



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

# Μέθοδοι ελέγχου αντιστροφέα Διαμόρφωσης Δικτύου με χρήση της Εξίσωσης Ταλάντωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΓΓΕΛΟΣ Σ. ΝΟΔΑΡΑΣ

Επιβλέπων:

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2023





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

# Μέθοδοι ελέγχου αντιστροφέα Διαμόρφωσης Δικτύου με χρήση της Εξίσωσης Ταλάντωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΓΓΕΛΟΣ Σ. ΝΟΔΑΡΑΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26<sup>η</sup> Οκτωβρίου 2023.

.....  
Αντωνόπουλος Αντώνιος  
Επίκουρος Καθηγητής  
Ε.Μ.Π.

.....  
Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2023

.....  
Άγγελος Σ. Νοδάρης

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

Copyright © Άγγελος Νοδάρης, 2023

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

Η παρούσα διπλωματική έχει σκοπό τη διερεύνηση μεθόδων ελέγχου Αντιστροφών Διαμόρφωσης Δικτύου που συμπεριφέρονται ως Σύγχρονες Γεννήτριες μέσω της χρήσης της Εξίσωσης Ταλάντωσης. Πιο συγκεκριμένα, διερευνήθηκε η επίδραση της Εικονικής Αδράνειας και του Συντελεστή Απόσβεσης στην συχνότητα ενός ηλεκτρικού δικτύου, μεταβλητές οι οποίες αποτελούν μέρος της Εξίσωσης Ταλάντωσης. Προς αυτόν τον σκοπό, διερευνήθηκαν διεξοδικά οι μέθοδοι ελέγχου μέσω προσομοιώσεων με χρήση του λογισμικού PLECS και Matlab / Simulink και διεξάχθηκαν πειράματα με τον αντιστροφέα του Ευάγγελου Ψαραδέλλη στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Αρχικά, πραγματοποιήθηκε μια σύντομη αναφορά στα παραδοσιακά και τα σύγχρονα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας και επεξηγήθηκε η αφορμή με την οποία ξεκίνησε η διερεύνηση των προαναφερθέντων μεθόδων ελέγχου.

Στην συνέχεια, επεξηγήθηκε η λειτουργία του ελέγχου της συντριπτικής πλειοψηφίας των υφιστάμενων αντιστροφών που είναι διασυνδεδεμένοι στο δίκτυο, ο οποίος αποτελεί τον αποδεδειγμένο έλεγχο των συνιστωσών ισχύος P-Q. Οι αντιστροφείς αυτοί αναφέρονται και ως Αντιστροφείς Ακολουθήσης Δικτύου (ή Grid Following Inverters – GFLIs). Έπειτα, αναλύθηκαν διάφοροι καινοτόμοι τρόποι ελέγχου αντιστροφών ως Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Δικτύου (ή αλλιώς Grid Forming Inverters – GFMI) και έτσι έγινε μια θεωρητική σύγκριση μεταξύ των GFMI και GFLI. Παρουσιάστηκαν, ακόμη, και ορισμένα ρυθμιστικά πλαίσια – νόμοι που εξετάζονται ή ισχύουν την παρούσα περίοδο στην Ευρώπη από διαχειριστές του αγγλικού και γερμανικού ηλεκτρικού δικτύου.

Βασικό κομμάτι της εργασίας αποτελεί η σειρά προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν. Για αρχή προσομοιάστηκε ένα απομονωμένο δίκτυο ευάλωτο (ως προς την συχνότητα) σε μεταβολές φορτίου, στο οποίο έπειτα προστέθηκε ένας GFMI. Με την προσθήκη αυτή εξετάστηκαν οι επιδράσεις της Εικονικής Αδράνειας και του Συντελεστή Απόσβεσης της Εξίσωσης Ταλάντωσης στη διακύμανση της συχνότητας και τον μέγιστο ρυθμό μεταβολής της. Έπειτα, έγινε μια προσπάθεια χαρτογράφησης του μεγέθους του αντιστροφέα ως προς την μέγιστη ισχύ που πρέπει να παρέχει καθώς και την ενέργεια που καταναλώνεται κατά τις μεταβολές της συχνότητας. Στις τελικές προσομοιώσεις μελετήθηκε και ένα επιπλέον κύκλωμα ελέγχου, με το οποίο μειώθηκε αποτελεσματικά η απαιτούμενη ενέργεια του αντιστροφέα διατηρώντας σταθερές τις επιδόσεις του.

Το τελικό κομμάτι αποτελείται από τα εργαστηριακά πειράματα, όπου χρησιμοποιήθηκε ένας αντιστροφέας ελεγχόμενος ως Εικονική Σύγχρονη Γεννήτρια που τροφοδοτούσε ρυθμιζόμενα φορτία αντιστάσεων.

Πραγματοποιήθηκαν απότομες μεταβολές φορτίου και μελετήθηκε η επίδραση των μεταβολών αυτών στην συχνότητα του αντιστροφέα. Έτσι, επιβεβαιώθηκε ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτή η μέθοδος ελέγχου σε περιβάλλον εργαστηρίου και να παρατηρηθούν τα αναμενόμενα αποτελέσματα ως προς τη διακύμανση της συχνότητας.

### **Λέξεις κλειδιά**

Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Δικτύου, Αντιστροφείς Ακολουθήσης Δικτύου, Εξίσωση Ταλάντωσης, Εικονική Αδράνεια, Εικονική Σύγχρονη Γεννήτρια, Συντελεστής Απόσβεσης, Διακύμανση Συχνότητας, Ρυθμός Μεταβολής Συχνότητας

# Abstract

The goal of the present diploma thesis is to investigate various control methods of Grid Forming Inverters which behave as Synchronous Machines using the Swing Equation. More specifically, the investigation went over the effects of the Virtual Inertia and the Damping Constant on the frequency of an electrical network, with both variables being part of the Swing Equation. To this end, the control methodologies were tested with simulations using the PLECS and Matlab / Simulink software packages and test were conducted using the inverter made by Evangelos Psaradellis in the laboratory of Electrical Machines and Power Electronics.

Firstly, a short introduction was made regarding the traditional and the modern Electric Power Systems, on the occasion of which the investigation of the control methodologies was started.

Afterwards, the functionality of the control methodologies of the existing inverters which are connected to the grid was thoroughly explained. These control methods incorporate the independent control of the power components  $P - Q$ , and the inverters controlled as such are often called Grid Following Inverters (GFLIs). Next, an analyzation was performed regarding new inverter control methods for inverters called Grid Forming Inverters (GFMI), hence a theoretical comparison was made between these two types of control mechanisms. Moreover, a briefing of the regulatory framework and laws applied by various Transmission System Operators (notoriously in the UK and Germany) was conducted.

The main part of the thesis is based upon the multiple simulations conducted, starting with the simulation of a weak electrical grid prone to frequency disturbances, to which later a GFMI was added. With this addition, a thorough examination of the effects of the Virtual Inertia and the Damping Constant on the frequency deviation and the maximum Rate of Change of Frequency (RoCoF) was conducted. Afterwards, an effort was made to evaluate the size of the inverter needed, regarding mainly the maximum power which must be supplied and the energy consumed during the frequency deviations. In the final simulations, an additional control circuit was examined which efficiently reduced the energy consumption of the inverter while maintaining its performance.

The final part of the thesis included laboratory tests, where an inverter was controlled as a Virtual Synchronous Generator which supplied controllable resistive loads. Changes were ordered in the loads in stepwise fashion, and the effect of those changes on the inverter frequency was examined. Therefore, it was confirmed that this control method could be used in a laboratory environment while producing expected results regarding the system frequency.

## **Keywords**

Grid Forming Inverters, Grid Following Inverters, Swing Equation, Virtual Inertia, Virtual Synchronous Generator, Damping Constant, Frequency Deviation, Rate of Change of Frequency



# Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, ήρθε η στιγμή να ευχαριστήσω όλα τα άτομα που με βοήθησαν και με στήριξαν κατά τη διάρκεια της εκπόνησής της.

Αρχικά να ευχαριστήσω τον υπεύθυνο και επιβλέποντα της εργασίας κ. Αντωνόπουλο ο οποίος μου διέθεσε πολύ περισσότερο χρόνο απ' όσο χρειαζόταν και χάρη στον οποίο απέκτησα γνώσεις τόσο σε θεωρητικό όσο και σε πρακτικό επίπεδο, εμπειρία αλλά και αυτοπεποίθηση για τα πρώτα μου βήματα ως Ηλεκτρολόγος Μηχανικός.

Θέλω να ευχαριστήσω όλους μου τους φίλους που με αντέχουν και θυμούνται να με βγάζουν έξω από το σπίτι μου. Όσο ενδιαφέρον και να είναι το θέμα οποιασδήποτε εργασίας, χάρη σε αυτούς είναι που περνάνε ευχάριστα οι μέρες.

Προφανώς ευχαριστώ και στους γονείς μου, Στέλιο και Βερονίκη, που με στήριζαν πάντα και με φροντίζουν διαρκώς. Ευχαριστώ και τον αδερφό μου Χρήστο, που καταφέρνει να δείξει αληθινό ενδιαφέρον ακόμα και σε εργασίες τέτοιας φύσεως.

Να ευχαριστήσω και τον κ. Ζάννη, υπεύθυνο του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, χωρίς τον οποίο θα κατέρρεε οποιαδήποτε προσδοκία για πειραματικές δοκιμές αλλά και όλο το εργαστήριο. Τέλος, ένα θερμό ευχαριστώ και σε όλο το υπόλοιπο προσωπικό του εργαστηρίου και σε όλους τους συνάδελφους με τους οποίους μοιραστήκαμε ιδέες, γνώσεις και γέλιο. Αποφεύγω να αναφέρω ονόματα γιατί είμαι εξαιρετικά ξεχασιάρης.

# Acknowledgments

Having finalized the present diploma thesis, now is the time to thank all the people who helped me and supported me throughout its completion.

Firstly, I would like to thank my supervisor Mr. Antonopoulos who dedicated much more time than was necessary and thanks to who I got knowledge, both on a theoretical and a practical basis, experience and self confidence in my first steps as an Electrical Engineer.

I would also like to thank all my friends who bear with me and remember to take me out of my house. As much as a thesis can be interesting, it is thanks to them that my days are spent pleasantly.

Obviously, I thank my parents, Stelios and Veronique, who always support me no matter what and always take care of me. Thank you to my brother Christos as well, who still manages to find true interest even in a thesis of this nature.

I also want to thank Mr. Zannis, responsible for the Electrical Machines and Power Electronics laboratory, without whom any ambition for laboratory tests would collapse, along with the laboratory itself. Finally, a warm thank you to the rest of the laboratory staff and every colleague with who I shared ideas, knowledge, and laughter. I avoid mentioning names because I am extremely forgetful.

# Περιεχόμενα

1	Υπόβαθρο .....	13
1.1	Παραδοσιακά Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας.....	13
1.2	Πηγές ενέργειας βασιζόμενες σε αντιστροφείς .....	14
1.3	Αδράνεια Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας .....	15
1.4	Πρόληψη διακυμάνσεων συχνότητας μέσω αντιστροφέων .....	17
2	Ο Αντιστροφέας Διαμόρφωσης Δικτύου .....	19
2.1	Τριφασικός αντιστροφέας .....	19
2.1.1	Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων ημιγέφυρας.....	19
2.1.2	Διπολικό Τρανζίστορ με Μόνωση Πύλης.....	20
2.2	Αρχές ελέγχου αντιστροφέα .....	20
2.2.1	Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM).....	20
2.3	Αντιστροφέας συνδεδεμένος στο δίκτυο .....	24
2.4	Ο P-Q έλεγχος αντιστροφέα.....	25
2.4.1	Το στρεφόμενο dq πλαίσιο .....	26
2.4.2	Μετασχηματισμός Clarke.....	26
2.4.3	Μετασχηματισμός Park.....	27
2.4.4	Ο Βρόχος Κλειδώματος Φάσης .....	28
2.4.5	Ισχύς στο στρεφόμενο πλαίσιο .....	29
2.5	Ο Έλεγχος Διαμόρφωσης Δικτύου .....	31
2.5.1	Διαφορές μεταξύ αντιστροφέων ακολουθήσης και διαμόρφωσης δικτύου.....	31
2.5.2	Ελεγκτής Ενεργούς Ισχύος .....	33
2.5.3	Έλεγχος Πτώσης με βάση την Συχνότητα - Στατισμός.....	35
2.5.4	Η εξίσωση ταλάντωσης .....	36
2.5.5	Μέθοδοι ελέγχου αποδέσμευσης του αντιστροφέα από το φορτίο ..	39
2.6	Κανονισμοί – Νόμοι .....	41
2.6.1	Ευρωπαϊκοί Κανονισμοί Διασύνδεσης σύμφωνα με τη National Grid ESO .....	42
2.6.2	Προδιαγραφές Γερμανικών Διαχειριστών Συστήματος Μεταφοράς ..	43
3	Προσομοίωση συστημάτων ελέγχου μέσω λογισμικού.....	45
3.1	Το ασθενές δίκτυο με τη μορφή σύγχρονης γεννήτριας.....	45
3.1.1	Η Εξίσωση Ταλάντωσης – Προσομοίωση γεννήτριας.....	45
3.1.2	Η ισχύς αναφοράς.....	46
3.1.3	Το μέτρο τάσης εξόδου .....	47
3.1.4	Η τριφασική πηγή και η τάση εξόδου της γεννήτριας.....	48
3.1.5	Το φορτίο .....	49
3.1.6	Η μέτρηση της ισχύος .....	50
3.1.7	Συνολικό σύστημα γεννήτριας και αποτελέσματα.....	51
3.2	Υποβολή του ασθενούς δικτύου μέσω GFMI.....	55
3.2.1	Η διαμορφωμένη εξίσωση ταλάντωσης του αντιστροφέα .....	55
3.2.2	Το μέτρο τάσης εξόδου του αντιστροφέα .....	56
3.2.3	Συνολικό σύστημα ασθενούς δικτύου – αντιστροφέα ως εικονικού σφονδύλου και αποτελέσματα .....	56

3.2.4 Προσθήκη κλάδου απόσβεσης .....	58
3.2.5 Χαρτογράφηση μεγέθους αντιστροφέα .....	64
3.2.6 Αποδέσμευση αντιστροφέα από το φορτίο .....	73
4 Πειραματική διάταξη και αποτελέσματα .....	79
4.1 Εξοπλισμός .....	79
4.1.1 Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων .....	79
4.1.2 Ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας .....	80
4.1.3 Τα παθητικά φορτία .....	80
4.1.4 Το φίλτρο εξόδου .....	82
4.1.5 Ο αισθητήρας τάσης .....	83
4.1.6 Ο μικροελεγκτής Launchpad F28379D-C2000 .....	87
4.2 Η συνολική πειραματική διάταξη .....	89
4.3 Ο έλεγχος του αντιστροφέα .....	90
4.3.1 Σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα .....	91
4.3.2 Σύστημα ελέγχου του εξωτερικού μικροελεγκτή .....	96
4.4 Αποτελέσματα – εκτέλεση του πειράματος .....	97
4.4.1 Πρώτη δοκιμή – Αύξηση φορτίου .....	97
4.4.2 Δεύτερη δοκιμή – Ελάττωση φορτίου .....	98
4.4.3 Παρατηρήσεις .....	99
4.5 Προκλήσεις – Αντιμετωπίσεις στην εργαστηριακή διάταξη και το πείραμα .....	100
5 Συμπεράσματα – Περαιτέρω μελέτη .....	102
5.1 Συμπεράσματα .....	102
5.2 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη .....	103
Βιβλιογραφία .....	104

# 1 Υπόβαθρο

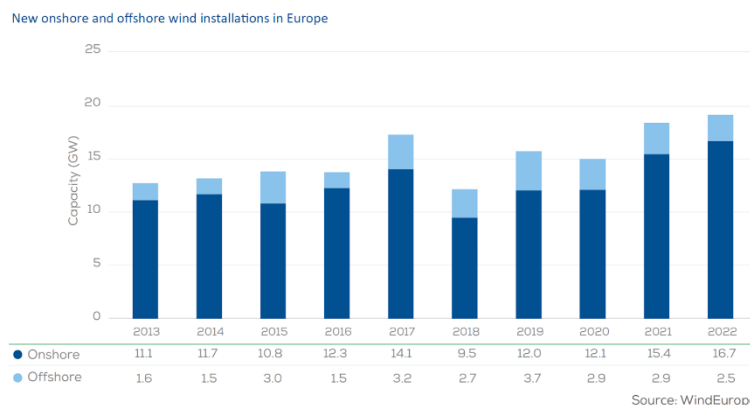
Η σύγχρονη εποχή χαρακτηρίζεται από ποικίλα προβλήματα στον τομέα της ενέργειας, της οικολογίας και της οικονομίας. Οι χώρες της Ευρωπαϊκής Ένωσης, αλλά και πολλών άλλων στο διεθνές περιβάλλον, προσπαθούν να συνεργαστούν για να επιλύσουν τις μεγάλες αυτές προκλήσεις, προσπαθώντας τόσο να ελαττώσουν τις εκπομπές ρύπων όσο και να αναπτύξουν εναλλακτικές μορφές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα, σκοπός είναι η μείωση των εκπομπών κατά 40% έως το 2030 συγκριτικά με τα επίπεδα εκπομπών του 1990, ενώ παράλληλα απαιτητικοί - και απαραίτητοι - στόχοι έχουν τεθεί για τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ), με στόχο την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας της ΕΕ κατά τουλάχιστον 27% από ΑΠΕ έως το 2030 [1]. Εν συνεπεία, μηχανικοί όλων των ειδικοτήτων συνδυάζουν την τεχνογνωσία τους και την εμπειρία τους για να επιτευχθούν οι στόχοι και να αναπτυχθούν βιώσιμες λύσεις για τα κράτη, τον πληθυσμό και τη βιομηχανία. Ωστόσο, η μεγάλη διείσδυση των ΑΠΕ δεν έρχεται και αυτή χωρίς τις δικές της προκλήσεις.

## 1.1 Παραδοσιακά Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας

Τα παραδοσιακά Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) αποτελούνταν, κατά γενική ομολογία, από μεγάλο μεγέθους Σύγχρονες Γεννήτριες παραγωγής πολλών μεγαβάτ (MW), οι οποίες συνήθως κατασκευάζονται με πολύ ογκώδεις και βαρείς άξονες περιστροφής. Οι γεννήτριες αυτές έχουν ως πηγή ενέργειας συνήθως ορυκτά καύσιμα (πετρέλαιο, φυσικό αέριο κ.ά.), συνδέονται φυσικώς στο σύστημα σε παράλληλη, μεταξύ τους, διάταξη, διεσπαρμένες ανάλογα με τις τοποθεσίες των εργοστασίων Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΠΗΕ). Χάρη στο στρεφόμενο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που δημιουργούν, συντάσσουν το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας από το οποίο τροφοδοτούνται όλα τα φορτία (οικίες, βιομηχανίες). Από την μηχανική τους φύση, δηλαδή τους μεγάλους άξονες περιστροφής, τις υψηλές αντοχές σε ρεύματα, βραχυκυκλώματα αλλά και σε θερμότητα, καταφέρνουν να προσδώσουν στο δίκτυο μεγάλη αξιοπιστία και σταθερότητα. Πιο συγκεκριμένα, οι ιδιότητες αυτές μαζί με τους σταθεροποιητές τάσης στα άκρα τους καλύπτουν την ανάγκη για σταθερή τάση, ενώ η υψηλή Αδράνεια (J) των αξόνων περιστροφής (λόγω του όγκου και της μάζας τους) ελαττώνουν στο ελάχιστο τις αποκλίσεις από την ονομαστική συχνότητα του δικτύου (50 Hz για Ευρώπη), ακόμα και σε σημαντικές διαταραχές ή αλλαγές φορτίου και παραγωγής.

## 1.2 Πηγές ενέργειας βασιζόμενες σε αντιστροφείς

Οι κανονισμοί της ΕΕ και οι συνεργασίες της με τις υπόλοιπες χώρες - κράτη της υφηλίου έχουν αναγκάσει τα ΣΗΕ να αναβαθμιστούν και να αλλάξουν μορφή σε σχέση με τα υφιστάμενα συστήματα των προηγούμενων δεκαετιών. Πλέον, μεγάλο μερίδιο της παραγωγής ηλεκτρικής ισχύος κατέχουν πηγές διαφορετικές των παραδοσιακών σύγχρονων γεννητριών, οι οποίες βασίζονταν στην καύση ορυκτού πλούτου. Οι παραγωγοί ενέργειας είναι πολλοί περισσότεροι, διεσπαρμένοι, έχουν διαφορετικά μεγέθη εγκαταστάσεων και ποσοτήτων έγχυσης ισχύος, συνήθως δεν επικοινωνούν μεταξύ τους και παράγουν ισχύ σε διαφορετικές ώρες της ημέρας ή και σε διαφορετικές ημέρες του χρόνου. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν τα διεσπαρμένα αιολικά πάρκα, οι βιομηχανικοί και οικιακοί παραγωγοί μέσω ηλιακής ενέργειας (φωτοβολταϊκά), καθώς και οι συστοιχίες αποθήκευσης που πολλές φορές συνοδεύουν αυτές τις διατάξεις ή συνυπάρχουν ανεξάρτητες. Η Ευρώπη από μόνη της είδε αύξηση στην παραγωγή ενέργειας από ηλιακή ενέργεια κατά 25% το 2022 (208.9 GW) συγκριτικά με το 2021 (167.5 GW) [2], ενώ παράλληλα, πάλι στην Ευρώπη, δημιουργήθηκαν εγκαταστάσεις αιολικής ενέργειας συνολικής ισχύος 19.1 GW το 2022, με σχέδιο να γίνουν ακόμη 129 GW εγκαταστάσεων από το 2023 έως το 2027 [3].



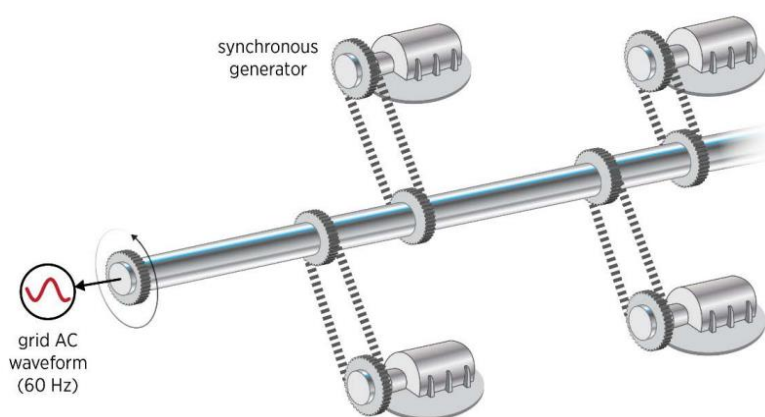
Σχήμα 1.1: Ισχύς νέων εγκαταστάσεων αιολικής ενέργειας 2013-2022 [3].

Αυτές οι νέες μορφές παραγωγής, οι οποίες πολλές φορές κατηγοριοποιούνται στον ευρύτερο χαρακτηρισμό των “Εναλλακτικών Μορφών Ενέργειας” και ΑΠΕ, δεν παράγουν ενέργεια μέσω μεγάλων σύγχρονων γεννητριών με υψηλές σταθερές αδράνειας. Αυτό δεν σημαίνει πως τα νέα αυτά συστήματα δεν περιλαμβάνουν και παραδοσιακές γεννήτριες, αλλά η διασύνδεσή τους με το δίκτυο γίνεται συνήθως μέσω των Αντιστροφέων (Inverters). Η φύση των αντιστροφέων τους καθιστά εξαιρετικά χρήσιμους, καθώς προσφέρουν μεγάλη ευελιξία στον τρόπο λειτουργίας τους, με αποτέλεσμα να είναι το κυρίαρχο μέσο

διασύνδεσης οποιουδήποτε παραγωγού με το δίκτυο, χώρια των γεννητριών. Ωστόσο, η απώλεια μηχανικού μέρους και οι πολύ χαμηλές αντοχές σε υψηλά ρεύματα των ηλεκτρονικών ισχύος που τα χαρακτηρίζουν, σε αντίθεση με τις γεννήτριες, δημιουργούν προβλήματα στην σταθερότητα του δικτύου, δηλαδή στην τάση αλλά και ιδιαιτέρως στην συχνότητα. Με άλλα λόγια, όταν αυξάνουν οι παραγωγοί και τα φορτία ενός ΣΗΕ αλλά ταυτόχρονα δεν αυξάνεται η σταθερά αδράνειάς του, γίνεται πολύ πιο ευάλωτο σε αλλαγές φορτίου και μειώνεται η αξιοπιστία του. Προς αντιμετώπιση των προβλημάτων αυτών, νέες τεχνικές ελέγχων των μετατροπέων ερευνώνται, με έμφαση σε Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Δικτύου (Grid Forming Inverters, GFMI) [4], [5].

