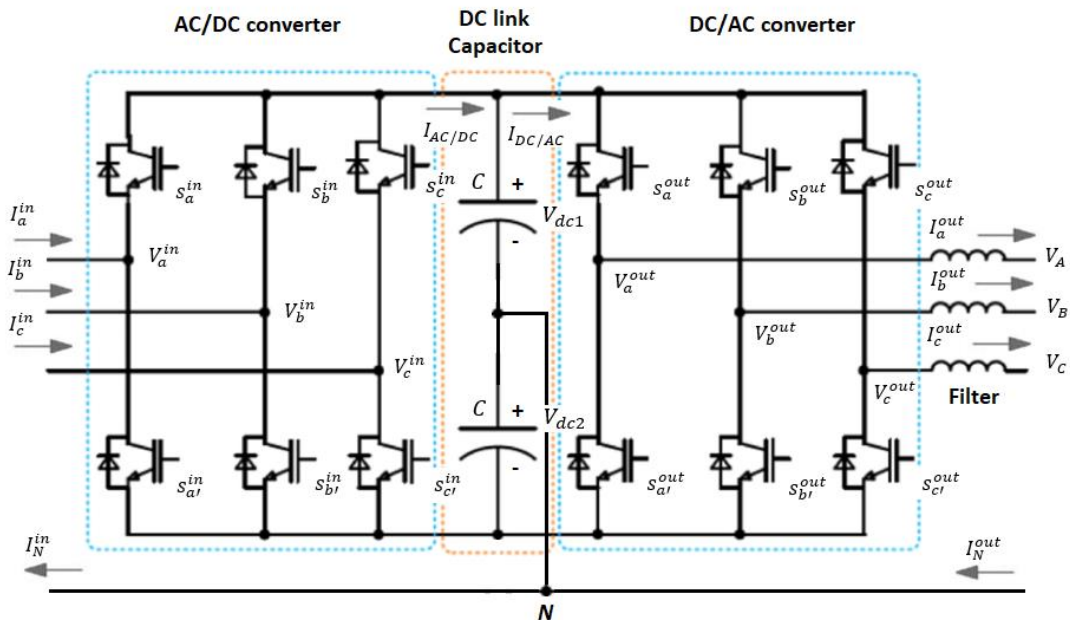
$$J'_{PMSG} := \frac{4}{P_{PMSG}^2} J_{PMSG}$$

$$b'_{PMSG} := \frac{4}{P_{PMSG}^2} b_{PMSG}$$

Τελικά το μοντέλο της μηχανής μονίμων μαγνητών προκύπτει από τις δύο πρώτες εξισώσεις της (2.42) και την εξίσωση κίνησης (2.43).

2.6 Μοντελοποίηση και έλεγχος τριφασικού AC/DC/AC μετατροπέα

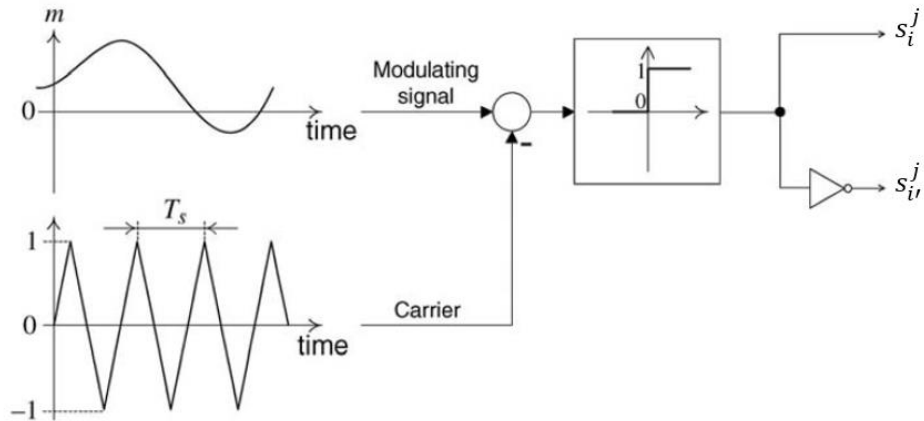
Ο μετατροπέας πλήρους κλίμακας AC/DC/AC αποτελείται από δύο back-to-back συνδεδεμένους μετατροπείς πηγής τάσης με δύο πυκνωτές ίδιας χωρητικότητας στην DC πλευρά. Στην παρούσα εργασία θεωρούμε ουδέτερο που λαμβάνεται από το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών.



Σχήμα 2.32 – Τριφασικός μετατροπέας AC/DC/AC

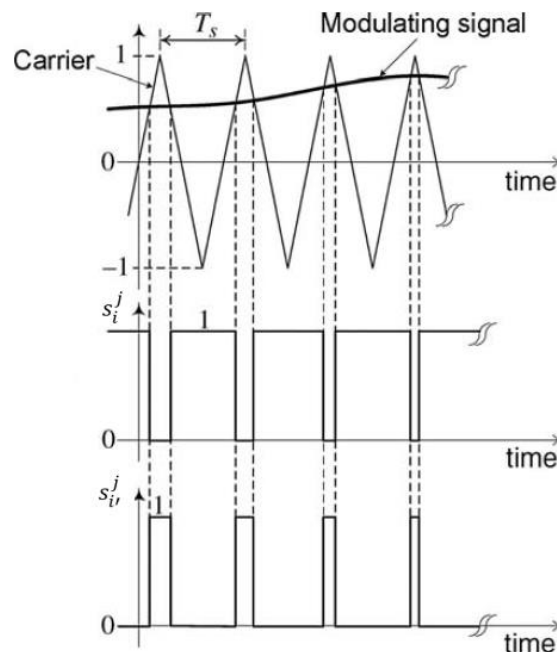
Ο μετατροπέας ελέγχεται μέσω κατάλληλων σημάτων οδήγησης στις πύλες των τρανζίστορ, τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες με υψηλή διακοπτική συχνότητα f_s (της τάξης των μερικών kHz για εφαρμογές υψηλής ισχύος). Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται ευρέως σήμερα σε μετατροπείς υψηλής ισχύος είναι τα IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) και τα IGCT (*Insulated-Gate Commutated Thyristor*), ενώ σε μετατροπείς μικρότερης ισχύος χρησιμοποιούνται MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*). Με τη χρήση των αντιπαράλληλων διόδων στα τρανζίστορ, επιτρέπεται η ροή ρεύματος προς την αντίθετη κατεύθυνση από αυτή που επιβάλλουν τα τρανζίστορ, με αποτέλεσμα η αντιπαράλληλη σύνδεση τρανζίστορ-διόδου να εξυπηρετεί ως ένας αμφίδρομος διακόπτης στην λειτουργία του μετατροπέα. Στην παρούσα εργασία οι διακόπτες θεωρούνται ιδανικοί, χωρίς απώλειες ισχύος.

Οι εντολές έναυσης και σβέσης (on/off) των διακοπών δίνονται από κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (*Pulse Width Modulation-PWM*). Η λειτουργία των διακοπών του ίδιου κατακόρυφου κλάδου είναι συμπληρωματική, δηλαδή όταν ο ένας διακόπτης είναι κλειστός ο άλλος είναι ανοικτός, και το αντίστροφο, ούτως ώστε η τάση σε οποιαδήποτε από τις τρεις φάσεις εισόδου ή εξόδου του μετατροπέα να είναι V_{dc1} ή $-V_{dc2}$. Η πιο συνηθής στρατηγική PWM παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 2.33 – Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) [34]

Ένα υψηλόσυχνο σήμα, το *φέρων σήμα (carrier signal)*, περιόδου $T_s = 1/f_s$ το οποίο κυμαίνεται μεταξύ του -1 και του 1, συγκρίνεται με ένα άλλο αργά μεταβαλλόμενο σήμα, το *διαμορφούμενο σήμα (modulating signal)*. Οι τομές των δύο κυματομορφών καθορίζουν τις στιγμές έναυσης και σβέσης των διακοπών ενός κλάδου του μετατροπέα. Τα χρονικά διαστήματα στα οποία το διαμορφούμενο σήμα είναι μεγαλύτερο από το φέρων σήμα δίνεται σήμα έναυσης στον ένα διακόπτη του κλάδου (για παράδειγμα στον πάνω διακόπτη) και ταυτόχρονα σήμα σβέσης στον συμπληρωματικό διακόπτη του ίδιου κλάδου (στον κάτω διακόπτη), ενώ η αντίθετη λειτουργία συμβαίνει στα χρονικά διαστήματα όπου το διαμορφούμενο σήμα είναι μικρότερο από το φέρων σήμα. Η λειτουργία αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.34 – Συμπληρωματική λειτουργία των τρανζίστορ του ίδιου κλάδου [34]

2.6.1 Το διακοπτικό μοντέλο του μετατροπέα

Σύμφωνα με τα παραπάνω έχουμε τα εξής για τις φασικές τάσεις της εισόδου και της εξόδου του μετατροπέα ($j = in$ για την είσοδο και $j = out$ για την έξοδο):

$$\begin{aligned}V_a^j &= s_a^j V_{dc1} - (1 - s_a^j) V_{dc2} \\V_b^j &= s_b^j V_{dc1} - (1 - s_b^j) V_{dc2} \\V_c^j &= s_c^j V_{dc1} - (1 - s_c^j) V_{dc2}\end{aligned}$$

όπου η διακοπτική συνάρτηση είναι:

$$s_i^j = \begin{cases} 1, & \text{όταν ο διακόπτης } i \text{ είναι κλειστός} \\ 0, & \text{όταν ο διακόπτης } i \text{ είναι ανοιχτός} \end{cases}$$

Σε πιο συμπαγή μορφή:

$$\begin{bmatrix} V_a^j \\ V_b^j \\ V_c^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a^j \\ s_b^j \\ s_c^j \end{bmatrix} (V_{dc1} + V_{dc2}) - \begin{bmatrix} V_{dc2} \\ V_{dc2} \\ V_{dc2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Για το φίλτρο R-L στην έξοδο του μετατροπέα έχουμε από τον νόμο τάσεων Κίρκοφ:

$$\begin{aligned}L \frac{dI_a^{out}}{dt} + RI_a^{out} &= V_a^{out} - V_A \\L \frac{dI_b^{out}}{dt} + RI_b^{out} &= V_b^{out} - V_B \\L \frac{dI_c^{out}}{dt} + RI_c^{out} &= V_c^{out} - V_C\end{aligned} \quad (2.45)$$

Για το ρεύμα $I_{DC/AC}$ από νόμο Κίρκοφ στους 3 κλάδους του DC/AC μετατροπέα λαμβάνουμε:

$$I_{DC/AC} = s_a^{out} I_a^{out} + s_b^{out} I_b^{out} + s_c^{out} I_c^{out} \quad (2.46)$$

Ομοίως, για τον AC/DC μετατροπέα:

$$I_{AC/DC} = s_a^{in} I_a^{in} + s_b^{in} I_b^{in} + s_c^{in} I_c^{in} \quad (2.47)$$

Στη μοντελοποίηση του πυκνωτή λαμβάνουμε υπόψη και την αντίστοιχη παρασιτική αντίστασή του R_c .

Ορίζουμε τα διανύσματα ρευμάτων και διακοπτικών συναρτήσεων:

$$\mathbf{I}_{abc}^j := [I_\alpha^j \quad I_b^j \quad I_c^j]^T, \quad j = in, out$$

$$\mathbf{s}_{abc}^j := [s_\alpha^j \quad s_b^j \quad s_c^j]^T, \quad j = in, out$$

Από νόμο ρευμάτων Κίρκοφ για κάθε πυκνωτή λαμβάνουμε (χρησιμοποιώντας και τις (2.46), (2.47)):

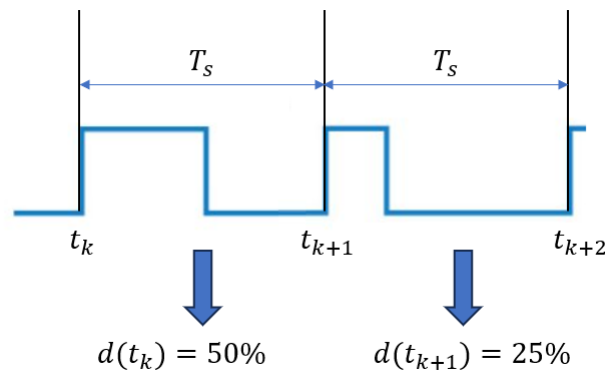
$$C \frac{dV_{dc1}}{dt} = -\frac{V_{dc1}}{R_c} + I_{AC/DC} - I_{DC/AC}$$

$$\Rightarrow C \frac{dV_{dc1}}{dt} = -\frac{V_{dc1}}{R_c} + (\mathbf{s}_{abc}^{in})^T \mathbf{I}_{abc}^{in} - (\mathbf{s}_{abc}^{out})^T \mathbf{I}_{abc}^{out} \quad (2.48)$$

$$C \frac{dV_{dc2}}{dt} = -\frac{V_{dc2}}{R_c} + C \frac{dV_{dc1}}{dt} + I_N^{out} - I_N^{in} \quad (2.49)$$

2.6.2 Το μοντέλο μέσης τιμής

Θεωρούμε τυχαίο διάστημα $[t_k, t_k + T_s]$. Σε αυτή τη χρονική διάρκεια ο λόγος κατάτμησης d_i^j (*duty ratio*) ενός διακόπτη ορίζεται ως ο λόγος του χρόνου στον οποίο ο διακόπτης είναι κλειστός, δηλαδή βρίσκεται στην κατάσταση ON, προς το συνολικό χρόνο T_s . Ισχύει ότι $d_i^j \in [0,1]$, καθώς και ότι το d_i^j διατηρείται σταθερό στη διάρκεια μιας περιόδου T_s , αλλά δεν είναι ίδιο σε κάθε χρονικό διάστημα T_s , αφού αποτελεί τελικά μεταβλητή ελέγχου του μετατροπέα μέσω του διακόπτη. Δηλαδή μπορεί να γραφτεί ως συνάρτηση $d_i^j = d_i^j(t_k)$, η οποία είναι κλιμακωτής μορφής, σταθερή σε διαστήματα πλάτους T_s και λαμβάνει τιμές στο διάστημα $[0,1]$.



Σχήμα 2.35 – Ο μεταβαλλόμενος ανά περίοδο λόγος κατάτμησης (*duty ratio*) ενός διακόπτη

Δηλαδή η διακοπτική συνάρτηση μπορεί να γραφτεί για το τυχαίο διάστημα $[t_k, t_{k+1}] \equiv [t_k, t_k + T_s]$ ως εξής:

$$s_i^j = \begin{cases} 1, & t \in [t_k, t_k + d_i^j(t_k)T_s] \\ 0, & t \in [t_k + d_i^j(t_k)T_s, t_k + T_s] \end{cases}$$

Για την μοντελοποίηση των διακοπτικών μετατροπέων, η παραπάνω διακοπτική συνάρτηση s_i^j που λαμβάνει τις διακριτές τιμές $\{0,1\}$ αντικαθίσταται από τον λόγο κατάτμησης d_i^j που λαμβάνει τιμές στο συνεχές διάστημα $[0,1]$, θεωρώντας ότι η περίοδος T_s είναι τόσο μικρή που θεωρητικά τείνει στο 0 [35]. Το μοντέλο που προκύπτει με τη νέα συνεχή είσοδο d_i^j λέγεται *μοντέλο μέσης τιμής (average value model)*.

Αυτή η προσέγγιση χρησιμοποιείται εκτενώς στη βιβλιογραφία. Αφού έχει σχεδιαστεί η είσοδος d_i^j στο σύστημα συνεχούς χρόνου, στη συνέχεια διακριτοποιώντας τη συνάρτηση αυτή ανά διαστήματα T_s χρησιμοποιούνται οι πραγματικές εισόδους s_i^j για να οδηγήσουν τα τρανζίστορ του μετατροπέα. Η ακρίβεια της προσέγγισης του πραγματικού συστήματος με το μοντέλο μέσης τιμής εξαρτάται από το πόσο κοντά βρίσκεται η περίοδος T_s στο 0, δηλαδή όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα $f_s = 1/T_s$, τόσο πιο ακριβής είναι η προσέγγιση. Ωστόσο η συχνότητα f_s προφανώς δεν μπορεί να είναι απεριόριστα μεγάλη, καθώς αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες και η υπόθεση που γίνεται για ιδανικούς διακόπτες χωρίς απώλειες απομακρύνεται από την πραγματικότητα. Σε πραγματικά συστήματα οι αποκρίσεις των ρευμάτων και των τάσεων του μετατροπέα θα έχουν μια κυμάτωση που θα κυμαίνεται γύρω από την αντίστοιχη αναμενόμενη κυματομορφή που σχεδιάστηκε με το μοντέλο μέσης τιμής.

Για τον μετασχηματισμό Park των διαφόρων μεγεθών του μετατροπέα (ρεύματα τάσεις και διακοπτικές συναρτήσεις) υπάρχει γενικά η δυνατότητα να θεωρήσουμε διαφορετικές γωνίες εκατέρωθεν των DC πυκνωτών. Έτσι, για τον AC/DC μετατροπέα ($j = in$) θεωρούμε τον μετασχηματισμό $\mathbf{P}(\theta_{in})$, ενώ για τον DC/AC μετατροπέα ($j = out$) θεωρούμε τον μετασχηματισμό $\mathbf{P}(\theta_{out})$. Τον μετασχηματισμό με γωνία θ_{out} θα τον συμβολίζουμε με $\tilde{\mathbf{P}}$, και με περισπωμένη θα συμβολίζουμε επίσης τις αντίστοιχες μετασχηματισμένες μεταβλητές στο πεδίο dq0.

Μετασχηματίζοντας κατά Park την (2.44) (αφού αντικαταστήσουμε τις διακριτές μεταβλητές s_i^j με τις συνεχείς d_i^j) και χρησιμοποιώντας επίσης την 4^η ιδιότητα του μετασχηματισμού (ενότητα 2.1.2) λαμβάνουμε το εξής για τον μετατροπέα πλευράς δικτύου (μετατροπέας DC/AC):

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_d^{out} \\ \tilde{V}_q^{out} \\ \tilde{V}_0^{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{m}_d^{out} \\ \tilde{m}_q^{out} \\ \tilde{m}_0^{out} \end{bmatrix} (V_{dc1} + V_{dc2}) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}V_{dc2} \end{bmatrix}$$

Αντίστοιχα, για τον μετατροπέα πλευράς μηχανής έχουμε:

$$\begin{bmatrix} V_d^{in} \\ V_q^{in} \\ V_0^{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_d^{in} \\ m_q^{in} \\ m_0^{in} \end{bmatrix} (V_{dc1} + V_{dc2}) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}V_{dc2} \end{bmatrix}$$

Στο υπό εξέταση σύστημα είναι $V_d^{in} \equiv V_d^{PMSC}$, $V_q^{in} \equiv V_q^{PMSC}$.

Οι εξισώσεις (2.45) είναι της μορφής εξισώσεων R-L γραμμών μεταφοράς της ενότητας 2.3, άρα από τις σχέσεις (2.14) έχουμε για το πεδίο dq0:

$$L\dot{I}_d^{out} = -R\tilde{I}_d^{out} - L\omega_{out}\tilde{I}_q^{out} + \tilde{m}_d^{out}(V_{dc1} + V_{dc2}) - \tilde{V}_d \quad (2.50)$$

$$L\dot{I}_q^{out} = L\omega_{out}\tilde{I}_d^{out} - R\tilde{I}_q^{out} + \tilde{m}_q^{out}(V_{dc1} + V_{dc2}) - \tilde{V}_q \quad (2.51)$$

$$4L\dot{I}_0^{out} = -4R\tilde{I}_0^{out} + \tilde{m}_0^{out}(V_{dc1} + V_{dc2}) - \sqrt{3}V_{dc2} - \tilde{V}_0$$

Οι εξισώσεις (2.48), (2.49) (αφού αντικαταστήσουμε τις διακριτές s_i^j με τις συνεχείς d_i^j) για τους πυκνωτές γράφονται:

$$\begin{aligned} C \frac{dV_{dc1}}{dt} &= -\frac{V_{dc1}}{R_c} + (\mathbf{d}_{abc}^{in})^T \mathbf{P}^T \mathbf{I}_{dq0}^{in} - (\mathbf{d}_{abc}^{out})^T \tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{I}}_{dq0}^{out} = -\frac{V_{dc1}}{R_c} + (\mathbf{P}\mathbf{d}_{abc}^{in})^T \mathbf{I}_{dq0}^{in} - (\tilde{\mathbf{P}}\mathbf{d}_{abc}^{out})^T \tilde{\mathbf{I}}_{dq0}^{out} \\ \Rightarrow C_{dc} \frac{dV_{dc1}}{dt} &= -\frac{V_{dc1}}{R_c} + (\mathbf{m}_{dq0}^{in})^T \mathbf{I}_{dq0}^{in} - (\tilde{\mathbf{m}}_{dq0}^{out})^T \tilde{\mathbf{I}}_{dq0}^{out} \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} C \frac{dV_{dc2}}{dt} &= -\frac{V_{dc2}}{R_c} + (\mathbf{m}_{dq0}^{in})^T \mathbf{I}_{dq0}^{in} - (\tilde{\mathbf{m}}_{dq0}^{out})^T \tilde{\mathbf{I}}_{dq0}^{out} + I_N^{out} - I_N^{in} \\ \Rightarrow C \frac{dV_{dc2}}{dt} &= -\frac{V_{dc2}}{R_c} + m_d^{in} I_d^{in} + m_q^{in} I_q^{in} + (m_0^{in} - \sqrt{3})I_0^{in} - \tilde{m}_d^{out} \tilde{I}_d^{out} - \tilde{m}_q^{out} \tilde{I}_q^{out} + (\sqrt{3} - \tilde{m}_0^{out})\tilde{I}_0^{out} \end{aligned} \quad (2.53)$$

Για την τελευταία συνεπαγωγή χρησιμοποιήθηκε η εξής σχέση που συνδέει το ρεύμα του ουδέτερου με την 0-συνιστώσα του μετασχηματισμού Park των ρευμάτων $I_a^j + I_b^j + I_c^j$:

$$I_N^j = I_a^j + I_b^j + I_c^j = \sqrt{3}I_0^j$$

Η 1^η ισότητα προκύπτει από γενικευμένο νόμο ρευμάτων Κίρκοφ, ενώ η 2^η από τον ορισμό του μετασχηματισμού Park.

Αν επιλέξουμε $m_0^{PMSC} = \tilde{m}_0^{inv} = \sqrt{3}/2$, τότε προσθέτοντας κατά μέλη τις εξισώσεις (2.52), (2.53) λαμβάνουμε:

$$C(\dot{V}_{dc1} + \dot{V}_{dc2}) = -\frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_c} + 2I_d^{PMMSG}m_d^{PMMSG} + 2I_q^{PMMSG}m_q^{PMMSG} - 2\tilde{i}_d^{inv}\tilde{m}_d^{inv} - 2\tilde{i}_q^{inv}\tilde{m}_q^{inv}$$

Η συνολική τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα είναι $V_{dc} := V_{dc1} + V_{dc2}$, ενώ η συνολική χωρητικότητα και αντίσταση είναι $C_{dc} := C/2$ και $R_{dc} := 2R_c$ αντίστοιχα. Οπότε η παραπάνω εξίσωση γράφεται:

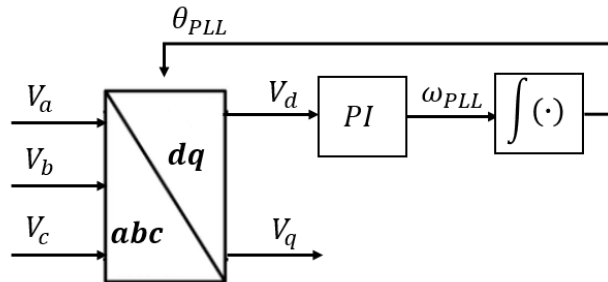
$$C_{dc}\dot{V}_{dc} = -\frac{V_{dc}}{R_{dc}} + I_d^{PMMSG}m_d^{PMMSG} + I_q^{PMMSG}m_q^{PMMSG} - \tilde{i}_d^{inv}\tilde{m}_d^{inv} - \tilde{i}_q^{inv}\tilde{m}_q^{inv} \quad (2.54)$$

Οι εξισώσεις (2.50), (2.51), (2.54) αποτελούν το μοντέλο μέσης τιμής για τον μετατροπέα AC/DC/AC. Σημειώνεται επίσης ότι στις εισόδους m_d^{PMMSG} , m_q^{PMMSG} , \tilde{m}_d^{inv} , \tilde{m}_q^{inv} τίθεται ο περιορισμός να είναι τέτοιες ώστε (δεδομένου επίσης ότι $m_0^{PMMSG} = \tilde{m}_0^{inv} = \frac{\sqrt{3}}{2}$):

$$0 \leq d_i^j \leq 1 \quad (2.55)$$

2.6.3 Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop-PLL)

Ο βρόχος κλειδώματος φάσης είναι ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος μηχανισμός συγχρονισμού ενός μετατροπέα DC/AC με το δίκτυο. Το πιο διαδεδομένο PLL είναι το SRF-PLL (Synchronous Reference Frame) και η δομή του φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 2.36 – Το SRF-PLL

Στον PI ελεγκτή μπορεί να οδηγείται γενικά είτε η συνιστώσα V_d είτε η συνιστώσα V_q του μετασχηματισμού Park. Η εξίσωση που ορίζει τη γωνία θ_{PLL} είναι:

$$\dot{\theta}_{PLL} = -k_p^{PLL}V_d - k_i^{PLL} \int_0^t V_d d\tau$$

Η γωνία θ_{PLL} χρησιμοποιείται ως γωνία μετασχηματισμού για τις τάσεις, τα ρεύματα και τους λόγους κατάτμησης του μετατροπέα πλευράς δικτύου, δηλαδή στις εξισώσεις (2.50), (2.51) είναι $\omega_{out} = \omega_{PLL}$.