### 1.3 Αδράνεια Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η αδράνεια ενός σώματος χαρακτηρίζεται ως την ιδιότητά του να αντιστέκεται σε οποιαδήποτε μεταβολή της κινητικής του ενέργειας, εν αντιστοιχία ένα σώμα το οποίο στρέφεται έχει στρεφόμενη αδράνεια. Όταν ένα ΣΗΕ απαρτίζεται από πλήθος (μικρό ή μεγάλο) σύγχρονων γεννητριών, η συνολική κινητική ενέργεια που βρίσκεται αποθηκευμένη στους άξονές τους αντιπροσωπεύει την συνολική αδράνεια αυτού του ΣΗΕ. Η αδράνεια αυτή (ή κινητική ενέργεια), μπορεί να θεωρηθεί ως σύνολο εφόσον οι γεννήτριες είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους (έχουν ίδια γωνία περιστροφής) και στρέφονται με την ίδια συχνότητα. Στο σχήμα 1.2 φαίνεται πώς οι γεννήτριες αυτές, μέσω ηλεκτρομαγνητικών δυνάμεων, συμβάλλουν στην συνολική αδράνεια του συστήματος:



Σχήμα 1.2: Η απεικόνιση σύγχρονων γεννητριών που στρέφονται και δημιουργούν το ΣΗΕ (με συχνότητα ονομαστικής τιμής 60 Hz των ΗΠΑ) [6].

Η αδράνεια ενός ΣΗΕ είναι ένας σημαντικός δείκτης της ζήτησης και προσφοράς σε ισχύ.

Η υψηλότερη ζήτηση σε σχέση με την προσφορά σημαίνει ότι σε μια δεδομένη χρονική στιγμή, ζητείται παραπάνω ισχύς από το δίκτυο από αυτήν που μπορεί να δώσει. Προκειμένου να καλυφθεί η διαφορά αυτή, το σύστημα αναγκάζεται να παρέχει ενέργεια από αλλού, την οποία βρίσκει στην κινητική ενέργεια που περιλαμβάνεται στους στρεφόμενους άξονες των γεννητριών. Η απορρόφηση αυτής της ενέργειας, όμως, σημαίνει ότι η στρεφόμενη ενέργεια των αξόνων μειώνεται, δηλαδή μειώνεται και η ταχύτητα περιστροφής τους, που μεταφράζεται σε πτώση της συχνότητας του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που δημιουργούν.

Τελείως αντίστροφα, μια ξαφνική μείωση στη ζήτηση θα προκαλέσει μια αντίθετη διαφορά ισχύς - ενέργειας. Τότε, η περίσσεια ενέργεια που δεν ζητείται θα αποθηκευτεί στους στρεφόμενους άξονες των γεννητριών, προκαλώντας αύξηση της ταχύτητας περιστροφής τους και, συνεπώς, της συχνότητας του πεδίου. Φυσικά, οι μεταβολές αυτές συνήθως διαρκούν μόλις λίγα δευτερόλεπτα, τα οποία είναι αρκετά για την επαναφορά του συστήματος σε κανονικές συνθήκες ισορροπίας.

Σημαντική συμβολή στην ανταλλαγή αυτής της ενέργειας στις διαφοροποιήσεις προσφοράς - ζήτησης, λοιπόν, παίζει η αδράνεια, καθώς αυτή είναι που καθορίζει τον ρυθμό με τον οποίο θα απορροφηθεί (ή αποθηκευτεί) ενέργεια από (ή στους) άξονες, επομένως και κατά πόσο θα μειωθεί ή θα αυξηθεί εν τέλει η συχνότητα του δικτύου [6].

Τέτοιες διακυμάνσεις συμβαίνουν αρκετά συχνότερα και με μεγαλύτερη επίδραση τις τελευταίες δεκαετίες, ως συνέπεια της αύξησης των πηγών βασισμένων σε μετατροπείς που μειώνουν την συνολική αδράνεια του συστήματος. Στις 26 Απριλίου 2023, προέκυψαν πολλαπλές αναταραχές του δικτύου στην ευρύτερη περιοχή της Στοκχόλμης (Σχήμα 1.3), με επιπτώσεις στις δημόσιες συγκοινωνίες και στη βιομηχανία. Οι αναταραχές φαίνεται να προέκυψαν από μια σημαντική πτώση συχνότητας που κατά πάσα πιθανότητα σχετιζόταν με την συντήρηση ενός υποσταθμού του δικτύου [7]:

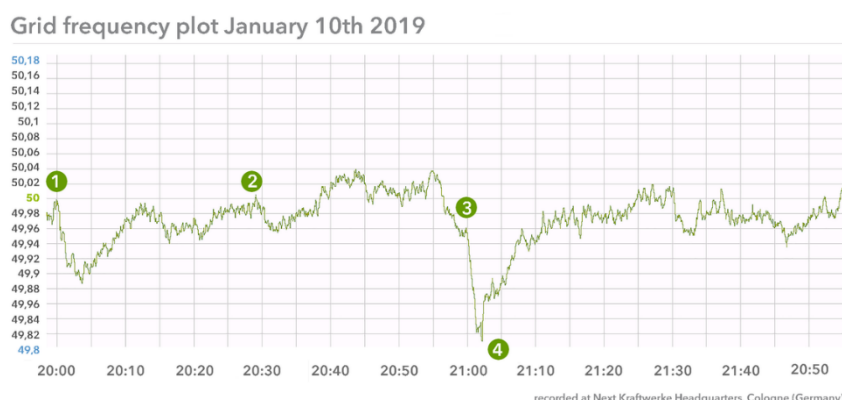


Σχήμα 1.3: Με κόκκινο τα επιτρεπόμενα όρια διακύμανσης της συχνότητας της Σουηδίας (49.9 - 50.1 Hz), ενώ η πτώση φαίνεται να έφτασε μέχρι τα 49.80 Hz [7].

Άλλο παράδειγμα αποτελεί η μεγάλη πτώση συχνότητας που παρατηρήθηκε συνολικά στην Ευρώπη τον Ιανουάριο του 2019 (Σχήμα 1.4), όταν η πτώση έφτασε και τότε τα 49.80 Hz με κίνδυνο να προκληθεί γενική διακοπή ρεύματος.



Οι ακριβείς λόγοι της διαταραχής έμειναν σε θεωρητικές σκέψεις, ωστόσο φαίνεται να ήταν ένας συνδυασμός, ως συνήθως, απότομης μείωσης παραγωγής με ταυτόχρονη αύξηση ζήτησης [8].



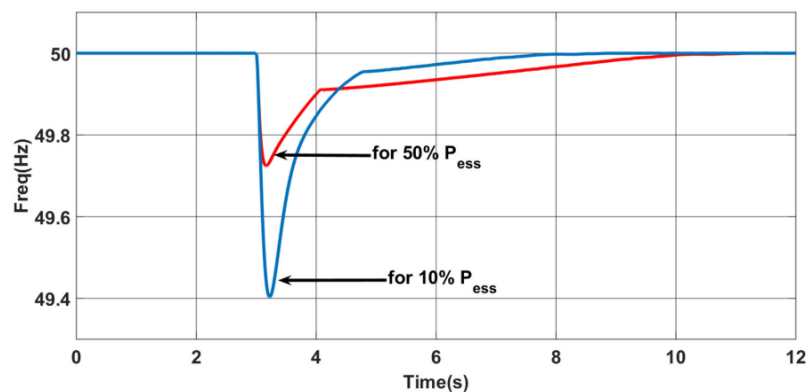
Σχήμα 1.4: Η απότομη πτώση συχνότητας του Ιανουαρίου του 2019 στην Ευρώπη [8].

Η πρόληψη τέτοιων διαταραχών αλλά και η καταστολή τους είναι εξαιρετικά σημαντική για την σωστή λειτουργία οποιουδήποτε Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας. Έντονες διακυμάνσεις στην συχνότητα και υψηλοί ρυθμοί μεταβολής της συνεπάγονται προβλήματα στον εξοπλισμό του δικτύου, καθώς ενεργοποιούνται συχνότερα προστασίες οι οποίες παρακολουθούν την συχνότητα και συνεπώς διακόπτεται η ομαλή λειτουργία υποσταθμών, εργοστασίων παραγωγής ενέργειας και άλλων εγκαταστάσεων. Πέραν αυτού, η σταθερότητα στην συχνότητα επιτρέπει επίσης και την αποδοτικότερη λειτουργία οποιασδήποτε μηχανής η οποία λειτουργεί με μία ορισμένη τιμή της ονομαστικής συχνότητας, και μάλιστα οι ηλεκτρικές μηχανές απαρτίζουν σημαντικό κομμάτι της κατανάλωσης και παραγωγής ισχύος οποιουδήποτε ηλεκτρικού δικτύου. Έτσι, είναι προφανές ότι αποτροπή των διαταραχών συχνότητας αποτελεί πρόκληση μέγιστου ενδιαφέροντος.

## 1.4 Πρόληψη διακυμάνσεων συχνότητας μέσω αντιστροφών

Η μείωση της αδράνειας του συστήματος, η αυξημένη διείσδυση ΑΠΕ μέσω μετατροπέων και τα προβλήματα της διακύμανσης της συχνότητας που έχουν προκύψει έχουν στρέψει την έρευνα σε νέους τρόπους αντιμετώπισης των φαινομένων αυτών. Οι αντιστροφείς ανέκαθεν έχουν χρησιμοποιηθεί σε ποικίλες μορφές ελέγχου προκειμένου να στηρίξουν το δίκτυο, με την πιο διαδεδομένη μέχρι στιγμής Αντιστροφέα Ακολουθήσης Δικτύου (Grid Following Inverter - GFLI). Ο έλεγχος αυτός θεωρείται πλέον παραδοσιακός, και παρόλο που προσφέρει πολύτιμη βοήθεια και είναι εξαιρετικά διαδεδομένος στους υπάρχοντες αντιστροφείς, φαίνεται πως έχει και μειονεκτήματα και δεν αρκεί για να αντιμετωπιστούν οι προκλήσεις. Σε αυτό το πλαίσιο, διαφορετικές τεχνικές

ελέγχου με ευρύτερη ονομασία Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Δικτύου (Grid Forming Inverters - GFMI) ερευνώνται, οι οποίες σε θεωρητικό και πειραματικό στάδιο είναι υποσχόμενες τόσο για τις διακυμάνσεις συχνότητας και τάσης, αλλά και για τις νέες ανάγκες που προκύπτουν με τα Έξυπνα Δίκτυα (Smart Grids) και Απομονωμένα Δίκτυα (Islanded Grids / Microgrids). Στην Αυστραλία ήδη έχουν ενσωματωθεί αντιστροφείς με τέτοιες μορφές ελέγχου, μεταξύ άλλων συσκευών, επιτρέποντας να μειωθεί το πλήθος σύγχρονων γεννητριών που μέχρι τότε θεωρούνταν απαραίτητες [9], ενώ στα νότια της χώρας αναμένεται να κατασκευαστεί και η μεγαλύτερη μπαταρία που συνδέεται στο δίκτυο μέσω GFMI, στο πλαίσιο του σχεδίου τους να τροφοδοτούν το δίκτυο αποκλειστικά με ΑΠΕ [10]. Στην Σκωτία επίσης έχει εγκριθεί η κατασκευή μεγαλύτερου αποθηκευτικού συστήματος της Ευρώπης με μπαταρίες το οποίο θα χρησιμοποιεί παρόμοιους αντιστροφείς, καθώς μπορούν να παρέχουν στο δίκτυο Εικονική Αδράνεια και να συμβάλλουν στην μείωση των περικοπών των ΑΠΕ [11]. Παράλληλα, πολλές δοκιμές γίνονται σε πειραματικό στάδιο στον τομέα της έρευνας. Οι Urpama Bose και Chandan Chakraborty προσομοίωσαν και κατασκεύασαν ένα πείραμα με αντιστροφή με αποθήκη ενέργειας μέσω μπαταριών, αναδεικνύοντας θετικά αποτελέσματα για τις διακυμάνσεις συχνότητας αλλά και τον ρυθμό μεταβολής της συχνότητας (Rate of Change of Frequency - RoCoF) σε απότομες αλλαγές φορτίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.5, χρησιμοποιώντας αντίστοιχη τεχνική ελέγχου [12]:



Σχήμα 1.5: η διακύμανση συχνότητας για διάφορες αναφορές ισχύος του συστήματος [12].

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η διερεύνηση και η σύγκριση μεθόδων ελέγχου αντιστροφέων, βασισμένων κυρίως στον έλεγχο Διαμόρφωσης Δικτύου. Επίσης, δοκιμάζεται πειραματικά σε περιβάλλον εργαστηρίου η επίδραση της απότομης αλλαγής φορτίου στη συχνότητα της τάσης ενός αντιστροφέα, ο οποίος ελέγχεται ως Εικονική Ηλεκτρική Μηχανή (Virtual Synchronous Machine - VSM).

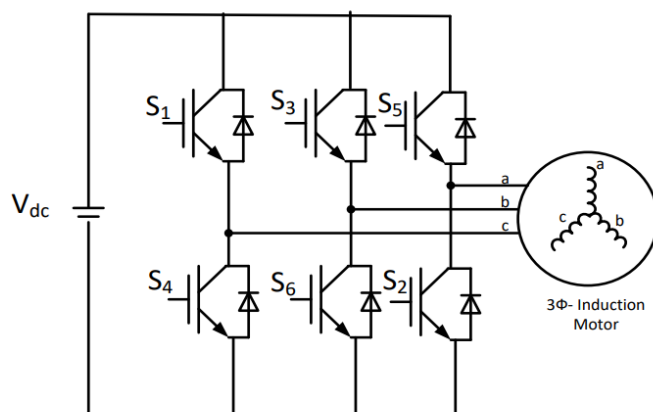
## 2 Ο Αντιστροφέας Διαμόρφωσης Δικτύου

### 2.1 Τριφασικός αντιστροφέας

Ο τριφασικός αντιστροφέας χρησιμοποιείται κατά κόρον σε πληθώρα εφαρμογών, και συγκεκριμένα σε εφαρμογές οδήγησης κινητήρων και υποστήριξης δικτύου.

#### 2.1.1 Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων ημιγέφυρας

Ο τριφασικός αντιστροφέας αποτελεί μια συσκευή απαρτούμενη από ηλεκτρονικά ισχύος τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες. Η τοπολογία στην οποία θα στηριχθεί η παρούσα εργασία είναι ο τριφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας και φαίνεται στο Σχήμα. 2.1:



Σχήμα 2.1: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης που οδηγεί έναν Κινητήρα Επαγωγής [13].

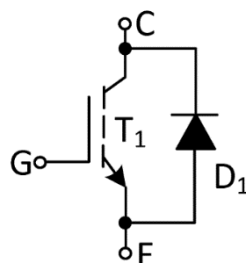
Βασική λειτουργία του αντιστροφέα είναι να μετατρέπει συνεχή τάση σε τριφασική εναλλασσόμενη (DC/AC), ωστόσο χρησιμοποιείται και στην αντίστροφη περίπτωση, δηλαδή ως ανόρθωση (AC/DC). Με αυτόν τον τρόπο επιτρέπει αμφίδρομη ροή ισχύος, ιδιότητα πολύ σημαντική τόσο σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων αλλά και σε διατάξεις υποστήριξης δικτύου. Η μετατροπή της τάσης από συνεχή σε εναλλασσόμενη και το αντίστροφο γίνεται με κατάλληλη αλληλουχία έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων.

Ο παραπάνω αντιστροφέας χαρακτηρίζεται επιπλέον και ως “δύο επιπέδων”, καθώς η πολική τάση εξόδου δεν είναι παρά μόνο μια εναλλαγή ανάμεσα σε 2 επίπεδα τάσης: [-V<sub>dc</sub>, +V<sub>dc</sub>]. Πιο κοντά στους εμπορικούς αντιστροφείς είναι οι λεγόμενες πολυεπίπεδες τοπολογίες (Multilevel Inverters), που χρησιμοποιούν

παράλληλους και εν σειρά συνδυασμούς πολλαπλών διακοπτικών στοιχείων για να επιτύχουν καλύτερες ποιότητες τάσης και ρεύματος.

## 2.1.2 Διπολικό Τρανζίστορ με Μόνωση Πύλης

Οι διακόπτες που απαρτίζουν έναν αντιστροφέα μπορούν να είναι πολλών μορφών, όπως MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor), BJT (Bipolar Junction Transistor) αλλά και IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), του οποίου η απεικόνιση φαίνεται στο Σχήμα 2.2 και είναι και ο διακόπτης που θα χρησιμοποιηθεί στην εργαστηριακή διάταξη. Το IGBT συνδυάζει υψηλές ανοχές σε ρεύματα και τάσεις καθιστώντας το ικανό να μεταδώσει μεγάλα ποσά ισχύος, αλλά και υψηλή διακοπτική συχνότητα. Σχεδόν πάντοτε τα τρανζίστορ αυτά συνδυάζονται με μία αντιπαράλληλη δίοδο η οποία ονομάζεται δίοδος ελεύθερης ροής, η οποία επιτρέπει στο συνολικό στοιχείο αμφίπλευρη ροή ρεύματος αλλά και να προστατεύεται από ρεύματα επιστροφής [14].



Σχήμα 2.2: Insulated Gate Bipolar Transistor με αντιπαράλληλη δίοδο [15].

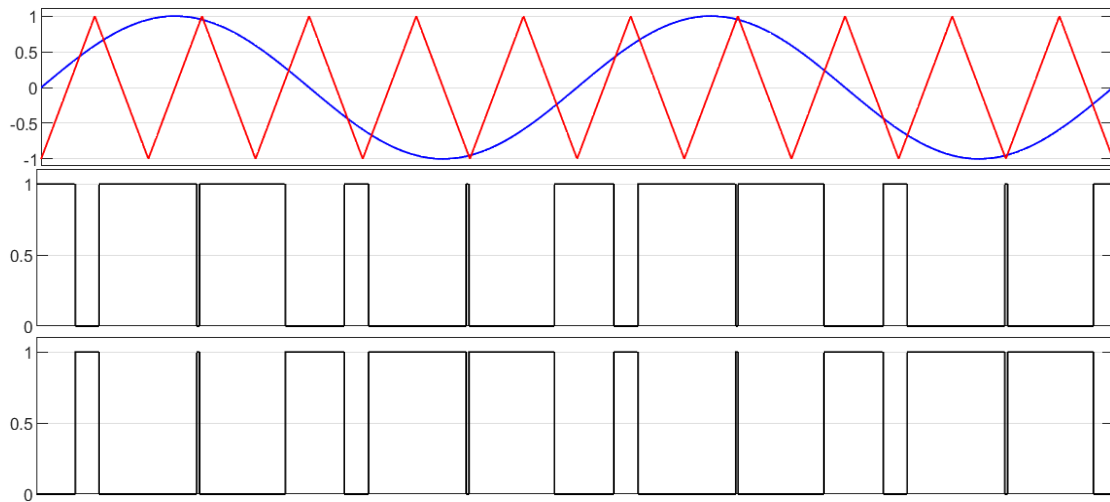
## 2.2 Αρχές ελέγχου αντιστροφέα

Οι αντιστροφείς ελέγχονται συνήθως με ψηφιακά κυκλώματα, τα οποία έχουν ως τελικό σκοπό την κατάλληλη έναυση και σβέση των διακοπών. Ο τρόπος με τον οποίο το επιτυγχάνουν αυτό διαφέρει από εφαρμογή σε εφαρμογή, και τα συνολικά συστήματα έναυσης και σβέσης απαρτίζουν μεθόδους ελέγχου.

### 2.2.1 Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)

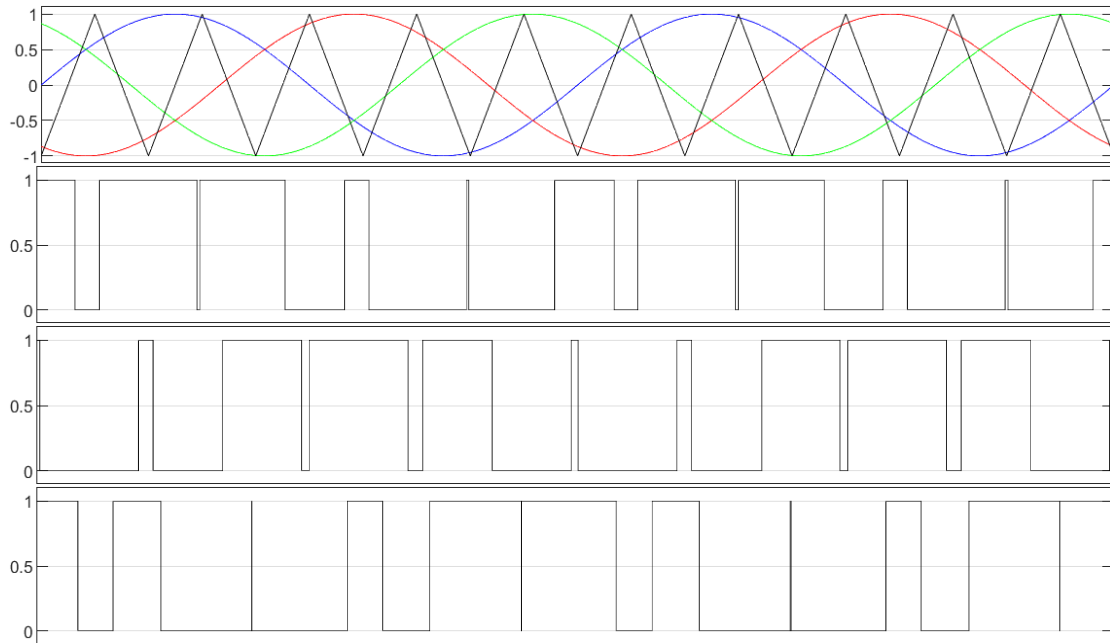
Η τεχνική ελέγχου SPWM είναι ίσως η πιο διαδεδομένη βασική αρχή ελέγχου τριφασικού αντιστροφέα. Είναι ευρέως διαδεδομένη καθώς είναι απλή στην υλοποίησή της και παράγει στην έξοδο του μετατροπέα μια (σχεδόν) ημιτονοειδή τριφασική τάση. Αποτελεί τη σύγκριση μεταξύ σημάτων ημιτόνων, τα οποία ορίζονται ως σήματα αναφοράς, με ένα τρίγωνο (ή οδοντωτό – sawtooth) σήμα το οποίο ορίζεται ως φέρον σήμα. Όταν το σήμα αναφοράς έχει τιμή μεγαλύτερη από το φέρον, η έξοδος της σύγκρισης ισοδυναμεί με το λογικό “1”, το οποίο αντιστοιχεί σε έναυση τρανζίστορ. Αντιθέτως, όταν έχει τιμή μικρότερη από το

φέρον, ισοδυναμεί με το λογικό "0", το οποίο αντιστοιχεί σε σβέση τρανζίστορ. Τα γραφήματα στο Σχήμα 2.3 διασαφηνίζουν την λειτουργία της τεχνικής:



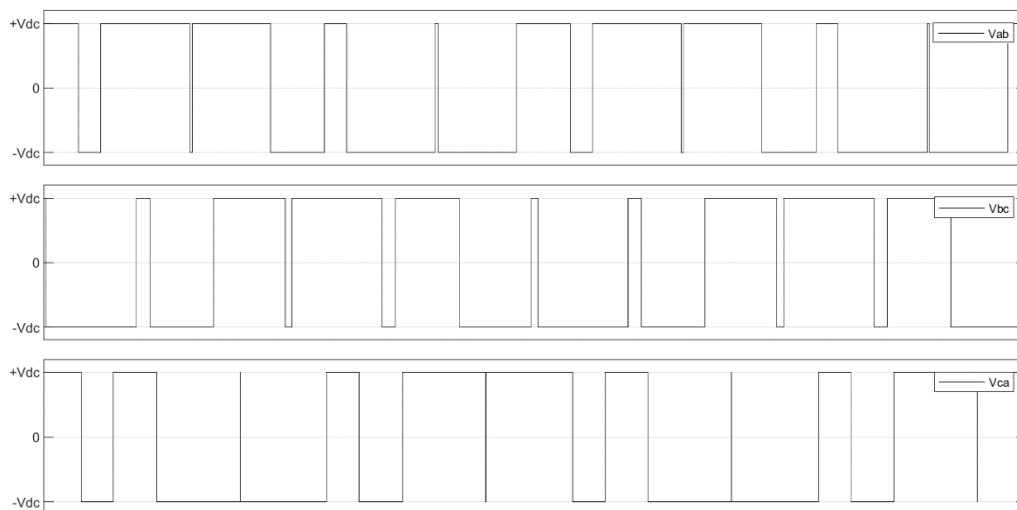
Σχήμα 2.3: Ημιτονοειδής διαμόρφωση για μονοφασικό ημίτονο. Το σήμα αναφοράς (ημίτονο) με το φέρον σήμα (τρίγωνο) **πάνω**, το αποτέλεσμα της σύγκρισης στη **μέση**, το αντίθετο της σύγκρισης **κάτω**.

Ο παραπάνω έλεγχος μπορεί να εφαρμοστεί για ένα κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης (**μέση**) οδηγείται στο διακόπτη του άνω μέρους της γέφυρας, και το αντίθετο της σύγκρισης (**κάτω**) οδηγείται στο διακόπτη του κάτω μέρους της γέφυρας, ώστε να εξασφαλίζεται ποτέ να μην άγουν και τα δύο ταυτόχρονα και προκληθεί βραχυκύκλωμα. Επεκτείνοντας τη λογική σε τρία ημίτονα με διαφορά φάσης  $120^\circ$ , ολοκληρώνεται ο έλεγχος του τριφασικού αντιστροφέα:



Σχήμα 2.4: Τα 3 ημίτονα αναφοράς και το φέρον (**πρώτη**) και τα αποτελέσματα των εκάστοτε συγκρίσεων.

Όσον αφορά την τάση εξόδου, οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ακολουθούν το σχήμα των σημάτων έναυσης και σβέσης των τρανζίστορ, με μέτρο που ορίζεται από την συνεχή τάση εισόδου:



Σχήμα 2.5: Πολικές τάσεις εξόδου τριφασικού αντιστροφέα με τεχνική ελέγχου SPWM.

Παρακάτω αναλύονται ορισμένα σημαντικά μεγέθη και χαρακτηριστικά της τεχνικής ελέγχου SPWM:

- Ορίζονται ως:

$$f_r, f_c$$

η συχνότητα του φέροντος σήματος (carrier) ή αλλιώς διακοπτική συχνότητα και του σήματος αναφοράς (reference). Ορίζεται επίσης:

$$m_f = \frac{f_c}{f_r}, \quad (2.1)$$

ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας. Είναι θεμιτό ο συντελεστής αυτός να είναι αρκετά υψηλός (πολλαπλές δεκάδες ή εκατοντάδες), καθώς αυτό προσφέρει πολύ καλύτερο αρμονικό περιεχόμενο στην τάση εξόδου του αντιστροφέα, μετατοπίζοντας τις αρμονικές σε υψηλότερες τάξεις οι οποίες είναι ευκολότερο να φιλτραριστούν μέσω των πηνίων διασύνδεσης ή των τυλιγμάτων μιας μηχανής.

- Ορίζονται ως:

$$A_r, A_c,$$

το πλάτος του σήματος αναφοράς και του φέροντος σήματος αντίστοιχα. Ορίζεται επίσης:

$$m_a = \frac{A_r}{A_c}, \quad (2.2)$$

ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους. Ο λόγος αυτός πρέπει να έχει τιμή εντός του εύρους  $[0, 1]$  προκειμένου να μην βαίνει ο έλεγχος σε υπερδιαμόρφωση (hypermodulation) και χάνεται η ποιότητα του ημιτόνου της τάσης εξόδου. Με διαφορετικές τεχνικές όπως η Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) ή η έγχυση 3<sup>ης</sup> αρμονικής συνιστώσας, δύναται ο λόγος να αυξηθεί κατά ποσοστό 15% έτσι ώστε να είναι εκμεταλλεύσιμο μεγαλύτερο εύρος τάσης εισόδου.

- Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου δίνεται από την Σχέση 2.3:

$$\hat{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{dc} \cdot m_a, \quad (2.3)$$

όπου  $\hat{V}_{ab,1}$  το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας και  $V_{dc}$  η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα (ή, αν υπάρχει, η τάση του DC link). Η σχέση αυτή υποδηλώνει ταυτόχρονα πως δεν υπάρχει άμεσος τρόπος να υπολογιστεί η συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα.

- Η ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα υπολογίζεται από το άπειρο άθροισμα:

$$P_o = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{V}_{i,n} \cdot \tilde{I}_{i,n} \cdot \cos(\theta_n - \varphi_n) = \\ = \tilde{V}_{i,1} \cdot \tilde{I}_{i,1} \cdot \cos(\theta_1 - \varphi_1) + \tilde{V}_{i,2} \cdot \tilde{I}_{i,2} \cdot \cos(\theta_2 - \varphi_2) = \dots, \quad (2.4)$$

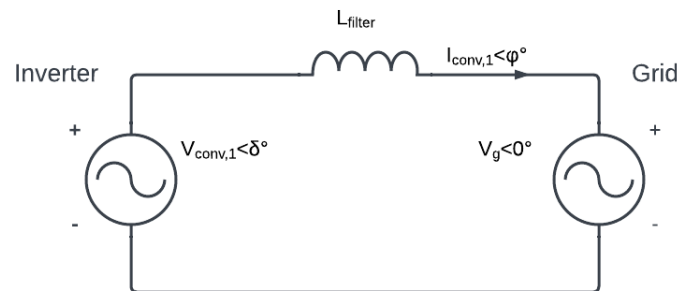
όπου  $P_o$  η συνολική ενεργός ισχύς εξόδου,  $P_n$  η n-οστή αρμονική ισχύς εξόδου,  $\tilde{V}_{i,n}$  η n-οστή αρμονική φασικής τάσεως,  $\tilde{I}_{i,n}$  η n-οστή αρμονική του

ρεύματος,  $\theta_n$  η γωνία φάσης της τάσης και  $\varphi_n$  η γωνία φάσης του ρεύματος αντίστοιχα. Με παρόμοιο τρόπο υπολογίζεται και η άεργος ισχύς, χρησιμοποιώντας ημίτονα στην εξίσωση αντί για συνημίτονα.

- Παρατήρηση: είναι εμφανές ότι ο υπολογισμός της ισχύος εξόδου ενός αντιστροφέα δεν αποτελεί, αρχικά, απλή πράξη. Πρέπει να επισημανθεί πως συνήθως η διασύνδεση των αντιστροφέν με οποιοδήποτε φορτίο παρεμβάλλεται από μια αυτεπαγωγή, είτε αυτή είναι ένα κανονικό πηνίο που θα συνδεθεί με το δίκτυο είτε αυτή είναι τα τυλίγματα μιας ηλεκτρικής μηχανής. Η ύπαρξη της αυτεπαγωγής έχει ως αποτέλεσμα το φιλτράρισμα του ρεύματος, και παρόλο που η τάση έχει τετραγωνική φύση με έντονο αρμονικό χαρακτήρα, το ρεύμα θεωρείται σχεδόν ημιτονοειδές. Επομένως, το παραπάνω άθροισμα μειώνεται μόλις στον πρώτο όρο, καθώς μηδενίζονται οι ανώτερες αρμονικές του ρεύματος. Όμως, ο πρώτος όρος περιλαμβάνει την πρώτη αρμονική συνιστώσα της τάσης και του ρεύματος, τα οποία είναι μεγέθη που μπορούν να υπολογιστούν με την Σχέση (2.3). Οπότε, τελικά ο υπολογισμός της θεμελιώδους αρμονικής τάσης και ρεύματος είναι επαρκής για τους περισσότερους υπολογισμούς ενδιαφέροντος.

## 2.3 Αντιστροφέας συνδεδεμένος στο δίκτυο

Έστω αντιστροφέας που συνδέεται στο δίκτυο μέσω πηνίου διασύνδεσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6:



Σχήμα 2.6: Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο

Προκύπτει ότι η ανά φάση ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο από τον αντιστροφέα δίδεται από τις Σχέσεις 2.5 και 2.6:

- Ενεργός ισχύς:

$$P_o = \frac{\tilde{V}_g \cdot \tilde{V}_{conv,1} \cdot \sin\delta}{X_{L_{filter},1}} \text{ W} \quad (2.5)$$

όπου  $\tilde{V}_g$  η φασική τάση του δικτύου,  $\tilde{V}_{conv,1}$  η θεμελιώδης αρμονική της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα,  $\delta$  η γωνία φάσης της τάσης του



αντιστροφέα και  $X_{L_{filter,1}}$  η αντίδραση της θεμελιώδους συχνότητας του πηνίου διασύνδεσης.

- Άεργος ισχύς:

$$Q_o = \frac{\tilde{V}_g \cdot \tilde{V}_{conv,1} \cdot \cos\delta - \tilde{V}^2}{X_{L_{filter,1}}} \text{ VAR} \quad (2.6)$$

όπου  $Q_o$  η άεργος ισχύς εξόδου του αντιστροφέα.

- Παρατήρηση 1: Για να ελεγχθεί ο αντιστροφέας προκειμένου να ανταλλάσσει αποκλειστικά άεργο ισχύ με το δίκτυο, πρέπει:

$$\begin{aligned} P_o = 0 &\rightarrow \tilde{V}_g \cdot \tilde{V}_{conv,1} \cdot \sin\delta = 0 \rightarrow \sin\delta = 0 \rightarrow \\ &\rightarrow \delta = 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Η σχέση αυτή υποδεικνύει ότι η άεργος ισχύς μπορεί να ελεγχθεί μέσω της ενεργούς τιμής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

- Παρατήρηση 2: Για να ελεγχθεί ο αντιστροφέας προκειμένου να ανταλλάσσει αποκλειστικά άεργο ισχύ με το δίκτυο, πρέπει:

$$\begin{aligned} Q_o = 0 &\rightarrow \tilde{V}_g \cdot \tilde{V}_{conv,1} \cdot \cos\delta - \tilde{V}^2 = 0 \rightarrow \\ &\rightarrow \cos\delta = \frac{\tilde{V}_g}{\tilde{V}_{conv,1}} \text{ ή} \\ &\delta = \arccos \frac{\tilde{V}_g}{\tilde{V}_{conv,1}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Η σχέση αυτή υποδεικνύει ότι η ενεργός ισχύς μπορεί να ελεγχθεί μέσω της ρύθμισης της ενεργούς τιμής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και της γωνίας του, τηρώντας την σχέση (2.8).

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι παραπάνω έλεγχοι της ενεργού και αέργου ισχύος συνηθίζεται να γίνονται μέσω συστημάτων κλειστού βρόγχου (closed loop), επομένως δεν είναι συχνή η ανάλυση του ελέγχου με γνώμονα τις παραπάνω σχέσεις. Οι σχέσεις αυτές είναι πολύ πιο χρήσιμες για έλεγχο μέσω συστημάτων ανοιχτού βρόγχου (open loop).

## 2.4 Ο P-Q έλεγχος αντιστροφέα

Ο παραδοσιακός τρόπος ελέγχου αντιστροφέων που συνδέονται και στηρίζουν το δίκτυο είναι ο λεγόμενος P - Q έλεγχος. Στηρίζεται στον συγχρονισμό του

αντιστροφέα με το δίκτυο χάρη σε κυκλώματα Βρόχου Κλειδώματος Φάσης (PLL) και δρα κυρίως ως πηγή ρεύματος, προσφέροντας υποστήριξη συχνότητας μέσω ανταλλαγής ενεργού ισχύος και υποστήριξη τάσης μέσω ανταλλαγής αέργου ισχύος με το δίκτυο. Με την ανάπτυξη νέων τεχνικών ελέγχου και στην προσπάθεια διαχωρισμού των ειδών αντιστροφών, οι αντιστροφείς που λειτουργούν με τον συγκεκριμένο τρόπο ελέγχου χαρακτηρίζονται και ως Αντιστροφείς Ακολουθήσης Δικτύου (Grid Following Inverters). Ο όρος «Ακολουθήσης» προκύπτει από το γεγονός ότι το PLL μονίμως προσπαθεί να «φτάσει» την φάση που ανιχνεύει, όπως θα εξηγηθεί παρακάτω.

Παραδοσιακά, οι αντιστροφείς αυτοί είχαν ως κύριο σκοπό να πουλήσουν ενεργό ισχύ στο δίκτυο, επομένως μηδένιζαν την ανταλλαγή αέργου ισχύος και χρησιμοποιούσαν αλγόριθμους μεγιστοποίησης ισχύος (Maximum Power Point Tracking - MPPT). Πλέον, λόγω της υψηλής διείσδυσής τους στα δίκτυα, υποχρεώνονται από τους διαχειριστές δικτύου να προσφέρουν και στήριξη τάσης, δηλαδή να ανταλλάσσουν άεργο ισχύ [4].

Θεωρείται σημαντικό ο αναγνώστης να καταλάβει τις βασικές αρχές λειτουργίας αυτής της κλασικής μεθόδου ελέγχου, καθώς είναι η μέχρι τώρα πιο διαδεδομένη και έτσι θα μπορέσει να γίνει πιο κατανοητός διαχωρισμός με τη νέα μέθοδο που προτείνει η παρούσα εργασία.

### 2.4.1 Το στρεφόμενο dq πλαίσιο

Ο έλεγχος μέσω συστημάτων κλειστού βρόχου είναι ευνοημένος όταν γίνεται με σταθερά (DC) μεγέθη, δηλαδή είναι πολύ πιο δύσκολο να ελεγχθούν με ακρίβεια και ταχύτητα ημιτονοειδή μεγέθη όπως είναι η τάση ή το ρεύμα. Προς αυτόν τον σκοπό, είναι προτιμότερο το τριφασικό σύστημα τάσης και ρεύματος να μετασχηματίζεται σε σταθερά μεγέθη, λεγόμενα συνιστώσες dq (ή dq0, direct – quadrature ή direct – quadrature – zero), χρησιμοποιώντας ένα σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Έτσι εξαλείφονται τα σφάλματα μόνιμης κατάστασης και οι μεταβατικές αποκρίσεις είναι πολύ ταχύτερες [14].

### 2.4.2 Μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke (ή αβ μετασχηματισμός) είναι το πρώτο στάδιο προς την απόζευξη των σταθερών dq συνιστωσών. Έστω ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα συνημιτόνων:

$$v_a = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \quad (2.9)$$

$$v_b = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.10)$$

$$v_c = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.11)$$

Ο μετασχηματισμός Clarke εφαρμόζεται ως εξής [16]:

$$v_{\alpha\beta\gamma}(t) = T \cdot v_{abc}(t) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix},$$

όπου T ο πίνακας μετασχηματισμού αβ. Το αποτέλεσμα για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα:

$$v_\alpha = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \quad (2.12)$$

$$v_\beta = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad (2.13)$$

$$v_\gamma = 0 \quad (2.14)$$

Το γεγονός ότι η γ συνιστώσα είναι μηδενική οφείλεται στην συμμετρία του τριφασικού συστήματος που υπόκειται σε μετατροπή. Αυτό είναι μια σημαντική ιδιότητα, καθώς ήδη ο οποιοσδήποτε έλεγχος είναι ευνοημένος συγκριτικά με ένα απλό τριφασικό σύστημα, αφού οι συνιστώσες είναι λιγότερες. Επίσης, πολύ σημαντικό είναι το γεγονός ότι οι συνιστώσες α και β έχουν διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους, ιδιότητα ιδιαίτερα χρήσιμη για τον μετασχηματισμό που ακολουθεί.

### 2.4.3 Μετασχηματισμός Park

Εν συνεχεία του μετασχηματισμού Clarke, εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός Park ο οποίος ολοκληρώνει την μετατροπή των ημιτονοειδών σημάτων σε συνεχή σήματα:

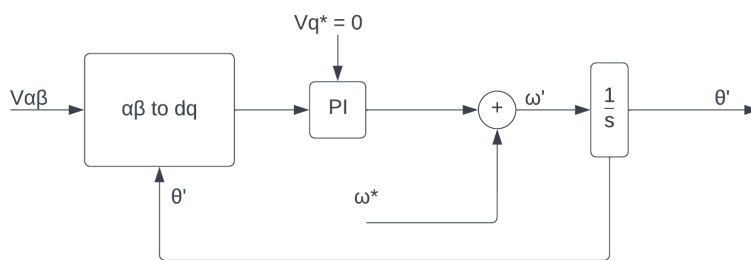
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Πλέον, οι συνιστώσες  $v_d, v_q$  είναι σταθερές συνιστώσες και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συστήματα με ακρίβεια, ταχεία απόκριση και σημαντικά μειωμένα σφάλματα μόνιμης κατάστασης. Έτσι, προκειμένου να ελεγχθεί το τριφασικό σύστημα, αρκεί να ελεγχθούν τα πλάτη των σταθερών συνιστωσών, με προϋπόθεση φυσικά να ταυτίζεται πάντοτε η φάση που τροφοδοτείται στον μετασχηματισμό Park με την πραγματική των στρεφόμενων συνημιτόνων. Στη

συνέχεια αναλύεται και ο τρόπος απόκτησης της γωνιακής συχνότητας, ο οποίος είναι άρρηκτα συνδεδεμένος με τον μετασχηματισμό Park.

## 2.4.4 Ο Βρόχος Κλειδώματος Φάσης

Ο Βρόχος Κλειδώματος Φάσης, ή πιο γνωστός ως Phase Locked Loop (PLL) αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι του μετασχηματισμού Park, καθώς είναι αυτός που υπολογίζει ανά πάσα στιγμή την φάση (και συνεπώς τη γωνιακή συχνότητα) του μετασχηματισμού. Το διάγραμμα του συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 2.7:



Σχήμα 2.7: Ο Βρόχος Κλειδώματος Φάσης (PLL).

Όπως φαίνεται, το PLL αποτελείται από ένα απλό σύστημα με κλάδο ανατροφοδότησης. Το βασικό σημείο ενδιαφέροντος είναι η λειτουργία του PI ελεγκτή (Proportional – Integral controller). Ο ελεγκτής αυτός προσπαθεί σε κάθε επανάληψη του κύκλου να μηδενίσει την  $v_q$  συνιστώσα, όπως φαίνεται και από την αναφορά  $V_q^* = 0$ . Από την προσπάθεια του μηδενισμού, παράγεται μια γωνιακή συχνότητα  $\omega'$ , η οποία ολοκληρώνεται για να μετατραπεί σε φάση. Η τιμή της φάσης στρέφει τους στρεφόμενους dq άξονες τόσο ώστε να μηδενιστεί η  $v_q$  συνιστώσα, έπειτα το σφάλμα μεταξύ της νέας τιμής της  $v_q$  συνιστώσας και της αναφοράς (το μηδέν) τροφοδοτείται πάλι στον PI ελεγκτή, και επαναλαμβάνεται η διαδικασία. Στην μόνιμη κατάσταση, η  $v_q$  πρέπει να είναι μηδενική και η  $v_d$  συνιστώσα πρέπει να ισούται με το μέτρο των συνημιτόνων του τριφασικού συστήματος που μετασχηματίζεται.

Μεγάλη σημασία έχουν τα κέρδη του ελεγκτή PI του συστήματος. Από αυτά καθορίζεται αν θα γίνεται σωστά ο μετασχηματισμός, καθώς σε απότομες μεταβολές της τάσης (ή οποιουδήποτε άλλου μεγέθους μετασχηματίζεται) θα πρέπει ο ελεγκτής να «προλαβαίνει» να εντοπίσει τη νέα φάση. Επομένως είναι μείζον ζήτημα να επιλέγονται σωστά τα κέρδη, ανάλογα με τις μεταβολές που αναμένεται να υποστεί το υπό μελέτη σύστημα. Φυσικά, από την παρατήρηση αυτή προκύπτει και ένα εύλογο πρόβλημα: το PLL θα έχει πάντοτε κάποια καθυστέρηση και συνεπώς ο έλεγχος θα είναι (μεταξύ άλλων) τόσο γρήγορος όσο το επιτρέπει αυτό.

Το παραπάνω σύστημα αποτελεί την απλούστερη μορφή Phase Locked Loop που υπάρχει. Λειτουργεί ικανοποιητικά σε επίπεδο προσομοιώσεων και ιδανικών τριφασικών συστημάτων όπου υπάρχουν συμμετρικά φορτία και τροφοδοσίες. Σε περιπτώσεις ασυμμετριών, είτε αυτές είναι λόγω της φύσεως των φορτίων και τροφοδοσιών, είτε είναι λόγω μεταβολών (π.χ. απενεργοποίηση μιας εκ των φάσεων, βραχυκύκλωμα κ.ά.) απαιτούνται πιο εξειδικευμένα συστήματα ανίχνευσης φάσης, απόρριψης αρμονικών και υπολογισμού ακολουθιών, όπως παρουσιάζεται στην [17].

## 2.4.5 Ισχύς στο στρεφόμενο πλαίσιο

Εφόσον ο σκοπός της σύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο είναι να ελεγχθεί η ισχύς που εισρέει ή εκρέει, πρέπει να διατυπωθούν εξισώσεις για την ενεργό και την άεργο ισχύ συναρτήσει των σταθερών συνιστωσών. Αν θεωρηθεί η τοπολογία του σχήματος (2.6), τότε μέσω της μετατροπής των ρευμάτων και των τάσεων σε dq-πλαίσιο αποδεικνύεται ότι η ισχύς δίνεται από τις Σχέσεις 2.16, 2.17:

- Ενεργός ισχύς:

$$P_{\text{conv}} = \frac{3}{2} (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \quad (2.16)$$

- Άεργος ισχύς:

$$Q_{\text{conv}} = \frac{3}{2} (v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q) \quad (2.17)$$

όπου  $P_{\text{conv}}$ ,  $Q_{\text{conv}}$  η ενεργός και άεργος ισχύς εξόδου του αντιστροφέα αντίστοιχα,  $v_d$ ,  $v_q$  οι σταθερές συνιστώσες της τάσης d και q αντίστοιχα και  $i_d$ ,  $i_q$  οι σταθερές συνιστώσες του ρεύματος d και q αντίστοιχα. Ο όρος  $\frac{3}{2}$  προκύπτει από τον συντελεστή κλίμακας που επιλέχθηκε ως  $\frac{2}{3}$  στον μετασχηματισμό [14].

Εκ πρώτης όψεως είναι απευθείας φανερό ότι αυτές οι σχέσεις είναι πολύ πιο απλές και χρήσιμες συγκριτικά με τις σχέσεις (2.5), (2.6), καθώς περιλαμβάνονται αποκλειστικά τα πλάτη των τάσεων και των ρευμάτων και έχει εξαλειφθεί οποιοσδήποτε όρος περιλαμβάνει φάση ή γωνιακή συχνότητα.