Όταν το δίκτυο βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (συμμετρικές τριφασικές τάσεις χωρίς παραμόρφωση), το SRF-PLL μηδενίζει τη συνιστώσα V_d και ανιχνεύει τη συχνότητα του δικτύου στο οποίο συνδέεται ο μετατροπέας, δηλαδή στη μόνιμη κατάσταση ισχύει $\omega_{PLL} = \omega_{grid}$. Σε συνθήκες μη κανονικής λειτουργίας, για παράδειγμα όταν οι τάσεις του δικτύου είναι παραμορφωμένες από κάποιες ανώτερες αρμονικές, τα V_d, V_q, ω_{PLL} δεν είναι σταθερά αλλά η μορφή τους μπορεί έως έναν βαθμό να επηρεαστεί μέσω κατάλληλης ρύθμισης του εύρους ζώνης του PLL [36]. Έχει παρατηρηθεί ότι η ικανότητα ενός PLL να συγχρονίζεται επιτυχώς μετά από διαταραχές με ένα ασθενές δίκτυο δεν είναι πάντα δεδομένη, και μπορεί να οδηγήσει σε λανθασμένη ανίχνευση φάσης δικτύου, το οποίο θα οδηγήσει σε έγχυση ρεύματος λανθασμένης φάσης από τον μετατροπέα πλευράς δικτύου και άρα πιθανώς σε αστάθεια του συστήματος. Κάποιες λύσεις σε αυτό το πρόβλημα είναι η κατάλληλη ρύθμιση του PLL και των κερδών των εσωτερικών βρόχων ρεύματος του μετατροπέα και η προσθήκη επιπλέον εξοπλισμού που καθιστά το δίκτυο τοπικά πιο ισχυρό, όπως για παράδειγμα οι σύγχρονοι συμπυκνωτές (synchronous condensers) [8].

2.6.4 Έλεγχος μετατροπέα πλευράς μηχανής

Ο κύριος σκοπός του ελέγχου του μετατροπέα πλευράς μηχανής είναι η απομάστευση μέγιστης ισχύος (MPPT) από την ισχύ του ανέμου για κάθε ταχύτητα ανέμου από την V_{cut-in} ως και την ονομαστική ταχύτητα ανέμου λειτουργίας. Για μεγαλύτερες ταχύτητες ανέμου (και μέχρι την ταχύτητα $V_{cut-out}$) η διαθέσιμη αιολική ισχύς περιορίζεται μέσω μεταβολής της γωνίας βήματος πτερυγίου (ενότητα 2.5.3) και η ανεμογεννήτρια εξακολουθεί να στρέφεται με τη σταθερή ονομαστική ταχύτητα. Η τεχνική ελέγχου *προσανατολισμένου πεδίου* αποτελείται από δύο PI βρόχους ελέγχου:

- i. Έναν γρήγορο εσωτερικό βρόχο ελέγχου του ρεύματος I_q της γεννήτριας.
- ii. Έναν πιο αργό εξωτερικό βρόχο ελέγχου της ταχύτητας της γεννήτριας με ταχύτητα αναφοράς που παρακολουθεί την ταχύτητα του ανέμου σύμφωνα με τη σχέση (2.35), εξασφαλίζοντας έτσι τη μέγιστη απομάστευση αιολικής ισχύος.

Για το ρεύμα I_d της γεννήτριας χρησιμοποιείται επίσης PI ελεγκτής στον οποίο τίθεται ως αναφορά συνήθως η τιμή 0 [37].

Πιο συγκεκριμένα, οι εξισώσεις που αφορούν τον μετατροπέα πλευράς γεννήτριας είναι (σχέσεις (2.42), (2.43)):

$$L_{sd} \dot{I}_d^{PMMSG} = -R'_s I_d^{PMMSG} - L_{sq} I_q^{PMMSG} \omega_{gen}^{PMMSG} - m_d^{PMMSG} V_{dc}$$

$$L_{sq} \dot{I}_q^{PMMSG} = L_{sd} I_d^{PMMSG} \omega_{gen}^{PMMSG} - R'_s I_q^{PMMSG} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm} \omega_{gen}^{PMMSG} - m_q^{PMMSG} V_{dc}$$

$$J'_{PMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMSG} = (L_{sq} - L_{sd}) I_q^{PMSG} I_d^{PMSG} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} I_q^{PMSG} + \frac{2}{P_{PMSG}} T_m^{PMSG} - b'_{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG}$$

Οι είσοδοι m_d^{PMSG} , m_q^{PMSG} επιλέγονται αρχικά με στόχο την εξουδετέρωση των μη γραμμικών όρων $L_{sq} I_q^{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG}$, $L_{sd} I_d^{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG}$:

$$m_d^{PMSG} = -\frac{1}{V_{dc}} (L_{sq} I_q^{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG} + u_d^{PMSG}) \quad (2.56)$$

$$m_q^{PMSG} = -\frac{1}{V_{dc}} \left(-L_{sd} I_d^{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm} \omega_{gen}^{PMSG} + u_q^{PMSG} \right) \quad (2.57)$$

Τότε οι εξισώσεις καθίστανται γραμμικές:

$$L_{sd} \dot{I}_d^{PMSG} = -R'_s I_d^{PMSG} + u_d^{PMSG} \quad (2.58)$$

$$L_{sq} \dot{I}_q^{PMSG} = -R'_s I_q^{PMSG} + u_q^{PMSG} \quad (2.59)$$

Οι νέες είσοδοι u_d^{PMSG} , u_q^{PMSG} είναι οι απλοί PI ελεγκτές:

$$u_d^{PMSG} = k_{pd}^{PMSG} (I_{d,ref}^{PMSG} - I_d^{PMSG}) + k_{id}^{PMSG} \int_0^t (I_{d,ref}^{PMSG} - I_d^{PMSG}) d\tau \quad (2.60)$$

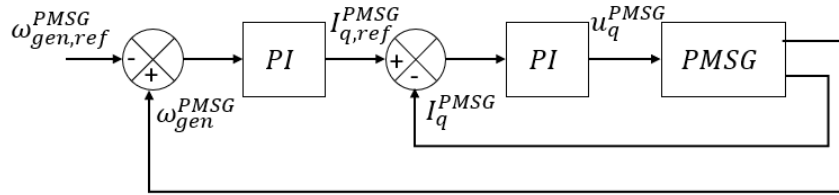
$$u_q^{PMSG} = k_{pq}^{PMSG} (I_{q,ref}^{PMSG} - I_q^{PMSG}) + k_{iq}^{PMSG} \int_0^t (I_{q,ref}^{PMSG} - I_q^{PMSG}) d\tau \quad (2.61)$$

Το ρεύμα αναφοράς $I_{q,ref}^{PMSG}$ προκύπτει ως έξοδος του εξωτερικού ελεγκτή ταχύτητας:

$$I_{q,ref}^{PMSG} = k_p^{speed} (\omega_{gen}^{PMSG} - \omega_{gen,ref}^{PMSG}) + k_i^{speed} \int_0^t (\omega_{gen}^{PMSG} - \omega_{gen,ref}^{PMSG}) d\tau \quad (2.62)$$

όπου:

$$\omega_{gen,ref}^{PMSG} = \frac{P_{PMSG} V_w}{2} \frac{1}{R} \lambda_{opt}$$



Σχήμα 2.37 – Εσωτερικός βρόχος ελέγχου ρεύματος και εξωτερικός βρόχος ελέγχου ταχύτητας της μηχανής μονίμων μαγνητών

Παρότι το ρεύμα αναφοράς $I_{q,ref}^{PMSG}$ δεν είναι σταθερό, επειδή ισχύει $J'_{PMSG} \gg L_{sq}$, μπορούμε να θεωρήσουμε για την εξίσωση ρεύματος (2.59) προσεγγιστικά $\omega_{gen}^{PMSG} \approx \text{σταθ.}$ και άρα $I_{q,ref}^{PMSG} \approx \text{σταθ.}$ από την (2.62).

Οι εξισώσεις (2.58), (2.59) μαζί με τους νόμους ελέγχου (2.60), (2.61) αντίστοιχα, γράφονται (το σύστημα κλειστού βρόχου είναι της ίδιας μορφής και για τα δύο ρεύματα, οπότε παραλείπονται οι διάφοροι συμβολισμοί με δείκτες και εκθέτες για ευκολία ανάγνωσης):

$$L\dot{I} = -RI + k_p(I_{ref} - I) + k_I z_1$$

$$\dot{z}_1 = I_{ref} - I$$

Στην ισορροπία είναι:

$$I^* = I_{ref}$$

$$z_1^* = \frac{RI_{ref}}{k_I}$$

Θέτοντας

$$\Delta I := I - I_{ref}$$

$$\Delta z_1 := z_1 - z_1^*$$

προκύπτει το σύστημα διαφορών:

$$L\Delta\dot{I} = -(R + k_p)\Delta I + k_I\Delta z$$

$$\Delta\dot{z}_1 = -\Delta I$$

Παραγωγίζοντας την πρώτη εξίσωση και χρησιμοποιώντας τη δεύτερη προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση 2^{ης} τάξης:

$$L\Delta\ddot{I} = -(R + k_p)\Delta\dot{I} - k_I\Delta I$$

$$\Rightarrow \Delta\ddot{I} + \frac{R + k_p}{L}\Delta\dot{I} + \frac{k_I}{L}\Delta I = 0$$

Η αντίστοιχη χαρακτηριστική εξίσωση είναι:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

όπου:

$$\begin{cases} 2\zeta\omega_n \equiv \frac{R + k_p}{L} \\ \omega_n^2 \equiv \frac{k_I}{L} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \zeta \equiv \frac{R + k_p}{2\sqrt{k_I L}} \\ \omega_n \equiv \sqrt{\frac{k_I}{L}} \end{cases} \quad (2.63)$$

Παρατηρούμε ότι για $k_p, k_I > 0$ οι συντελεστές του χαρακτηριστικού πολυωνύμου είναι θετικοί, άρα το σύστημα είναι ασυμπτωτικά ευσταθές.

Όπως είναι γνωστό, η μορφή της απόκρισης εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τον *συντελεστή απόσβεσης (damping ratio)* ζ :

- Για $\zeta < 1$ το σύστημα είναι σε *υποκρίσιμη απόσβεση (underdamped system)*: οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης είναι:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$$

Η απόκριση σε αυτή την περίπτωση είναι ημιτονοειδής με πλάτος που φθίνει εκθετικά. Χαρακτηριστικά της δυναμικής απόκρισης όπως *ποσοστό υπερύψωσης και χρόνος αποκατάστασης* μπορούν να ρυθμιστούν επηρεάζοντας κατάλληλα τα ζ, ω_n (μέσω των κερδών k_p, k_I).

- Για $\zeta = 1$ το σύστημα είναι σε *κρίσιμη απόσβεση (critically damped system)*: οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης είναι:

$$s_{1,2} = -\omega_n$$

Η απόκριση δεν είναι πια ημιτονοειδής. Για $\zeta = 1$ σηματοδοτείται η μετάβαση από υποκρίσιμη απόσβεση σε υπερκρίσιμη απόσβεση.

- Για $\zeta > 1$ το σύστημα είναι σε *υπερκρίσιμη απόσβεση (overdamped system)*: οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης είναι:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Η απόκριση αποτελείται από άθροισμα δύο εκθετικών όρων με σταθερές χρόνου $1/|s_1|$ και $1/|s_2|$ αντίστοιχα.

Για τον έλεγχο της ταχύτητας της ανεμογεννήτριας θεωρούμε όπως εξηγήθηκε παραπάνω ότι $I_d^{PMMSG} = 0$ και

$$I_q^{PMMSG} = I_{q,ref}^{PMMSG} = k_p^{speed} (\omega_{gen}^{PMMSG} - \omega_{gen,ref}^{PMMSG}) + k_I^{speed} \int_0^t (\omega_{gen}^{PMMSG} - \omega_{gen,ref}^{PMMSG}) d\tau$$

Επίσης, η εξίσωση κίνησης γίνεται

$$J'_{PMMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMMSG} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm} I_q^{PMMSG} + \frac{2}{P_{PMMSG}} T_m^{PMMSG} - b'_{PMMSG} \omega_{gen}^{PMMSG}$$

Παραλείποντας και πάλι για ευκολία ανάγνωσης τους διάφορους δείκτες και εκθέτες στους συμβολισμούς, οι δύο τελευταίες εξισώσεις γράφονται ως εξής:

$$J' \dot{\omega} = -b' \omega + k_m k_p (\omega_{ref} - \omega) + k_m k_I z_2 + T'_m \quad (2.64a)$$

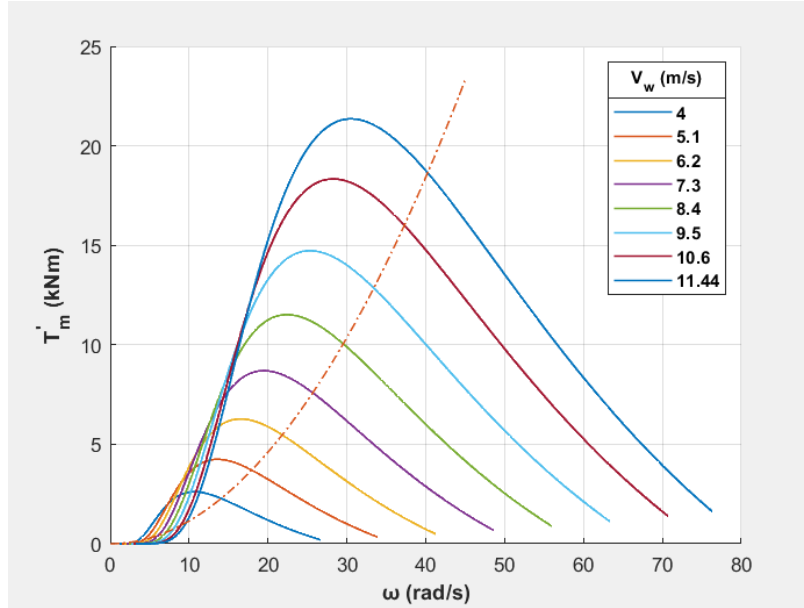
$$\dot{z}_2 = \omega_{ref} - \omega \quad (2.64b)$$

όπου:

$$T'_m \equiv \frac{2}{P} T_m$$

$$k_m \equiv \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{pm}$$

Από τη σχέση (2.33) της μηχανικής ισχύος αρκεί να διαιρέσουμε με την ταχύτητα περιστροφής για να λάβουμε την έκφραση της ροπής T_m . Για διάφορες ταχύτητες ανέμου, οι χαρακτηριστικές ροπής-ηλεκτρικής συχνότητας ($T'_m - \omega$) έχουν τη μορφή που φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 2.38 – Χαρακτηριστικές ροπής-ηλεκτρικής συχνότητας για διάφορες τιμές ταχύτητας ανέμου

Η κάτω αριστερά καμπύλη αντιστοιχεί στην χαμηλότερη ταχύτητα ανέμου V_{cut-in} , και για μεγαλύτερες ταχύτητες ανέμου η καμπύλες μετατοπίζονται προς τα πάνω. Η πάνω καμπύλη αντιστοιχεί στην ονομαστική ταχύτητα ανέμου V_w^{nom} . Η διακεκομμένη καμπύλη αντιστοιχεί στην ροπή παρακολούθησης μέγιστης ισχύος, δηλαδή για μια δεδομένη (σταθερή) ταχύτητα ανέμου, και άρα μια δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλη, η τομή της διακεκομμένης γραμμής και της χαρακτηριστικής προσδιορίζουν το επιθυμητό σημείο λειτουργίας $(\omega_{ref}, T'_{m,opt})$. Όταν η ταχύτητα ανέμου αλλάζει και πηγαίνει τελικά σε μια διαφορετική σταθερή τιμή, τότε μετακινούμαστε στην αντίστοιχη χαρακτηριστική ροπής-συχνότητας και προφανώς αλλάζει και το επιθυμητό σημείο λειτουργίας. Θα θέλαμε να δείξουμε ότι μέσω των εξισώσεων κλειστού βρόχου (2.64) επιτυγχάνεται η ρύθμιση της ταχύτητας, δηλαδή $\omega \rightarrow \omega_{ref}$, για οποιαδήποτε μεταβολή ταχυτήτων ανέμου εντός του εύρους $V_{cut-in} < V_w < V_w^{nom}$.

Για δεδομένη ταχύτητα ανέμου, παρατηρούμε ότι κάθε χαρακτηριστική $T'_m(\omega)$ μπορεί να γραφτεί ως:

$$T'_m(\omega) = T'_{m,opt} + \Delta T_m(\Delta\omega)$$

όπου $\Delta\omega \equiv \omega - \omega_{ref}$ και η ροπή $T'_{m,opt}$ αντιστοιχεί στη ροπή μέγιστης ισχύος.

Τα σημεία ισορροπίας του συστήματος (2.64) είναι το επιθυμητό $\omega^* = \omega_{ref}$, και το z_2^* που δίνεται από την εξίσωση:

$$-b\omega_{ref} + k_m k_I z_2^* + T'_{m,opt} = 0 \quad (2.65)$$

Θεωρούμε τώρα το σύστημα διαφορών με νέες μεταβλητές κατάστασης τις:

$$\Delta\omega \equiv \omega - \omega_{ref}$$

$$\Delta z_2 \equiv z_2 - z_2^*$$

Το σύστημα (2.64) τότε γράφεται αν χρησιμοποιήσουμε και την εξίσωση (2.65) ως:

$$J' \Delta\dot{\omega} = -b' \Delta\omega - k_m k_p \Delta\omega + k_m k_I \Delta z_2 + \Delta T_m(\Delta\omega) \quad (2.66a)$$

$$\Delta\dot{z}_2 = -\Delta\omega \quad (2.66b)$$

Το σύστημα διαφορών έχει ως σημείο ισορροπίας το $\mathbf{0}$.

Από το σχήμα 2.38 παρατηρούμε πως για κάθε χαρακτηριστική καμπύλη υπάρχει μια περιοχή για την οποία ισχύει ότι $\Delta\omega \cdot \Delta T_m(\Delta\omega) \leq 0$ (με την ισότητα να ισχύει μόνο για $\Delta\omega = 0$). Μπορούμε να επιλέξουμε k_p επαρκώς μεγάλο ώστε για την συνάρτηση:

$$\varphi(\Delta\omega) := -k_m k_p \Delta\omega + \Delta T_m(\Delta\omega)$$

να ισχύει ότι $\Delta\omega \cdot \varphi(\Delta\omega) \leq 0$ για κάθε $\Delta\omega$ (με την ισότητα να ισχύει μόνο για $\Delta\omega = 0$). Τότε έχουμε εξασφαλίσει ότι το $\mathbf{0}$ είναι ολικά ασυμπτωτικά ευσταθές σημείο ισορροπίας του συστήματος (2.66). Πράγματι, θεωρώντας την υποψήφια συνάρτηση Lyapunov:

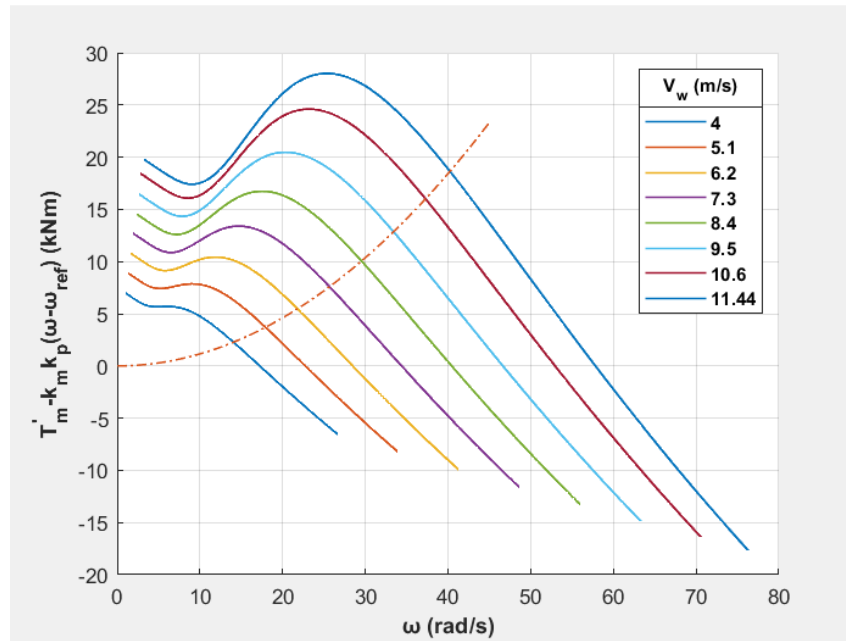
$$V = \frac{1}{2} J' \Delta\omega^2 + \frac{1}{2} k_m k_I \Delta z_2^2$$

παραγωγίζοντάς την και αντικαθιστώντας τη δυναμική του συστήματος καταλήγουμε ότι:

$$\dot{V} = -b' \Delta\omega^2 + \Delta\omega \cdot \varphi(\Delta\omega) \leq 0$$

Από την τελευταία σχέση συνάγουμε την ευστάθεια του $\mathbf{0}$, καθώς η \dot{V} είναι αρνητικά ημιορισμένη. Όμως παρατηρούμε ότι αν $\dot{V} = 0 \forall t \geq 0$, τότε $\Delta\omega = 0 \Rightarrow \Delta\dot{\omega} = 0$, και άρα λόγω της (2.66a), $\Delta z_2 = 0$. Επομένως από το θεώρημα 2 της ενότητας 3.1 συμπεραίνουμε ότι το $\mathbf{0}$ είναι ολικά ασυμπτωτικά ευσταθές σημείο ισορροπίας του συστήματος διαφορών (2.66) άρα ισχύει ότι $\omega \rightarrow \omega_{ref}$.

Ένα εύλογο ερώτημα είναι πόσο μεγάλο πρέπει να επιλεγθεί το κέρδος k_p ώστε να ικανοποιείται η ανισότητα $\Delta\omega \cdot \varphi(\Delta\omega) \leq 0$ για κάθε $\Delta\omega$. Για παράδειγμα, για τις χαρακτηριστικές καμπύλες του σχήματος 2.38 και για μαγνητική ροή μόνιμων μαγνητών $\lambda_m = 19 \text{ Wb}$, απαιτείται κατ'ελάχιστον $k_p = 23$, όπως φαίνεται και από το παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.39 – Μετατόπιση χαρακτηριστικών καμπυλών για $k_p = 23$

Από τις προσομοιώσεις ωστόσο έγινε φανερό ότι μια τέτοια προσέγγιση σχεδίασης του k_p είναι αρκετά συντηρητική, καθώς η σύγκλιση της ταχύτητας στην επιθυμητή ταχύτητα αναφοράς παρατηρούνταν και για αρκετά μικρότερες τιμές k_p , ακόμη και για τιμές κοντά στο 0, ωστόσο με χειρότερη υπερύψωση στην απόκριση. Η παράμετρος k_I επηρεάζει τον χρόνο αποκατάστασης· για μεγαλύτερες τιμές η αποκατάσταση είναι γρηγορότερη.

2.6.5 Έλεγχος μετατροπέα πλευράς δικτύου

Ο μετατροπέας πλευράς δικτύου πρέπει καταρχάς να συγχρονίζεται με το δίκτυο μέσω του PLL (ενότητα 2.6.3) και να διαμορφώνει μια σταθερή τάση στον DC πυκνωτή. Το σχήμα ελέγχου αποτελείται από δύο PI βρόχους ελέγχου [38]:

- i. Έναν γρήγορο εσωτερικό βρόχο ελέγχου του ρεύματος I_q του μετατροπέα. Ο βρόχος ρεύματος είναι υπεύθυνος για την ποιότητα της ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο, καθώς και για την προστασία από υψηλά ρεύματα. Συνήθως συμπληρώνεται με κατάλληλα φίλτρα αντιστάθμισης αρμονικών που οφείλονται σε συνθήκες μη ισοροπημένης λειτουργίας του δικτύου.
- ii. Έναν πιο αργό εξωτερικό βρόχο ελέγχου της τάσης του DC πυκνωτή.

Στην παρούσα διπλωματική δεν χρησιμοποιούνται τα επιπλέον φίλτρα αντιστάθμισης αρμονικών, καθώς γίνεται χρήση του μοντέλου μέσης τιμής στο οποίο δεν φαίνεται η επίδραση των αρμονικών στις αποκρίσεις του συστήματος.

Για το ρεύμα I_d του μετατροπέα χρησιμοποιείται επίσης PI ελεγκτής στον οποίο τίθεται ως αναφορά είτε μια τιμή που αντιστοιχεί στην άεργο ισχύ που είναι επιθυμητό να εγχέεται στο δίκτυο, είτε το 0 αν θέλουμε μηδενική έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο [38].