Στον συνηθισμένο τρόπο P-Q ελέγχου αντιστροφέα, το PLL χρησιμοποιείται για να βρεθεί η φάση της τάσης του φορτίου του συστήματος, δηλαδή της τάσης αμέσως μετά το πηνίο διασύνδεσης με το φορτίο ή το δίκτυο. Με άλλα λόγια, ως φορτίο θεωρείται οτιδήποτε υπάρχει μετά το πηνίο διασύνδεσης. Έπειτα, αυτή η φάση χρησιμοποιείται για να μετασχηματιστούν η τάση στο εν λόγω σημείο και το ρεύμα του αντιστροφέα. Έτσι, οι σχέσεις που περιγράφουν την ισχύ που

ανταλλάσσεται με την συστοιχία αντιστροφέα - πηνίου και φορτίου διαμορφώνονται ως εξής:

- Ενεργός ισχύς:

$$P_o = \frac{3}{2}(v_d \cdot i_d + 0 \cdot i_q) \rightarrow$$

$$P_o = \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d \quad (2.18)$$

- Άεργος ισχύς:

$$Q_o = \frac{3}{2}(0 \cdot i_d - v_d \cdot i_q) \rightarrow$$

$$Q_o = -\frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_q \quad (2.19)$$

Παρατήρηση: παρόλο που αναφέρθηκε ότι κατά τον μετασχηματισμό Park οι  $q$  συνιστώσες μηδενίζονται, πρέπει να επισημανθεί ότι το ρεύμα δεν έχει απαραίτητα την ίδια φάση με την τάση, και μάλιστα σχεδόν πάντα δεν θα είναι ίδιες. Ωστόσο, καθώς το συνολικό σύστημα λειτουργεί υπό μία συχνότητα (δε γίνεται η τάση και το ρεύμα να έχουν διαφορετικές συχνότητες, τουλάχιστον στην μόνιμη κατάσταση) ο μετασχηματισμός σε  $dq$  συνιστώσες του ρεύματος θα δώσει και πάλι δύο σταθερά μεγέθη, απλώς θα είναι και οι δύο διάφορες του μηδενός (εκτός αν ελεγχθούν με συγκεκριμένο τρόπο).

Οι σχέσεις (2.18) και (2.19) αποτελούν τη βασική λειτουργία του P-Q ελέγχου του αντιστροφέα. Οι μετασχηματισμοί επιτρέπουν αποτελεσματικό και γρήγορο έλεγχο με απλά συστήματα κλειστού βρόχου. Πιο συγκεκριμένα, όταν χρειάζεται να ελεγχθεί αποκλειστικά η ενεργός ισχύς, αρκεί να μηδενιστεί η συνιστώσα  $i_q$  του ρεύματος, οπότε και μηδενίζεται η ανταλλαγή αέργου ισχύος. Αντιθέτως, για να ελεγχθεί αποκλειστικά η άεργος ισχύς, αρκεί να μηδενιστεί η συνιστώσα  $i_d$  του ρεύματος, οπότε και μηδενίζεται η ανταλλαγή ενεργού ισχύος. Φυσικά, μπορούν να ελέγχονται και οι δύο ισχύεις ταυτόχρονα.

Αυτά τα κριτήρια για αποκλειστικό έλεγχο της μιάς ή της άλλης ισχύος αντιστοιχούνται με τις σχέσεις (2.7) και (2.8) που έχουν αναλυθεί νωρίτερα. Με άλλα λόγια, το γεγονός ότι οι ισχύεις ελέγχονται με σταθερές συνιστώσες δεν αλλάζει τα κριτήρια αποκλειστικού ελέγχου που έχουν αναλυθεί στην ενότητα 2.3. Όταν ελέγχεται αποκλειστικά η ενεργός ισχύς μέσω  $dq$  συνιστωσών, συνεχίζει να τηρείται η σχέση (2.8) δηλαδή η ανάγκη για τήρηση της σχέσης μεταξύ της φάσης  $\delta$  και των τάσεων  $\tilde{V}_{conv,1}, \tilde{V}_g$ . Αντίστοιχα, όταν ελέγχεται αποκλειστικά η άεργος ισχύς μέσω  $dq$  συνιστωσών, συνεχίζει να τηρείται η σχέση

(2.7) δηλαδή ο μηδενισμός της φάσης  $\delta$  και ο έλεγχος μέσω του επιπέδου τάσης  $\tilde{V}_{conv,1}$ .

## 2.5 Ο Έλεγχος Διαμόρφωσης Δικτύου

Οι αντιστροφείς διαμόρφωσης δικτύου (GFMI) διαφέρουν σε αρκετά σημεία από τους αντιστροφείς ακολούθησης δικτύου (GFLI). Όπως αναφέρθηκε και στην αντίστοιχη ενότητα, ενώ οι δεύτεροι είχαν ως βασικό σκοπό την πώληση ενεργού ισχύος, οι πρώτοι έχουν ως πρωτεύουσα μέριμνα την υποστήριξη του δικτύου, δηλαδή της συχνότητας και της τάσης.

### 2.5.1 Διαφορές μεταξύ αντιστροφών ακολούθησης και διαμόρφωσης δικτύου

Παρακάτω θα γίνει μια πρώτη ανάλυση των βασικών διαφορών μεταξύ των δύο μεθόδων ελέγχου αντιστροφέα, δηλαδή των Αντιστροφών Ακολούθησης Δικτύου (Grid Following Inverters – GFLI) και των Αντιστροφών Διαμόρφωσης Δικτύου (Grid Forming Inverters – GFMI):

Συγχρονισμός: οι GFLI χρησιμοποιούν το PLL για να μετρήσουν την φάση της τάσης στο σημείο διασύνδεσης, και στη συνέχεια η τάση εξόδου διαμορφώνεται κατάλληλα μέσω ελέγχου προκειμένου να τροφοδοτείται η ηθελημένη ισχύς μέσω απόζευξης των συνιστωσών της. Αντιθέτως, οι GFMI δεν χρησιμοποιούν PLL για να συγχρονιστούν, αλλά δημιουργούν την τάση εξόδου του αντιστροφέα προκειμένου να πετύχουν την επιθυμητή ανταλλαγή ισχύος, οπότε συγχρονίζονται με βάση την επιθυμητή έγχυση ενεργού ισχύος. Ως συνέπεια, εφόσον πρακτικά είναι πηγές τάσης, μπορούν να λειτουργούν και ανεξάρτητα χωρίς υπόλοιπο δίκτυο, κάτι που δεν μπορούν να πετύχουν οι GFLI που στηρίζονται πλήρως στην ανίχνευση του υπάρχοντος δικτύου.

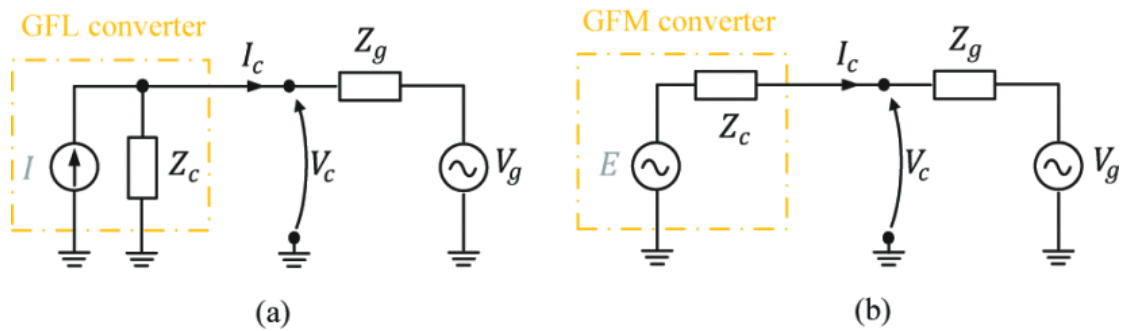
Επίδοση: η ύπαρξη του κυκλώματος συγχρονισμού για τους GFLI έχει ως συνέπεια μια καθυστέρηση στον υπολογισμό της φάσης της τάσης του σημείου διασύνδεσης. Η καθυστέρηση ανίχνευσης φάσης σημαίνει και καθυστέρηση στον έλεγχο των dq ρευμάτων, επομένως και στην επιθυμητή ανταλλαγή ισχύος. Οι GFMI, από την άλλη, υπακούν στις σχέσεις (2.5) και (2.6) εφόσον λειτουργούν ως πηγές τάσης. Αυτό σημαίνει πως η ανταλλαγή ισχύος είναι ακαριαία, γιατί μόλις υπάρξει αλλαγή στην φάση ή το επίπεδο τάσης του σημείου διασύνδεσης, αναγκαστικά υπάρχει και ανταλλαγή ισχύος με τον αντιστροφέα, και στη συνέχεια η ρύθμιση ισχύος γίνεται μέσω του ελέγχου της φάσης και του μέτρου της τάσης. Οπότε, για την ρύθμιση ισχύος στην περίπτωση των GFLI θεωρητικά

χρειάζονται δύο χρονικά σειριακές διαδικασίες (ανίχνευση και ρύθμιση), ενώ για τους GFMIIs μόνο μία (ρύθμιση).

Ενέργεια και ρεύμα: εφόσον τα GFMIIs παρομοιάζουν τη λειτουργία σύγχρονων γεννητριών, πρέπει να υπάρχει μια σημαντική ποσότητα ενέργειας διαθέσιμη ανά πάσα χρονική στιγμή η οποία μπορεί να αποδοθεί μέσω του αντιστροφέα στο δίκτυο, όπως δηλαδή θα συμπεριφερόταν μια σύγχρονη μηχανή σε περίπτωση αναταραχών. Κάτι τέτοιο δεν είναι απαραίτητο στη λειτουργία των GFLIIs. Ταυτόχρονα, η ανάγκη αυτή σε ενέργεια αλλά και η ακαριαία έγχυση ισχύος που εξηγήθηκε στις διαφορές επίδοσης, προϋποθέτει αντοχές (όπως στις σύγχρονες γεννήτριες πάλι) σε υψηλά ρεύματα. Αυτό δεν είναι εύκολο να επιτευχθεί, καθώς οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος είναι πολύ πιο ευαίσθητες συγκριτικά με τα τυλίγματα μιας μηχανής, και ο έλεγχος ρεύματος στους GFMIIs έρχεται με μεγάλες προκλήσεις στον έλεγχο και στο σχεδιασμό. Αντιθέτως οι GFLIIs, εφόσον συμπεριφέρονται ως πηγές ρεύματος και ελέγχουν τις συνιστώσες του ρεύματος, μπορούν πολύ πιο άνετα να θέσουν περιορισμούς έγχυσης μέσω του κορεσμού του ρεύματος. Ως συνέπεια, οι GFMIIs πολλές φορές κοστίζουν περισσότερο λόγω μεγαλύτερων διαστάσεων για αντοχές σε ρεύματα αλλά και λόγω αναγκών αποθήκευσης μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας [4].

Πρωτεύουσα ρύθμιση – αδρανειακή απόκριση: η επίδοση των GFLIIs έγκειται στο γεγονός ότι μπορούν εντός δευτερολέπτου να εντοπίσουν διακύμανση στην συχνότητα, να συγχρονιστούν καταλλήλως και να προσφέρουν ενεργό ισχύ που θα ενεργήσει ως πρωτεύουσα ρύθμιση. Εν αντιθέσει, οι GFMIIs δεν εντοπίζουν διακύμανση συχνότητας για να την καταστείλουν, αλλά ανταλλάσσουν απευθείας ενεργό ισχύ μόλις προκύψει κάποια διαταραχή στην συχνότητα. Η βασική διαφορά στη λειτουργία, λοιπόν, είναι ότι η πρωτεύουσα ρύθμιση των GFLIIs αποτελεί κατασταλτικό μηχανισμό της συχνότητας, ενώ η αδρανειακή απόκριση των GFMIIs αποτελεί προληπτικό μηχανισμό. Με άλλα λόγια, οι GFLIIs προσπαθούν να προλάβουν και να μειώσουν τη διακύμανση, ενώ οι GFMIIs δεν της επιτρέπουν να συμβεί σε πρώτη φάση. Επομένως, ενώ η πρωτεύουσα ρύθμιση θεωρείται ότι μπαίνει σε λειτουργία εντός δευτερολέπτου, η αδρανειακή απόκριση είναι πολύ ταχύτερη και λειτουργεί σε χρόνους κάτω του δευτερολέπτου, όπως ακριβώς συμπεριφέρεται το μηχανικό στρεφόμενο μέρος μιας γεννήτριας λόγω της αδράνειάς του. Θεωρείται, επίσης, πως με αυτήν την συμπεριφορά οι GFMIIs μπορούν να λειτουργήσουν πιο ομαλά σε συνεργασία με τις ήδη υπάρχουσες σύγχρονες γεννήτριες και να προσφέρουν ευστάθεια στο σύστημα.





Σχήμα 2.8: Αναπαράσταση του GFLI (αριστερά) ως πηγή ρεύματος και του GFM (δεξιά) ως πηγή τάσης [18].

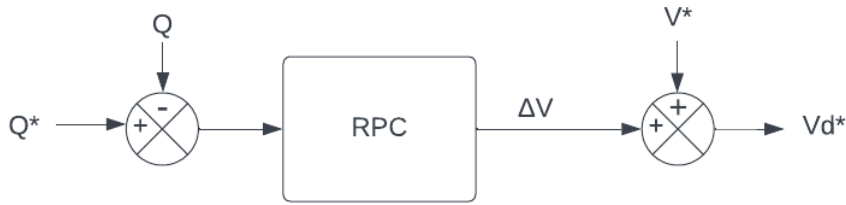
## 2.5.2 Ελεγκτής Ενεργούς Ισχύος

Παρόλο που οι GFMIs δεν χρησιμοποιούν PLL για να συγχρονιστούν με το δίκτυο, χρειάζονται κάποιου είδους ελέγχου προκειμένου να μπορούν να αποδώσουν την ισχύ που ζητείται. Καθώς η παρούσα διπλωματική εργασία αφορά κυρίως ρύθμιση συχνότητας, θα εστιαστεί η μελέτη στον έλεγχο ενεργούς ισχύος.

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα ρυθμίζεται μέσω δύο κυκλωμάτων ελέγχου, τον Έλεγχο Ενεργού Ισχύος (Active Power Control – APC) και Έλεγχο Αέργου Ισχύος (Reactive Power Control – RPC). Ο πρώτος ελέγχει τη συχνότητα της κυματομορφής της τάσης, ενώ ο δεύτερος ελέγχει το μέτρο της, απαρτίζοντας συνολικά ένα ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου. Στα Σχήματα 2.9 και 2.10 φαίνονται τα γενικά διαγράμματά τους:



Σχήμα 2.9: Ο Ελεγκτής Ενεργούς Ισχύος ή Active Power Controller, όπου  $P^*$ ,  $P$ ,  $\Delta\omega$ ,  $\Delta\theta$ ,  $\omega^*$ ,  $\theta^*$ ,  $\omega$ ,  $\theta$  η ενεργός ισχύς αναφοράς, η μετρούμενη ενεργός ισχύς, η διαφορά γωνιακής συχνότητας, η διαφορά φάσης, η ονομαστική γωνιακή συχνότητα, η ονομαστική φάση, η παραγόμενη γωνιακή συχνότητα και η παραγόμενη φάση.



Σχήμα 2.10: Ο Ελεγκτής Αέργου Ισχύος ή Reactive Power Controller, όπου  $Q^*$ ,  $Q$ ,  $\Delta V$ ,  $V^*$ ,  $V_d^*$  η άεργος ισχύς αναφοράς, η μετρούμενη άεργος ισχύς, η διαφορά τάσης, η τάση αναφοράς και η παραγόμενη τάση αναφοράς του d άξονα.

Ο ελεγκτής αέργου ισχύος θα παραλειφθεί για τις εφαρμογές που θα ακολουθήσουν αργότερα, ωστόσο η λογική του είναι παρόμοια με του ελεγκτή ενεργού ισχύος και θα εξηγηθεί συνοπτικά.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9, ο APC μπορεί να λειτουργήσει, σε γενικές γραμμές, με δύο μορφές. Μπορεί να διαμορφώνει απευθείας τη γωνία που θα τροφοδοτηθεί στην τάση εξόδου, ή αλλιώς μπορεί να δημιουργήσει τη γωνιακή συχνότητα, η οποία ύστερα με κατάλληλη επεξεργασία θα μετατραπεί σε φάση. Το παραπάνω σύστημα αποτελεί μια γενικευμένη μορφή του ελέγχου ενεργού ισχύος που χρησιμοποιούν οι GFMIs και μπορεί να λάβει διάφορες μορφές ανάλογα με τις απαιτήσεις, με κάθε μία με τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά της.

Η διαφορά με τον συγχρονισμό μέσω PLL είναι πλέον πιο ξεκάθαρη. Αντί να ανιχνεύεται η φάση όπως έχει αναλυθεί, υπάρχει μια ροή ισχύος από τον αντιστροφέα προς το φορτίο – δίκτυο και οι ελεγκτές προσπαθούν μονίμως να δημιουργήσουν μια τάση εξόδου η οποία θα παράγει την ισχύ αναφοράς που λαμβάνουν. Ο APC μονίμως συγκρίνει την ενεργό ισχύ εξόδου του αντιστροφέα με την αναφορά και ως αποτέλεσμα δημιουργεί μια διαφορά στην φάση ή την συχνότητα (στην οποία προστίθεται η ονομαστική τιμή) και θα οδηγήσει την τάση. Ο RPC, από την άλλη, συγκρίνει την άεργο ισχύ εξόδου του αντιστροφέα με την αναφορά και ως αποτέλεσμα δημιουργεί μια διαφορά στο μέτρο της τάσης (στην οποία θα προστεθεί η ονομαστική τιμή της) και θα οριστεί ως η αναφορά της τάσης του d άξονα.

Η εμφάνιση του d άξονα στην τάση που παράγει ο RPC αναδεικνύει την ανάγκη ύπαρξης μετασχηματισμού σε dq συνιστώσες. Συνεπώς, πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία γωνία φάσης (η οποία μπορεί να προέρχεται από PLL ή, ιδανικότερα, από τον APC) για να μετασχηματιστεί η τάση εξόδου στις σταθερές συνιστώσες. Η συνιστώσα  $V_q$  φυσικά θα είναι μηδενική (όπως αναλύθηκε στην ενότητα για το PLL), οπότε μετά αποκλειστικός παράγοντας ελέγχου θα αποτελεί η συνιστώσα  $V_d$ .

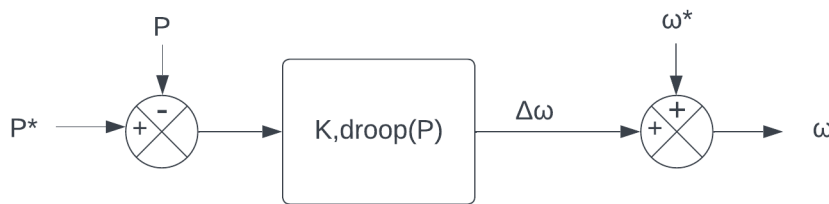
### 2.5.3 Έλεγχος Πτώσης με βάση την Συχνότητα - Στατισμός

Ο πιο διαδεδομένος τρόπος διαμόρφωσης του APC είναι ο λεγόμενος Έλεγχος Πτώσης (Droop Control). Στον Έλεγχο Πτώσης η συχνότητα του αντιστροφέα ελαττώνεται κατά γραμμικό τρόπο ανάλογα με την αύξηση της ενεργούς ισχύος που εγχέει. Η γραμμική σχέση μεταξύ της συχνότητας και της ισχύος χαρακτηρίζεται από έναν συντελεστή, ο οποίος λέγεται στατισμός (Droop Coefficient). Ορίζεται ως:

- Στατισμός:

$$K_{\text{droop}} = \frac{\Delta\omega}{\Delta P} \quad (2.20)$$

Ο συντελεστής διαμορφώνεται ανάλογα με την ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα. Είναι ο πιο διαδεδομένος τρόπος ελέγχου καθώς επιτρέπει να λειτουργούν πολλαπλές μονάδες ισχύος ταυτόχρονα, η κάθε μία με το δικό της συντελεστή στατισμού επιτρέποντας να μοιράζεται η έγχυση ενεργού ισχύος με ελεγχόμενο και καθορισμένο τρόπο. Το σύστημα APC λοιπόν διαμορφώνεται ως εξής (Σχήμα 2.11):



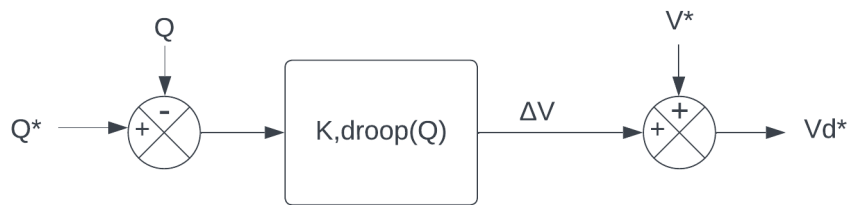
Σχήμα 2.11: Ελεγκτής Ενεργού Ισχύος (APC) με στατισμό (Droop Control), όπου  $K, \text{droop}(P)$  ο στατισμός (Droop Coefficient).

Πλέον, το σύστημα ελέγχου γίνεται συγκεκριμένο. Καθώς ο στατισμός είναι ορισμένος με βάση τις επιθυμητές προδιαγραφές, παρατηρείται εύκολα ότι είναι ένα απλό αναλογικό κέρδος. Επομένως, ο Έλεγχος Πτώσης λαμβάνει μια διαφορά ισχύος ως σφάλμα, την πολλαπλασιάζει με τον προκαθορισμένο στατισμό και ως αποτέλεσμα παράγεται μια διαφορά στην συχνότητα. Η διαφορά αυτή μεταβάλλει την συχνότητα της τάσης εξόδου γύρω από την ονομαστική τιμή και συνεπώς αλλάζει η ισχύς εξόδου. Φυσικά, επειδή οι μεταβολές της ισχύος μπορεί να υπόκεινται σε πολύ γρήγορες μεταβολές, θόρυβο και άλλους ανεπιθύμητους παράγοντες, δύναται να προστεθεί στο σύστημα ένα φίλτρο θορύβου (Low-Pass Filter) [19].

Οι τιμές του στατισμού χρήζουν ιδιαίτερης προσοχής στην επιλογή τους. Η απουσία ολοκληρωτικού όρου στον APC σημαίνει πως σε γενικές γραμμές ο Έλεγχος Πτώσης μπορεί να προκαλέσει αστάθειες. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να γίνει ιδιαίτερα αισθητό σε δίκτυα τα οποία έχουν μεγάλη διεύθυνση σε

μετατροπείς, δηλαδή όπου η αδράνεια είναι χαμηλή. Με άλλα λόγια, δεν συμβάλλει στην αδράνεια του συστήματος, οπότε θα μπορούσε να γίνει ο ισχυρισμός ότι ο έλεγχος αυτός είναι αρκετά κοντά (ως προς το αποτέλεσμα της λειτουργίας του) στον κλασικό PQ έλεγχο.

Όσον αφορά την στάθμη της τάσης, προτείνεται ο ορισμός μίας διαφορετικής «σταθεράς στατισμού» η οποία θα λειτουργεί ως αναλογικό κέρδος στο RPC και ορίζεται με παρόμοιο τρόπο. Το σύστημα RPC διαμορφώνεται ως εξής (Σχήμα 2.12):



Σχήμα 2.12: Ελεγκτής Αέργου Ισχύος (RPC) με στατισμό (Droop Control), όπου  $K, \text{droop}(Q)$  ο «άεργος στατισμός» (Droop Coefficient).

Στο ευρύτερο πλαίσιο της έρευνας για τους GFMI, πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχει συχνά σύγχυση και αλλαγή των ορισμών των τοπολογιών και των μεθόδων ελέγχου. Στην [20] οι συγγραφείς θεωρούν διαφορετική τοπολογία για τον Έλεγχο Πτώσης, ενώ τον έλεγχο που παρουσιάζεται στην παρούσα ενότητα τον χαρακτηρίζουν ως “Power-Synchronisation Loop”. Ταυτόχρονα, στην [4] ως “Power Synchronisation Control” αναφέρεται μια ελαφριά διαφοροποίηση του Ελέγχου Πτώσης. Επομένως, χρήζει προσοχής η επικοινωνία για την επίλυση προβλημάτων γύρω από αυτό το πεδίο μελέτης.

## 2.5.4 Η εξίσωση ταλάντωσης

Η Εξίσωση Ταλάντωσης (ET) ή αλλιώς Swing Equation (SE) αποτελεί το βασικό αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας. Η SE ορίζεται ως εξής (Σχέση 2.21):

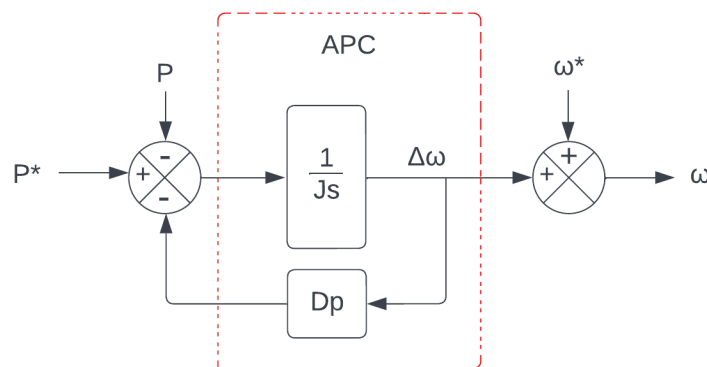
- Swing Equation:

$$J \cdot \omega_0 \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = P_m - P_e - D_p \cdot \omega_r , \quad (2.21)$$

όπου  $J$  η σταθερά αδρανείας,  $\omega_0$  η ονομαστική γωνιακή συχνότητα,  $\omega_r$  η γωνιακή συχνότητα του άξονα της μηχανής,  $P_m$  η μηχανική ισχύς της μηχανής,  $P_e$  η ηλεκτρική ισχύς της μηχανής και  $D_p$  ο συντελεστής απόσβεσης. Προκειμένου να σχεδιαστεί το ισοδύναμο σύστημα, μετασχηματίζεται η συνάρτηση στο πεδίο Laplace:

$$\begin{aligned}
J \cdot \omega_0 \cdot \frac{d\omega_r}{dt} &= P_m - P_e - D_p \cdot \omega_r \stackrel{\mathcal{L}}{\Rightarrow} J \cdot \omega_0 \cdot s \cdot \omega_{r,s} = P_{m,s} - P_{e,s} - D_p \cdot \omega_{r,s} \\
&\rightarrow \omega_{r,s} \cdot (D_p + J \cdot \omega_0 \cdot s) = P_{m,s} - P_{e,s} \\
&\rightarrow \omega_{r,s} = \frac{P_{m,s} - P_{e,s}}{(D_p + J \cdot \omega_0 \cdot s)} \tag{2.22}
\end{aligned}$$

Εφαρμόζοντάς την σε έλεγχο αντιστροφεία, ουσιαστικά γίνεται προσπάθεια να παρομοιαστεί η λειτουργία του αντιστροφεία με αυτή μιας σύγχρονης γεννήτριας (Virtual Synchronous Generator – VSG). Το σχεδιάγραμμα του ελέγχου VSG φαίνεται στο Σχήμα 2.13:



Σχήμα 2.13: Το διάγραμμα της Swing Equation ή του ελέγχου Virtual Synchronous Generator.

Η ΕΤ αποτυπώνει μαθηματικώς τη δυναμική συμπεριφορά του άξονα μίας σύγχρονης μηχανής, καθώς συνδυάζει τόσο τα ηλεκτρικά όσο και τα μηχανικά χαρακτηριστικά του. Ο έλεγχος αυτός αποσκοπεί στο να προστεθεί Εικονική Αδράνεια (Virtual Inertia) στο δίκτυο. Πρακτικά αυτό σημαίνει πως οι αντιστροφείς θα πρέπει να συμπεριφέρονται ως σύντομες αποθήκες ενέργειας στις απότομες μεταβολές της γωνιακής συχνότητας, όπως δηλαδή θα μετέτρεπε κινητική ενέργεια σε ηλεκτρική ένας μεγάλος στρεφόμενος άξονας μιας γεννήτριας [21]. Έτσι, οι αντιστροφείς με VSG έλεγχο θα πρέπει να εγχέουν ρεύμα ώστε να ελαττώνονται οι μεταβολές της συχνότητας στις αλλαγές φορτίου, με τέτοιο τρόπο όπως θα γινόταν εάν αντί για τους συγκεκριμένους αντιστροφείς υπήρχαν γεννήτριες με φυσική αδράνεια.

Η κατάλληλη ρύθμιση του συντελεστή J μπορεί να πετύχει διάφορες βαθμίδες αδράνειας, δηλαδή ουσιαστικά να διαμορφώσει διάφορες στάθμες στιγμιαίας έγχυσης ισχύος κατά τις διαταραχές. Όπως φαίνεται και από το σχήμα, η αδράνεια βρίσκεται με τη μορφή διαίρεσης στον APC. Υψηλές τιμές του J πρέπει θεωρητικά να αντιστοιχούν σε μικρές μεταβολές της συχνότητας, αφού η διαφορά ισχύος θα διαιρείται με έναν μεγάλο αριθμό. Κατά τον ίδιο τρόπο



Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των αντιστροφών έναντι των σύγχρονων γεννητριών είναι πως οι παράμετροι  $J$  και  $D_p$  μπορούν να μεταβάλλονται, αλλάζοντας χειροκίνητα, αυτόματα ή δυναμικά τις τιμές τους, ανάλογα με τις διαταραχές που προκαλούνται στην συχνότητα και χωρίς τους περιορισμούς των φυσικών τιμών που κανονικά θα λάμβαναν σε μια γεννήτρια. Εννοείται πως, παρόλο που η δυνατότητα αλλαγής είναι πλεονέκτημα έναντι των γεννητριών, πρέπει να σέβεται τις μειωμένες αντοχές των ηλεκτρονικών ισχύος σε μεγάλα ρεύματα. Μάλιστα, τέτοιες δυναμικές αλλαγές θα δοκιμαστούν σε επίπεδο προσομοίωσης αργότερα στην παρούσα εργασία.

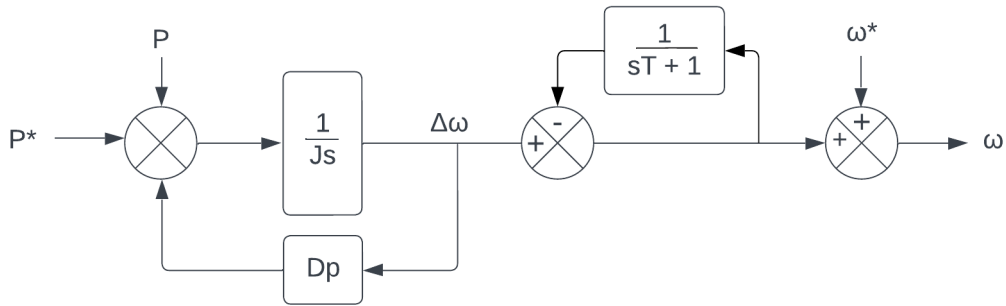
### 2.5.5 Μέθοδοι ελέγχου αποδέσμευσης του αντιστροφέα από το φορτίο

Η προσθήκη του κλάδου απόσβεσης  $D_p$ , όπως θα φανεί αργότερα στις προσομοιώσεις, προκαλεί την ενεργό συμμετοχή του συστήματος στην τροφοδότηση του φορτίου ακόμη και στην μόνιμη κατάσταση. Αυτό σε πολλές περιπτώσεις μπορεί να είναι αθέμιτο για πολλαπλούς λόγους. Αρχικά, ο σκοπός του αντιστροφέα μπορεί να είναι για να προσφέρει αποκλειστικά πρωτεύουσα ρύθμιση (ή και δευτερεύουσα), οπότε θα πρέπει να λειτουργεί για περιορισμένο χρόνο έπειτα από μια διαταραχή φορτίου. Ακόμη, η συνεχής λειτουργία μπορεί να απαιτεί και ανάγκη για αυξημένα ποσά αποθήκευσης ενέργειας στην τροφοδότηση του αντιστροφέα, πράγμα το οποίο δεν είναι απαραίτητα υπαρκτό στο εκάστοτε σύστημα.

Σε αυτό το σημείο, πρέπει να σημειωθεί πως η εφαρμογή της Εξίσωσης Ταλάντωσης επιφέρει αναγκαστικά την ύπαρξη κάποιας μονάδας αποθήκευσης ενέργειας, είτε αυτή είναι βραχυπρόθεσμη για πρωτεύουσα ρύθμιση είτε πιο εκτενής για περαιτέρω λειτουργίες. Η ξαφνική αλλαγή συχνότητας και φάσης που προκαλείται από αλλαγή του φορτίου συνεπάγεται μια απότομη και υψηλή ροή ισχύος, όπως άλλωστε έχει εξηγηθεί εκτενώς με την μετατροπή της κινητικής ενέργειας σε ηλεκτρική από τον άξονα μιας γεννήτριας. Συνεπώς, ο χρόνος συμμετοχής του αντιστροφέα παίζει καθοριστικό ρόλο στο μέγεθος της αναγκαίας αποθήκης ενέργειας. Για αυτό το λόγο, είναι σημαντικό να μπορεί να περιοριστεί ο χρόνος αυτός, και αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τις τοπολογίες που θα εξηγηθούν στην συνέχεια.

#### Εξίσωση Ταλάντωσης με Αυτόνομη Συχνότητα:

Προκειμένου να διατηρηθεί ένας μηχανισμός απόσβεσης, δεν είναι προτιμότερο απλώς να μηδενιστεί ο κλάδος ανατροφοδότησης  $D_p$ . Αντ'αυτού, προτείνεται η τοπολογία του Σχήματος 2.14:

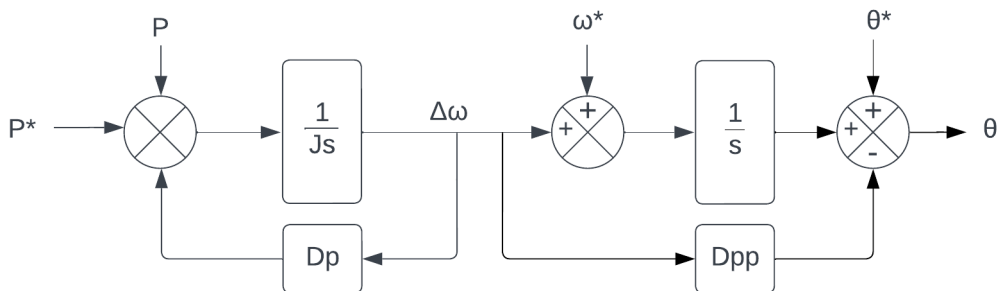


Σχήμα 2.14: Διάγραμμα για το σύστημα Εξίσωσης Ταλάντωσης με Αυτόνομη Συχνότητα.

Συνήθως, οι μέθοδοι ελέγχου διαμορφώνουν τη δυναμική συμπεριφορά της συχνότητας γύρω από την ονομαστική της τιμή. Σε περίπτωση όμως που υπάρξει μια μόνιμη διαφοροποίηση συχνότητας (πριν δηλαδή επέλθει δευτερεύουσα και τριτεύουσα ρύθμιση), οι έλεγχοι αυτοί αναγκάζουν την ενεργό συμμετοχή του αντιστροφέα στο φορτίο. Έτσι, ενώ μέχρι τώρα ο έλεγχος δημιουργούσε συχνότητα γύρω από την ονομαστική  $\omega^*$ , ο κλάδος ανατροφοδότησης μέσω συνάρτησης μεταφοράς που φαίνεται παραπάνω ουσιαστικά αλλάζει την τιμή της ονομαστικής συχνότητας. Στο μεταβατικό της διαταραχής η έγχυση ισχύος καθορίζεται από την εικονική αδράνεια  $J$  και, στην συνέχεια όταν επανέρχεται η μόνιμη κατάσταση στην οποία η συχνότητα μπορεί να διαφέρει της ονομαστικής αλλά είναι σταθερή, η έγχυση καθορίζεται καταλλήλως με βάση τις τιμές των παραμέτρων  $D_p$  και  $T$ .

#### Εξίσωση Ταλάντωσης με Στατισμό Συχνότητας - Φάσης:

Η δυνατότητα αλλαγής του συντελεστή απόσβεσης  $D_p$  σημαίνει ότι μπορεί να διατηρηθεί υπαρκτή η επίδρασή του όταν είναι επιθυμητή η ρύθμιση ισχύος και ύστερα να μηδενιστεί. Αυτό πετυχαίνει η τοπολογία του Σχήματος 2.15:



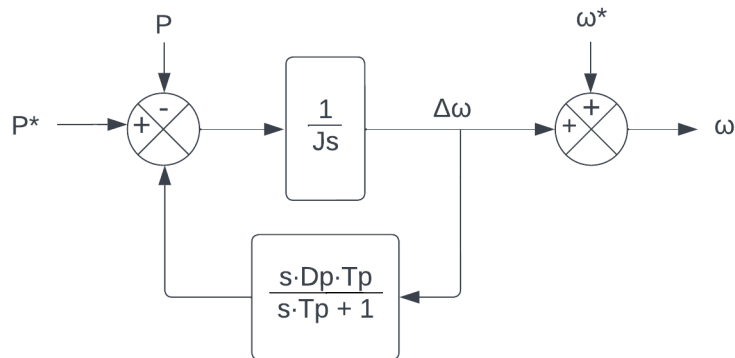
Σχήμα 2.15: Διάγραμμα για το σύστημα Εξίσωσης Ταλάντωσης με Στατισμό Συχνότητας - Φάσης.

Το σύστημα αυτό χρησιμοποιεί μια τροποποιημένη μέθοδο στατισμού μεταξύ της συχνότητας και της γωνίας της φάσης. Η τοπολογία αυτή βρέθηκε να βελτιώνει και την συμπεριφορά απόσβεσης του ελέγχου [24], ωστόσο εν τέλει δεν φάνηκε να έχει ιδιαίτερα θετικά αποτελέσματα στις προσομοιώσεις της εργασίας αυτής.



## Εξίσωση Ταλάντωσης με Διαφορική Ανατροφοδότηση:

Παρόμοια με την πρώτη εκ των τριών τοπολογιών, η παρούσα συντηρεί τον κλάδο ανατροφοδότησης και τα πλεονεκτήματά του και αλλάζει συνολικά την συμπεριφορά του ελέγχου στις διακυμάνσεις συχνότητας:



Σχήμα 2.16: Διάγραμμα για το σύστημα Εξίσωσης Ταλάντωσης με Διαφορική Ανατροφοδότηση.

Ο κλάδος ανατροφοδότησης χαρακτηρίζεται και ως Διαφορική Ανατροφοδότηση και, επιλέγοντας την χρονική σταθερά  $T_p$  επιλέγεται η χρονική διάρκεια για την συμπεριφορά απόσβεσης του αντιστροφέα. Επομένως όπως και πριν η μεταβατική συμπεριφορά αλλάζει σύμφωνα με την εικονική αδράνεια  $J$  και η διάρκεια της ρύθμισης σύμφωνα με την σταθερά  $T_p$  [20].

## 2.6 Κανονισμοί – Νόμοι

Στο ευρύτερο πλαίσιο της ανάπτυξης των Πόρων Βασισμένων σε Αντιστροφείς (Inverter Based Resources – IBRs) αλλά και όπως φαίνεται από την ανάλυση που έχει γίνει παραπάνω σχετικά με την υποστήριξη που μπορούν να προσφέρουν οι Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Δικτύου, έχουν αναπτυχθεί κανονισμοί, νόμοι και γενικότερα προτάσεις προκειμένου να ορισθούν Ευρωπαϊκές και, ενδεχομένως αργότερα, παγκόσμιες προδιαγραφές για τη διασύνδεση των υπάρχοντων αλλά και των καινοτόμων συσκευών με το δίκτυο. Οι κανονισμοί αυτοί είναι απαραίτητοι για να μπορεί να υπάρχει ενιαίο πλαίσιο συνεννόησης μεταξύ των κρατών και των παραγωγών προς τη διαμόρφωση ενός δικτύου στο οποίο θα συμμετέχουν όσα περισσότερα κράτη – μέλη γίνεται και θα είναι πολλαπλές φορές ισχυρότερο από την ύπαρξη άναρχων και μεταξύ τους ανεξάρτητων (μικρό) δικτύων για κάθε χώρα. Παρακάτω αναφέρονται ορισμένοι από αυτούς τους κανονισμούς.

## 2.6.1 Ευρωπαϊκοί Κανονισμοί Διασύνδεσης σύμφωνα με τη National Grid ESO

Η National Grid ESO είναι ο διαχειριστής ηλεκτρικής ενέργειας της Μεγάλης Βρετανίας. Στο πλαίσιο της διαχείρισής τους, έχουν ανακοινώσει κανόνες για τους μετατροπείς διαμόρφωσης δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, όσον αφορά τους GFMs:

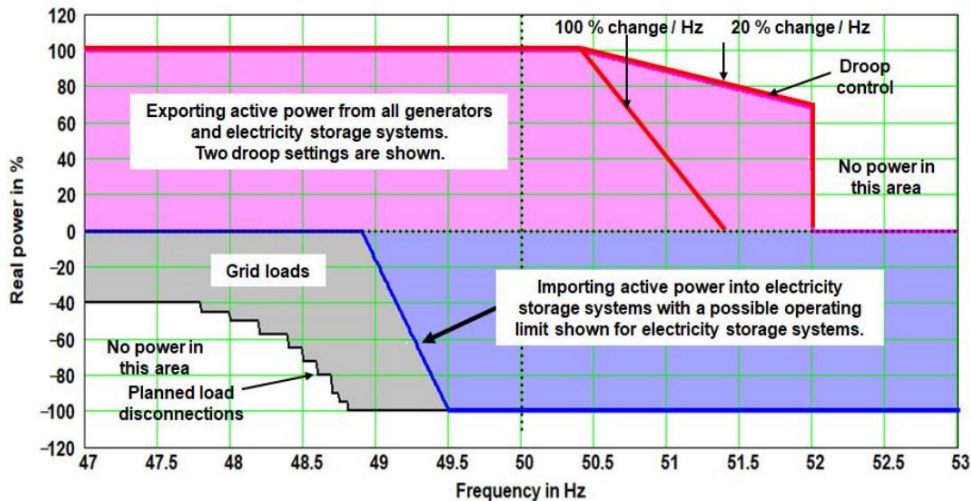
- Η κανονική λειτουργία του συστήματος θεωρείται στα 50 Hz (ονομαστική τιμή συχνότητας) με μέγιστη απόκλιση 1% (δηλ. από 49.5 έως 50.5 Hz).
- Το ευρύτερο εύρος συχνότητας στο οποίο θα πρέπει να μπορούν να εγγέουν ισχύ οι μετατροπείς είναι από 47 έως 52 Hz, ωστόσο υπάρχουν διαφορετικά χρονικά περιθώρια λειτουργίας κατά τη διάρκεια των οποίων πρέπει να μπορούν να λειτουργούν σε αυτό το περιθώριο συχνότητας.
- Πιο συγκεκριμένα για τα χρονικά περιθώρια:

Εύρος συχνότητας	Κανονισμός
51.5 Hz – 52 Hz	Λειτουργία για τουλάχιστον 15 λεπτά.
51 Hz – 51.5 Hz	Λειτουργία για τουλάχιστον 90 λεπτά.
49 Hz – 51 Hz	Μόνιμη κατάσταση. Απαιτούμενη μόνιμη λειτουργία.
47.5 Hz – 49 Hz	Λειτουργία για τουλάχιστον 90 λεπτά.
47 Hz – 47.5 Hz	Λειτουργία για τουλάχιστον 20 δευτερόλεπτα.

Πίνακας 2.1: Περιθώρια λειτουργίας αντιστροφών στις διακυμάνσεις συχνότητας.

- Ο μέγιστος ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (Rate of Change of Frequency – RoCoF) υπό την οποία πρέπει να μπορεί να λειτουργεί ο μετατροπέας είναι 2 Hz/s σε περίοδο 500msec, ή αλλιώς 4 Hz/s, χωρίς να ενεργοποιούνται ασφάλειες και μετρητές συχνότητας. Για τιμές ανώτερες αυτού του ορίου μπαίνουν σε ισχύ οι κανονισμοί διεκπεραίωσης σφάλματος (fault ride through).
- Η ολοκληρωμένη διάταξη των GFMs πρέπει να περιλαμβάνει μια πηγή τάσης (αντιστροφέας) πίσω από ηλεκτρική αντίδραση.
- Ο αντιστροφέας πρέπει να παραμένει πάντοτε συγχρονισμένος με το δίκτυο.
- Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να τροφοδοτήσει ο μετατροπέας το δίκτυο καθορίζεται από τον κάτοχο του μετατροπέα. Ακόμη, πρέπει να μπορεί να παρέχει ρεύμα σταθερά τόσο σε συμμετρικά όσο και ασύμμετρα σφάλματα.
- Σε περιπτώσεις σφαλμάτων ή διαταραχών, ο μετατροπέας πρέπει να μπορεί να παρέχει ενεργό και άεργο ισχύ (ιδιαίτερα όσον αφορά τον ρυθμό μεταβολής της συχνότητας – RoCoF) και απόσβεση.

- Πρέπει να μπορεί να παρέχει Έγχυση Ταχέως Ρεύματος Σφάλματος (Fast Fault Current Injection), δηλαδή να εγχέει ρεύμα έπειτα από διακύμανση τάσης με σκοπό να εντοπιστεί το σφάλμα από το σύστημα εποπτείας στην αρχική και ύστερη φάση του σφάλματος και να επαναφέρει την τάση έπειτα από την επίλυση του προβλήματος.
- Ιδιαίτερα για τις διατάξεις που περιλαμβάνουν και αποθήκευση ενέργειας, η έγχυση και απορρόφηση ισχύος καθορίζεται εντός των ορίων που φαίνεται στο Σχήμα 2.17:



Σχήμα 2.17: όρια απορρόφησης και έγχυσης ισχύος για GFMs κ.ά. του National Grid ESO [25].

- Ο έλεγχος της ισχύος πρέπει να γίνεται με εύρος ζώνης  $< 5$  Hz ώστε να αποφεύγονται ταλαντώσεις.
- Όλες οι απαιτούμενες λειτουργίες πρέπει να έχουν επιβεβαιωθεί μέσω προσομοιώσεων αλλά και πειραμάτων [25].

## 2.6.2 Προδιαγραφές Γερμανικών Διαχειριστών Συστήματος Μεταφοράς

Οι γερμανικές εταιρείες διαχείρισης συστήματος μεταφοράς 50Hertz, Amprion, TenneT και TransnetBW έχουν διατυπώσει μια συμφωνία σχετικά με τις απαιτήσεις για τους GFMs. Οι προτάσεις αυτές δεν έχουν φτάσει σε επίπεδο να εφαρμοστούν ως κανόνες, ωστόσο αποτελούν μία καλή βάση η οποία θα μπορούσε ενδεχομένως να θεμελιωθεί και νομικά. Οι προτάσεις αυτές, όπως και οι περισσότερες σχετικά με τους GFMs, πηγάζουν σε μεγάλο βαθμό από μία τεχνική αναφορά που εκδόθηκε μέσω του ENTSO-E (High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources [26]). Σύμφωνα με τις προτάσεις των γερμανικών διαχειριστών, οι GFMs:

- Πρέπει να δημιουργούν τάση αντίστοιχη με την επαγόμενη τάση που προκαλεί ο άξονας μιας σύγχρονης γεννήτριας, δηλαδή να λειτουργεί ως

πηγή τάσης «πίσω» από μια εμπέδηση. Οι αντιστροφείς πρέπει προφανώς να δημιουργούν τάση με πρωτεύουσα αρμονική στα 50 Hz και πρέπει να περιορίζεται ο ρυθμός μεταβολής της σε περιπτώσεις διαταραχών δικτύου. Επιπροσθέτως, η αντιστοιχία τους με τις σύγχρονες γεννήτριες δεν σημαίνει ότι πρέπει απαραίτητως να συμπεριφέρονται σύμφωνα με την εξίσωση ταλάντωσης.