Πιο συγκεκριμένα, οι εξισώσεις που αφορούν τον μετατροπέα πλευράς δικτύου είναι (σχέσεις (2.50), (2.51), (2.54)):

$$\begin{aligned} L\dot{I}_d^{inv} &= -R\tilde{I}_d^{inv} - L\omega_{PLL}\tilde{I}_q^{inv} + \tilde{m}_d^{inv}V_{dc} - \tilde{V}_d \\ L\dot{I}_q^{inv} &= L\omega_{PLL}\tilde{I}_d^{inv} - R\tilde{I}_q^{inv} + \tilde{m}_q^{inv}V_{dc} - \tilde{V}_q \\ C_{dc}\dot{V}_{dc} &= -\frac{V_{dc}}{R_{dc}} + I_d^{PMSG}m_d^{PMSG} + I_q^{PMSG}m_q^{PMSG} - \tilde{I}_d^{inv}\tilde{m}_d^{inv} - \tilde{I}_q^{inv}\tilde{m}_q^{inv} \end{aligned}$$

Η λογική ελέγχου είναι ίδια με τη λογική ελέγχου του μετατροπέα πλευράς μηχανής. Αρχικά οι είσοδοι \tilde{m}_d^{inv} , \tilde{m}_q^{inv} επιλέγονται ως:

$$\tilde{m}_d^{inv} = \frac{1}{V_{dc}}(L\omega_{PLL}\tilde{I}_q^{inv} + \tilde{V}_d + u_d^{inv}) \quad (2.67)$$

$$\tilde{m}_q^{inv} = \frac{1}{V_{dc}}(-L\omega_{PLL}\tilde{I}_d^{inv} + \tilde{V}_q + u_q^{inv}) \quad (2.68)$$

Τότε οι εξισώσεις καθίστανται γραμμικές:

$$L\dot{I}_d^{inv} = -R\tilde{I}_d^{inv} + u_d^{inv} \quad (2.69)$$

$$L\dot{I}_q^{inv} = -R\tilde{I}_q^{inv} + u_q^{inv} \quad (2.70)$$

Οι νέες είσοδοι u_d^{inv} , u_q^{inv} είναι οι απλοί PI ελεγκτές:

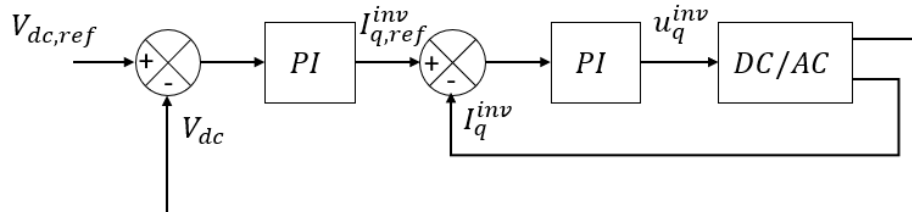
$$u_d^{inv} = k_{pd}^{inv}(\tilde{I}_{d,ref}^{inv} - \tilde{I}_d^{inv}) + k_{Id}^{inv} \int_0^t (\tilde{I}_{d,ref}^{inv} - \tilde{I}_d^{inv}) d\tau \quad (2.71)$$

$$u_q^{inv} = k_{pq}^{inv}(\tilde{I}_{q,ref}^{inv} - \tilde{I}_q^{inv}) + k_{Iq}^{inv} \int_0^t (\tilde{I}_{q,ref}^{inv} - \tilde{I}_q^{inv}) d\tau \quad (2.72)$$

Το ρεύμα αναφοράς $\tilde{I}_{q,ref}^{inv}$ προκύπτει ως έξοδος του εξωτερικού ελεγκτή τάσης:

$$\tilde{I}_{q,ref}^{inv} = k_p^{dc}(V_{dc,ref} - V_{dc}) + k_I^{dc} \int_0^t (V_{dc,ref} - V_{dc}) d\tau$$

Τα κέρδη του εσωτερικού ελεγκτή ρεύματος επιλέγονται έτσι ώστε ο βρόχος αυτός να είναι πιο γρήγορος από τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου της τάσης, κατ' αντιστοιχία με τη λογική ελέγχου του μετατροπέα πλευράς μηχανής.



Σχήμα 2.40 – Εσωτερικός βρόχος ελέγχου ρεύματος και εξωτερικός βρόχος ελέγχου τάσης

Όπως επισημάνθηκε στο κεφάλαιο 2.6.2, οι είσοδοι των μετατροπέων (που δίνονται από τις εξισώσεις (2.56), (2.57), (2.67), (2.68)) πρέπει να είναι επαρκώς μικρές ώστε να ισχύει ο περιορισμός της εξίσωσης (2.55), επομένως θέτουμε περιοριστές στις εισόδους. Προσπαθώντας να εξασφαλίσουμε ότι οι είσοδοι θα κυμαίνονται εντός των ορίων που θέτουν οι περιοριστές και δε βρίσκονται συνεχώς σε κορεσμό, μπορούμε να επιλέξουμε επαρκώς μεγάλη τιμή αναφοράς για την τάση V_{dc} , αλλά και να δούμε αν τα υπόλοιπα σήματα στις σχέσεις (2.56), (2.57), (2.67), (2.68) είναι φραγμένα. Το γεγονός ότι παραμένουν φραγμένα αποδεικνύεται για μια απλοποιημένη εκδοχή του συστήματος στο Κεφάλαιο 3.

2.6.6 Ο DC πυκνωτής ως μέσο βελτίωσης της ευστάθειας

Στο πλαίσιο παροχής εικονικής αδράνειας σε ένα ΣΗΕ, έχει προταθεί και η λύση χρήσης των DC πυκνωτών των μετατροπέων του ΣΗΕ ως μέσα υποστήριξης της συχνότητας του δικτύου. Στις αναφορές [39][40] προτείνεται η τάση αναφοράς του DC πυκνωτή να μεταβάλλεται αναλογικά με την απόκλιση της μετρούμενης συχνότητας του δικτύου από την ονομαστική της τιμή. Στην παρούσα εργασία προτείνεται ένας ολοκληρωτικός νόμος ελέγχου, δηλαδή:

$$V_{dc,ref} = V_{dc,ref}^{const} + K_{dc} \int_0^t (\omega_{PLL} - \omega_{grid}) d\tau$$

όπου

$V_{dc,ref}^{const}$: η σταθερή (ονομαστική) τάση λειτουργίας του DC πυκνωτή

K_{dc} : σταθερά ελέγχου προς επιλογή

ω_{grid} : η ονομαστική συχνότητα λειτουργίας του δικτύου

Η παραπάνω σχέση γράφεται ισοδύναμα:

$$\dot{V}_{dc,ref} = K_{dc}(\omega_{PLL} - \omega_{grid})$$

Ακολουθεί η εξήγηση επιλογής του συγκεκριμένου νόμου ελέγχου. Γνωρίζουμε ότι όταν παρατηρείται μια υποσυχνότητα στο δίκτυο, αυτό οφείλεται σε έλλειμμα της παραγόμενης ισχύος σε σχέση με τη ζητούμενη ισχύ, ενώ το αντίθετο συμβαίνει όταν παρατηρείται υπερσυχνότητα. Άρα όταν το PLL του μετατροπέα πλευράς δικτύου ανιχνεύει υποσυχνότητα στο δίκτυο ($\omega_{PLL} < \omega_{grid}$), δίνεται εντολή στον εξωτερικό βρόχο τάσης του μετατροπέα πλευράς δικτύου να μειώσει την τάση του πυκνωτή ($\dot{V}_{dc,ref} < 0$), και με αυτόν τον τρόπο να προσδώσει ισχύ στο δίκτυο μειώνοντας έτσι την ‘ψαλίδα’ παραγόμενης και ζητούμενης ισχύος. Τα αντίθετα συμβαίνουν στην περίπτωση υπερσυχνότητας. Αναμένουμε ότι αυτή η ανταλλαγή ισχύος του πυκνωτή με το δίκτυο θα βελτιώσει την ευστάθεια της συχνότητας του δικτύου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

3.1 Μαθηματικοί ορισμοί και θεωρήματα ευστάθειας

Στο Κεφάλαιο 1 παρουσιάστηκαν κάποιοι ποιοτικοί ορισμοί της ευστάθειας ενός ΣΗΕ. Σε αυτή την ενότητα παρατίθενται ορισμοί και θεωρήματα ευστάθειας από τη θεωρία συστημάτων, και στην επόμενη επιχειρείται η ερμηνεία αυτών στο πλαίσιο ενός Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας.

Έστω το αυτόνομο σύστημα της μορφής:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (3.1)$$

μαζί με κάποιο σύνολο αρχικών συνθηκών $\mathbf{x}(\mathbf{0}) = \mathbf{x}_0$,

όπου $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ το διάνυσμα κατάστασης του συστήματος, και η συνάρτηση $\mathbf{f}: D \rightarrow \mathbb{R}^n$ (D ανοιχτό και συνεκτικό υποσύνολο του \mathbb{R}^n) είναι τοπικά Lipschitz στο D . Στόχος είναι να μελετήσουμε την ευστάθεια των σημείων ισορροπίας \mathbf{x}^* του (3.1), δηλαδή των σημείων για τα οποία ισχύει $\mathbf{f}(\mathbf{x}^*) = \mathbf{0}$.

Ορισμός 1 (Ευστάθεια κατά Lyapunov)

Το σημείο ισορροπίας \mathbf{x}^* του (3.1) είναι:

- *Ευσταθές (stable)*, αν για κάθε $\varepsilon > 0$ υπάρχει $\delta = \delta(\varepsilon) > 0$ τέτοιο ώστε

$$\|\mathbf{x}(\mathbf{0}) - \mathbf{x}^*\| < \delta \Rightarrow \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*\| < \varepsilon, \quad \forall t \geq 0$$

- *Ασταθές (unstable)*, αν δεν είναι ευσταθές
- *Ασυμπτωτικά ευσταθές (asymptotically stable)*, αν το δ μπορεί να επιλεγεί έτσι ώστε

$$\|\mathbf{x}(\mathbf{0}) - \mathbf{x}^*\| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*\| = 0$$

- *Ολικά ασυμπτωτικά ευσταθές (globally asymptotically stable)*, αν είναι ευσταθές και για όλες τις αρχικές συνθήκες $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n$ ισχύει ότι

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*\| = 0$$

- *Εκθετικά ευσταθές (exponentially stable)*, αν υπάρχουν σταθερές $\alpha > 0$, $\beta > 0$ και $\delta > 0$ τέτοιες ώστε

$$\|\mathbf{x}(\mathbf{0}) - \mathbf{x}^*\| < \delta \Rightarrow \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*\| \leq \alpha e^{-\beta t}, \quad \forall t \geq 0$$

- *Ολικά εκθετικά ευσταθές (globally exponentially stable)*, αν υπάρχουν σταθερές $\alpha > 0$, $\beta > 0$ τέτοιες ώστε για όλες τις αρχικές συνθήκες $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n$ να ισχύει ότι

$$\|x(t) - x^*\| \leq \alpha e^{-\beta t}, \quad \forall t \geq 0$$

Βασικό θεώρημα για την απόδειξη ευστάθειας των σημείων ισορροπίας του συστήματος (3.1) είναι η άμεση μέθοδος Lyapunov ή δεύτερο θεώρημα Lyapunov. Πριν από αυτό δίνονται κάποιοι απαραίτητοι ορισμοί.

Ορισμός 2 (Θετικά και αρνητικά ορισμένες συναρτήσεις)

Έστω πραγματική συνάρτηση V ορισμένη σε μια ανοιχτή περιοχή $D \subseteq \mathbb{R}^n$ γύρω από ένα σημείο $\bar{x} \in \mathbb{R}^n$ με $V(\bar{x}) = 0$. Η V λέγεται:

- Τοπικά θετικά ορισμένη (locally positive definite) αν

$$V(x) > 0, \quad \forall x \in D \setminus \{\bar{x}\}$$

- Τοπικά θετικά ημιορισμένη (locally positive semidefinite) αν

$$V(x) \geq 0, \quad \forall x \in D \setminus \{\bar{x}\}$$

- Τοπικά αρνητικά ορισμένη (locally negative definite) αν η $-V$ είναι τοπικά θετικά ορισμένη.
- Τοπικά αρνητικά ημιορισμένη (locally negative semidefinite) αν η $-V$ είναι τοπικά θετικά ημιορισμένη.

Αν $D \equiv \mathbb{R}^n$, τότε ο χαρακτηρισμός 'τοπικά' στους παραπάνω ορισμούς παραλείπεται.

Θεώρημα 1 (Άμεση μέθοδος Lyapunov/2^ο Θεώρημα Lyapunov)

Έστω V συνεχώς διαφορίσιμη πραγματική συνάρτηση, τοπικά θετικά ορισμένη γύρω από το σημείο ισορροπίας x^* του (3.1). Αν η παράγωγος υπολογισμένη κατά μήκος των τροχιών του (3.1)

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x)$$

είναι τοπικά αρνητικά ημιορισμένη, τότε το x^* είναι ευσταθές, ενώ αν είναι τοπικά αρνητικά ορισμένη, τότε το x^* είναι ασυμπτωτικά ευσταθές. Αν επιπλέον η V είναι θετικά ορισμένη σε όλο το \mathbb{R}^n και είναι ακτινικά μη φραγμένη, δηλαδή $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$, τότε το x^* είναι ολικά ασυμπτωτικά ευσταθές.

Μια συχνά χρήσιμη γενίκευση του παραπάνω θεωρήματος για την περίπτωση του σημείου ισορροπίας $x^* = \mathbf{0}$, η οποία αποτελεί απόρροια του θεωρήματος αναλλοίωτων συνόλων (invariant set theorem) είναι το ακόλουθο.

Θεώρημα 2 (γενίκευση του Θεωρήματος 1 για το σ.ι $x^* = 0$) [41]

Έστω $x^* = 0$ σημείο ισορροπίας του (3.1) και $V: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, συνεχώς διαφορίσιμη, θετικά ορισμένη και ακτινικά μη φραγμένη συνάρτηση με αρνητικά ημιορισμένη παράγωγο στο \mathbb{R}^n . Έστω ότι καμία λύση του (3.1) δεν παραμένει για κάθε $t \geq 0$ στο σύνολο $S := \{x \in \mathbb{R}^n: \dot{V}(x) = 0\}$, εκτός από την λύση $x(t) \equiv 0$. Τότε το $x^* = 0$ είναι ολικά ασυμππτωτικά ευσταθές.

Τα επόμενο βασικό θεώρημα παρέχει συνθήκες που εξασφαλίζουν εκθετική ευστάθεια σε γραμμικά συστήματα.

Θεώρημα 3 (εκθετική ευστάθεια γραμμικών συστημάτων)

Το σημείο ισορροπίας $x^* = 0$ ενός γραμμικού συστήματος της μορφής $\dot{x} = Ax$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ είναι ολικά εκθετικά ευσταθές αν και μόνο αν το πραγματικό μέρος όλων των ιδιοτιμών του πίνακα A είναι αρνητικό, δηλαδή αν ο A είναι Hurwitz.

Σημαντικό ρόλο στη θεωρία ευστάθειας του Lyapunov έχουν οι τετραγωνικές μορφές, οι οποίες είναι συναρτήσεις $V: D \rightarrow \mathbb{R}$ ($D \subseteq \mathbb{R}^n$) της μορφής $V(x) = x^T Ax$ με A συμμετρικό τετραγωνικό πίνακα ($A \in \mathbb{R}^{n \times n}$).

Ο συνήθης τρόπος για να προσδιοριστεί αν μια τετραγωνική μορφή είναι θετικά ορισμένη είναι μέσω του κριτηρίου Sylvester.

Θεώρημα 4 (Κριτήριο Sylvester) [42]

Η ικανή και αναγκαία συνθήκη για να είναι η τετραγωνική μορφή $V(x) = x^T Ax$ θετικά ορισμένη είναι οι πρωτεύουσες ορίζουσες του A να είναι μεγαλύτερες του μηδενός, δηλαδή

$$\det(a_{11}) > 0, \quad \det \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{12} & a_{22} \end{pmatrix} > 0, \quad \det \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{12} & a_{22} & a_{23} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{pmatrix} > 0, \quad \dots \quad \det(A) > 0$$

Αν οποιαδήποτε από τις παραπάνω ορίζουσες ισούται με 0, η συνάρτηση $V(x)$ είναι θετικά ημιορισμένη.

Πόρισμα Κριτηρίου Sylvester) [42]

Στην περίπτωση που ο πίνακας A είναι διαγώνιος, η αντίστοιχη τετραγωνική μορφή $x^T Ax$ είναι θετικά (αρνητικά) ορισμένη αν $a_{ii} > 0$ (< 0) για κάθε $i \in \{1, \dots, n\}$. Αν για κάποιο $i \in \{1, \dots, n\}$ είναι $a_{ii} = 0$, τότε η τετραγωνική μορφή είναι θετικά (αρνητικά) ημιορισμένη αν το πρόσημο των υπόλοιπων διαγώνιων στοιχείων είναι θετικό (αρνητικό).

Ένας συμμετρικός πίνακας $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ χαρακτηρίζεται θετικά ορισμένος ($A > 0$), όταν η αντίστοιχη τετραγωνική μορφή $x^T A x$ είναι θετικά ορισμένη. Αντίστοιχα ισχύουν και για τις υπόλοιπες περιπτώσεις του ορισμού 2, δηλαδή ο χαρακτηρισμός μεταφέρεται από την τετραγωνική μορφή και στον πίνακα της τετραγωνικής μορφής.

Στη μελέτη των ΣΗΕ είναι χρήσιμη η έννοια της *ευστάθειας εισόδου προς κατάσταση* (*Input-to-State Stability-ISS*). Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιείται η έννοια της *τοπικής ευστάθειας εισόδου προς κατάσταση*.

Έστω το σύστημα με είσοδο $u \in \mathbb{R}^m$

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.2)$$

Υποθέτουμε ότι το *unforced* σύστημα, δηλαδή το σύστημα χωρίς είσοδο $\dot{x} = f(x, 0)$ έχει σημείο ισορροπίας το $x^* = 0$. Ο ορισμός 5 και το θεώρημα 5 που δίνονται παρακάτω αφορούν αυτό το σύστημα [43]. Πρώτα όμως παρατίθενται οι ορισμοί κάποιων κλάσεων συναρτήσεων.

Ορισμός 3 (Συναρτήσεις κλάσης K)

Μια συνεχής συνάρτηση $g: [0, a) \rightarrow [0, \infty)$ ανήκει στην κλάση K αν είναι γνησίως αύξουσα και $g(0) = 0$.

Ορισμός 4 (Συναρτήσεις κλάσης KL)

Μια συνεχής συνάρτηση $g(x, y)$ με $g: [0, a) \times [0, \infty) \rightarrow [0, \infty)$ ανήκει στην κλάση KL αν για κάθε σταθερό y η συνάρτηση ως προς x , $g(x, \cdot)$ ανήκει στην κλάση K, και για κάθε σταθερό x η συνάρτηση ως προς y , $g(\cdot, y)$ είναι φθίνουσα και $\lim_{y \rightarrow \infty} g(\cdot, y) = 0$.

Ορισμός 5 (Τοπική ευστάθεια εισόδου προς κατάσταση) [1][43]

Το σύστημα (3.2) λέγεται τοπικά ευσταθές από είσοδο προς κατάσταση (*Locally Input-to-State-Stable/l-ISS*), αν υπάρχει συνάρτηση β κλάσης KL, συνάρτηση α κλάσης K και θετικές σταθερές k_1, k_2 τέτοιες ώστε για κάθε αρχική συνθήκη x_0 με $\|x_0\| < k_1$ και για κάθε είσοδο $u(t)$ με $\|u\|_\infty < k_2$ να ισχύει ότι

$$\|x(t)\| \leq \beta(\|x_0\|, t) + \alpha(\|u\|_\infty), \quad \forall t \geq 0$$

Ουσιαστικά η ιδιότητα *l-ISS* εξασφαλίζει ότι για επαρκώς μικρές (κατά την έννοια της Ευκλείδειας νόρμας) αρχικές συνθήκες και επαρκώς μικρές (κατά την έννοια της άπειρης νόρμας) εισόδους, η κατάσταση του συστήματος παραμένει φραγμένη.

Το επόμενο θεώρημα είναι χρήσιμο για την απόδειξη της ιδιότητας *l-ISS*.

Θεώρημα 5 (Τοπική ευστάθεια εισόδου προς κατάσταση) [43]

Αν το $\mathbf{x}^* = \mathbf{0}$ είναι ολικά ασυμπτωτικά ευσταθές σημείο ισορροπίας του *unforced* συστήματος $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{0})$, τότε το *enforced* σύστημα $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ είναι ℓ -ISS.

3.2 Μελέτες ευστάθειας ΣΗΕ

Μια τυπική μελέτη ευστάθειας ενός ΣΗΕ αποτελείται από τα παρακάτω βήματα [1]:

- i. Δημιουργία (μέσω κάποιων παραδοχών/υποθέσεων) μαθηματικού μοντέλου κατάλληλου για τη χρονική κλίμακα στην οποία εξελίσσονται τα φαινόμενα υπό εξέταση.
- ii. Επιλογή ενός κατάλληλου κριτηρίου ευστάθειας.
- iii. Ανάλυση και/ή προσομοίωση για προσδιορισμό της ευστάθειας, συνήθως υποθέτοντας διάφορα σενάρια συμβάντων.
- iv. Επισκόπηση των αποτελεσμάτων υπό το πρίσμα των αρχικών παραδοχών/υποθέσεων, σύγκριση με την αντίστοιχη εμπειρία από τον πραγματικό κόσμο και επανάληψη των βημάτων αν χρειαστεί.

Κατά την ομαλή λειτουργία ενός ΣΗΕ θεωρούμε ότι το σύστημα λειτουργεί σε ένα *σύνολο ισορροπίας* X_n , το οποίο στη συντριπτική πλειονότητα των περιπτώσεων αποτελείται από σημεία ισορροπίας· σπανιότερα μπορεί να περιλαμβάνει *οριακούς κύκλους* (*limit cycles*) ή *παράξενους ελκυστές* (*strange attractors*). Ο οριακός κύκλος είναι μια κλειστή καμπύλη στο χώρο κατάστασης και η ύπαρξή του υποδηλώνει συχνά περιοδική συμπεριφορά του συστήματος (αναλόγως αν είναι ευσταθής ή ασταθής). Ο παράξενος ελκυστής είναι μια περιοχή του χώρου κατάστασης στον οποίο μπορεί να τείνουν και να παραμένουν σε αυτόν τροχιές οι οποίες όμως δεν επαναλαμβάνονται περιοδικά, ενώ συχνά παρατηρείται έντονη ευαισθησία της συμπεριφοράς του συστήματος από τις αρχικές συνθήκες.

Έπειτα, μια διαταραχή συμβαίνει στο σύστημα. Μια *διαταραχή τύπου γεγονότος* (*event/incident-type disturbance*) χαρακτηρίζεται από κάποιο σφάλμα, για παράδειγμα βραχυκύκλωμα σε κάποιο σημείο του δικτύου μεταφοράς, ακολουθούμενο απο αποσύνδεση γραμμής. Μια *διαταραχή τύπου νόρμας* (*norm-type disturbance*) χαρακτηρίζεται από αλλαγή στο μέγεθος (στη νόρμα) ενός σήματος (πχ οι διακυμάνσεις φορτίου). Μετά την διαταραχή διαμορφώνεται ένα νέο σύνολο σημείων ισορροπίας X_p , το οποίο μπορεί να είναι ίδιο με το X_n (συχνά σε περιπτώσεις διαταραχών τύπου νόρμας) ή διαφορετικό από αυτό. Κατά τη μελέτη των τροχιών του συστήματος μετά τη διαταραχή μας ενδιαφέρει:

- i. Αν οι τροχιές παραμένουν σε ένα τεχνικά αποδεκτό/βιώσιμο σύνολο του χώρου κατάστασης Ω_p , το οποίο περιλαμβάνει το σύνολο X_p . Το σύστημα θεωρούμε ότι γίνεται ασταθές αν οι

τροχιές διασχίσουν το σύνορο $\partial\Omega_p$ (προκαλώντας για παράδειγμα άνοιγμα διακοπών γραμμών ή απόρριψη μερικού φορτίου), και τότε μπορεί να οδηγηθούμε σε νέα μελέτη ευστάθειας του συστήματος.

- ii. Αν οι τροχιές βρίσκονται στην περιοχή έλξης (*region of attraction*) $\mathcal{R}(X_p)$, δηλαδή στο σύνολο του χώρου κατάστασης με την ιδιότητα ότι όλες οι τροχιές που ξεκινούν από εκεί καταλήγουν στο σύνολο ισορροπίας X_p .

Επειδή συχνά δεν είναι δυνατό μετά από μια διαταραχή να εξασφαλίζουμε σύγκλιση σε σημείο ισορροπίας, αλλά μόνο ύπαρξη κάποιου φράγματος στις τροχιές ($\|x(t) < k\|, k$ σταθερά), υπάρχει η έννοια της *πρακτικής ευστάθειας* (*practical stability*) που ουσιαστικά είναι πιο κοντά στον ποιοτικό ορισμό της ευστάθειας ΣΗΕ που δόθηκε στην ενότητα 1.1.

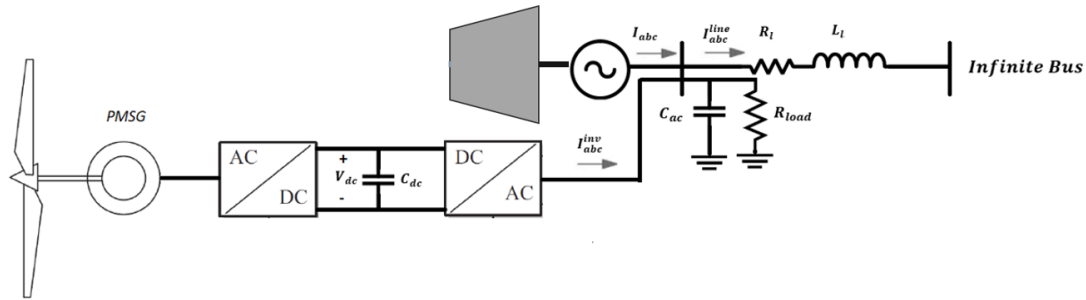
Σύμφωνα με τον ορισμό της πρακτικής ευστάθειας, το σύστημα θεωρείται ευσταθές αν οι αποκλίσεις των τροχιών από την ισορροπία παραμένουν εντός συγκεκριμένων ορίων (που εξαρτώνται από την φυσική κατάσταση του συστήματος), σε περίπτωση που οι αρχικές συνθήκες και η διαταραχή φράσσονται από κατάλληλες σταθερές.