- Πρέπει να μπορούν να συμμετάσχουν ακαριαία σε ρεύματα βραχυκύκλωσης, δηλαδή να συνεισφέρουν σε σφάλματα. Ο χρόνος απόκρισης, η φάση και το μέτρο του ρεύματος βραχυκύκλωσης θα εξαρτώνται από την εμπέδηση του δικτύου, την εμπέδηση του σφάλματος και τις υπόλοιπες εμπεδήσεις του συστήματος. Για λοιπά πιο αργής φύσεως σφάλματα και αποκαταστάσεις, το ρεύμα σφάλματος θετικής ακολουθίας μπορεί να εγχέεται με ελεγχόμενο τρόπο ή με βάση αποφασισμένες προδιαγραφές, με αδιάλειπτο τρόπο. Σε κάθε περίπτωση, δεν πρέπει να χάνεται ο συγχρονισμός με το δίκτυο.
- Πρέπει να παρέχουν ηλεκτρική αδράνεια στο δίκτυο σε απότομες αλλαγές φορτίου που οφείλονται σε αλλαγή της γωνίας φάσης της τάσης δικτύου. Αυτή η ιδιότητα θεωρείται και ως συνεισφορά στην πρωτεύουσα ρύθμιση. Φυσικά, η μέγιστη ενέργεια που πρέπει να τροφοδοτήσουν θα ορίζεται από τις δυνατότητες αποθήκευσης της εγκατάστασης, και μάλιστα η ύπαρξη αποθήκης ενέργειας δεν θεωρείται απαραίτητη.
- Πρέπει να συμπεριφέρονται παθητικά για συνιστώσες συχνότητας διαφορετικές των 50 Hz, καθώς και να συνεισφέρουν στην σταθερή παράλληλη σύνδεση πολλαπλών αντιστροφέων και άλλων στοιχείων που συνδέονται στο δίκτυο.

Άλλες λειτουργίες που μπορεί να ζητηθούν από GFMI:

- Οι αντιστροφείς μπορούν να είναι σχεδιασμένοι με τέτοιο τρόπο ώστε να περιορίζουν τις αρμονικές, για κάθε χρονικό περιθώριο και τρόπο λειτουργία. Μάλιστα, ορισμένοι αντιστροφείς μπορούν μέσω ελέγχου να περιορίζουν τις αρμονικές 5<sup>ης</sup>, 7<sup>ης</sup>, 11<sup>ης</sup> και 13<sup>ης</sup> τάξης, προσθέτοντας αντίσταση.
- Οι αντιστροφείς μπορούν να είναι σχεδιασμένοι με τέτοιο τρόπο ώστε να επιβάλλουν εμπέδηση για τις αρνητικές ακολουθίες, για κάθε χρονικό περιθώριο και τρόπο λειτουργίας. Μάλιστα, ορισμένοι αντιστροφείς μπορούν μέσω ελέγχου να περιορίζουν τις αρνητικές ακολουθίες, προσθέτοντας αντίσταση.
- Οι αντιστροφείς μπορούν να είναι συνδυασμένοι με αποθήκευση ενέργειας προκειμένου να παρέχουν ηλεκτρική αδράνεια στο σύστημα μέσω της παροχής ενεργούς ισχύος για ορισμένες χρονικές περιόδους και ποσότητες [27].

# 3 Προσομοίωση συστημάτων ελέγχου μέσω λογισμικού

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθούν οι διατάξεις ελέγχου Διαμόρφωσης Δικτύου που έχουν επεξηγηθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Θα αναλυθεί η διάταξη που αφορά το μεγαλύτερο κομμάτι μελέτης της παρούσας εργασίας, δηλαδή ένα ασθενές δίκτυο με ωμικό φορτίο το οποίο είναι ευάλωτο σε διακυμάνσεις του φορτίου με συνέπειες στην συχνότητα. Το δίκτυο αυτό θα ενισχυθεί με έναν Αντιστροφέα Διαμόρφωσης Δικτύου και θα αναλυθούν τα αποτελέσματα και η βελτίωση (ή χειροτέρευση) του δικτύου ως προς τις μεταβολές συχνότητας. Ο έλεγχος που θα δοκιμασθεί κατά κόρον αφορά την Συνάρτηση Ταλάντωσης, τόσο για το κομμάτι του δικτύου αλλά και για τον αντιστροφέα. Θα αναλυθούν οι επιδράσεις διαφόρων παραμέτρων του ελέγχου του αντιστροφέα και θα γίνει προσπάθεια βελτιστοποίησης των παραμέτρων. Οι προσομοιώσεις θα γίνουν μέσω του λογισμικού PLECS και θα χρησιμοποιηθεί και το Matlab για να γίνουν διάφορες συγκρίσεις μεταξύ σημαντικών μεγεθών και γραφικών παραστάσεων.

## 3.1 Το ασθενές δίκτυο με τη μορφή σύγχρονης γεννήτριας

### 3.1.1 Η Εξίσωση Ταλάντωσης – Προσομοίωση γεννήτριας

Η πρώτη προσομοίωση αφορά αποκλειστικά το ασθενές δίκτυο. Εφόσον σκοπός είναι να μιμηθεί η σύγχρονη γεννήτρια, θα χρησιμοποιηθεί μια ελαφρώς διαφοροποιημένη μορφή της συνάρτησης ταλάντωσης. Προς ευκολία, παρατίθεται πάλι η εξίσωση στην αρχική της μορφή:

$$J \cdot \omega_0 \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = P_m - P_e - D_p \cdot \omega_r \quad (3.1)$$

Όπως αναλύθηκε προηγουμένως, ο όρος  $D_p \cdot \omega_r$  αφορά την ροπή απόσβεσης που προκαλείται στις μεταβολές της ταχύτητας του δρομέα. Καθώς είναι σκόπιμο να αναλυθεί αποκλειστικά η αδράνεια του συστήματος, είναι προτιμητέο να παραληφθεί ο όρος αυτός για να υπάρξει σαφήνεια αποτελεσμάτων. Ακόμη, ο όρος  $\omega_0$  αναγκάζει τη γεννήτρια να δημιουργήσει δίκτυο με συχνότητα γύρω από τα 50 Hz (ή γύρω από γωνιακή συχνότητα  $2 \cdot \pi \cdot 50$  rad/s). Αυτός ο όρος μπορεί να παραληφθεί εάν είναι θεμιτό η γεννήτρια να χτίσει το δίκτυο ξεκινώντας από το μηδέν, δηλαδή να ξεκινήσει να παράγει τάση από 0 έως τα 50 Hz σταδιακά, κάτι

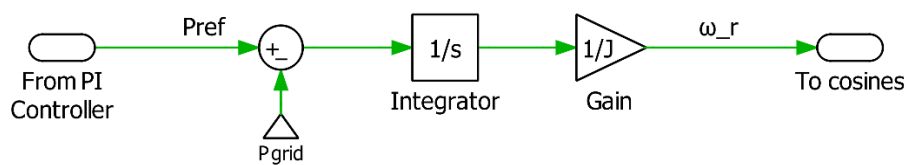
το οποίο είναι πλήρως στο χέρι του αναλυτή να συμπεριλάβει ή όχι. Στην παρούσα εργασία θα παραλειφθεί, επομένως θα εκκινεί το δίκτυο από μηδενική συχνότητα. Η Εξίσωση Ταλάντωσης μειώνεται στην παρακάτω μορφή:

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = P_m - P_e \quad (3.2)$$

$$\stackrel{\mathcal{L}}{\Rightarrow} J \cdot s \cdot \omega_r = P_m - P_e$$

$$\rightarrow \omega_r = \frac{P_m - P_e}{Js} \quad (3.3)$$

Το σχεδιάγραμμα της προσομοίωσης φαίνεται στο Σχήμα 3.1:

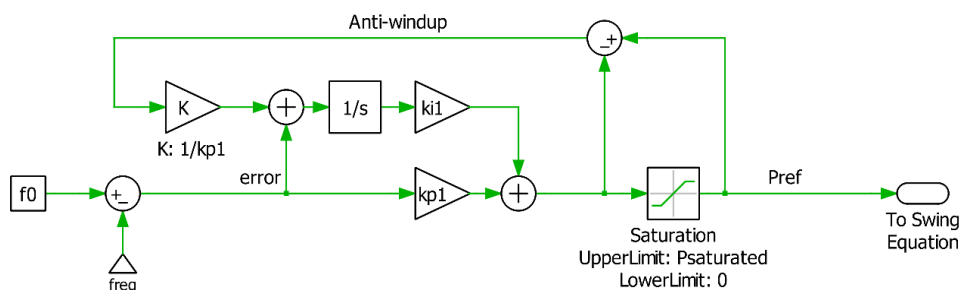


Σχήμα 3.1: Το σχεδιάγραμμα της γεννήτριας ως σύστημα με την Εξίσωση Ταλάντωσης.

Όπως φαίνεται, αντί για μηχανική ( $P_m$ ) και ηλεκτρική ισχύς ( $P_e$ ), στην προσομοίωση χρησιμοποιείται ισχύς αναφοράς  $P_{ref}$  και η ισχύς που παράγει η γεννήτρια  $P_{grid}$ . Αυτό γίνεται αρχικά γιατί δεν υπάρχει μηχανή ώστε να διαχωριστεί η μηχανική με την ηλεκτρική ισχύ του άξονα, και έπειτα γιατί οι δύο αυτές ισχύς αποτελούν τη ζήτηση ( $P_{ref}$ ) και την παραγωγή ( $P_{grid}$ ). Έτσι, η διαφορά τους ολοκληρώνεται και διαιρείται με την αδράνεια και παράγεται η γωνιακή συχνότητα της τάσης εξόδου (To cosines).

### 3.1.2 Η ισχύς αναφοράς

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.1, η ισχύς αναφοράς ή αλλιώς ισχύς ζήτησης προέρχεται από έναν PI ελεγκτή. Η διάταξη του φαίνεται στο Σχήμα 3.2:



Σχήμα 3.2: Το σχεδιάγραμμα του PI ελεγκτή που παράγει την ισχύ αναφοράς.

Όπως φαίνεται από το σχεδιάγραμμα, ο ελεγκτής λαμβάνει το σφάλμα μεταξύ της συχνότητας αναφοράς  $f_0$  και της μετρούμενης συχνότητας  $freq$ . Εδώ, καθώς το

μοναδικό σύστημα που υπάρχει είναι η γεννήτρια, η μέτρηση ουσιαστικά αποτελεί την συχνότητα που παράγει η ίδια η γεννήτρια, επομένως δεν χρειάζεται κάποια διάταξη μέτρησης. Το σφάλμα οδηγείται στα κέρδη του PI ελεγκτή και παράγει την ισχύ αναφοράς. Η ισχύς αναφοράς είναι κορεσμένη με μια επιλεγμένη τιμή η οποία καθορίζει την μέγιστη ποσότητα ισχύος που θεωρείται ότι μπορεί να παράξει η γεννήτρια. Ακόμη, μέσω του κλάδου Anti-windup επιτυγχάνεται η ελάττωση της συσσώρευσης σφάλματος, με τον οποίο ο ελεγκτής μεταβάλλει ταχύτερα την ισχύ αναφοράς όταν αλλάζει η ζήτηση, καθώς ο κλάδος αφαιρεί το συσσωρευμένο σφάλμα του ολοκληρωτή, ιδίως όταν η ολοκλήρωση έχει μεγάλο κέρδος.

Ο ελεγκτής αυτός, κατά κάποιον τρόπο, αποτελεί τον ρυθμιστή στροφών της γεννήτριας και συνεπώς είναι υπεύθυνος για την αλλαγή της τροφοδοσίας ισχύος της γεννήτριας (ή του αντιστροφέα). Συνήθως οι ρυθμιστές λειτουργούν με στατισμό, (δηλαδή πρακτικά έναν αναλογικό ελεγκτή – P controller) ωστόσο δεν αποκλείεται η ύπαρξη ολοκληρωτικού όρου. Μάλιστα, στην προκειμένη περίπτωση είναι πολύ ευνοϊκή η ύπαρξή του για την ανάλυση των αποτελεσμάτων που θα προκύψουν αργότερα, καθώς επιτρέπει σε κάθε διαταραχή φορτίου την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική, όταν φυσικά το επιτρέπει το όριο κορεσμού της ισχύος τροφοδοσίας.

Στον Πίνακα 3.1 αναγράφονται συνοπτικά οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται:

Μέγεθος	Τιμή	Σχόλιο
$f_0$	50 Hz	Ονομαστική τιμή συχνότητας δικτύου.
$P_{saturated}$	Μεταβλητή	Μέγιστη δυνατή παραγωγή γεννήτριας.
$k_{p1}$	200	-
$k_{i1}$	1000	Ο ολοκληρωτικός όρος συνηθίζεται να έχει μεγαλύτερη τιμή από τον αναλογικό.

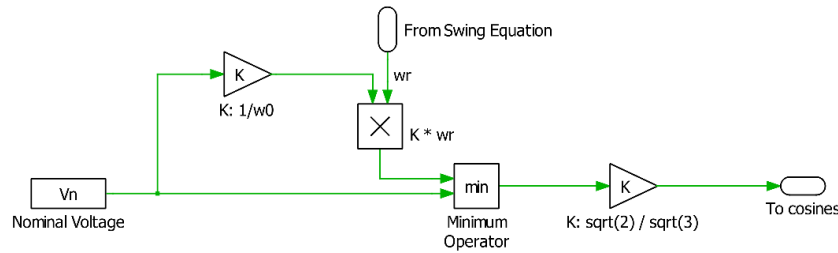
Πίνακας 3.1: Τιμές παραμέτρων του PI ελεγκτή της αναφοράς ισχύος.

Στην [12] οι συγγραφείς αναφέρουν πως η Εξίσωση Ταλάντωσης θεωρείται ο αλγόριθμος που παρέχει εικονική αδράνεια στο σύστημα, ενώ ο παραπάνω έλεγχος θεωρείται ως ο Έλεγχος Πτώσης (Droop Control) και ο Έλεγχος του Κυβερνήτη (δηλαδή του εικονικού ρυθμιστή στροφών - Governor Control), ο έλεγχος δηλαδή που είναι υπεύθυνος για την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή.

### 3.1.3 Το μέτρο τάσης εξόδου

Η προσομοίωση του μέτρου της τάσης εξόδου μπορεί να γίνει με διάφορες θεωρήσεις. Στην συγκεκριμένη υλοποίηση, θεωρήθηκε ότι το μέτρο της δεν μπορεί να ξεπεράσει την ονομαστική τιμή, και ότι σε βυθίσεις συχνότητας το

μέτρο θα πρέπει να ακολουθεί αναλογικά την τιμή της συχνότητας. Η υλοποίηση αυτής της θεώρησης απεικονίζεται από το Σχήμα 3.3:



Σχήμα 3.3: Η παραγωγή του πλάτους της τάσης εξόδου.

Η ονομαστική τάση (πολική) που εμφανίζεται στο αριστερό μέρος ( $V_n$ ) διαιρείται με την ονομαστική γωνιακή συχνότητα ( $\omega_0$ ), παράγοντας έναν συντελεστή  $K$ . Ο συντελεστής αυτός στη συνέχεια πολλαπλασιάζεται με την στιγμιαία γωνιακή συχνότητα που παράγει η Εξίσωση Ταλάντωσης ( $\omega_r$ ). Έπειτα συγκρίνεται το γινόμενο αυτό με την ονομαστική τάση και υπερισχύει το μικρότερο εκ των δύο. Έτσι, στην κανονική λειτουργία ή σε υπερσυχνότητα θα υπερισχύει η ονομαστική τάση, ειδάλλως το μέτρο της θα ακολουθεί την πτώση συχνότητας αναλογικά κατά παράγοντα  $K$ . Τέλος, η έξοδος της σύγκρισης πολλαπλασιάζεται κατάλληλα με τον όρο  $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$  προκειμένου να εξαχθεί το μέτρο της φασικής τάσης που θα ορίσει τα ημίτονα αναφοράς. Στον πίνακα 3.2 αναγράφονται ορισμένες τιμές μεγεθών της υλοποίησης:

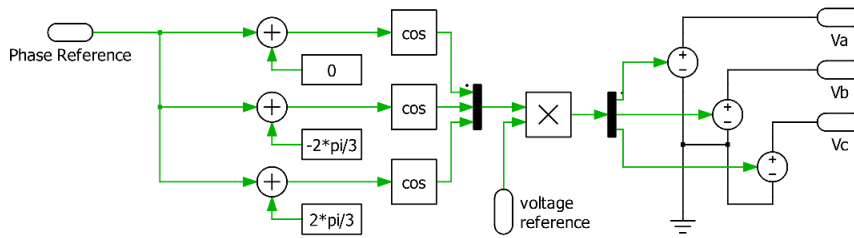
Μέγεθος	Τιμή	Σχόλιο
$\omega_0$	$2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ rad/s}$	Ονομαστική γωνιακή συχνότητα δικτύου.
$V_n$	135 V	Ονομαστική πολική τάση γεννήτριας.
$K$	$\frac{135}{2 \cdot \pi \cdot 50}$	-

Πίνακας 3.2: Τιμές παραμέτρων του συστήματος παραγωγής μέτρου τάσης εξόδου.

### 3.1.4 Η τριφασική πηγή και η τάση εξόδου της γεννήτριας

Έχοντας συγκεντρώσει όλα τα απαραίτητα στοιχεία, δηλαδή την παραγωγή της γωνιακής ταχύτητας και του μέτρου της φασικής τάσης, είναι πλέον εύκολο να παραχθεί η τριφασική πηγή. Καθώς σκοπός είναι να παρομοιαστεί η λειτουργία ενός δικτύου που θα περιείχε γεννήτρια, έχει χρησιμοποιηθεί μια ιδανική τριφασική πηγή τάσης σε μορφή γειωμένου αστέρα:



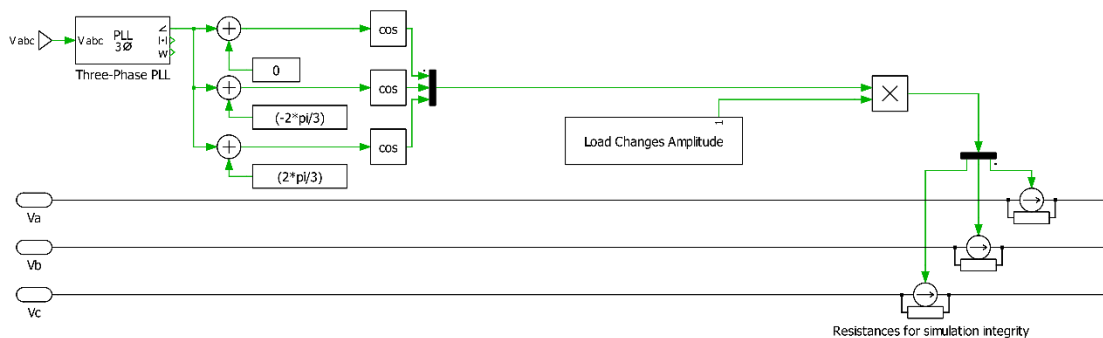


Σχήμα 3.4: Η τριφασική ιδανική πηγή τάσης.

Η γωνία (phase reference) προφανώς προέρχεται από απλή ολοκλήρωση της γωνιακής συχνότητας, και το πλάτος της τάσης Voltage Reference από το σύστημα παραγωγής μέτρου τάσης που μόλις αναλύθηκε. Έτσι ολοκληρώνεται η διάταξη της γεννήτριας.

### 3.1.5 Το φορτίο

Καθώς είναι θεμιτό να ελεγχθούν οι διακυμάνσεις της συχνότητας προτιμάται το φορτίο να είναι καθαρά ωμικό, έτσι ώστε να εστιαστεί ο έλεγχος στις αλλαγές της ενεργούς ισχύος που προκαλούνται από τη ζήτηση. Προς αυτόν τον σκοπό, το φορτίο μπορεί να μοντελοποιηθεί ως καθαρά ωμικές αντιστάσεις ή ως πηγές ρεύματος. Εφόσον η προσομοίωση προσπαθεί να φτάσει κοντά στην πραγματικότητα, θεωρείται προτιμότερο να χρησιμοποιηθούν πηγές ρεύματος, αφού η γεννήτρια δεν γνωρίζει την τιμή της αντίστασης του φορτίου, αλλά απλώς αντιλαμβάνεται μια ζήτηση ρεύματος. Έτσι, επιλέγεται η 2<sup>η</sup> τοπολογία για την εφαρμογή, και η υλοποίηση φαίνεται στο Σχήμα 3.5:



Σχήμα 3.5: Το τριφασικό ωμικό φορτίο ως πηγές ρεύματος.

Όπως φαίνεται, το φορτίο είναι απλώς 3 πηγές ρεύματος οι οποίες θέτονται με τέτοια κατεύθυνση ώστε να λειτουργούν ως καταναλώσεις. Για να επιβεβαιώνεται μονίμως πως η κατανάλωση είναι ωμική, χρησιμοποιείται ένα PLL προκειμένου να ανιχνευθεί η φάση της τάσης του φορτίου  $V_{abc}$  και στη συνέχεια αυτή η φάση επιβάλλεται στα συνημίτονα που ελέγχουν τις πηγές ρεύματος. Έτσι, είναι εγγυημένο πως πάντοτε η φάση και το ρεύμα θα έχουν την ίδια φάση και συνεπώς θα λειτουργούν ως ωμική κατανάλωση. Στο υποσύστημα "Load Changes Amplitude" ελέγχεται το μέτρο των ρευμάτων κατανάλωσης και

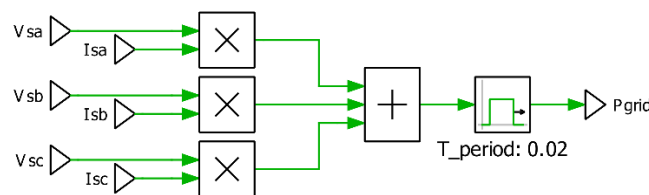
μέσω αυτού είναι που θα προγραμματιστούν αλλαγές φορτίου. Έτσι, ανά πάσα στιγμή μπορεί να ελέγχεται ακριβώς η ποσότητα του ρεύματος ζήτησης.

### 3.1.6 Η μέτρηση της ισχύος

Όπως αναφέρθηκε μόλις προηγουμένως, η τιμή της αντίστασης του φορτίου είναι άγνωστη. Η μέτρηση της ισχύος πρέπει να γίνει αναγκαστικά στην έξοδο της εικονικής γεννήτριας χρησιμοποιώντας την εξίσωση υπολογισμού της στιγμιαίας ισχύος:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{grid,inst.}} &= V_{sa} \cdot I_a + V_{sb} \cdot I_b + V_{sc} \cdot I_c \rightarrow \\
 \rightarrow P_{\text{grid,inst.}} &= \sqrt{2} \tilde{V}_{sa} \cos(\omega t) \cdot \sqrt{2} \tilde{I}_a \cos(\omega t + \theta) \\
 + \sqrt{2} \tilde{V}_{sb} \cos(\omega t - 120^\circ) \cdot \sqrt{2} \tilde{I}_b \cos(\omega t - 120^\circ + \theta) & \quad (3.4) \\
 + \sqrt{2} \tilde{V}_{sc} \cos(\omega t + 120^\circ) \cdot \sqrt{2} \tilde{I}_c \cos(\omega t + 120^\circ + \theta) &
 \end{aligned}$$

Προς αυτόν τον σκοπό, παρατίθεται η υλοποίηση της μέτρησης στο Σχήμα 3.6:

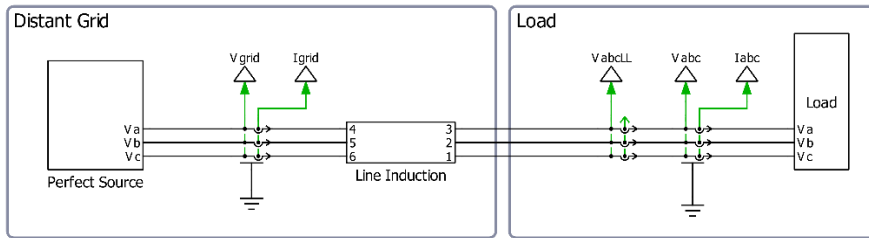


Σχήμα 3.6: Η μέτρηση της τριφασικής ισχύος εξόδου της εικονικής γεννήτριας.

Τα μεγέθη  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$ ,  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  προέρχονται από τριφασική μέτρηση τάσης και ρεύματος αντίστοιχα στην έξοδο της ιδανικής τριφασικής πηγής. Στην συγκεκριμένη υλοποίηση χρησιμοποιείται και ένα κινούμενο παράθυρο μέσου όρου (averaging window) το οποίο, ειδικά στην μόνιμη κατάσταση, δεν αλλάζει καθόλου το αποτέλεσμα του αθροίσματος, ωστόσο σε διαταραχές και μεταβατικά φαινόμενα βγάζει πιο ομαλό αποτέλεσμα και συνεπώς προτιμάται να υπάρχει για να μην προκύψουν πολλές ταλαντώσεις στο ήδη ευάλωτο σύστημα.

### 3.1.7 Συνολικό σύστημα γεννήτριας και αποτελέσματα

Το συνολικό σύστημα εικονικής γεννήτριας και φορτίου φαίνεται στο Σχήμα 3.7:



Σχήμα 3.7: Το συνολικό σύστημα εικονικής γεννήτριας – φορτίου.

Τα υποσυστήματα “Perfect Source” και “Load” έχουν επεξηγηθεί διεξοδικά. Το υποσύστημα “Line Induction” περιέχει απλώς 3 πηνία διασύνδεσης τα οποία προσομοιάζουν τον επαγωγικό χαρακτήρα της γραμμής, απουσίας αντιστάσεων γραμμής οι οποίες θεωρούνται αμελητέες. Στον Πίνακα 3.3 παρατίθενται συνολικά τα πιο σημαντικά μεγέθη του συστήματος:

Μέγεθος	Τιμή	Σχόλιο
$\omega_0$	$2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ rad/s}$	Ονομαστική γωνιακή συχνότητα δικτύου.
$V_n$	135 V	Ονομαστική πολική τάση γεννήτριας.
$f_0$	50 Hz	Ονομαστική συχνότητα δικτύου.
$I_n$	15 A	Ονομαστικό ρεύμα.
$J_0$	$5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	Ονομαστική περιστροφική αδράνεια συστήματος – γεννήτριας, ή αλλιώς εικονική αδράνεια.
$L_{sg}$	9 mH	Αυτεπαγωγή πηνίων διασύνδεσης.
$P_{saturated}$	3,1 kW	Μέγιστη ισχύς εξόδου.

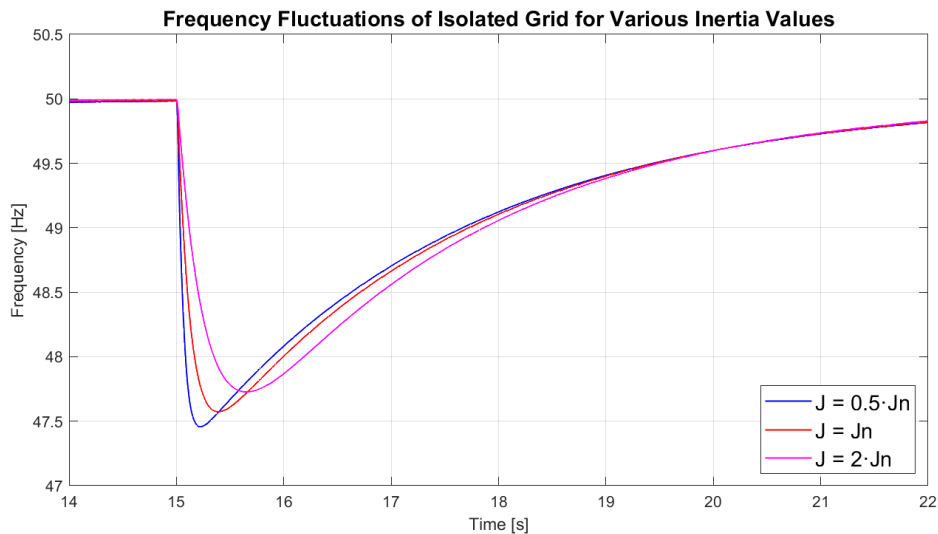
Πίνακας 3.3: Τιμές των σημαντικότερων μεγεθών της διάταξης.

Καθώς στόχος είναι να διερευνηθεί η επίδραση της εικονικής αδράνειας, θα πραγματοποιηθεί σειρά προσομοιώσεων με διάφορες τιμές του  $J$  και θα συγκριθούν τα αποτελέσματα ως προς την συχνότητα και την ισχύ για διάφορες αλλαγές φορτίου. Οι αλλαγές θα συμβαίνουν με βηματικό τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστη διαταραχή:

Ρεύμα ζήτησης [A]	Χρονικό περιθώριο [s]
10	[0, 15]
15	[15, 35]
20	[35, 50]

Πίνακας 3.4: Πίνακας αλλαγών φορτίου.

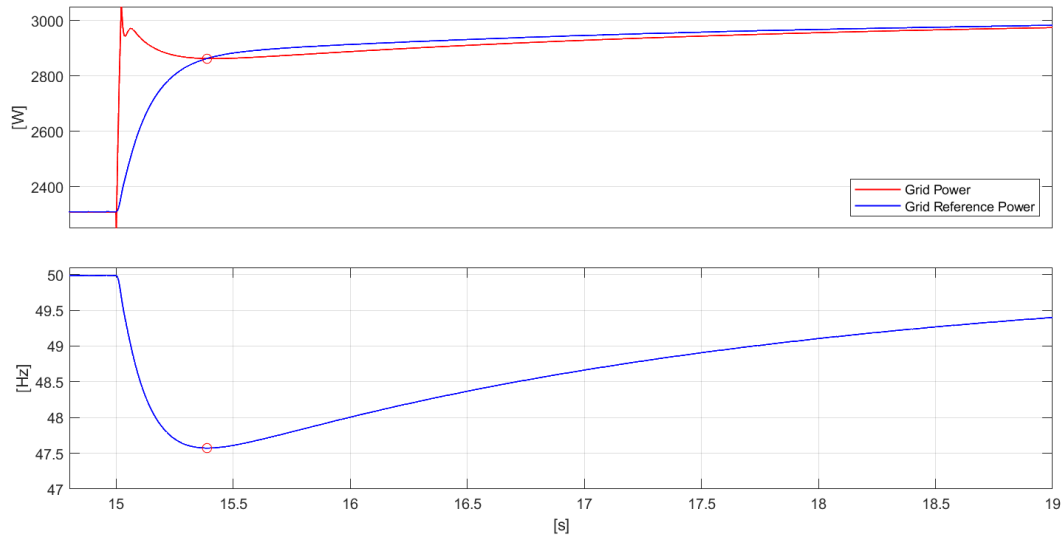
Στο Σχήμα 3.8 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για την συχνότητα στην πρώτη αλλαγή φορτίου:



Σχήμα 3.8: Μεταβολή της συχνότητας λόγω αλλαγής φορτίου από 10 σε 15 A.

Όπως φαίνεται και από το γράφημα, η εικονική γεννήτρια λειτουργεί σύμφωνα με τα αναμενόμενα. Όσο αυξάνεται η αδράνεια  $J$ , αυξάνεται το ναδίρ της βύθισης της συχνότητας (δηλαδή μειώνεται η απόκλιση από την ονομαστική τιμή) και επίσης ελαττώνεται ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (Rate of Change of Frequency – RoCoF). Και τα δύο συμπεράσματα αυτά είναι θετικά και σύμφωνα με τη λογική, καθώς η μεγαλύτερη αδράνεια αντιστοιχεί σε μεγαλύτερο άξονα γεννήτριας, επομένως όντως πρέπει το σύστημα να είναι πιο ανθεκτικό στις μεταβολές. Στην συνέχεια, η συχνότητα επαναφέρεται στην ονομαστική της τιμή έπειτα από κάποιο χρονικό διάστημα χάρη στον ελεγκτή που λειτουργεί σαν ελεγκτής στροφών (εκτός των ορίων του παραπάνω γραφήματος).

Ενδιαφέρον έχει, επίσης, η σχέση μεταξύ της διαφοράς ισχύος ζήτησης – παραγωγής και συχνότητας. Ενδεικτικά, φαίνεται παρακάτω η σχέση αυτή για ονομαστική τιμή της αδράνειας (για τις υπόλοιπες τιμές υπάρχει πλήρης αντιστοιχία):

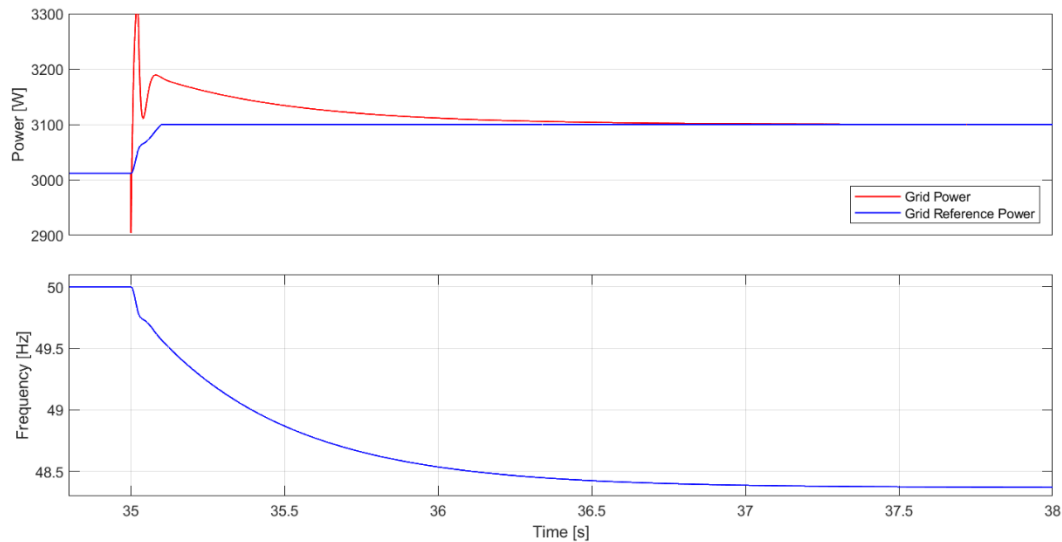


Σχήμα 3.9: Σχέση μεταξύ διαφοράς ισχύος ζήτησης – παραγωγής (**πάνω**) και συχνότητας για ονομαστική τιμή αδράνειας (**κάτω**).

Όπως φαίνεται, κατά την αλλαγή του φορτίου η παραγόμενη ισχύς της εικονικής γεννήτριας η οποία αντιστοιχίζεται με την ισχύ του φορτίου αυξάνεται απότομα, που σημαίνει πως η μέτρηση της ισχύος  $P_{grid}$  του σχήματος 3.1 αυξάνεται. Έτσι, δημιουργείται μια αρνητική διαφορά μεταξύ του  $P_{ref}$  και του  $P_{grid}$  η οποία τροφοδοτείται στην συνέχεια στον ολοκληρωτή με την αδράνεια. Ως συνέπεια, δημιουργείται μια αρνητική κλίση συχνότητας η οποία φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα. Το σύστημα του Ελεγκτή Στροφών του σχήματος 3.2 αρχίζει να αυξάνει την αναφορά ισχύος προκειμένου να καλύψει τη διαφορά, ωστόσο περιορίζεται από την ταχύτητα του PI ελεγκτή. Συνοπτικά, λοιπόν, όσο υπάρχει αρνητική διαφορά ισχύος δημιουργείται και αρνητική κλίση συχνότητας (πτώση) έως ότου ισορροπήσει το ισοζύγιο ισχύος, και όταν η αναφορά ξεπερνάει τη ζήτηση δημιουργείται θετική διαφορά η οποία με τη σειρά της δημιουργεί θετική κλίση συχνότητας (άνοδο) έως ότου επανέλθει ισορροπία.

Η λειτουργία αυτή παρομοιάζει ακριβώς την συμπεριφορά του άξονα της σύγχρονης γεννήτριας. Κατά την ανύψωση της ζήτησης ισχύος, εφόσον δεν μπορεί να αλλάξει βηματικά η παροχή ισχύος της γεννήτριας, ο άξονας αναγκάζεται να δώσει μέρος της κινητικής του ενέργειας προκειμένου να καλύψει την αυξημένη ζήτηση. Δίνοντας, ωστόσο, κινητική ενέργεια στο δίκτυο, σημαίνει ότι θα μειωθεί η γωνιακή του συχνότητα, και έτσι μειώνεται η συχνότητα του πεδίου ηλεκτρικής ενέργειας που παράγει.

Στην παραπάνω προσομοίωση η γεννήτρια έχει αρκετό περιθώριο ισχύος ώστε να καλύψει, ύστερα από την μεταβατική κατάσταση, τη νέα ζήτηση του φορτίου. Σε περίπτωση που το φορτίο υπερβεί τις ικανότητες της γεννήτριας, τότε θα πέσει εκ νέου η συχνότητα, ωστόσο ύστερα δεν θα μπορεί να επανέλθει. Αυτό φαίνεται από τη δεύτερη αλλαγή φορτίου που φαίνεται στο Σχήμα 3.10:



Σχήμα 3.10: Σχέση μεταξύ διαφοράς ισχύος ζήτησης – παραγωγής (**πάνω**) και συχνότητας για ονομαστική τιμή αδράνειας (**κάτω**) στην κορεσμένη λειτουργία (3.1 kW).

Και σε αυτήν την περίπτωση η συμπεριφορά της γεννήτριας είναι πανομοιότυπη με προηγουμένως, με τη διαφορά ότι η τροφοδοσία της γεννήτριας είναι περιορισμένη στα 3.1 kW από τον ελεγκτή στροφών, και έτσι δεν μπορεί να ανυψώσει αρκετά την αναφορά ισχύος ώστε να δημιουργήσει θετική διαφορά και να επαναφέρει την συχνότητα στην ονομαστική.

Πάλι υπάρχει πλήρης αντιστοιχία με μια πραγματική γεννήτρια. Η πραγματική γεννήτρια, καθώς θα είχε περιορισμένη παροχή ισχύος στα 3.1 kW θα έδινε μέρος της κινητικής ενέργειας του άξονα για να ισορροπήσει με το φορτίο, ωστόσο αυτήν την κινητική ενέργεια δεν θα μπορούσε να την αναπληρώσει ποτέ, εκτός και μόνο αν μπορούσε να υπερβεί τον κορεσμό της τροφοδοσίας.

Παρατήρηση: το ναδίρ συχνότητας στην περίπτωση του κορεσμού είναι υψωμένο συγκριτικά με την πρώτη αλλαγή φορτίου. Αυτό δεν είναι ανησυχητικό καθώς το ελάχιστο σημείο βύθισης της συχνότητας δεν έχει σχέση με το αν θα φτάσει το σύστημα σε κορεσμό, αλλά με το πόσο απότομη και σημαντική είναι η αλλαγή του φορτίου και επίσης πόσο γρήγορος είναι ο ΠΙ ελεγκτής της αναφοράς ισχύος που θα επαναφέρει το ισοζύγιο.

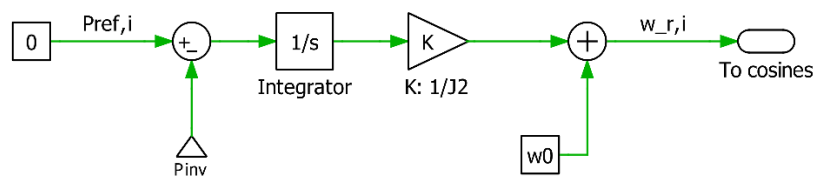
## 3.2 Υποβοήθηση του ασθενούς δικτύου μέσω GFMI

Αφού αναλύθηκε η λειτουργία του ασθενούς δικτύου υπό την μορφή εικονικής γεννήτριας, πλέον σκοπός είναι να προστεθεί αδράνεια στο δίκτυο με την βοήθεια ενός αντιστροφέα Διαμόρφωσης Δικτύου. Βασικός στόχος είναι να μειωθεί η διακύμανση της συχνότητας από την ονομαστική και να μειωθεί ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (RoCoF). Προς αυτόν τον σκοπό, θα θεωρηθούν αυστηροί στόχοι και θα θεωρηθεί επιτυχία αν μπορέσει ο αντιστροφέας να διατηρήσει την συχνότητα εντός του  $\pm 1\%$  της ονομαστικής (δηλαδή στο εύρος [49.5, 50.5 Hz]) και να περιορίσει την RoCoF στα 4 Hz/s (ή στα 2 Hz/s σε περιθώριο 500ms).

Καθώς πλέον δεν υπάρχει ο περιορισμός της προσομοίωσης μιας πραγματικής γεννήτριας, ο έλεγχος του αντιστροφέα προσφέρει μεγαλύτερη ελευθερία ως προς τις επιλογές παραμέτρων, αλλά και την ίδια τη διαμόρφωση της Εξίσωσης Ταλάντωσης.

### 3.2.1 Η διαμορφωμένη εξίσωση ταλάντωσης του αντιστροφέα

Ως πρώτη δοκιμή, είναι σκόπιμο να δοκιμαστεί ο αντιστροφέας με σχεδόν πανομοιότυπο έλεγχο με αυτόν της εικονικής γεννήτριας. Κατ'αυτόν τον τρόπο, θα είναι περίπου σαν να προστίθεται ένας εικονικός σφόνδυλος στο σύστημα, ο οποίος προφανώς δεν συμμετέχει στην ζήτηση παρά μόνον σε αλλαγές συχνότητας, συνεπώς προσθέτοντας αδράνεια στο σύστημα. Το σχεδιάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 3.11:



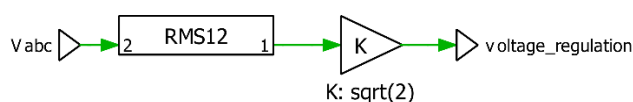
Σχήμα 3.11: Η Swing Equation του GFMI ως εικονικός σφόνδυλος.

Όπως φαίνεται, πλέον η αναφορά ισχύος  $P_{ref,i}$  είναι μηδενική, καθώς είναι θεμιτό ο αντιστροφέας να συμμετέχει μόνο στις διαταραχές συχνότητας, επομένως δεν πρέπει να ανταλλάσσει ισχύ με το δίκτυο στην κανονική κατάσταση. Η ισχύς  $P_{inv}$  που εισέρχεται με αρνητική ανάδραση αποτελεί, όπως και προηγουμένως, την μέτρηση ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα, η οποία με την σειρά της πρέπει να είναι μονίμως μηδενική στην κανονική λειτουργία. Ο αντιστροφέας φυσικά χαρακτηρίζεται από τη δική του σταθερά αδρανείας  $J_2$ , η οποία μπορεί να μεταβληθεί ανάλογα με τις ανάγκες. Η έξοδος οδηγείται στα συνημίτονα

αναφοράς του αντιστροφέα. Μια σημαντική διαφορά με τη γεννήτρια είναι η προσθήκη του όρου  $\omega_0$  στην συχνότητα εξόδου. Αυτή η προσθήκη είναι θεμιτή γιατί η σύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο γίνεται καθώς το δίκτυο είναι ήδη ενεργό και το πεδίο του στρέφεται με ονομαστική συχνότητα, επομένως εάν συνδεόταν με μηδενική συχνότητα θα προκαλούνταν μεγάλες αναταραχές και θα υπήρχε σημαντική ανταλλαγή ισχύος έως ότου χτιστεί η συχνότητά του.

### 3.2.2 Το μέτρο τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Όπως αναφέρθηκε, εφόσον δεν είναι θεμιτή η ανταλλαγή ισχύος στην μόνιμη κατάσταση, η τάση που δημιουργεί ο αντιστροφέας πρέπει να ακολουθεί και το επίπεδο τάσης του δικτύου. Προς αυτόν τον σκοπό, το μέτρο της τάσης παράγεται ως εξής (Σχήμα 3.12):



Σχήμα 3.12: Η παραγωγή του μέτρου της τάσης του αντιστροφέα.

Όπως φαίνεται, το σύστημα είναι απλούστατο. Μία απλή μέτρηση της τάσης του φορτίου  $V_{abc}$  αρκεί για να βρεθεί το μέτρο της. Το μέτρο αυτό στη συνέχεια επιβάλλεται στην τάση εξόδου του αντιστροφέα.

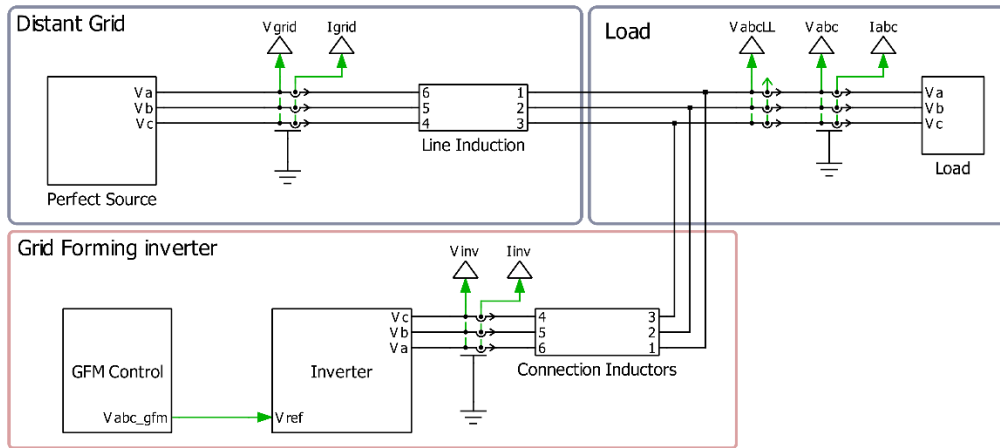
Παρατήρηση: παρόλο που με το παραπάνω σύστημα φαίνεται ο αντιστροφέας να λειτουργεί σαν ακόλουθος δικτύου (GFLI), πρέπει να επισημανθεί ότι η μέθοδος συγχρονισμού δεν παύει να είναι η ενεργός ισχύς που ανταλλάσσεται μέσω της Εξίσωσης Ταλάντωσης. Η μέτρηση τάσης αποτελεί έναν απλό μηχανισμό προκειμένου να αποφευχθεί η ανταλλαγή ισχύος, αλλά και να μειωθούν οι παράμετροι που ελέγχουν το σύστημα. Έτσι, ο μοναδικός παράγοντας είναι η συχνότητα και η διαφορά φάσης μεταξύ του αντιστροφέα και του δικτύου, οπότε είναι πιο εύκολο να εστιαστεί η προσοχή εκεί.

Ακόμη, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι όπως θα φανεί και στην συνέχεια, ο αντιστροφέας συνδέεται στο δίκτυο μέσω πηνίων διασύνδεσης και συνεπώς η τάση εξόδου του δεν ταυτίζεται με την τάση του φορτίου. Ωστόσο, θεωρείται πως τα πηνία αυτά αποτελούν μέρος της ευρύτερης διάταξης του αντιστροφέα, επομένως υπάρχει πρόσβαση σε αυτή την μέτρηση. Το σημείο διασύνδεσης δηλαδή δεν είναι απομακρυσμένο, είναι σε σημείο προσβάσιμο προς μέτρηση για αποστολή δεδομένων στον αντιστροφέα.

### 3.2.3 Συνολικό σύστημα ασθενούς δικτύου – αντιστροφέα ως εικονικού σφονδύλου και αποτελέσματα

Η συνολική διάταξη ασθενούς δικτύου – αντιστροφέα – φορτίου φαίνεται στο Σχήμα 3.13:





Σχήμα 3.13: Συνολική διάταξη ασθενούς δικτύου με φορτίο και αντιστροφέα.