Παρατηρούμε ότι η έννοια της πρακτικής ευστάθειας θυμίζει την ιδιότητα l -ISS, αν ερμηνεύσουμε τις διαταραχές είτε ως εισόδους του συστήματος, είτε ως μεταβολή σε παραμέτρους του συστήματος που δημιουργούν νέα σημεία ισορροπίας για το σύστημα. Η κατάσταση ισορροπίας προ διαταραχής αποτελεί την αρχική συνθήκη για το σύστημα μετά την διαταραχή.

Αξίζει να αναφερθεί το ακόλουθο σημείο διαφοροποίησης μεταξύ θεωρίας και πράξης. Οι θεωρητικοί τείνουν να αντιμετωπίζουν το σύστημα μετά τη διαταραχή ως ένα νέο σύστημα, ενώ οι μηχανικοί στην πράξη τείνουν να συνεχίζουν να έχουν ως αναφορά το σύστημα προ διαταραχής, και αυτό συμβαίνει επειδή τα όρια αποδεκτής λειτουργίας/ευστάθειας καθορίζονται βάσει συνθηκών λειτουργίας πριν τη διαταραχή.

3.3 Περιγραφή του συνολικού συστήματος προς ανάλυση και προσομοίωση

Η ακριβής μορφή του συστήματος του σχήματος 1.10 που εξετάζουμε στην παρούσα διπλωματική φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

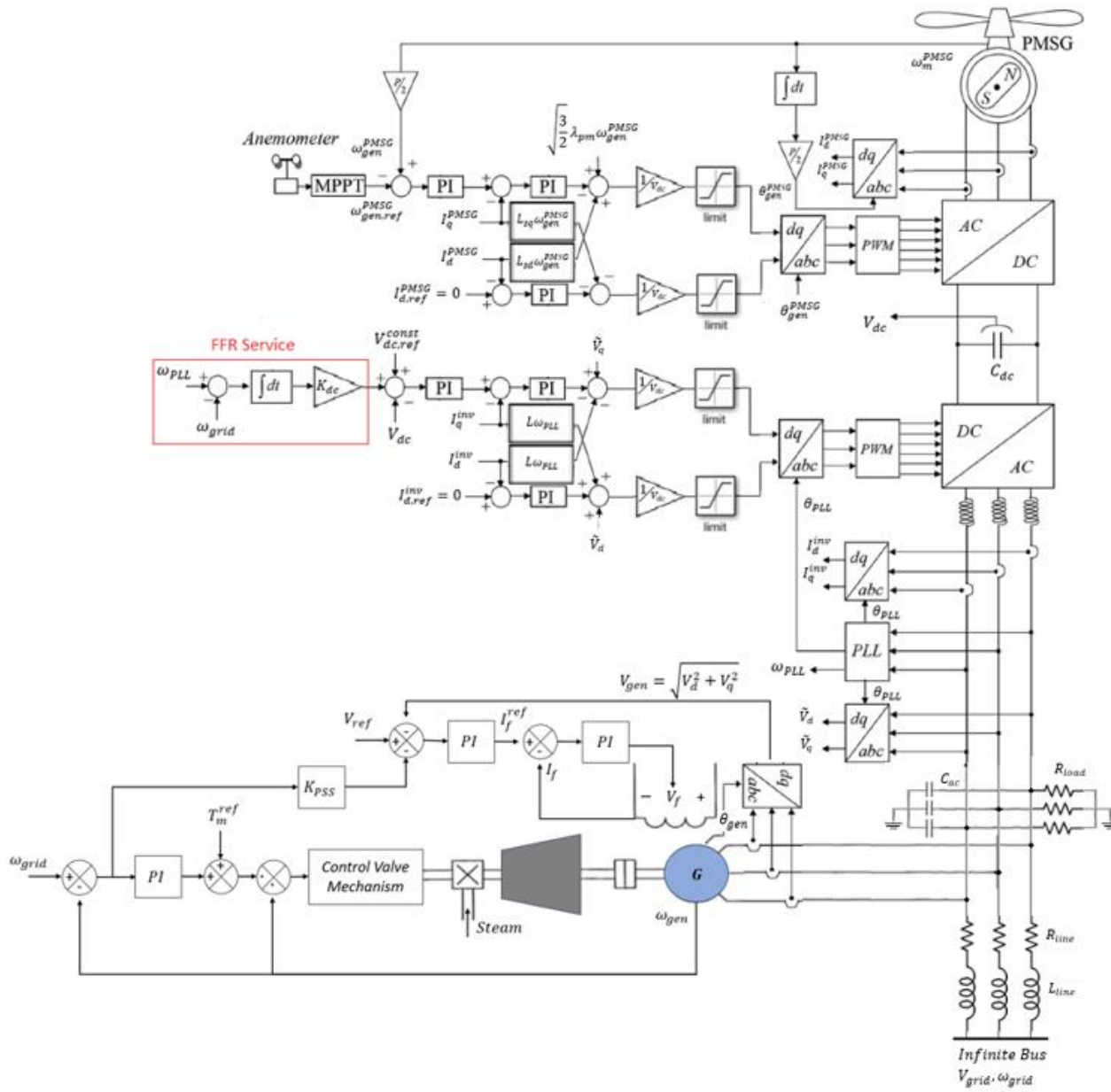


Σχήμα 3.1 – Το σύστημα προς ανάλυση και προσομοίωση

Οι πηγές ισχύος του συστήματος είναι μια συμβατική σύγχρονη γεννήτρια που έχει ως πηγή ισχύος έναν αεριοστρόβιλο, και μια ανεμογεννήτρια που τροφοδοτεί μια σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών (PMSG), η ισχύς της οποίας μέσω ενός μετατροπέα AC/DC/AC με φίλτρο RLC στη έξοδό του, εγχέεται στον κοινό ζυγό. Στον κοινό ζυγό υπάρχει επίσης ένα τοπικό ωμικό φορτίο και ένας πυκνωτής. Ο πυκνωτής μπορεί να παριστάνει αποκλειστικά την χωρητικότητα από το RLC φίλτρο του μετατροπέα, αλλά μπορεί να περιλαμβάνει και έναν πυκνωτή που συνδέεται στην έξοδο της γεννήτριας για αντιστάθμιση αέργου ισχύος, ή/και την εγκάρσια χωρητικότητα της γραμμής μεταφοράς κοντά στο ζυγό ή/και έναν πυκνωτή που αντιστοιχεί στη χωρητικότητα ενός τοπικού φορτίου RC στον ζυγό (παράλληλος συνδυασμός χωρητικότητας και αντίστασης). Η γραμμή μεταφοράς που ξεκινά από τον κοινό ζυγό οδηγεί την παραγόμενη ισχύ στον άπειρο ζυγό (άπειρο δίκτυο), όπου η τάση θεωρούμε ότι είναι συμμετρική τριφασική σταθερού πλάτους και συχνότητας και δεν επηρεάζεται από διαταραχές που συμβαίνουν στο υπόλοιπο σύστημα που εξετάζουμε.

3.4 Τα συστήματα ελέγχου της γεννήτριας και των μετατροπέων

Στο επόμενο σχήμα φαίνονται τα συστήματα σύγχρονης γεννήτριας και ανεμογεννήτριας-μετατροπέα AC/DC/AC, μαζί με τα αντίστοιχα συστήματα και βρόχους ελέγχου τους. Οι επιμέρους συνιστώσες των συστημάτων αυτών παρουσιάστηκαν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 2.



Σχήμα 3.2 – Το συνολικό σύστημα με τους αντίστοιχους ελεγκτές στη γεννήτρια και στους μετατροπείς ισχύος

3.5 Απόδειξη ιδιότητας ℓ -ISS υπό κάποιες παραδοχές

Σε αυτή την ενότητα θα επιχειρηθεί μια ανάλυση του υπό εξέταση συστήματος, θεωρώντας όμως τις εξής απλοποιητικές παραδοχές:

- i. Θεωρούμε το PLL πολύ γρήγορο και αγνοούμε τη δυναμική του· έτσι για τον μετατροπέα πλευράς δικτύου χρησιμοποιείται ως συχνότητα η συχνότητα της μηχανής. Εναλλακτικά υποθέτουμε ότι μπορούμε να μετράμε τη γωνία και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας, οπότε τα χρησιμοποιούμε στον έλεγχο του μετατροπέα πλευράς δικτύου. Δηλαδή και για τις δύο περιπτώσεις η γωνία μετασχηματισμού Park του μετατροπέα πλευράς δικτύου θεωρείται η γωνία της γεννήτριας θ_{gen} .
- ii. Αγνοούμε την επίδραση του PSS, καθώς και την δυναμική του αμοστροβίλου, και του σερβομηχανισμού της βαλβίδας ελέγχου.
- iii. Αγνοούμε τον βρόχο ελέγχου της τάσης του κοινού ζυγού και αντ' αυτού θεωρούμε ότι την ρυθμίζουμε μέσω αργών μεταβολών της αναφοράς του ρεύματος διέγερσης I_f^{ref} του εσωτερικού ελεγκτή ρεύματος.
- iv. Ο δρομέας της γεννήτριας μονίμων μαγνητών είναι κυλινδρικός, δηλαδή $L_{sd} = L_{sq}$.

Θα δείξουμε ότι υπό τις παραπάνω παραδοχές το συνολικό σύστημα είναι ℓ -ISS.

Το πλήρες μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας δίνεται από τις εξισώσεις (2.31). Υπό την δεύτερη παραδοχή, η μηχανική ροπή θεωρούμε ότι είναι:

$$T_m = T_m^{ref} + k_{pm}(\omega_{grid} - \omega_{gen}) + k_{Im} \int_0^t (\omega_{grid} - \omega_{gen}) d\tau$$

Η τάση διέγερσης υπό την τρίτη παραδοχή είναι επίσης ένας PI ελεγκτής:

$$V_f = k_{pf}(I_f^{ref} - I_f) + k_{If} \int_0^t (I_f^{ref} - I_f) d\tau$$

Ορίζοντας τις βοηθητικές μεταβλητές κατάστασης

$$\theta := \int_0^t (\omega_{gen} - \omega_{grid}) d\tau$$

$$z := \int_0^t (I_f^{ref} - I_f) d\tau$$

και ενσωματώνοντας τη δυναμική των ελεγκτών στις εξισώσεις (2.31), λαμβάνουμε:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_f \\ \dot{\lambda}_D \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_Q \\ J' \dot{\omega}_{gen} \\ \frac{2}{P} k_{Im} \dot{\theta} \\ k_{If} \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda_q & 0 & 0 \\ 0 & -R_f - k_{pf} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{If} \\ 0 & 0 & -R_D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 & \lambda_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_Q & 0 & 0 & 0 \\ \lambda_q & 0 & 0 & -\lambda_d & 0 & -b' - \frac{2}{P} k_{pm} & -\frac{2}{P} k_{Im} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2}{P} k_{Im} & 0 & 0 \\ 0 & -k_{If} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_D \\ I_q \\ I_Q \\ \omega_{gen} \\ \theta \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_d \\ 0 \\ 0 \\ -V_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{pf} I_f^{ref} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2}{P} (k_{pm} \omega_{grid} + T_m^{ref}) \\ -\frac{2}{P} k_{Im} \omega_{grid} \\ k_{If} I_f^{ref} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

όπου:

$$J' := \frac{4}{P^2} J$$

$$b' := \frac{4}{P^2} b$$

Οι μαγνητικές ροές συνδέονται με τα ρεύματα σύμφωνα με τις ακόλουθες γραμμικές σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_f \\ \lambda_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & k_f & k_D \\ k_f & L_f & L_{fD} \\ k_D & L_{fD} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_D \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & k_Q \\ k_Q & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_Q \end{bmatrix}$$

Λόγω της φυσικής του συστήματος, οι πίνακες

$$\begin{bmatrix} L_d & k_f & k_D \\ k_f & L_f & L_{fD} \\ k_D & L_{fD} & L_D \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} L_q & k_Q \\ k_Q & L_Q \end{bmatrix}$$

θεωρούνται θετικά ορισμένοι [13].

Θέτοντας:

$$\mathbf{y}_m := \left[\lambda_d \quad \lambda_f \quad \lambda_D \quad \lambda_q \quad \lambda_Q \quad J' \omega_{gen} \quad \frac{2}{P} k_{Im} \theta \quad k_{If} z \right]^T$$

$$\mathbf{x}_m := [I_d \quad I_f \quad I_D \quad I_q \quad I_Q \quad \omega_{gen} \quad \theta \quad z]^T$$

$$\mathbf{V}_{dq} := [V_d \quad V_q]^T$$

$$\mathbf{G}_1 := \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{J}_m := \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{If} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \lambda_q & 0 & 0 & -\lambda_d & 0 & 0 & -\frac{2}{P} k_{Im} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2}{P} k_{Im} & 0 & 0 \\ 0 & -k_{If} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_m := \mathbf{diag}\{R_s, R_f + k_{pf}, R_D, R_s, R_Q, b' + \frac{2}{P} k_{pm}, 0, 0\}$$

$$\mathbf{b}_1 := \left[0 \quad k_{pf} I_f^{ref} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{2}{P} (k_p \omega_{grid} + T_m^{ref}) \quad -\frac{2}{P} k_{Im} \omega_{grid} \quad k_{If} I_f^{ref} \right]^T$$

μπορούμε να γράψουμε τις εξισώσεις (3.3) στην πιο συμπαγή μορφή:

$$\dot{\mathbf{y}}_m = (\mathbf{J}_m - \mathbf{R}_m) \mathbf{x}_m + \mathbf{G}_1 \mathbf{V}_{dq} + \mathbf{b}_1 \quad (3.4)$$

Οι εξισώσεις των γραμμών μεταφοράς είναι οι εξής (εξισώσεις (2.14)):

$$\begin{bmatrix} L_{line} i_d^{line} \\ L_{line} i_q^{line} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{line} & -L_{line} \omega_{gen} \\ L_{line} \omega_{gen} & -R_{line} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^{line} \\ I_q^{line} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d - V_d^{grid} \\ V_q - V_q^{grid} \end{bmatrix}$$

με (εξισώσεις (2.5), (2.6)):

$$V_d^{grid} = V_{grid} \cos(\theta + c)$$

$$V_q^{grid} = V_{grid} \sin(\theta + c)$$

$$\text{με } V_{grid} := \sqrt{3} V_{ph}$$

Θέτοντας:

$$\mathbf{I}_{dq}^{line} := \begin{bmatrix} I_d^{line} & I_q^{line} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{J}_{line} := \begin{bmatrix} 0 & -L_{line} \omega_{gen} \\ L_{line} \omega_{gen} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{line} := \begin{bmatrix} R_{line} & 0 \\ 0 & R_{line} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{V}_{dq}^{grid} := \begin{bmatrix} V_{grid} \cos(\theta + c) \\ V_{grid} \sin(\theta + c) \end{bmatrix}$$

μπορούμε να γράψουμε τις εξισώσεις για τη γραμμή μεταφοράς στην πιο συμπαγή μορφή:

$$L_{line} \mathbf{i}_{dq}^{line} = (\mathbf{J}_{line} - \mathbf{R}_{line}) \mathbf{I}_{dq}^{line} + \mathbf{V}_{dq} - \mathbf{V}_{dq}^{grid} \quad (3.5)$$

Οι εξισώσεις για το σύστημα AC/DC/AC μετατροπέας – ανεμογεννήτρια είναι:

$$\begin{bmatrix} L_f \dot{I}_d^{inv} \\ L_f \dot{I}_q^{inv} \\ C_{dc} \dot{V}_{dc} \\ L_{sd} \dot{I}_d^{PMSG} \\ L_{sd} \dot{I}_q^{PMSG} \\ J'_{PMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMSG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f & -L_f \omega_{gen} & m_d^{inv} & 0 & 0 & 0 \\ L_f \omega_{gen} & -R_f & m_q^{inv} & 0 & 0 & 0 \\ -m_d^{inv} & -m_q^{inv} & -1/R_{dc} & m_d^{PMSG} & m_q^{PMSG} & 0 \\ 0 & 0 & -m_d^{PMSG} & -R_{ss} & -L_{sd} \omega_{gen}^{PMSG} & 0 \\ 0 & 0 & -m_q^{PMSG} & L_{sd} \omega_{gen}^{PMSG} & -R_{ss} & \lambda'_{pm} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda'_{pm} & -b'_{PMSG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^{inv} \\ I_q^{inv} \\ V_{dc} \\ I_d^{PMSG} \\ I_q^{PMSG} \\ \omega_{gen}^{PMSG} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_d \\ -V_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2}{P_{PMSG}} T_m \end{bmatrix}$$

όπου:

$$J'_{PMSG} := \frac{4J_{PMSG}}{P_{PMSG}^2}$$

$$b'_{PMSG} := \frac{4b_{PMSG}}{P_{PMSG}^2}$$

$$\lambda'_{pm} := \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm}$$

Θέτοντας:

$$\mathbf{y}_s := [L_f I_d^{inv} \quad L_f I_q^{inv} \quad C_{dc} V_{dc} \quad L_{sd} I_d^{PMSG} \quad L_{sd} I_q^{PMSG} \quad J'_{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG}]^T$$

$$\mathbf{x}_s := [I_d^{inv} \quad I_q^{inv} \quad V_{dc} \quad I_d^{PMSG} \quad I_q^{PMSG} \quad \omega_{gen}^{PMSG}]^T$$

$$\mathbf{G}_2 := \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$J_s := \begin{bmatrix} 0 & -L_f \omega_{gen} & m_d^{inv} & 0 & 0 & 0 \\ L_f \omega_{gen} & 0 & m_q^{inv} & 0 & 0 & 0 \\ -m_d^{inv} & -m_q^{inv} & 0 & m_d^{PMMSG} & m_q^{PMMSG} & 0 \\ 0 & 0 & -m_d^{PMMSG} & 0 & -L_{sd} \omega_{gen}^{PMMSG} & 0 \\ 0 & 0 & -m_q^{PMMSG} & L_{sd} \omega_{gen}^{PMMSG} & 0 & \lambda'_{pm} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda'_{pm} & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_s := \mathbf{diag}\{R_f, R_f, \frac{1}{R_{dc}}, R_{ss}, R_{ss}, b'_{PMMSG}\}$$

$$b_2 := \left[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{2}{P_{PMMSG}} T_m \right]^T$$

μπορούμε να γράψουμε τις παραπάνω εξισώσεις στην πιο συμπαγή μορφή:

$$\dot{y}_s = (J_s - R_s)x_s + G_2 V_{dq} + b_2 \quad (3.6)$$

Οι εξισώσεις για τον παράλληλο συνδυασμό $R_{load} - C_{ac}$ είναι (εξισώσεις (2.9)):

$$\begin{bmatrix} C_{ac} \dot{V}_d \\ C_{ac} \dot{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_{load} & -C_{ac} \omega_{gen} \\ C_{ac} \omega_{gen} & -G_{load} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_d + I_d^{inv} - I_d^{line} \\ I_q + I_q^{inv} - I_q^{line} \end{bmatrix}$$

Θέτοντας:

$$J_c := \begin{bmatrix} 0 & -C_{ac} \omega_{gen} \\ C_{ac} \omega_{gen} & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_c := \begin{bmatrix} G_{load} & 0 \\ 0 & G_{load} \end{bmatrix}$$

$$G_3 := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_4 := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

οι εξισώσεις για τον παράλληλο συνδυασμό $R_{load} - C_{ac}$ γράφονται στην πιο συμπαγή μορφή:

$$C_{ac}\dot{V}_{dq} = (J_c - R_c)V_{dq} + G_3x_m + G_4x_s - I_{dq}^{line} \quad (3.7)$$

Επιπλέον, με την παρατήρηση ότι $G_3 = -G_1^T$ και $G_4 = -G_2^T$, οι εξισώσεις (3.4) έως (3.7) διαμορφώνονται τελικά ως εξής:

$$\dot{y}_m = (J_m - R_m)x_m + G_1V_{dq} + b_1 \quad (3.8a)$$

$$L_{line}I_{dq}^{line} = (J_{line} - R_{line})I_{dq}^{line} + V_{dq} - V_{dq}^{grid} \quad (3.8b)$$

$$\dot{y}_s = (J_s - R_s)x_s + G_2V_{dq} + b_2 \quad (3.8c)$$

$$C_{ac}\dot{V}_{dq} = (J_c - R_c)V_{dq} - G_1^Tx_m - G_2^Tx_s - I_{dq}^{line} \quad (3.8d)$$

Ορίζοντας ως διάνυσμα κατάστασης το:

$$x = [x_m \quad I_{dq}^{line} \quad x_s \quad V_{dq}]^T$$

και ως διάνυσμα εισόδων το:

$$u = [\omega_{grid} \quad V_{grid} \quad I_f^{ref} \quad T_m^{ref} \quad m_d^{inv} \quad m_q^{inv} \quad m_d^{PMMSG} \quad m_q^{PMMSG} \quad V_w]^T$$

οι εξισώσεις (3.8) γράφονται στη μορφή:

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

Θα χρησιμοποιήσουμε το θεώρημα 5 για να δείξουμε ότι το σύστημα είναι ℓ -ISS. Οπότε εξετάζουμε το unforced σύστημα, δηλαδή θέτουμε $u = 0$. Αυτό σημαίνει και ότι $b_1 = 0$, $b_2 = 0$, $V_{dq}^{grid} = 0$ εξ' ορισμού. Από τις εξισώσεις παρατηρούμε ότι το 0 είναι σημείο ισορροπίας του unforced συστήματος.

Έπειτα, θεωρούμε την ακόλουθη υποψήφια συνάρτηση Lyapunov, η οποία προσομοιώνει την συνολική ενέργεια του unforced συστήματος:

$$\begin{aligned} V = & \frac{1}{2} [I_d \quad I_f \quad I_D] \begin{bmatrix} L_d & k_f & k_D \\ k_f & L_f & L_{fD} \\ k_D & L_{fD} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_D \end{bmatrix} + \frac{1}{2} [I_q \quad I_Q] \begin{bmatrix} L_q & k_Q \\ k_Q & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2} J' \omega_{gen}^2 + \frac{1}{P} k_{Im} \theta^2 + \frac{1}{2} k_{If} z^2 \\ & + \frac{1}{2} L_{line} (I_d^2 + I_q^2) + \frac{1}{2} L_f ((I_d^{inv})^2 + (I_q^{inv})^2) + \frac{1}{2} C_{ac} V_{dc}^2 + \frac{1}{2} L_{sd} ((I_d^{PMMSG})^2 + (I_q^{PMMSG})^2) \\ & + \frac{1}{2} J'_{PMMSG} (\omega_{gen}^{PMMSG})^2 + \frac{1}{2} C_{ac} (V_d^2 + V_q^2) \end{aligned}$$

Η παράγωγος είναι:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & [I_d \quad I_f \quad I_D] \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_f \\ \dot{\lambda}_D \end{bmatrix} + [I_q \quad I_Q] \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_Q \end{bmatrix} + J' \omega_{gen} \dot{\omega}_{gen} + \frac{2}{P} k_{Im} \theta \dot{\theta} + k_{Ifz} z \dot{z} + L_{line} (I_d \dot{I}_d + I_q \dot{I}_q) \\ & + L_f (I_d^{inv} \dot{j}_d^{inv} + I_q^{inv} \dot{j}_q^{inv}) + C_{dc} V_{dc} \dot{V}_{dc} + L_{sd} (I_d^{PMSG} \dot{j}_d^{PMSG} + I_q^{PMSG} \dot{j}_q^{PMSG}) \\ & + J'_{PMSG} \omega_{gen}^{PMSG} \dot{\omega}_{gen}^{PMSG} + C_{ac} (V_d \dot{V}_d + V_q \dot{V}_q) \\ \Rightarrow \dot{V} = & \mathbf{x}_m^T \dot{\mathbf{y}}_m + (\mathbf{I}_{dq}^{line})^T L_{line} \dot{\mathbf{I}}_{dq}^{line} + \mathbf{x}_s^T \dot{\mathbf{y}}_s + \mathbf{V}_{dq}^T C_{ac} \dot{\mathbf{V}}_{dq} \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας στις παραγώγους τις εξισώσεις του συστήματος (3.8) λαμβάνουμε:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \mathbf{x}_m^T (\mathbf{J}_m - \mathbf{R}_m) \mathbf{x}_m + \mathbf{x}_m^T \mathbf{G}_1 \mathbf{V}_{dq} + (\mathbf{I}_{dq}^{line})^T (\mathbf{J}_{line} - \mathbf{R}_{line}) \mathbf{I}_{dq}^{line} + (\mathbf{I}_{dq}^{line})^T \mathbf{V}_{dq} + \mathbf{x}_s^T (\mathbf{J}_s - \mathbf{R}_s) \mathbf{x}_s \\ & + \mathbf{x}_s^T \mathbf{G}_2 \mathbf{V}_{dq} + \mathbf{V}_{dq}^T (\mathbf{J}_c - \mathbf{R}_c) \mathbf{V}_{dq} - \mathbf{V}_{dq}^T \mathbf{G}_1^T \mathbf{x}_m - \mathbf{V}_{dq}^T \mathbf{G}_2^T \mathbf{x}_s - \mathbf{V}_{dq}^T \mathbf{I}_{dq}^{line} \end{aligned}$$

Τελικά μετά τις απλοποιήσεις των διάφορων όρων καταλήγουμε:

$$\dot{V} = -\mathbf{x}_m^T \mathbf{R}_m \mathbf{x}_m - (\mathbf{I}_{dq}^{line})^T \mathbf{R}_{line} \mathbf{I}_{dq}^{line} - \mathbf{x}_s^T \mathbf{R}_s \mathbf{x}_s - \mathbf{V}_{dq}^T \mathbf{R}_c \mathbf{V}_{dq} \leq 0 \quad (3.9)$$

Από το πόρισμα του κριτηρίου Sylvester ισχύει ότι οι πίνακες $\mathbf{R}_{line}, \mathbf{R}_s, \mathbf{R}_c$ είναι θετικά ορισμένοι, ενώ ο πίνακας \mathbf{R}_m είναι θετικά ημιορισμένος. Επομένως από το θεώρημα Lyapunov (Θεώρημα 1) μπορούμε να συμπεράνουμε την ευστάθεια, αλλά όχι και την ασυμπτωτική ευστάθεια του unforced συστήματος.

Για να δείξουμε επιπλέον ότι οι τροχιές συγκλίνουν στο $\mathbf{0}$ και άρα έχουμε ασυμπτωτική ευστάθεια, χρησιμοποιούμε το θεώρημα 2. Για $\dot{V} = 0$ μηδενίζονται και οι τέσσερις μη αρνητικοί όροι στην (3.9). Άρα $\mathbf{I}_{dq}^{line} = \mathbf{x}_s = \mathbf{V}_{dq} = \mathbf{0}$, επειδή $\mathbf{R}_{line}, \mathbf{R}_s, \mathbf{R}_c > \mathbf{0}$. Οπότε μένει το εξής:

$$\mathbf{x}_m^T \mathbf{R}_m \mathbf{x}_m = 0 \Leftrightarrow \sum_{i=1}^8 r_{ii} x_{mi}^2 = 0 \quad (3.10)$$

όπου

r_{ii} : τα διαγώνια στοιχεία του πίνακα \mathbf{R}_m

x_{mi} : οι συνιστώσες του διανύσματος \mathbf{x}_m

Από την (3.10) βλέπουμε ότι οι μεταβλητές κατάστασης x_{mi} της μηχανής για τις οποίες $r_{ii} \neq 0$ μηδενίζονται σίγουρα και απομένουν οι μεταβλητές θ και z . Αν μηδενίσουμε λοιπόν όλες τις μεταβλητές κατάστασης και τις παραγώγους τους εκτός από τις θ και z (θέτοντας επιπλέον $\omega_{grid} = I_f^{ref} = T_m^{ref} = 0$ καθώς εξετάζουμε το unforced σύστημα), παρατηρούμε από την 7^η και 8^η εξίσωση της

(3.3) ότι μηδενίζονται και οι παράγωγοι $\dot{\theta}, \dot{z}$. Επίσης, από τη 2^η και 6^η εξίσωση ότι $\theta = z = 0$. Επομένως δείξαμε ότι αν μια λύση $x(t)$ του unforced συστήματος $\dot{x} = f(x, \mathbf{0})$ παραμένει ταυτοτικά (δηλαδή για κάθε $t \geq 0$) στο σύνολο $S := \{x \in \mathbb{R}^n: \dot{V}(x) = 0\}$, τότε η λύση αυτή είναι η $x(t) \equiv \mathbf{0}$, και άρα από το θεώρημα 2 συμπεραίνουμε ότι το $\mathbf{0}$ είναι ασυμπτωτικά ευσταθές για το unforced σύστημα. Επομένως από το θεώρημα 5, το enforced σύστημα (3.8) είναι ℓ -ISS.

Δηλαδή μετά από μια διαταραχή οι τροχιές του εξεταζόμενου συστήματος (ή έστω της απλοποιημένης εκδοχής του υπό τις παραδοχές που αναφέρθηκαν παραπάνω) θα παραμείνουν φραγμένες υπό την προϋπόθεση ότι οι είσοδοι του συστήματος είναι επαρκώς φραγμένες, καθώς επίσης και ότι η κατάσταση ισορροπίας του συστήματος πριν τη διαταραχή είναι επαρκώς φραγμένη. Το κατά πόσο μπορούμε να προσδιορίσουμε τις περιοχές για εισόδους και αρχικές συνθήκες που οδηγούν σε φραγμένες τροχιές του συστήματος μετά από μια διαταραχή ή ακόμα περισσότερο η απόδειξη σύγκλισης σε σημείο ισορροπίας και η εκτίμηση μιας περιοχής έλξης είναι δύσκολα ζητήματα που παραμένουν ανοιχτά για συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. Στην παρούσα εργασία και στο Κεφάλαιο 4 θα δούμε μέσω της προσομοίωσης ότι το σύστημα μπορεί να επανέρχεται σε κατάσταση ισορροπίας αφού έχει υποβληθεί σε διάφορους τύπους διαταραχών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Σε αυτό το Κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συνολικού συστήματος του σχήματος 3.1 μαζί με τα συστήματα ελέγχου που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια. Η κατασκευή και προσομοίωση του όλου συστήματος έγινε στο περιβάλλον Matlab/Simulink.

4.1 Παράμετροι του συστήματος προς προσομοίωση

Πίνακας 4.1 – Παράμετροι ισχυρού δικτύου

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
Συχνότητα ισχυρού δικτύου	f_{grid}	50 Hz
Τάση (πολική) ισχυρού δικτύου	V_{grid}	10 kV

Πίνακας 4.2 – Παράμετροι γραμμής μεταφοράς, AC πυκνωτή και φορτίου

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
Αυτεπαγωγή γραμμής μεταφοράς	L_{line}	45 mH
Αντίσταση γραμμής μεταφοράς	R_{line}	95 mH
Χωρητικότητα AC πυκνωτή	C_{ac}	150 μF
Ωμικό φορτίο	R_{load}	500 Ω

Πίνακας 4.3 – Παράμετροι σύγχρονης γεννήτριας και ατμοστρόβιλου

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
<i>Σύγχρονη γεννήτρια</i>		
Ονομαστική (πολική) τάση εξόδου	V_{ref}	10.173 kV
Αυτεπαγωγή τυλίγματος διέγερσης	L_f	100 mH
Αντίσταση τυλίγματος διέγερσης	R_f	300 m Ω
Αυτεπαγωγή D τυλίγματος απόσβεσης	L_D	21.5 mH
Αντίσταση D τυλίγματος απόσβεσης	R_D	50 m Ω
Αυτεπαγωγή Q τυλίγματος απόσβεσης	L_Q	15.6 mH

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Αντίσταση Q τυλίγματος απόσβεσης	R_Q	50 mΩ
Αλληλεπαγωγή τυλίγματος διέγερσης	k_f	20.7 mH
Αλληλεπαγωγή D τυλίγματος απόσβεσης	k_D	20.7 mH
Αλληλεπαγωγή Q τυλίγματος απόσβεσης	k_Q	15.6 mH
Αλληλεπαγωγή τυλίγματος διέγερσης – D τυλίγματος απόσβεσης	L_{fD}	20.7 mH
Σύγχρονη επαγωγή d – άξονα	L_d	23.2 mH
Σύγχρονη επαγωγή q – άξονα	L_q	18.1 mH
Αντίσταση τυλιγμάτων στάτη	R_s	270 mΩ
Συντελεστής απόσβεσης ταχύτητας	b	0.001
Ροπή αδράνειας	J	2500 kg · m ²
Ονομαστική ροπή	T_m^{ref}	4000 Nm
Ατμοστρόβιλος		
Σταθερά χρόνου σερβομηχανισμού	T_s	0.1 s
Όρια ρυθμού απόκρισης βαλβίδας (ως κλάσμα της ισχύος)	rate limiter	[-1, 0.1]
Καθυστέρηση λόγω steam chest και inlet piping	T_{CH}	0.25 s
Καθυστέρηση λόγω αναθερμαντών	T_{RH}	7 s
Καθυστέρηση λόγω crossover piping	T_{CO}	0.4 s
Κλάσμα ισχύος από τον στρόβιλο υψηλής πίεσης	F_{HP}	0.3
Κλάσμα ισχύος από τον στρόβιλο μεσαίας πίεσης	F_{IP}	0.4
Κλάσμα ισχύος από τον στρόβιλο χαμηλής πίεσης	F_{LP}	0.3

Πίνακας 4.4 – Κέρδη ελεγκτών συστημάτων ελέγχου σύγχρονης γεννήτριας

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
<i>Ρυθμιστής στροφών</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_{pm}	60
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_{Im}	60
<i>Εσωτερικός βρόχος ρεύματος διέγερσης</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_{pf}	5
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_{If}	3.5
<i>Εξωτερικός βρόχος ρυθμιστή τάσης</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_p^{dc}	0.5
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_I^{dc}	0.35
Κέρδος PSS	K_{PSS}	200

Πίνακας 4.5 – Παράμετροι δρομέα ανεμογεννήτριας και μηχανής μονίμων μαγνητών

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
Πυκνότητα αέρα στο ύψος της πλήμνης	ρ	0.998 kg/m ²
Ονομαστική μηχανική ισχύς	P_m^{nom}	750 kW
Ονομαστική ταχύτητα ανέμου	V_w^{nom}	11.44 m/s
Ονομαστική (ηλεκτρική) συχνότητα λειτουργίας	$f_{gen,nom}^{PMMSG}$	6.4 Hz
Ταχύτητα ένταξης	V_{cut-in}	4 m/s
Ταχύτητα απένταξης	$V_{cut-out}$	25 m/s
Ακτίνα πτερυγίων	R	27 m
Μέγιστος αεροδυναμικής συντελεστής	C_p^{max}	0.438
Βέλτιστος λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου	λ_{opt}	6.33
Πλήθος πόλων	P	30
Μαγνητική ροή μονίμων μαγνητών	λ_{pm}	19 Wb
Αντίσταση τυλιγμάτων στάτη	R'_s	80 mΩ
Σύγχρονη επαγωγή d – άξονα	L_{sd}	12.5 mH
Σύγχρονη επαγωγή q – άξονα	L_{sq}	12.5 mH

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Συντελεστής απόσβεσης	b_{PMSG}	0.002
Ροπή αδράνειας	J_{PMSG}	6500 kg · m ²

Πίνακας 4.6 – Κέρδη ελεγκτών μετατροπέα πλευράς μηχανής

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
<i>Βρόχος ρεύματος d – άξονα</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_{pd}^{PMSG}	30
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_{Id}^{PMSG}	30
<i>Εσωτερικός βρόχος ρεύματος q – άξονα</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_{pq}^{PMSG}	40
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_{Iq}^{PMSG}	90
<i>Εξωτερικός βρόχος ταχύτητας</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_p^{speed}	40
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_I^{speed}	50

Πίνακας 4.7 – Παράμετροι μετατροπέα πλευράς δικτύου

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
Αυτεπαγωγή φίλτρου	L_f	5 mH
Χωρητικότητα φίλτρου (συμπεριλαμβάνεται στη χωρητικότητα C_{dc})	C_f	1 μF
Αντίσταση φίλτρου	R_f	20 mΩ
Συνολική χωρητικότητα πυκνωτών DC πλευράς	C_{dc}	150 mF
Συνολική παρασιτική αντίσταση πυκνωτών DC πλευράς	R_{dc}	1 MΩ
DC τάση αναφοράς	$V_{dc,ref}^{const}$	21 kV

Πίνακας 4.8 – Κέρδη ελεγκτών μετατροπέα πλευράς δικτύου

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
<i>Βρόχος ρεύματος d – άξονα</i>		
Κέρδος αναλογικού όρου	k_{pd}^{inv}	30
Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	k_{Id}^{inv}	30

<i>Εσωτερικός βρόχος ρεύματος q – άξονα</i>		
<i>Κέρδος αναλογικού όρου</i>	k_{pq}^{inv}	25
<i>Κέρδος ολοκληρωτικού όρου</i>	k_{Iq}^{inv}	60
<i>Εξωτερικός βρόχος τάσης</i>		
<i>Κέρδος αναλογικού όρου</i>	k_p^{dc}	7
<i>Κέρδος ολοκληρωτικού όρου</i>	k_I^{dc}	7
<i>Κέρδος μεταβολής τάσης αναφοράς</i>	K_{dc}	80
<i>Βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL)</i>		
<i>Κέρδος αναλογικού όρου</i>	k_p^{PLL}	0.05
<i>Κέρδος ολοκληρωτικού όρου</i>	k_I^{PLL}	0.05

4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Προσομοιώνουμε την απόκριση του συστήματος σε τέσσερις τύπους διαταραχών, οι οποίες συμβαίνουν με την εξής χρονική σειρά:

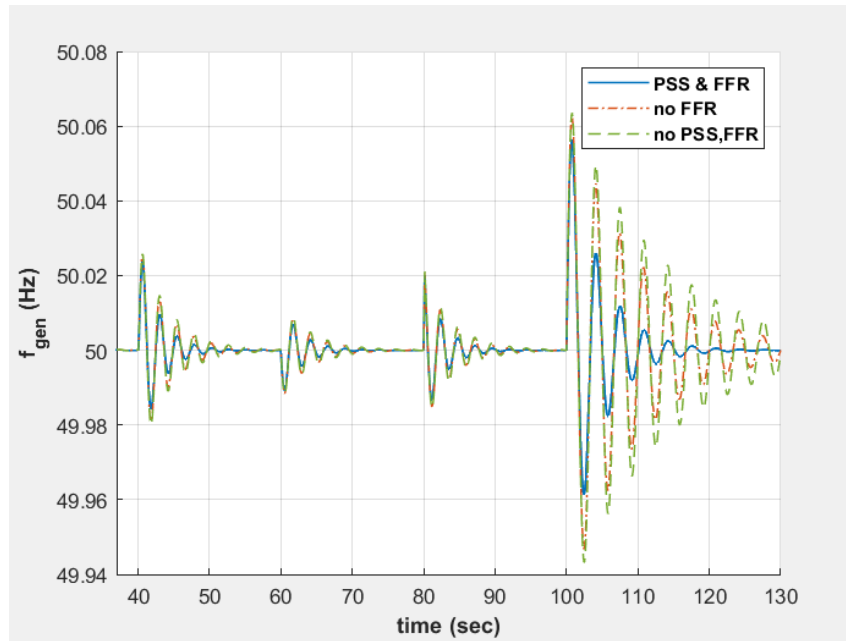
- i. Τη στιγμή $t = 40\text{ s}$ η ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται βηματικά από τα 8 m/s στην ονομαστική τιμή των 11.44 m/s .
- ii. Τη στιγμή $t = 60\text{ s}$ το ωμικό φορτίο του κοινού ζυγού μεταβάλλεται βηματικά από τα $500\ \Omega$ στα $250\ \Omega$.
- iii. Τη στιγμή $t = 80\text{ s}$ γίνεται ένα βραχυκύκλωμα στη γραμμή μεταφοράς. Θεωρούμε διπλή γραμμή μεταφοράς, δηλαδή σε κάθε φάση έχουμε δύο αγωγούς παράλληλα συνδεδεμένους. Θεωρούμε ότι γίνεται τριφασικό βραχυκύκλωμα σε έναν αγωγό κάθε φάσης, οπότε ανοίγουν οι αντίστοιχοι διακόπτες και ξανακλείνουν μετά από 150 ms , όπου θεωρούμε ότι το βραχυκύκλωμα έχει εκκαθαριστεί.
- iv. Τη στιγμή $t = 100\text{ s}$ κάποιο σφάλμα προκαλεί και πάλι το άνοιγμα των διακοπών ενός εκ των δύο αγωγών κάθε φάσης και από εκείνο το σημείο το σύστημα λειτουργεί με μονή γραμμή μεταφοράς.

Η πρώτη διαταραχή αφορά την ταχύτητα ανέμου, που αποτελεί συνιστώσα του διανύσματος εισόδου του συστήματος. Η δεύτερη διαταραχή έχει ως αποτέλεσμα αλλαγή του σημείου ισορροπίας του συστήματος, επειδή επιδρά υποδιπλασιάζοντας την τιμή της παραμέτρου R_{load} . Η τρίτη και η τέταρτη διαταραχή έχουν επίσης ως αποτέλεσμα την μεταβολή του σημείου ισορροπίας και εκφράζονται ως

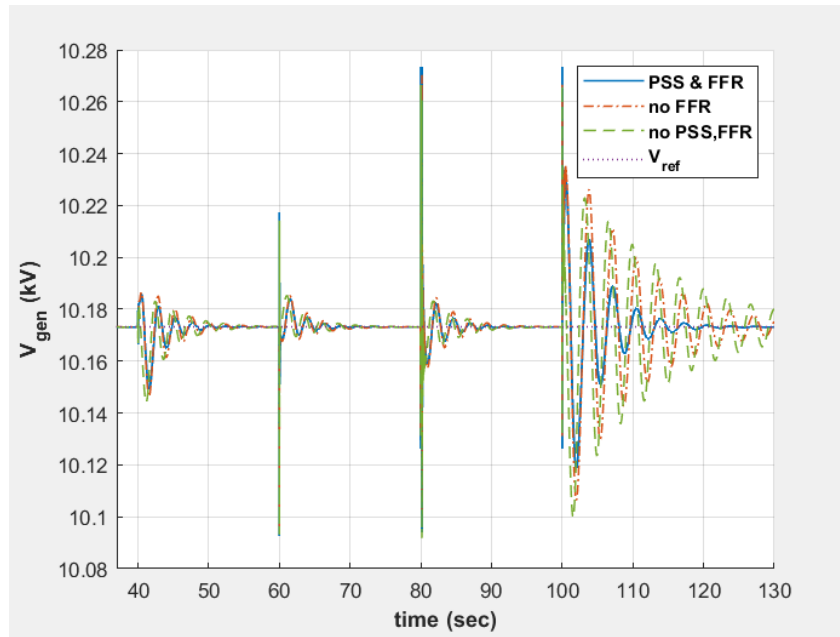
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

διπλασιασμός της ισοδύναμης αντίστασης (R_{line}) και αυτεπαγωγής (L_{line}) σε κάθε φάση της γραμμής. Ακολουθούν γραφικές παραστάσεις και σχόλια των αποκρίσεων του συστήματος. Τέλος εξετάζουμε την επίδραση που έχει στο τοπικό σύστημα μια βύθιση τάσης του ισχυρού δικτύου V_{grid} κατά 33.3%. Η V_{grid} αποτελεί επίσης συνιστώσα του διανύσματος εισόδου του συστήματος.

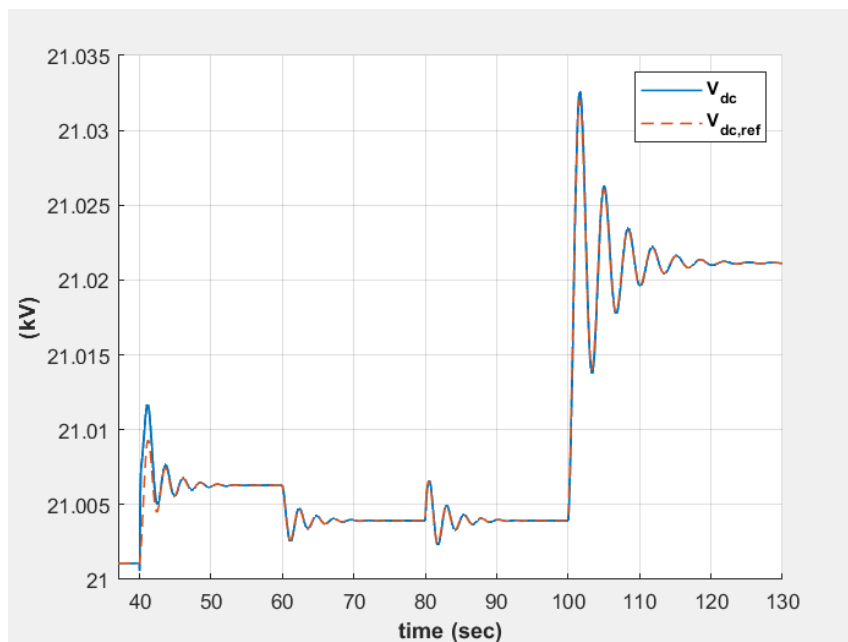
4.2.1 Τοπικές διαταραχές



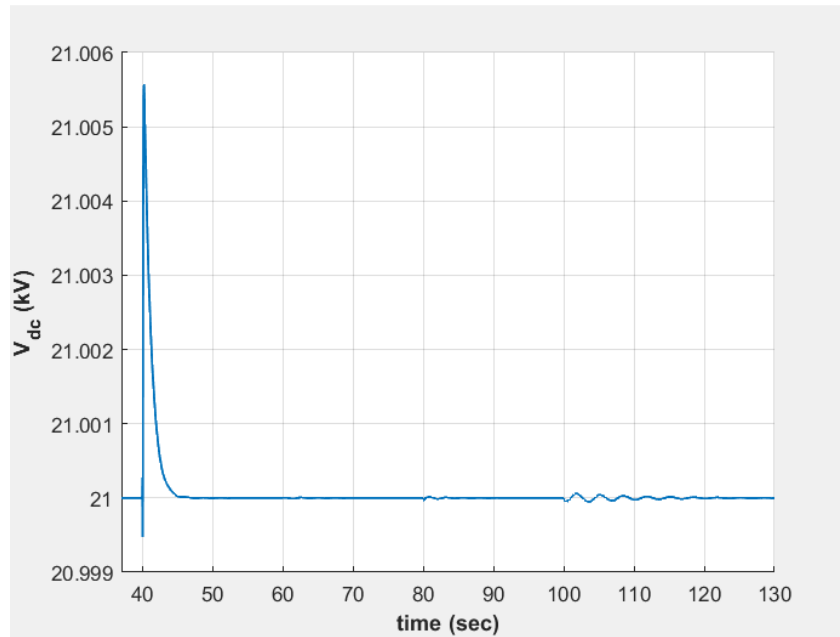
Σχήμα 4.1 – Η (ηλεκτρική) συχνότητα της γεννήτριας με και χωρίς PSS, με και χωρίς υπηρεσία FFR από τον μετατροπέα



Σχήμα 4.2 – Η (πολική) τάση εξόδου της γεννήτριας με και χωρίς PSS, με και χωρίς υπηρεσία FFR από τον μετατροπέα

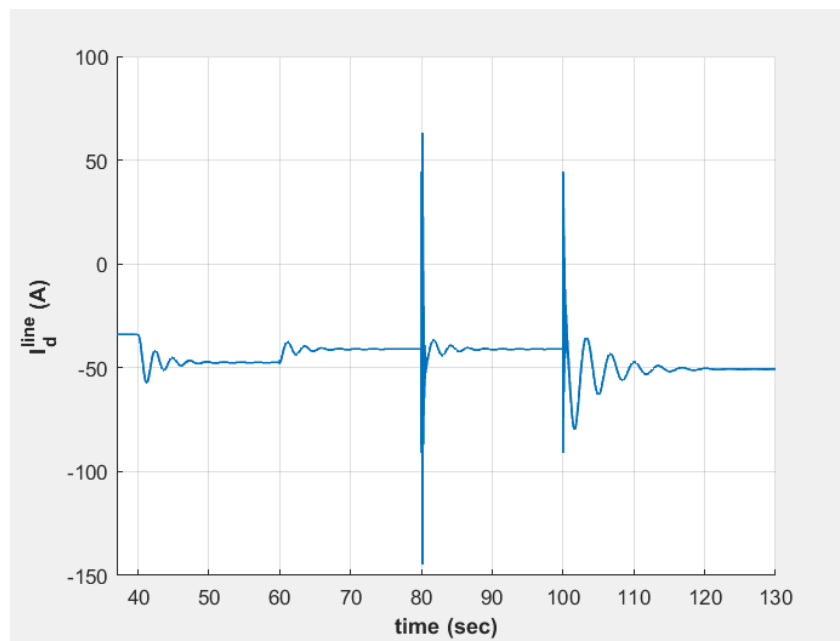


Σχήμα 4.3 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα με υπηρεσία FFR

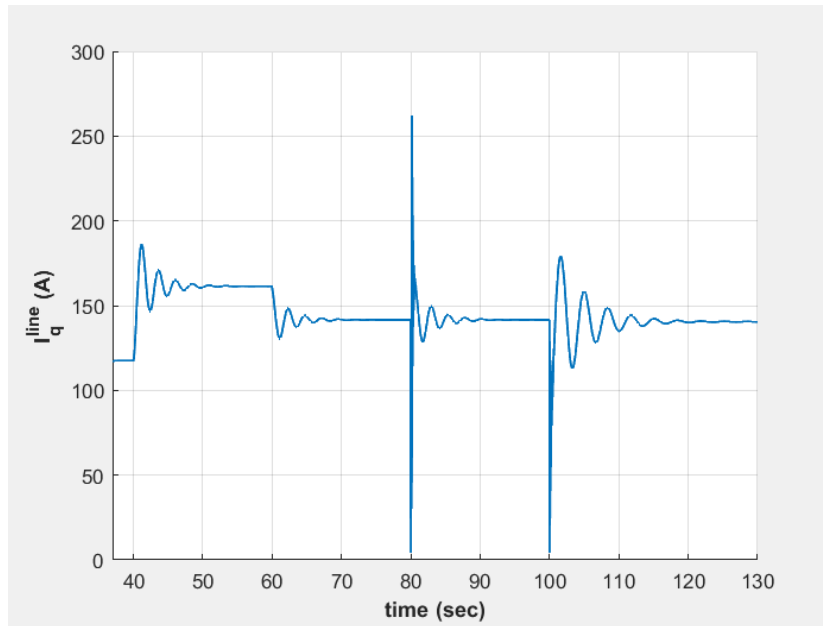


Σχήμα 4.4 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα χωρίς υπηρεσία FFR

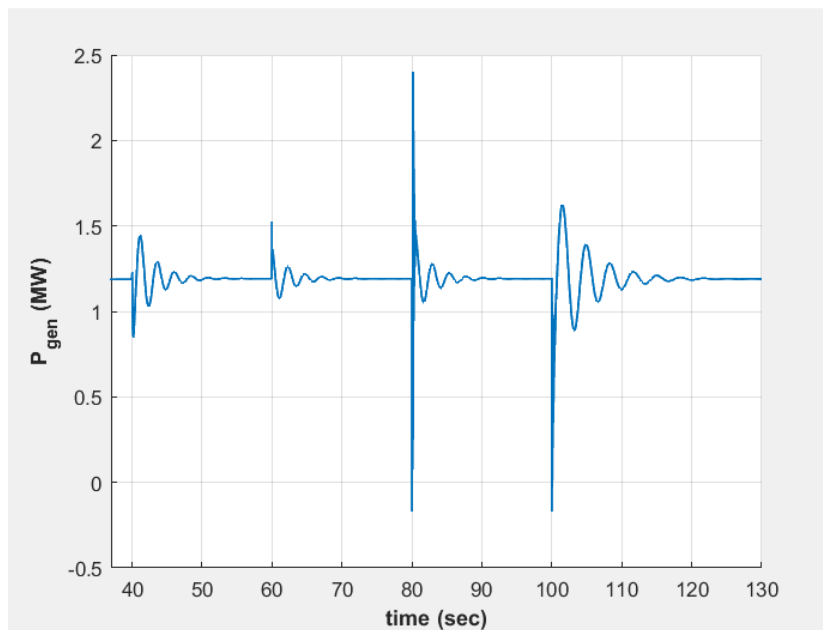
Οι επόμενες γραφικές παραστάσεις αντιστοιχούν σε λειτουργία με PSS και υπηρεσία FFR.



Σχήμα 4.5 – Το ρεύμα I_d της γραμμής μεταφοράς

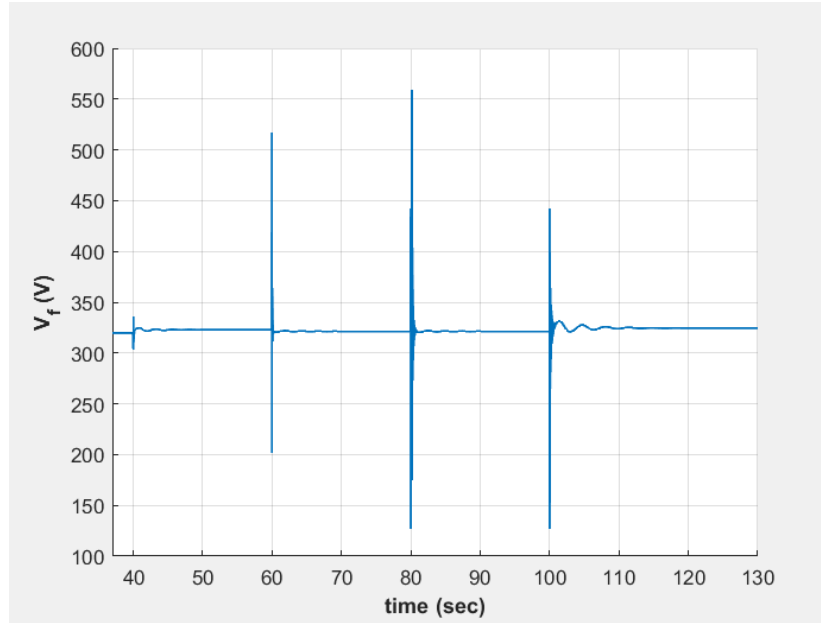


Σχήμα 4.6 – Το ρεύμα I_q της γραμμής μεταφοράς

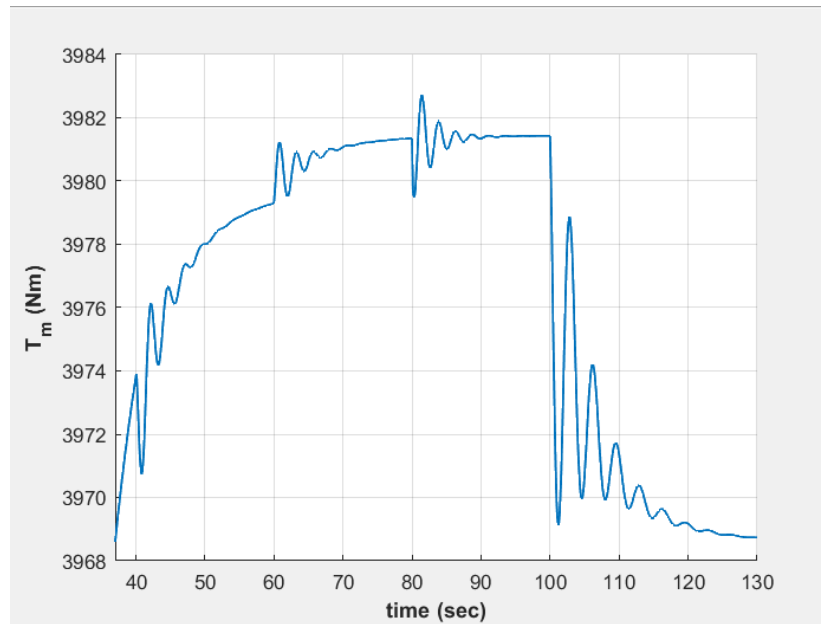


Σχήμα 4.7 – Η παραγόμενη ισχύς από τη σύγχρονη γεννήτρια

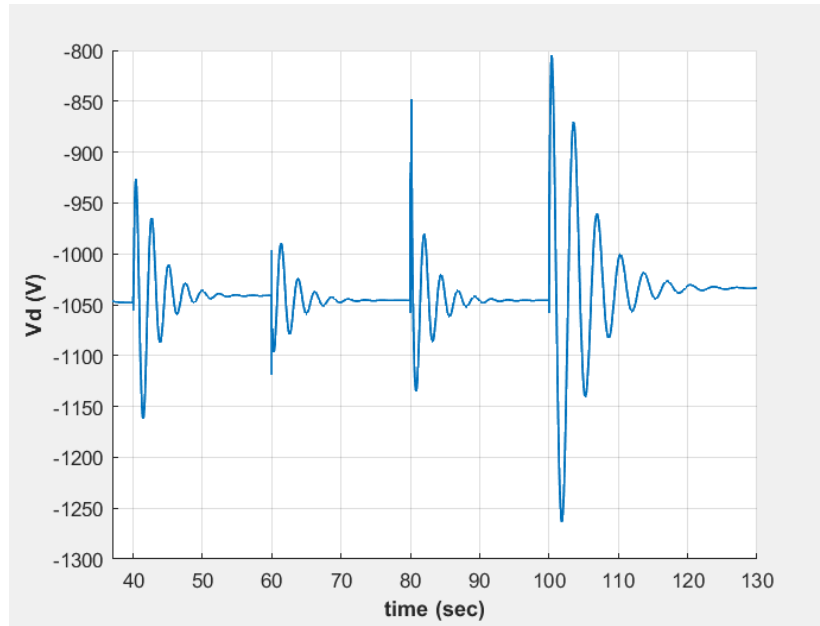
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ



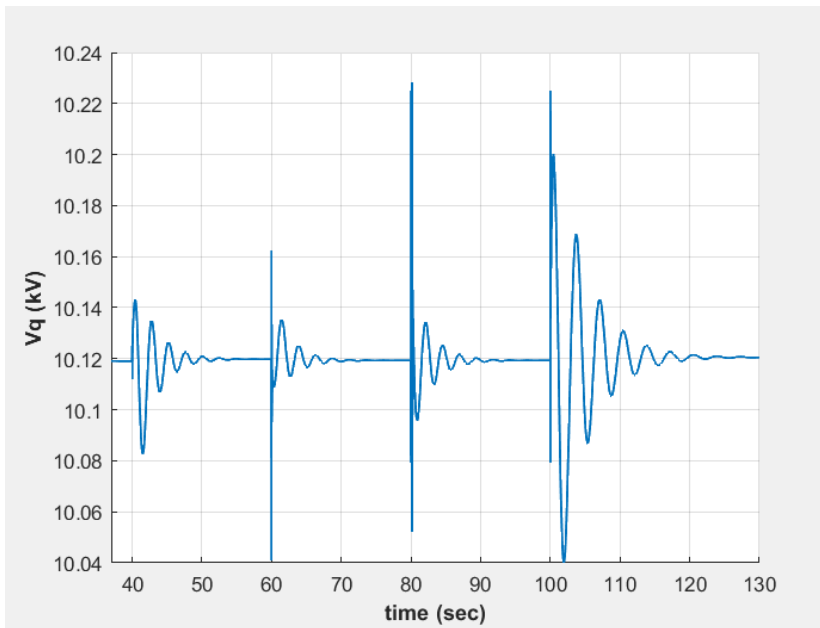
Σχήμα 4.8 – Η τάση διέγερσης της σύγχρονης γεννήτριας



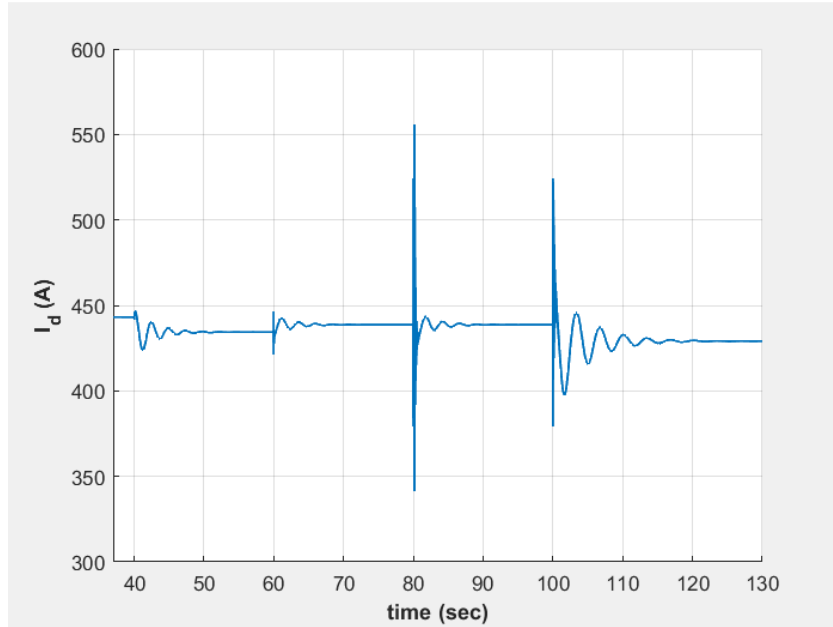
Σχήμα 4.9 – Η μηχανική ροπή στον άξονα της σύγχρονης γεννήτριας



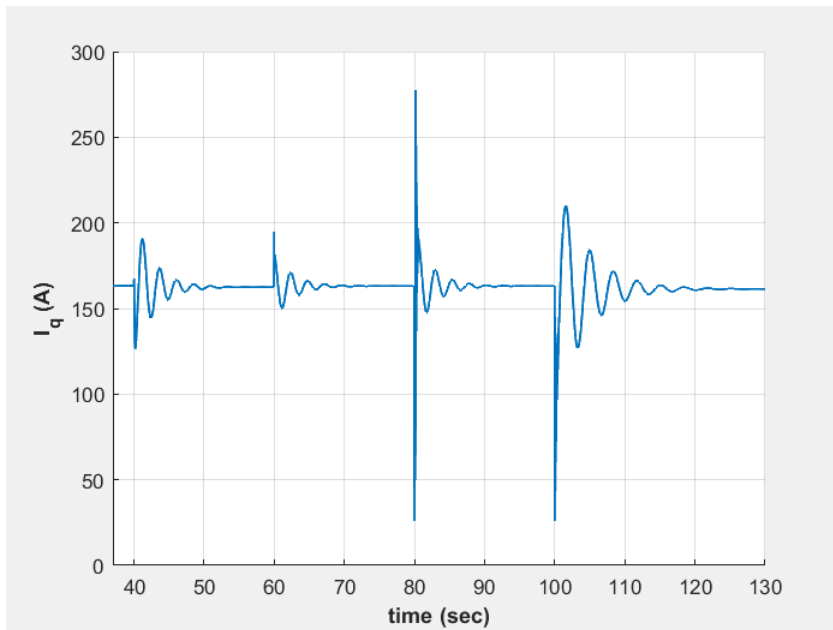
Σχήμα 4.10 – Η τάση V_d στον κοινό ζυγό



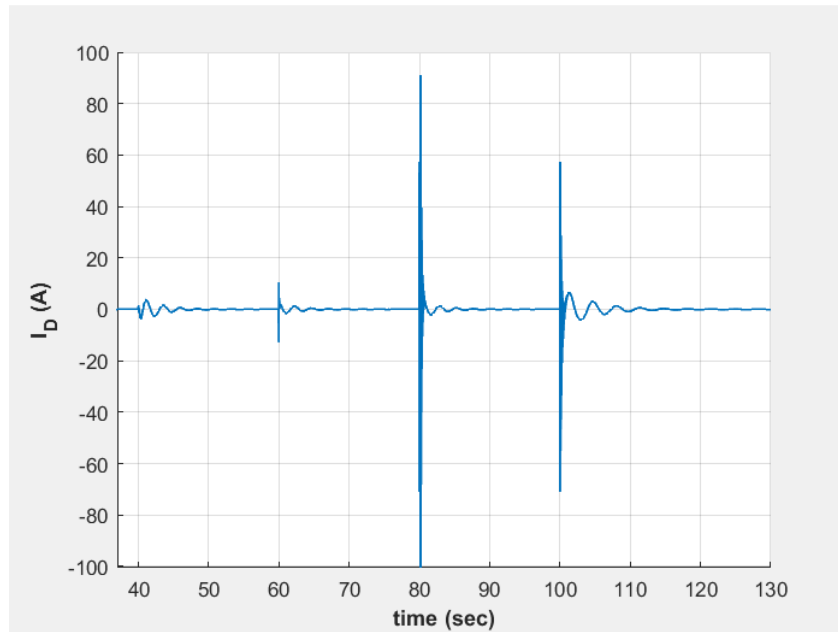
Σχήμα 4.11 – Η τάση V_q στον κοινό ζυγό



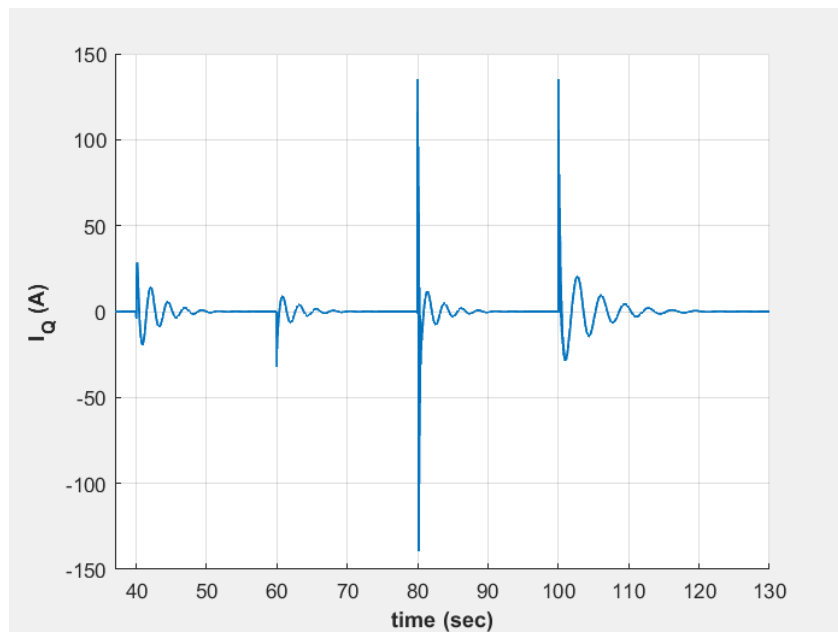
Σχήμα 4.12 – Το ρεύμα I_d της σύγχρονης γεννήτριας



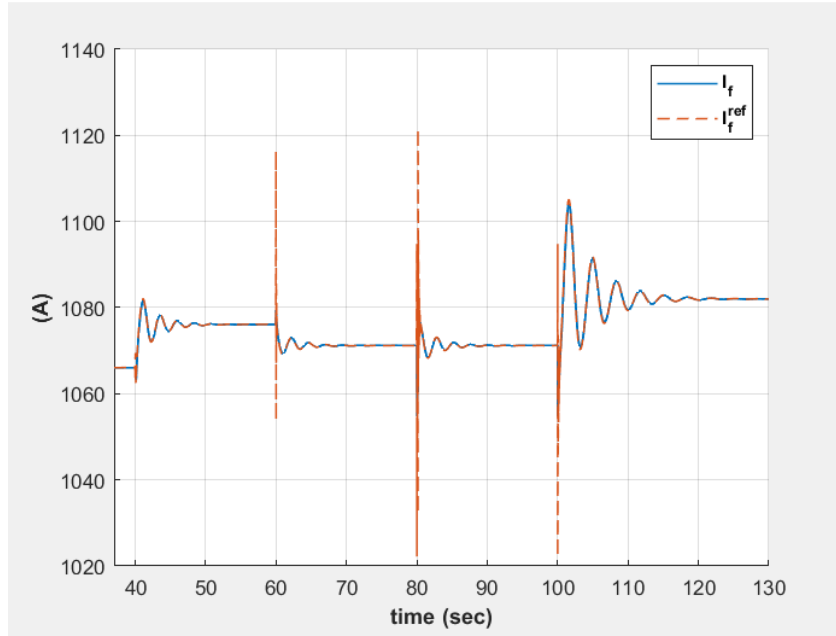
Σχήμα 4.13 – Το ρεύμα I_q της σύγχρονης γεννήτριας



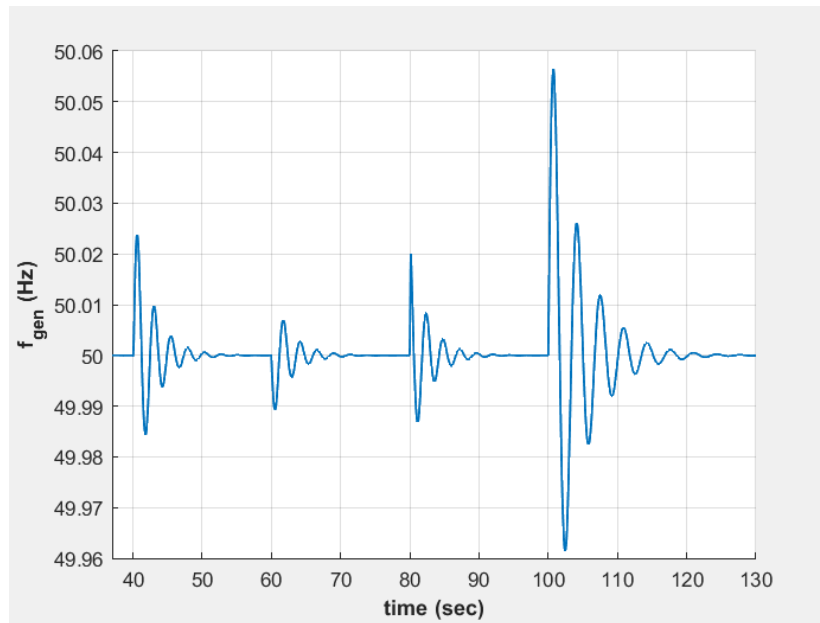
Σχήμα 4.14 – Το ρεύμα στο τύλιγμα απόσβεσης D



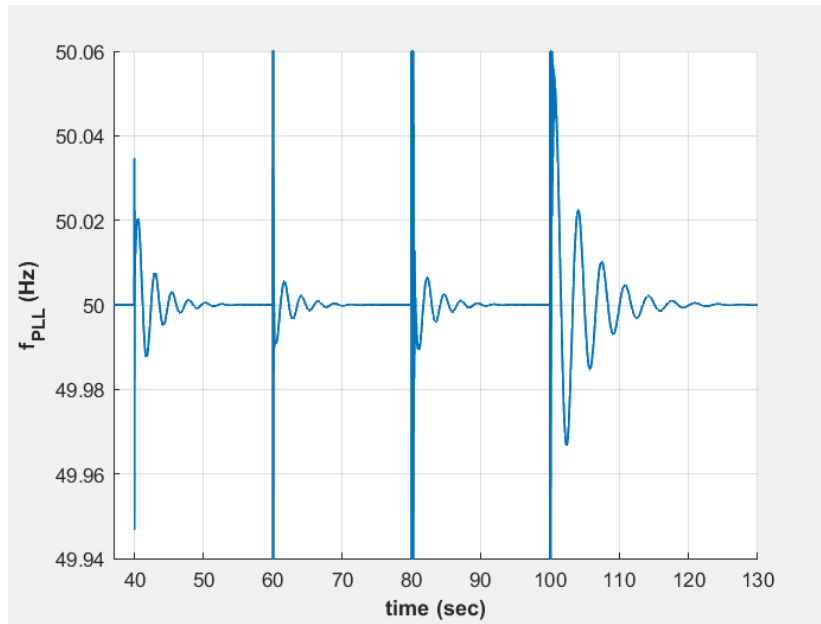
Σχήμα 4.15 – Το ρεύμα στο τύλιγμα απόσβεσης Q



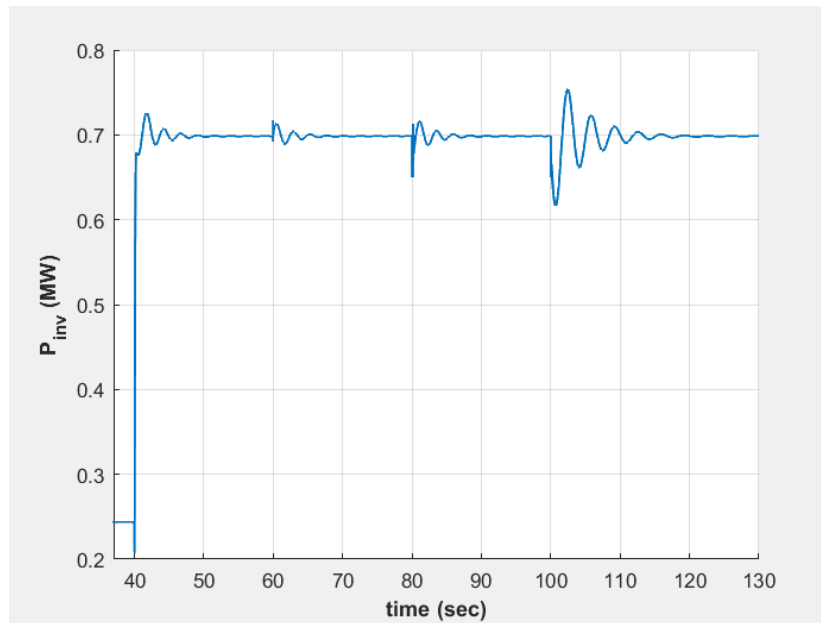
Σχήμα 4.16 – Το ρεύμα στο τύλιγμα διέγερσης f και το αντίστοιχο ρεύμα αναφοράς



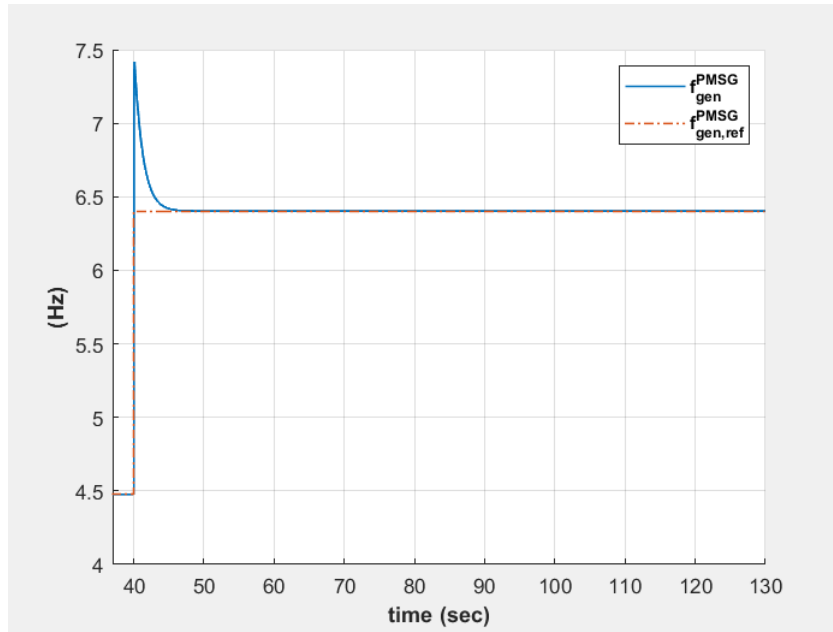
Σχήμα 4.17 – Η (ηλεκτρική) συχνότητα της σύγχρονης γεννήτριας



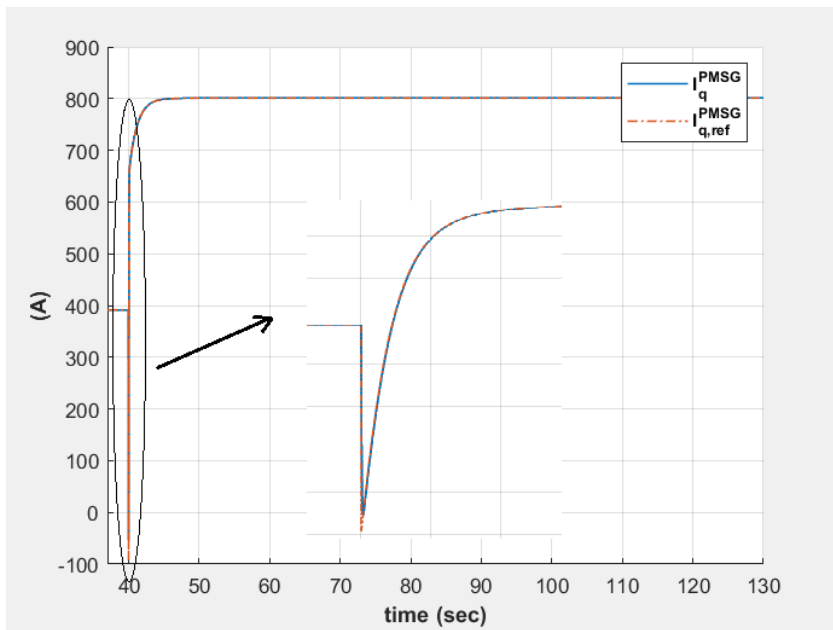
Σχήμα 4.18 – Η συχνότητα του βρόχου κλειδώματος φάσης



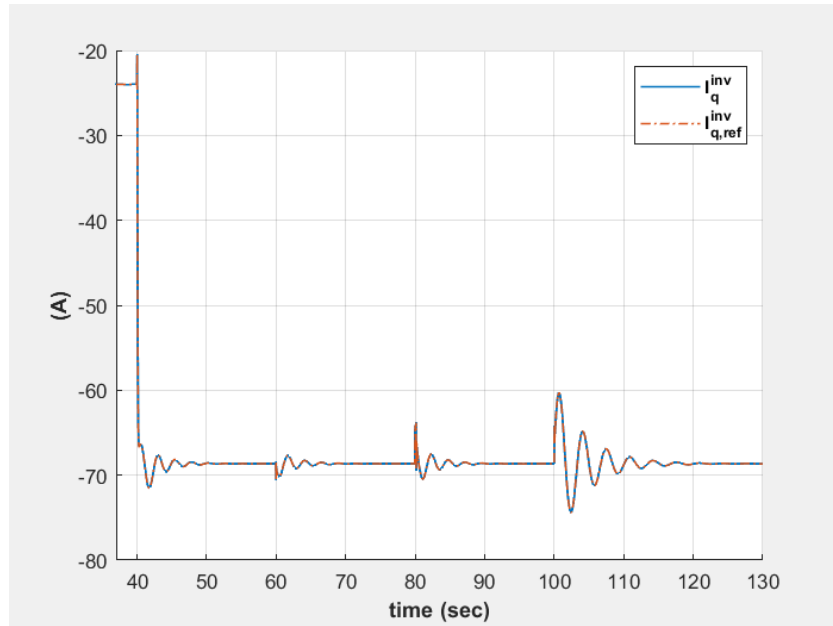
Σχήμα 4.19 – Η ισχύς που παρέχει ο μετατροπέας πλευράς δικτύου στον κοινό ζυγό



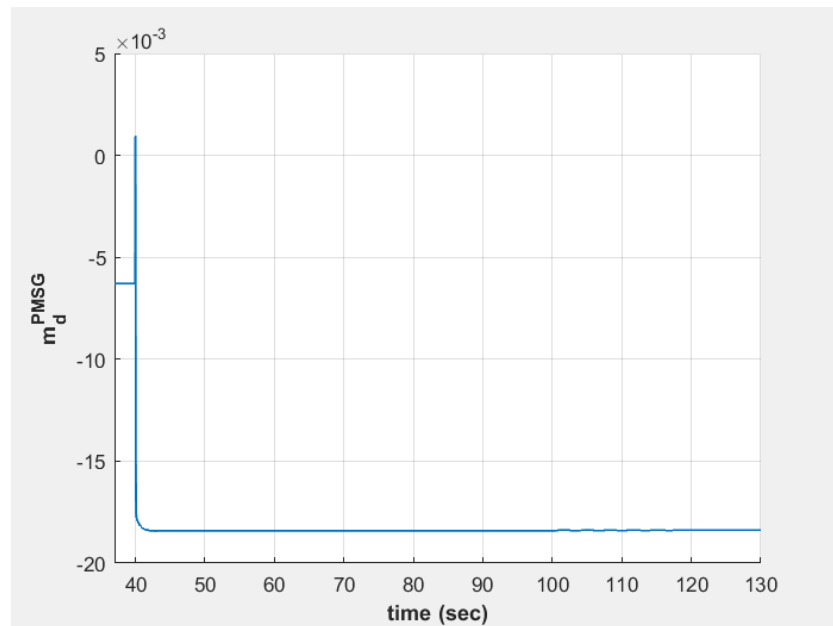
Σχήμα 4.20 – Η (ηλεκτρική) συχνότητα της ανεμογεννήτριας



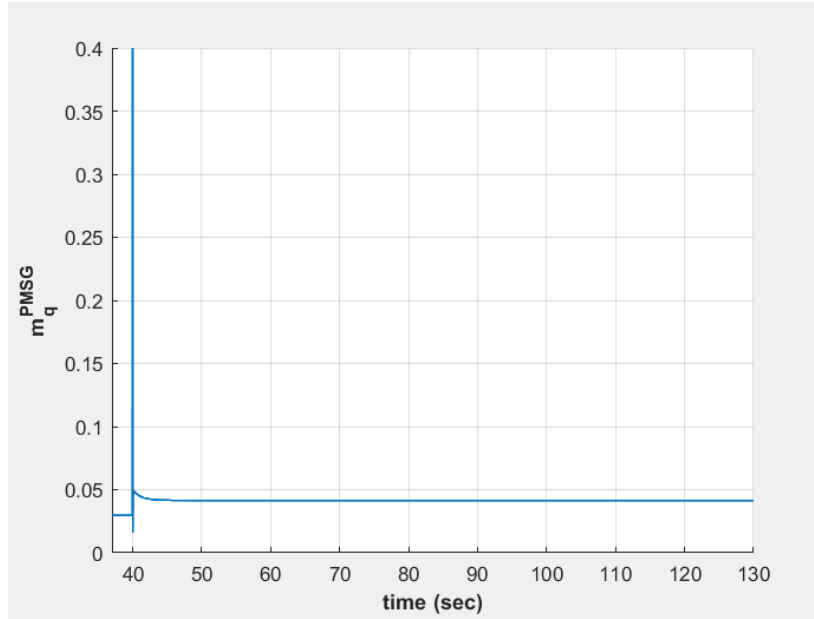
Σχήμα 4.21 – Το ρεύμα I_q της γεννήτριας μονίμων μαγνητών



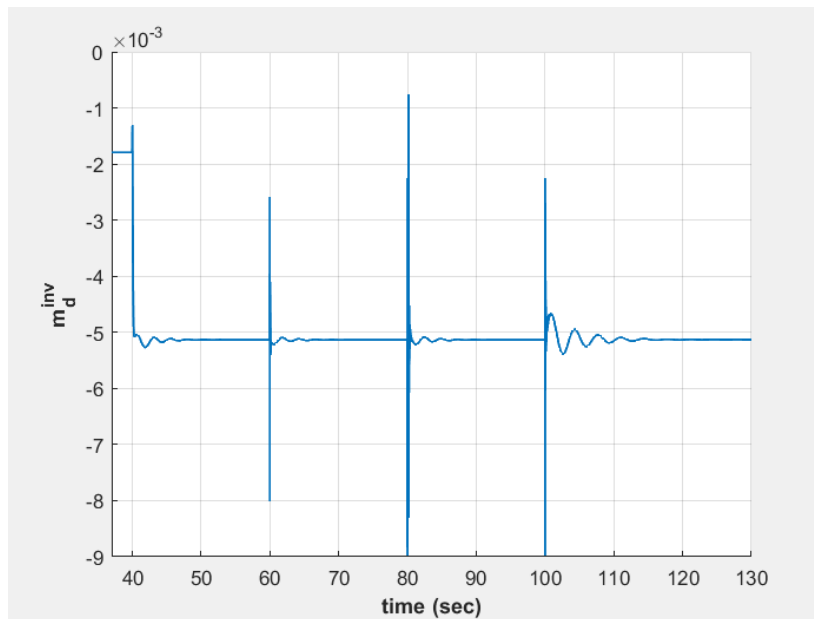
Σχήμα 4.22 – Το ρεύμα I_q του μετατροπέα πλευράς δικτύου



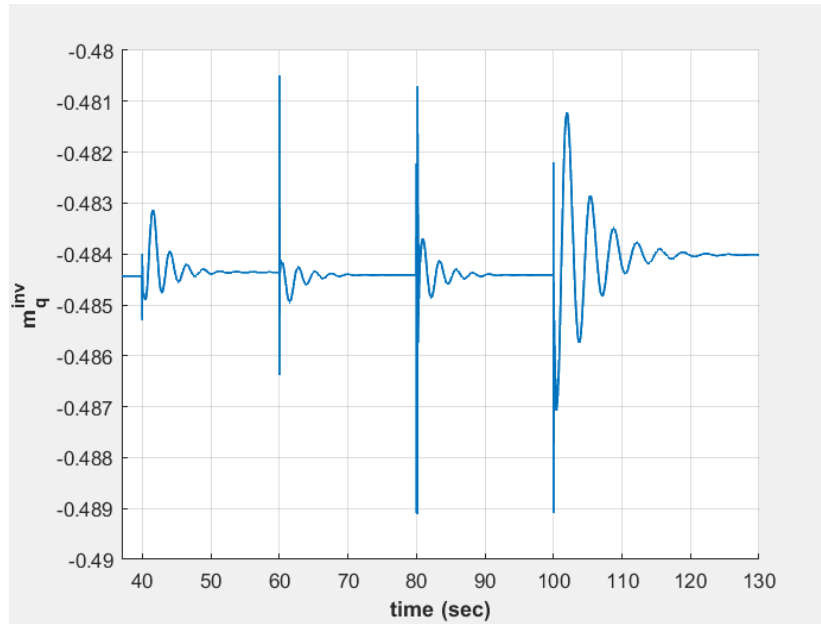
Σχήμα 4.23 – Η είσοδος m_d^{PMSG} του μετατροπέα πλευράς μηχανής



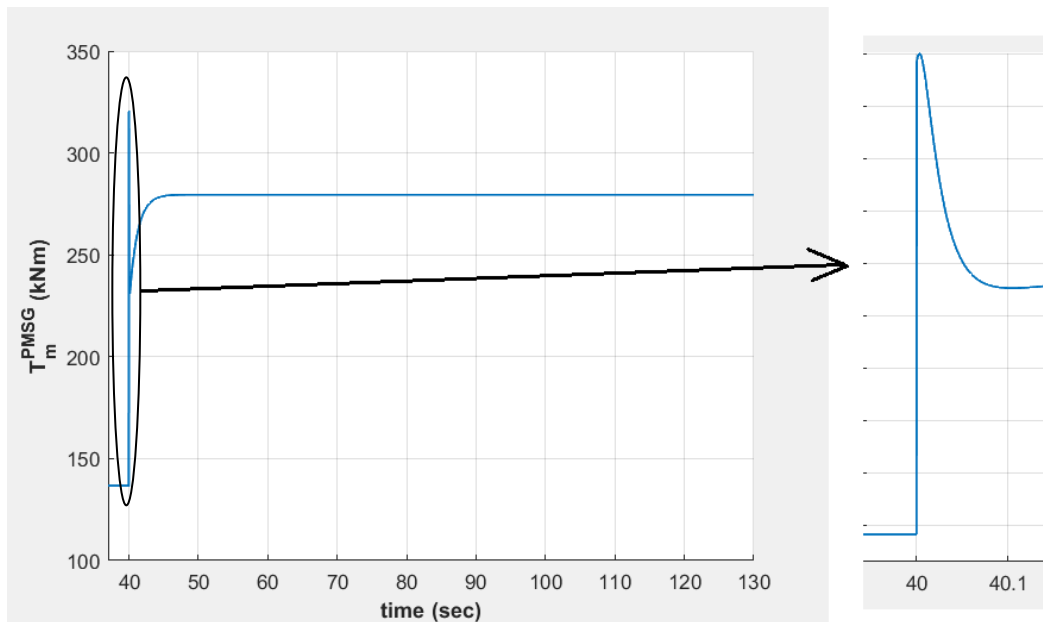
Σχήμα 4.24 – Η είσοδος m_d^{MSG} του μετατροπέα πλευράς μηχανής



Σχήμα 4.25 – Η είσοδος m_d^{inv} του μετατροπέα πλευράς δικτύου



Σχήμα 4.26 – Η είσοδος m_q^{inv} του μετατροπέα πλευράς δικτύου



Σχήμα 4.27 – Η μηχανική ροπή στον άξονα της ανεμογεννήτριας

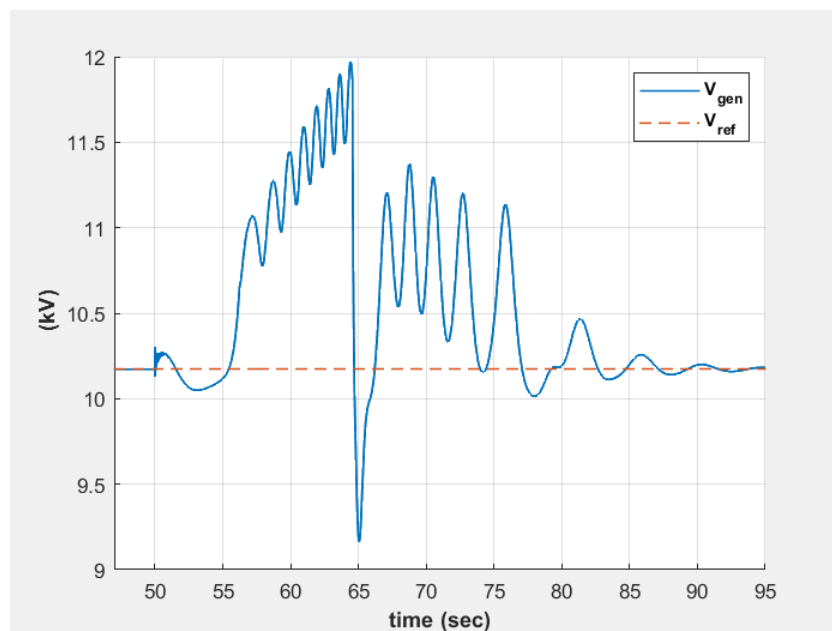
Από τις γραφικές παραστάσεις των προσομοιώσεων διαπιστώνεται η αποτελεσματικότητα των ελεγκτών και γενικά η συνολικά ευσταθής συμπεριφορά του συστήματος μετά από τις διαταραχές.

Αρχικά από το σχήμα 4.18 παρατηρούμε ότι το PLL έχει αρκετά γρήγορη δυναμική και επιτυγχάνει μετά από σύντομο χρονικό διάστημα την παρακολούθηση της συχνότητας στον κοινό ζυγό σύνδεσης. Μετά από κάθε διαταραχή η συχνότητα (σχήμα 4.1) και η τάση εξόδου της γεννήτριας (σχήμα 4.2) επανέρχονται στις αντίστοιχες τιμές αναφοράς, και ταυτόχρονα επιβεβαιώνεται η θετική επίδραση του προτεινόμενου ελέγχου της τάσης αναφοράς του DC πυκνωτή στην απόσβεση των ταλαντώσεων. Στην απόκριση της DC τάσης που φαίνεται στο σχήμα 4.3 παρατηρούμε ότι η τάση είναι σχεδόν ταυτόσημη με την αναφορά της. Το ίδιο ισχύει και για τα ρεύματα I_q της γεννήτριας μονίμων μαγνητών και του μετατροπέα πλευράς δικτύου, όπως αναμέναμε (σχήματα 4.21, 4.22). Τέλος, η συχνότητα της ανεμογεννήτριας ρυθμίζεται επιτυχώς (σχήμα 4.20) στην αντίστοιχη βέλτιστη συχνότητα που υπαγορεύεται από την εκάστοτε ταχύτητα ανέμου, με αποτέλεσμα να πραγματοποιείται η παρακολούθηση μέγιστης ισχύος (MPPT).

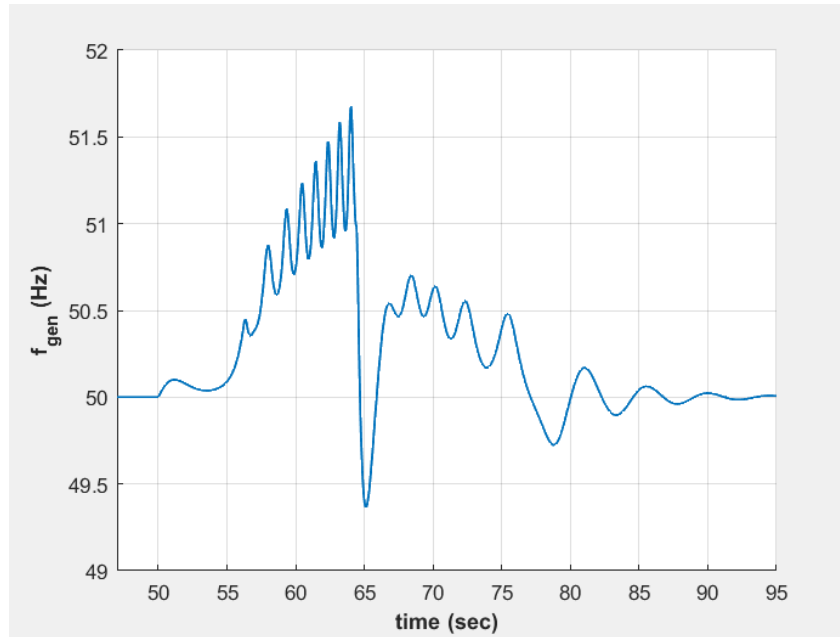
4.2.2 Μεγαλύτερη γραμμή μεταφοράς

Οι παράμετροι της γραμμής μεταφοράς R_{line}, L_{line} παίζουν σημαντικό ρόλο στην συμπεριφορά του συστήματος. Όσο μικρότερες είναι οι τιμές τους και καθώς τείνουν στο 0, ο κοινός ζυγός του συστήματος τείνει να ταυτιστεί με τον άπειρο ζυγό του ισχυρού δικτύου. Αντίθετα όσο μεγαλώνουν, τόσο πιο ασθενής είναι η διασύνδεση του κοινού με τον άπειρο ζυγό, και επομένως αναμένουμε χειρότερη συμπεριφορά (σχήματα 4.28, 4.29, 4.30), την οποία όμως προσπαθούμε να αντισταθμίζουμε με κατάλληλη ρύθμιση των κερδών των ελεγκτών. Συγκεκριμένα αυξάνουμε τις τιμές των κερδών K_{dc} και K_{PSS} (σχήματα 4.31 έως 4.36).

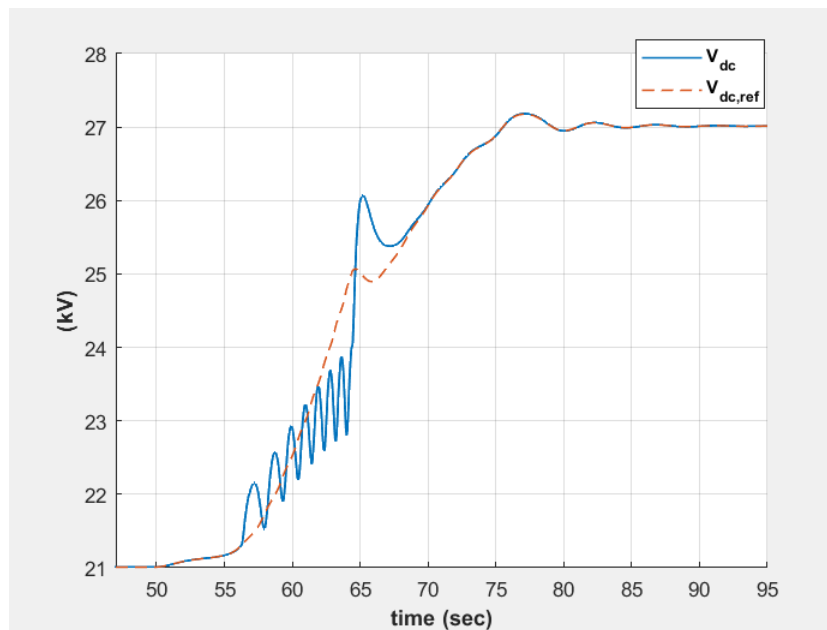
Οι επόμενες γραφικές παραστάσεις αντιστοιχούν σε μεγαλύτερη γραμμή μεταφοράς απ' ό,τι πριν, δηλαδή θέτουμε $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$ και $L_{line} = 90 \text{ mH}$. Εξετάζουμε τη συμπεριφορά της συχνότητας στο σφάλμα όπου πραγματοποιείται άνοιγμα διακοπών και η γραμμή μετατρέπεται από διπλή σε μονή.



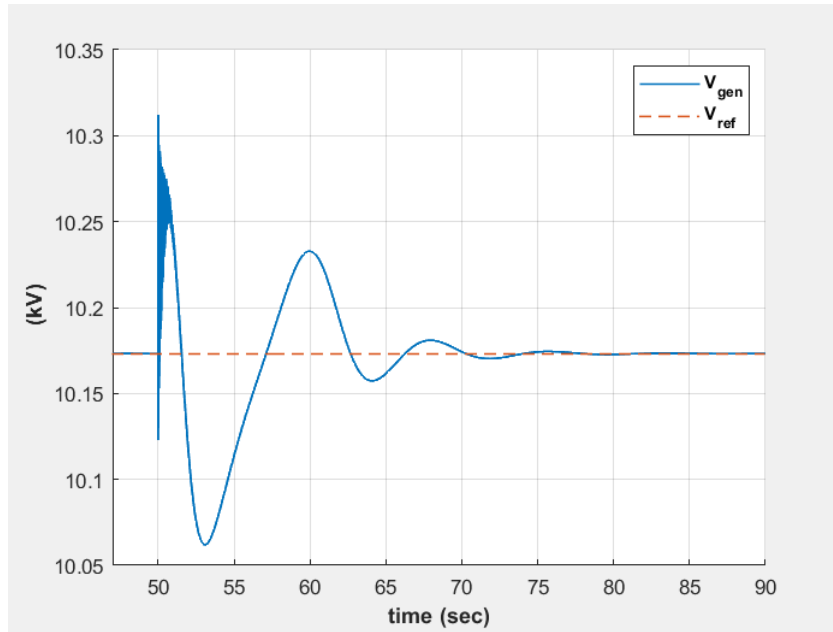
Σχήμα 4.28 – Η (πολική) τάση εξόδου της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$ και $L_{line} = 90 \text{ mH}$



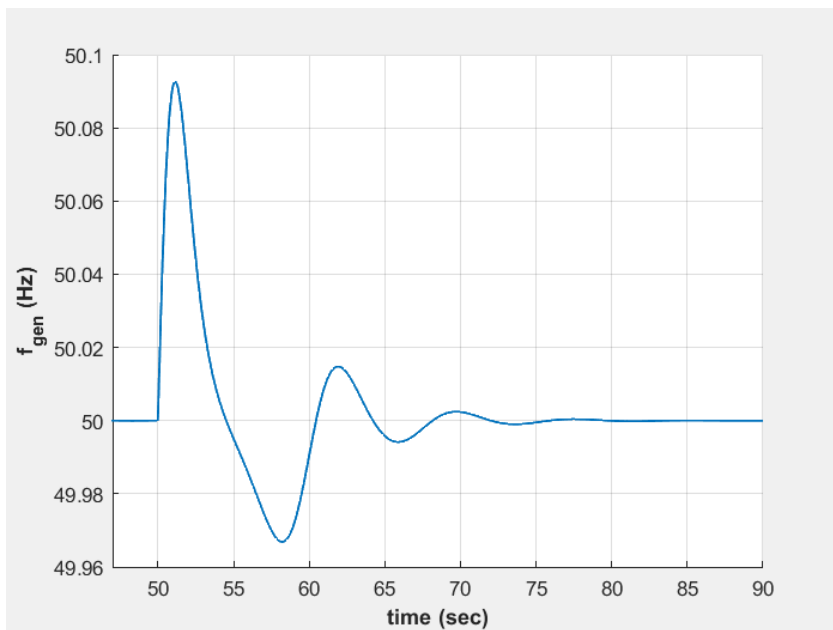
Σχήμα 4.29 – Η συχνότητα της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$ και $L_{line} = 90 \text{ mH}$



Σχήμα 4.30 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$ και $L_{line} = 90 \text{ mH}$

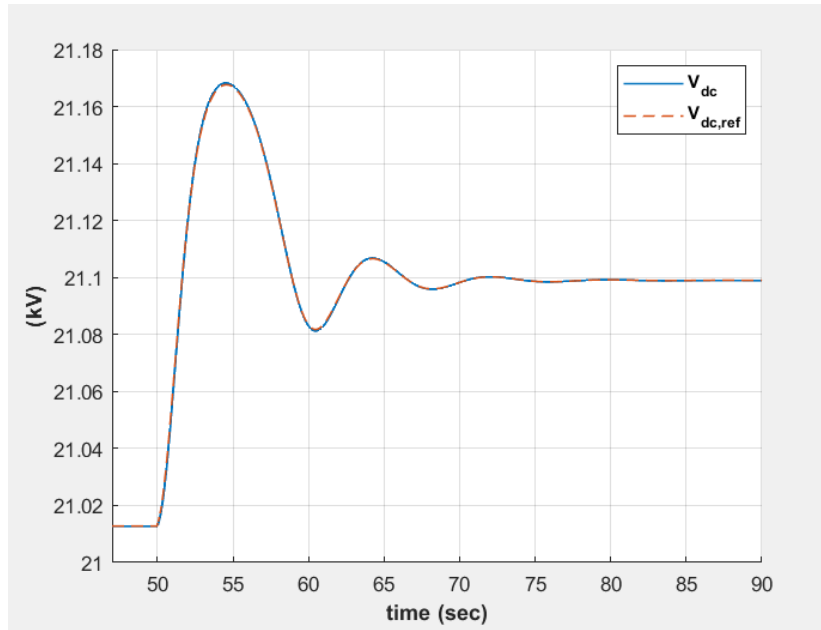


Σχήμα 4.31 – Η (πολική) τάση της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$

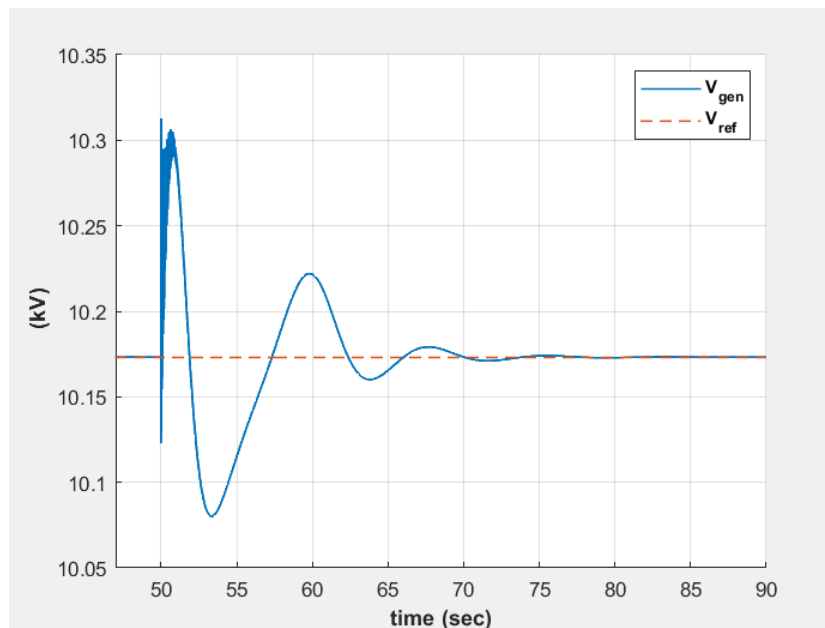


Σχήμα 4.32 – Η συχνότητα της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

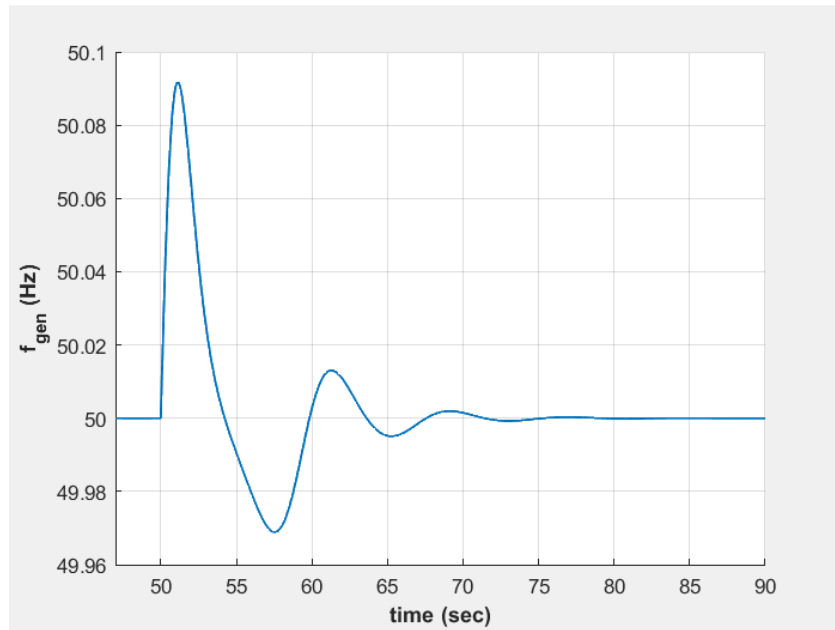


Σχήμα 4.33 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$

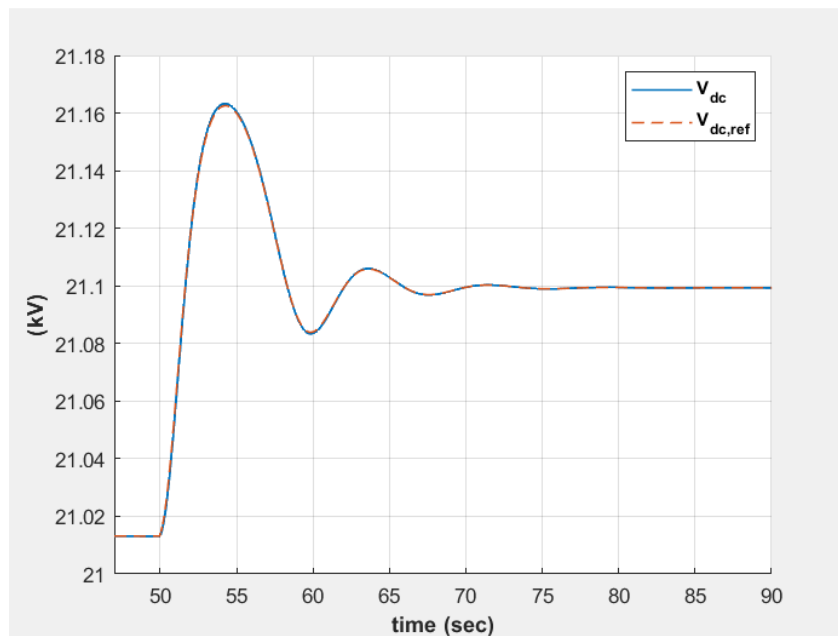


Σχήμα 4.34 – Η (πολική) τάση εξόδου της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$, $K_{PSS} = 300$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ



Σχήμα 4.35 – Η συχνότητα της γεννήτριας για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$, $K_{PSS} = 300$

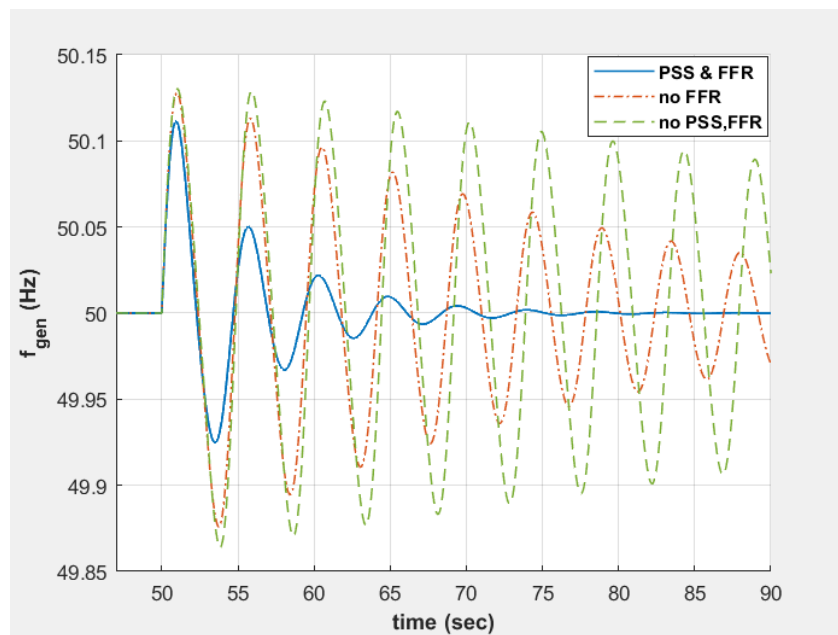


Σχήμα 4.36 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα για $R_{line} = 110 \text{ m}\Omega$, $L_{line} = 90 \text{ mH}$ και $K_{dc} = 120$, $K_{PSS} = 300$

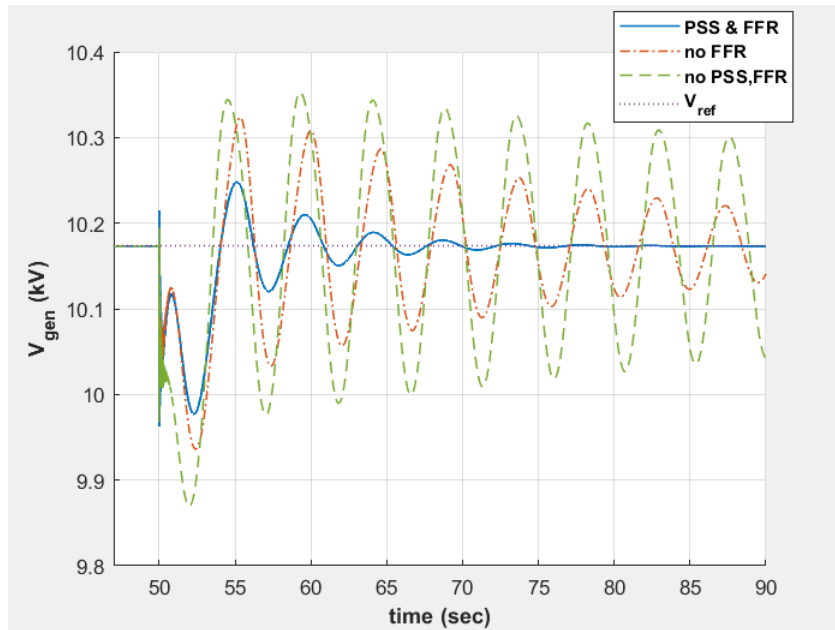
Η θετική επίδραση από την αύξηση του κέρδους K_{dc} στην απόσβεση των ταλαντώσεων της τάσης και της συχνότητας και της γεννήτριας είναι φανερή. Αναμένοντας καλύτερη απόδοση, αυξάνουμε και το κέρδος K_{PSS} , ωστόσο δεν παρατηρούμε σημαντικές βελτιώσεις (σχήματα 4.34, 4.35, 4.36). Σημειώνεται ότι οι τελευταίες εννιά γραφικές παραστάσεις αντιστοιχούν σε λειτουργία με ονομαστική ταχύτητα ανέμου, δηλαδή η ανεμογεννήτρια παράγει τη μέγιστη δυνατή ισχύ.

4.2.3 Διαταραχή τάσης ισχυρού δικτύου

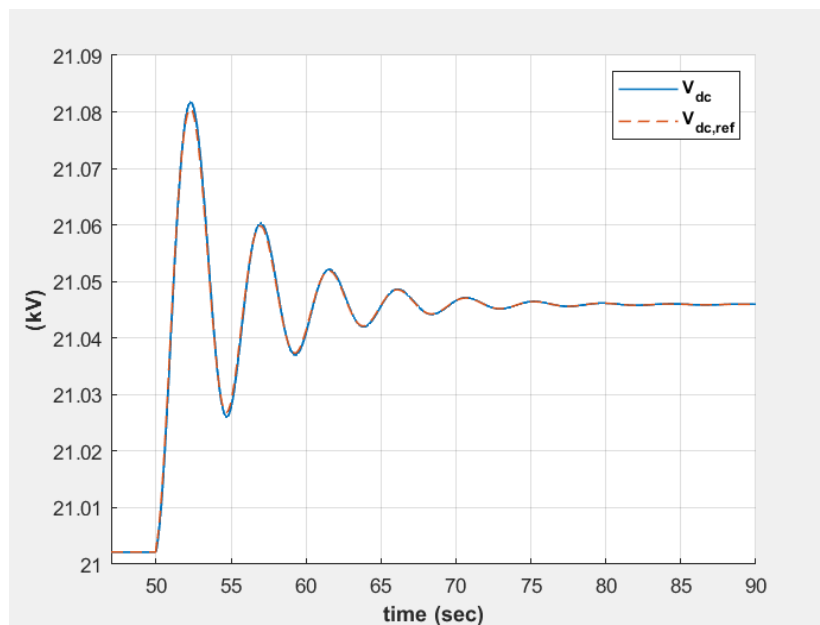
Τέλος, εξετάζουμε την απόκριση του συστήματος όταν η τάση του ισχυρού δικτύου υφίσταται βηματικά μια βύθιση τάσης κατά 33.3%.



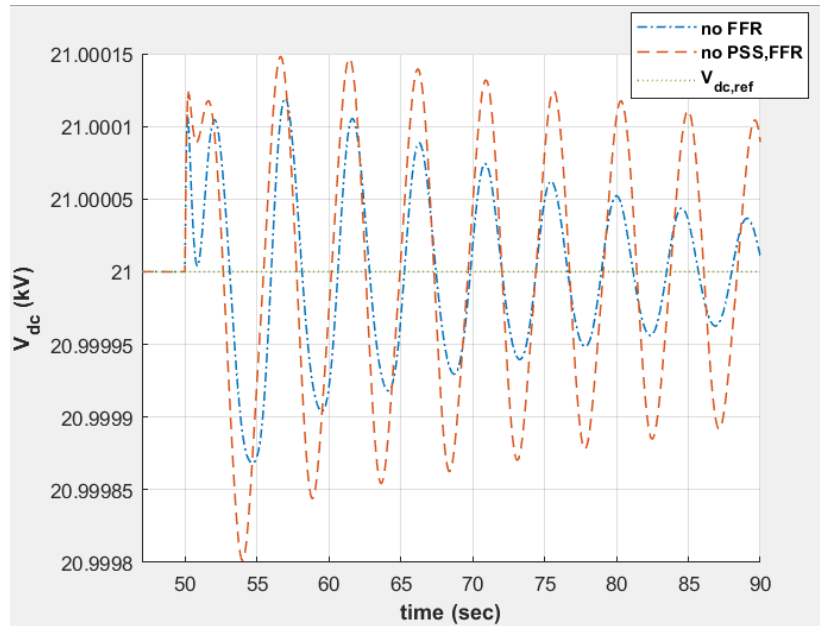
Σχήμα 4.37 – Η συχνότητα της γεννήτριας με και χωρίς PSS, με και χωρίς υπηρεσία FFR από τον μετατροπέα μετά από βηματική βύθιση τάσης του ισχυρού δικτύου κατά 33.3%.



Σχήμα 4.38 – Η (πολική) τάση εξόδου της γεννήτριας με και χωρίς PSS, με και χωρίς υπηρεσία FFR από τον μετατροπέα μετά από βηματική βύθιση τάσης του ισχυρού δικτύου κατά 33.3%.



Σχήμα 4.39 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα με PSS και υπηρεσία FFR



Σχήμα 4.40 – Η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα χωρίς FFR, και χωρίς FFR και PSS

Από τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις παρατηρούμε ότι σε αυτή την περίπτωση διαταραχής η επίδραση της υπηρεσίας FFR είναι αισθητή στην ταχύτερη απόσβεση των ταλαντώσεων συχνότητας και τάσης της γεννήτριας. Σημειώνεται ότι, όπως και στην ενότητα 4.2.2, οι γραφικές παραστάσεις και της παρούσας ενότητας αντιστοιχούν σε λειτουργία με ονομαστική ταχύτητα ανέμου, δηλαδή η ανεμογεννήτρια παράγει τη μέγιστη δυνατή ισχύ.

Συμπεράσματα-Επεκτάσεις

Συνοψίζοντας, φαίνεται ότι οι εφαρμοζόμενοι ελεγκτές (κλασσικοί και προτεινόμενοι) οδηγούν σε αρκετά ικανοποιητικές αποκρίσεις έπειτα από διάφορους τύπους διαταραχών για ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας που χαρακτηρίζεται από ασθενή σύνδεση μονάδων παραγωγής, αλλά και μειωμένη στρεφόμενη αδράνεια, με ένα μεγάλο μέρος της συνολικά παραγόμενης ισχύος να παρέχεται στον κοινό ζυγό από την μονάδα ΑΠΕ. Η εργασία αυτή δύναται να επεκταθεί σε σημαντικό βαθμό προσθέτοντας στην τοπολογία του εξεταζόμενου ΣΗΕ επιπλέον τοπικά φορτία, γραμμές μεταφοράς και μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής (ακόμα και συμβατικές γεννήτριες), καθιστώντας έτσι το συνολικό σύστημα ακόμα πιο ασθενές και δοκιμάζοντας μεθόδους ελέγχου που παρουσιάστηκαν. Επιπλέον, ενδεχομένως θα μπορούσε να αφαιρεθεί το εικονικό 'ισχυρό' δίκτυο (αφού έχουν πρώτα προστεθεί επιπλέον φορτία και μονάδες παραγωγής), προσεγγίζοντας έτσι αρκετά πιο ρεαλιστικά ένα πραγματικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας.

Βιβλιογραφία-Πηγές

- [1] Kundur P., Paserba J., Ajarapu V., Andersson G., Bose A. K., Cañizares C. A., Hatziargyriou N., Hill D. J., Stanković A., Taylor C., Van Cutsem T. & Vittal V. (2004), *Definition and Classification of Power System Stability IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions*, IEEE Transactions on Power Systems, 19(3), 1387–1401. <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2004.825981>
- [2] Gibbard M., Pourbeik P., & Vowles D (2015), *Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems*. <https://doi.org/10.20851/small-signal>
- [3] *Innovation Landscape for A Renewable-Powered Future: Solutions To Integrate Variable Renewables* International Renewable Energy Agency. International Renewable Energy Agency. https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/Feb/IRENA_Innovation_Landscape_2019_report.pdf
- [4] Sarojini R. K., Palanisamy K. & Yang G. (2020), *Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review*, Renewable & Sustainable Energy Reviews, 124, 109773. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.109773>
- [5] Li Q., Ren B., Tang W., Wang D., Wang C. & Li Z. (2022), *Analyzing the inertia of power grid systems comprising diverse conventional and renewable energy sources*, Energy Reports, 8, 15095–15105. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.11.022>
- [6] Denholm P., Mai T., Kenyon R., Kroposki B. & O'Malley M. (2020), *Inertia and the Power Grid: A guide without the spin*. <https://doi.org/10.2172/1659820>
- [7] AT A GLANCE Infographic, *Renewable energy in the EU*, European Parliament. [https://www.europarl.europa.eu/RegData/etudes/ATAG/2023/745693/EPRS_ATA\(2023\)745693_EN.pdf](https://www.europarl.europa.eu/RegData/etudes/ATAG/2023/745693/EPRS_ATA(2023)745693_EN.pdf)
- [8] Hatziargyriou N. D., Milanović J. V., Rahmann C., Ajarapu V., Cañizares C. A., Erlich I., Hill D. J., Hiskens I. A., Kamwa I., Pal B. C., Pourbeik P., Sanchez-Gasca J., Stanković A., Van Cutsem T., Vittal V. & Vournas C. (2021b), *Definition and Classification of Power System Stability – Revisited & Extended*, IEEE Transactions on Power Systems, 36(4), 3271–3281. <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2020.3041774>
- [9] Ten-Year Network Development Plan 2020 (2021), *The inertia challenge in Europe – Present and long-term perspective Insight Report*, entsoe. https://eepublicdownloads.blob.core.windows.net/public-cdn-container/tyndp-documents/TYNDP2020/FINAL/entso-e_TYNDP2020_Insight_Report_Inertia_2108.pdf
- [10] Yap K. Y., Sarimuthu C. R. & Lim J. M. (2019), *Virtual Inertia-Based Inverters for Mitigating Frequency Instability in Grid-Connected Renewable Energy System: A review*, Applied Sciences, 9(24), 5300. <https://doi.org/10.3390/app9245300>
- [11] Βοβός Ν. & Γιαννακόπουλος Γ. (2008), *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας*, Εκδόσεις Ζήτη.
- [12] Kundur P. (2019), *Ευστάθεια και Έλεγχος Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας*, Εκδόσεις Τζιόλα

- [13] Stegink T., De Persis C. & Van Der Schaft A. (2019), *An energy-based analysis of reduced-order models of (networked) synchronous machines*, Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, 25(1), 1–39. <https://doi.org/10.1080/13873954.2019.1566265>
- [14] Krause P. C., Wasynczuk O. & Sudhoff S. D. (2013), *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Wiley. <https://doi.org/10.1002/9781118524336>
- [15] Βουρνάς Κ., Παπαδιάς Β. Κ. & Ντελκλής Κ. (2011), *Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας: Έλεγχος και Ευστάθεια Συστήματος*, Εκδόσεις Συμμετρία.
- [16] Astrom K. J. & Murray R. M. (2008), *Feedback Systems, An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton University Press.
- [17] Tripathy S. (1994), *Digital speed governor for steam turbine*, Energy Conversion and Management, 35(2), 159–169. [https://doi.org/10.1016/0196-8904\(94\)90076-0](https://doi.org/10.1016/0196-8904(94)90076-0)
- [18] Dulău M. & Bică D. (2014), *Simulation of Speed Steam Turbine Control System*, Procedia Technology, 12, 716–722. <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2013.12.554>
- [19] *Adaptation of PID controller using AI technique for Speed Control of Isolated Steam Turbine* (2012, March 1), IEEE Conference Publication | IEEE Xplore. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6186962>
- [20] Report I. (1973), *Dynamic models for Steam and Hydro Turbines in Power System Studies*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-92(6), 1904–1915. <https://doi.org/10.1109/tpas.1973.293570>
- [21] Βουρνάς Κ. & Κονταξής Γ. (2010), *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας*, Εκδόσεις Συμμετρία.
- [22] Machowski J., Białek J. & Bumby J. (2008), *Power system dynamics : Stability and Control*, Wiley. <http://ci.nii.ac.jp/ncid/BA87861489>
- [23] Vukosavic S. N. (2013), *Electrical Machines*, Springer. <https://link.springer.com/book/10.1007/978-1-4614-0400-2>
- [24] Ackermann T. (2005), *Wind Power in Power Systems*, Wiley. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/0470012684>
- [25] Hannah Ritchie, Max Roser and Pablo Rosado (2020) - “Renewable Energy” Published online at OurWorldInData.org. Retrieved from: <https://ourworldindata.org/renewable-energy>
- [26] Wind Europe (2023), *Wind Energy in Europe: 2022 Statistics and the outlook for 2023-2027*.
- [27] <https://sitn.hms.harvard.edu/flash/2012/wind/>
- [28] Παπαθανασίου Αθ. Στ., Σημειώσεις από το μάθημα Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, Διαμόρφωση ηλεκτρικού συστήματος και ελέγχου των ανεμογεννητριών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
- [29] González-Hernández J. G. & Salas-Cabrera R. (2019), *Representation and estimation of the power coefficient in wind energy conversion systems*, Revista Facultad De Ingeniería, 28(50), 77–90. <https://doi.org/10.19053/01211129.v28.n50.2019.8816>

- [30] Heier S. (2014), *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*, Wiley. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9781118703274>
- [31] Αντωνιάδης Κ. Σ. (2016), *Μελέτη Αεροδυναμικής Συμπεριφοράς Ανεμογεννήτριας Οριζόντιου Άξονα με τη χρήση μοντέλων Υπολογιστικής Ρευστοδυναμικής*, Διπλωματική Εργασία, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
- [32] Hau E. (2006), *Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics*, Springer. <https://link.springer.com/book/10.1007/3-540-29284-5>
- [33] Geng H. & Yang G. (2014), *Linear and nonlinear schemes applied to pitch control of wind turbines*, The Scientific World Journal, 2014, 1–9. <https://doi.org/10.1155/2014/406382>
- [34] Yazdani A. & Iravani R. (2010), *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control and Applications*, Wiley. <https://doi.org/10.1002/9780470551578>
- [35] Ortega R., Loría A., Nicklasson P. J. & Sira-Ramírez H. (2010), *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*, Springer.
- [36] Teodorescu R., Liserre M. & Rodriguez P. (2011), *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9780470667057>
- [37] Singh M., Khadkikar V. & Chandra A. (2011), *Grid synchronisation with harmonics and reactive power compensation capability of a permanent magnet synchronous generator-based variable speed wind energy conversion system*, IET Power Electronics, 4(1), 122. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2009.0132>
- [38] Blaabjerg F., Teodorescu R., Liserre M. & Timbus A. (2006), *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(5), 1398–1409. <https://doi.org/10.1109/tie.2006.881997>
- [39] Li Y., Xu Z. & Wong K. P. (2017), *Advanced Control Strategies of PMSG-Based Wind Turbines for System Inertia Support*, IEEE Transactions on Power Systems, 32(4), 3027–3037. <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2016.2616171>
- [40] Fang J., Li H., Tang Y. & Blaabjerg F. (2018), *Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 33(10), 8488–8499. <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2785218>
- [41] Khalil H. K. (2000), *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall.
- [42] Βαρδουλάκης Α-Ι Γ. (2021), *Εισαγωγή στη Μαθηματική Θεωρία Σημάτων, Συστημάτων και Ελέγχου, Τόμος Β': Μοντέρνα Θεωρία Ελέγχου*, Εκδόσεις Τζιόλα.
- [43] Sontag E. D., & Wang Y. (1996), *New Characterizations of Input-to-State Stability*, IEEE Transactions on Automatic Control, 41(9), 1283–1294. <https://doi.org/10.1109/9.536498>