Τα υποσυστήματα Distant Grid και Load είναι πανομοιότυπα με προηγουμένως όπου γινόταν η προσομοίωση του ασθενούς δικτύου. Πλέον φαίνεται και η τοποθέτηση των πηνίων διασύνδεσης, τα οποία όπως αναφέρθηκε θεωρούνται τμήμα της συνολικής διάταξης του αντιστροφέα. Τα πηνία αυτά έχουν σημαντικό λόγο ύπαρξης. Αρχικά, αποτελούν φράγμα δυναμικού μεταξύ του αντιστροφέα και του δικτύου έτσι ώστε να διευκολύνεται ο έλεγχος της ανταλλαγής ισχύος. Άλλωστε, εάν δεν υπήρχαν, δεν θα υπήρχε διαφορά φάσης ή μέτρου μεταξύ της τάσης εξόδου με το υπόλοιπο δίκτυο / φορτίο. Επίσης, τα πηνία επιτρέπουν το φιλτράρισμα του ρεύματος, προσδίδοντάς του σχεδόν καθαρά ημιτονικό χαρακτήρα, δηλαδή φιλτράρονται οι αρμονικές λόγω των διακοπτικών του αντιστροφέα. Έτσι εφαρμόζεται έμπρακτα η εξήγηση που είχε δοθεί σχετικά με την σχέση (2.4) που περιέγραφε την συνολική ισχύ εξόδου του αντιστροφέα ως το άπειρο άθροισμα των αρμονικών τάσης και ρεύματος.

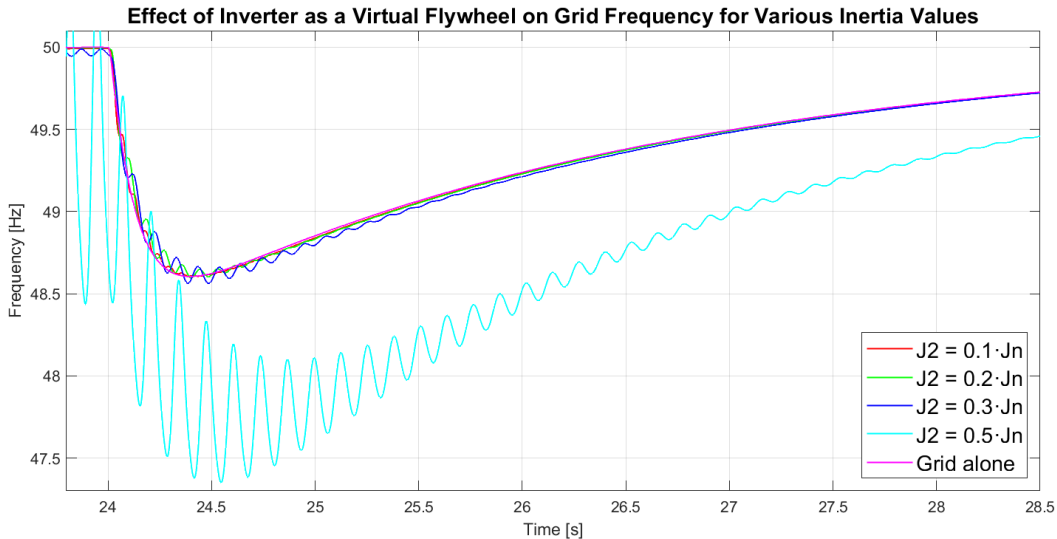
Οι αλλαγές που θα προσομοιωθούν φαίνονται στον Πίνακα 3.5:

Ρεύμα ζήτησης [A]	Χρονικό περιθώριο [s]
10	[0, 24]
12.5	[24, 45]
<b>Σύνδεση αντιστροφέα στα 15.1 sec.</b>	<b>[15.1, 45]</b>

Πίνακας 3.5: Συμβάντα προσομοίωσης.

Οι παράμετροι του ασθενούς δικτύου θα παραμείνουν ίδιοι με πριν (βλ. Πίνακα 3.3).

Πρέπει να σημειωθεί ότι επίδραση της σύνδεσης του αντιστροφέα δεν θεωρείται σημαντικό κομμάτι της παρούσας εργασίας καθώς αποτελεί έργο διαφορετικού ενδιαφέροντος η ομαλή διασύνδεση μιας διάταξης στήριξης σε ένα ενεργό δίκτυο / φορτίο. Επομένως, δεν χρειάζεται να δοθεί ιδιαίτερη σημασία στο κομμάτι αυτό, αλλά μόνον στις αλλαγές φορτίου. Στο Σχήμα 3.14 φαίνονται τα αποτελέσματα στην συχνότητα του δικτύου για διάφορες τιμές της αδράνειας του αντιστροφέα:

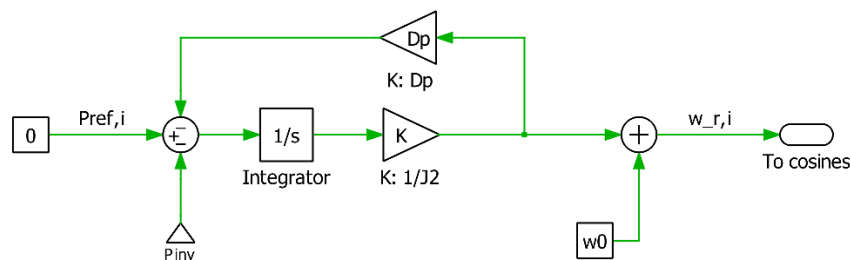


Σχήμα 3.14: Απόκριση της συχνότητας δικτύου για διάφορες τιμές της αδράνειας του αντιστροφέα κατά την αλλαγή φορτίου.

Στο Σχήμα 3.14 φαίνεται η σύγκριση μεταξύ του απομονωμένου φορτίου (φουξία) με την συμμετοχή του αντιστροφέα με διάφορες τιμές αδράνειας (όπου  $J_2$  η αδράνεια του αντιστροφέα). Σε χαμηλές τιμές αδράνειας, φαίνεται πως ο αντιστροφέας δεν έχει ιδιαίτερη επίδραση ούτε στο ναδίρ συχνότητας, ούτε στον ρυθμό μεταβολής της. Μάλιστα, φαίνεται να προσθέτει μικρές ταλαντώσεις. Σε περίπτωση σημαντικότερης αδράνειας (με κυανό,  $J_2 = 0.5 \cdot J_n$ ) η συχνότητα ταλαντώνεται πολύ πιο έντονα, πέφτει αρκετά χαμηλότερα και προφανώς λόγω ταλαντώσεων ο ρυθμός μεταβολής της είναι εκτός ορίων. Συνεπώς, φαίνεται πως παρόλο που θεωρητικά η προσθήκη του αντιστροφέα ακόμα και σε αυτήν την απλούστατη μορφή θα έπρεπε να βοηθάει την συχνότητα του δικτύου, φαίνεται ότι καταφέρνει ακριβώς το αντίθετο, προκαλώντας ταλαντώσεις και σε μεγαλύτερες τιμές μεγαλύτερες βυθίσεις. Επομένως, η διάταξη αυτή πρέπει να βελτιωθεί προκειμένου να μπορέσει να χρησιμοποιηθεί.

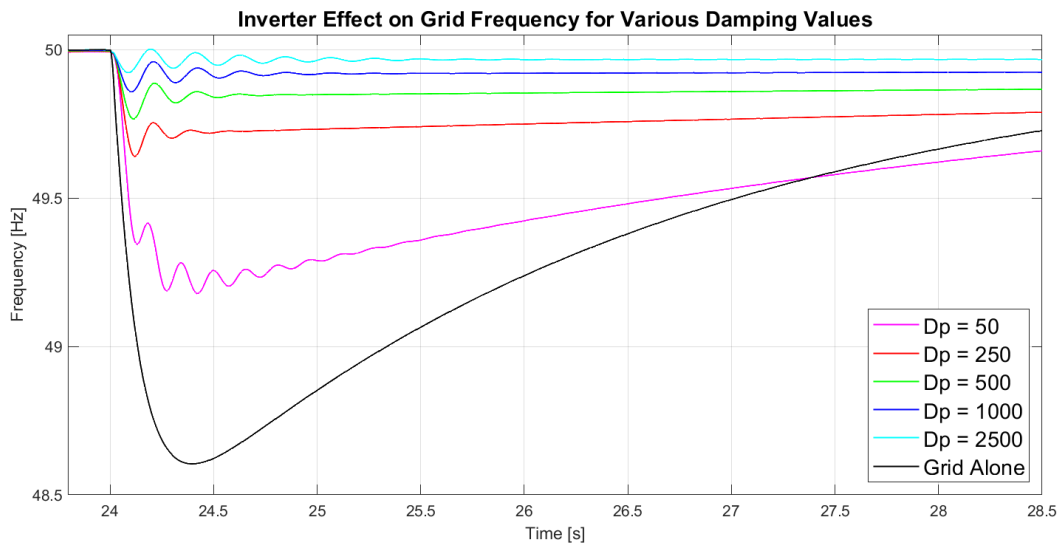
### 3.2.4 Προσθήκη κλάδου απόσβεσης

Μία πολύ μεγάλη βελτίωση που μπορεί να γίνει στον έλεγχο είναι η προσθήκη του κλάδου απόσβεσης, όπως έχει παρουσιαστεί στο σχήμα 2.13. Η υλοποίηση φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.15: Η Swing Equation με προσθήκη του κλάδου απόσβεσης  $D_p$ .

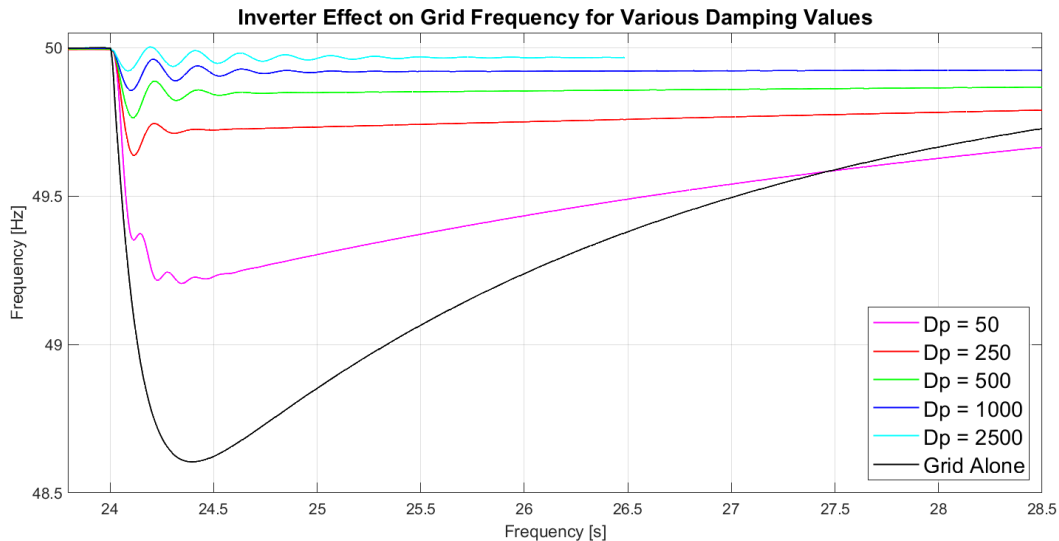
Το πλεονέκτημα έναντι μιας γεννήτριας είναι το γεγονός ότι ο κλάδος απόσβεσης μπορεί να ρυθμιστεί στην βέλτιστη τιμή, είτε χειροκίνητα (όπως θα φανεί στη συνέχεια) είτε δυναμικά. Στα Σχήματα 3.16 και 3.17 φαίνεται η ίδια αλλαγή φορτίου και παρατίθενται τα αποτελέσματα στην συχνότητα του δικτύου για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης, ενώ η τιμή της αδράνειας του αντιστροφέα θα παραμείνει σταθερή σε δύο διαφορετικές τιμές για να απομονωθεί η επίδραση της απόσβεσης:



Σχήμα 3.16: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης  $D_p$  και σταθερές τιμές αδράνειας  $J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $J_2 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .

$D_p$	$J_2 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$		$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	
	Ναδίο συχνότητας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολής συχνότητας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστροφέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστροφέα [A]
50	49.18	-8.96	512.49	3.27
250	49.64	-5.08	620.08	3.81
500	49.77	-3.39	662.26	4.10
1000	49.86	-2.15	685.72	4.27
2500	49.92	-1.32	694.25	4.27
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-

Πίνακας 3.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης με την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης για  $J_2 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .



Σχήμα 3.17: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης  $D_p$  και σταθερές τιμές αδράνειας  $J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $J_2 = 2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .

$D_p$	$J_2 = 2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$		$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	
	Ναδίο συχνότητας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολής συχνότητας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστροφέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστροφέα [A]
50	49.21	-10.64	597.9	3.95
250	49.64	-5.46	621.6	3.90
500	49.76	-3.50	684.0	4.23
1000	49.92	-2.19	698.74	4.27
2500	49.92	-1.44	697.94	4.27
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-

Πίνακας 3.7: Αποτελέσματα προσομοίωσης με την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης για  $J_2 = 2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .

Η βελτίωση είναι εξαιρετικά προφανής. Ο κλάδος απόσβεσης μειώνει τόσο τη διακύμανση όσο και τον ρυθμό μεταβολής της συχνότητας. Μάλιστα, φαίνεται ότι στις πιο αυξημένες τιμές πετυχαίνει και τα περιθώρια τα οποία έχουν τεθεί προηγουμένως για το ναδίο και τον ρυθμό μεταβολής. Φαίνεται πως σε μικρότερες τιμές η επίδρασή του είναι πιο αμφισβητήσιμη καθώς μεν βελτιώνει τα δύο μεγέθη που αναφέρθηκαν, ωστόσο προκαλεί και κάποιες μη αμελητέες ταλαντώσεις. Επομένως, είναι θεμιτό να έχει υψηλή τιμή, ασχέτως με τις τυπικές τιμές που λαμβάνει σε μια σύγχρονη γεννήτρια.

Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα, η αύξηση του συντελεστή απόσβεσης αυξάνει την εγχεόμενη ισχύ του αντιστροφέα (και συνεπώς το ρεύμα). Αξίζει να σημειωθεί πως η βελτίωση των χαρακτηριστικών της συχνότητας είναι ευνοϊκά δυσανάλογη της αύξησης έγχυσης ισχύος, όσον αφορά το ναδίο συχνότητας. Για

παράδειγμα, η αύξηση του συντελεστή κατά 10 φορές από 50 σε 500 προκαλεί βελτίωση που αποτυπώνεται στον Πίνακα 3.8:

Τιμή απόσβεσης $D_p$	Βελτίωση	Σχέση βελτίωσης	Σχέση ισχύος
50	$\frac{49.21 - 48.60}{50 - 48.60} \% = \frac{0.61}{1.4} \%$ = 43.57 % βελτίωση	$\frac{82.86}{43.57} = 1.9$ φορές καλύτερο αποτέλεσμα	$\frac{684.0}{597.9} = 1.14$ φορές παραπάνω ισχύς
500	$\frac{49.76 - 48.60}{50 - 48.60} \% = \frac{1.16}{1.4} \%$ = 82.86 % βελτίωση		

Πίνακας 3.8: Ενδεικτικές σχέσεις βελτίωσης – έγχυσης ισχύος για την περίπτωση  $J_2 = 2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .

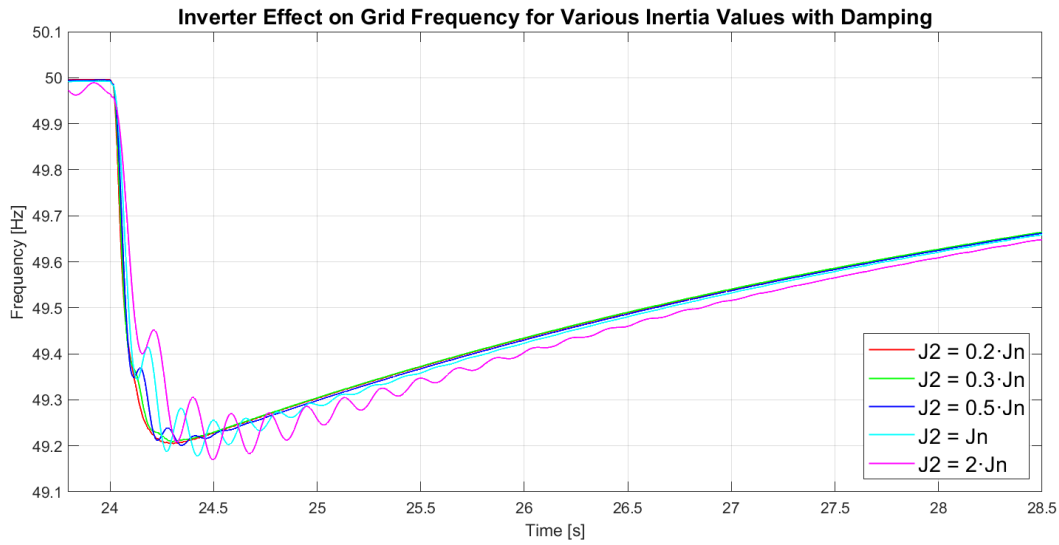
Για τον λόγο αυτό θεωρείται πως η προσθήκη ενός πολύ υψηλού συντελεστή είναι ευνοϊκή και θεμιτή σε κάθε περίπτωση, καθώς απαιτείται ελάχιστη αύξηση των δυνατοτήτων του αντιστροφέα.

Μία πολύ σημαντική παρατήρηση που πρέπει να γίνει έγκειται στην συμπεριφορά του δικτύου έπειτα της μεταβολής του φορτίου. Το σχήμα 3.16 αναδεικνύει ένα ενδιαφέρον αποτέλεσμα, το οποίο αφορά την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή. Παρόλο που το σχήμα είναι κομμένο και δεν φαίνεται πλήρως η επαναφορά, είναι φανερό ότι στην περίπτωση που το δίκτυο λειτουργεί μόνο του η συχνότητα επανέρχεται σχετικά γρήγορα στα 50 Hz, κάτι το οποίο φαίνεται να μην συμβαίνει με την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης. Μάλιστα, η αύξηση του συντελεστή απόσβεσης φαίνεται ότι μειώνει δραστικά τον θετικό ρυθμό μεταβολής της συχνότητας, σε τέτοιο βαθμό που με τιμή  $D_p = 2500$  η συχνότητα, εκ πρώτης όψεως, είναι αμφίβολο το πότε θα επανέλθει στην αρχική της τιμή.

Χάρη στον συντελεστή αυτόν ο αντιστροφέας πλέον αναλαμβάνει μερίδιο της ζήτησης του φορτίου στην μόνιμη κατάσταση. Έτσι, η γεννήτρια παρατηρεί πολύ μικρή αύξηση της ισχύος ζήτησης και παράγει μια μικρή αρνητική διαφορά η οποία προκαλεί την μικρή πτώση συχνότητας, ενώ ταυτόχρονα ο PI ελεγκτής που διαμορφώνει την αναφορά ισχύος μεταβάλλει και αυτός ελαφρώς την έξοδό του ώστε να ισορροπήσει η ζήτηση και η παραγωγή. Ωστόσο, εφόσον η διακύμανση συχνότητας είναι πολύ μικρή η αναφορά του ελεγκτή αυξάνεται πολύ αργά, με αποτέλεσμα να μην αναλαμβάνει γρήγορα η γεννήτρια την αύξηση του φορτίου.

Στην συνέχεια, δοκιμάζεται η προσομοίωση για σταθερές τιμές του συντελεστή απόσβεσης και για διάφορες τιμές της σταθεράς αδράνειας του αντιστροφέα, προκειμένου να μελετηθεί και η δική της επίδραση απομονωμένα, αλλά σε

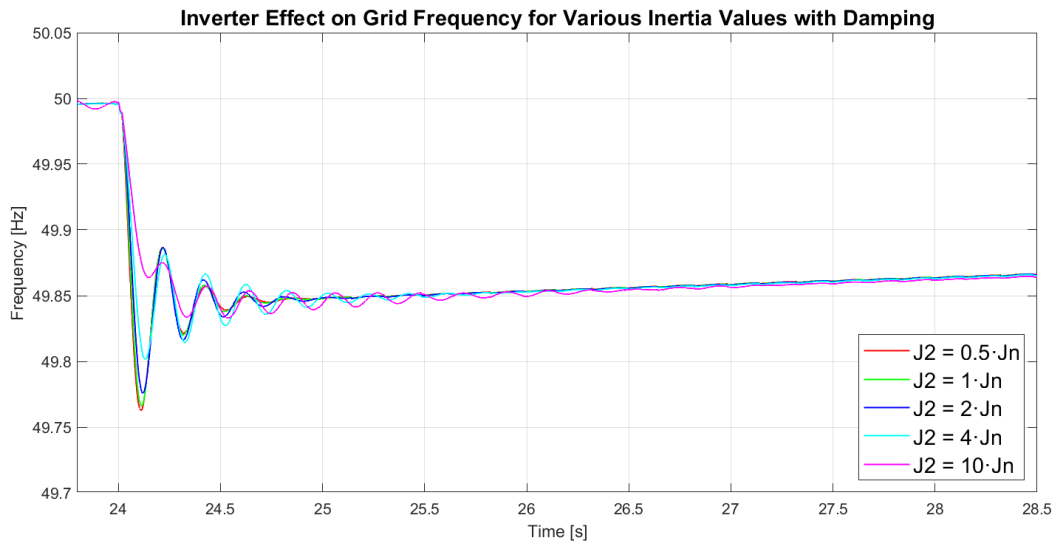
βελτιωμένες συνθήκες συγκριτικά με τα αποτελέσματα της υποενότητας 3.2.3. Στα Σχήματα 3.18 και 3.19 φαίνονται τα αποτελέσματα:



Σχήμα 3.18: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή αδράνειας του αντιστροφέα  $J_2$  και σταθερή τιμή του συντελεστή απόσβεσης  $D_p = 50$ .

$J_2$ [kg · m <sup>2</sup> ]	$D_p = 50$		$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	
	Ναδίο συχνότητας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολής συχνότητας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστροφέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστροφέα [A]
1	49.20	-11.56	573.44	3.79
1.5	49.21	-11.41	586.41	3.87
2.5	49.20	-10.66	598.97	3.94
5	49.18	-8.96	611.03	3.96
10	49.17	-6.43	624.76	3.74
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-

Πίνακας 3.9: Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοίωσης για σταθερό  $D_p = 50$  και διάφορες τιμές  $J_2$ .



Σχήμα 3.19: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή αδράνειας του αντιστροφέα  $J_2$  και σταθερή τιμή του συντελεστή απόσβεσης  $D_p = 500$ .

$D_p = 500$		$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$		
$J_2 [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	Ναδίρ συχνότητας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολής συχνότητας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστροφέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστροφέα [A]
2.5	49.76	-3.52	685.76	4.25
5	49.77	-3.39	662.26	4.10
10	49.78	-3.00	649.31	3.99
20	49.80	-2.35	637.11	3.91
50	49.83	-1.41	604.67	3.76
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-

Πίνακας 3.10: Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοίωσης για σταθερό  $D_p = 500$  και διάφορες τιμές  $J_2$ .

Η κυματομορφή όπου φαίνεται αποκλειστικά το δίκτυο έχει αμεληθεί διότι έχει πολύ χαμηλότερες τιμές από τις εμφανιζόμενες και χαλάει ποιοτικά η εμφάνιση των υπόλοιπων κυματομορφών.

Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα, το πιο σημαντικό που πρέπει να παρατηρηθεί είναι η επίδραση της αδράνειας στον ρυθμό μεταβολής. Παρόλο που δεν φαίνεται να επηρεάζει σχεδόν καθόλου το ναδίρ συχνότητας, βελτιώνει σημαντικά τον ρυθμό μεταβολής και μάλιστα σε κάθε περίπτωση υπάρχει επίτευξη της επιθυμητής τιμής, δηλαδή ρυθμός μεταβολής μικρότερος από 4 Hz/s (κατ' απόλυτη τιμή).

Πέραν αυτού, πολύ σημαντικό είναι επίσης το γεγονός ότι η αύξηση του συντελεστή αδράνειας σε συνδυασμό με μια υψηλότερη τιμή του συντελεστή

απόσβεσης φαίνεται να μειώνει την απαιτούμενη ισχύ του αντιστροφέα, όπως φαίνεται και στον Πίνακα 3.10, παράλληλα με το ρεύμα. Αντιθέτως, σύμφωνα με τον Πίνακα 3.9 ένας μικρότερος συντελεστής απόσβεσης αυξάνει την ισχύ αναλογικά με την αύξηση της αδράνειας.

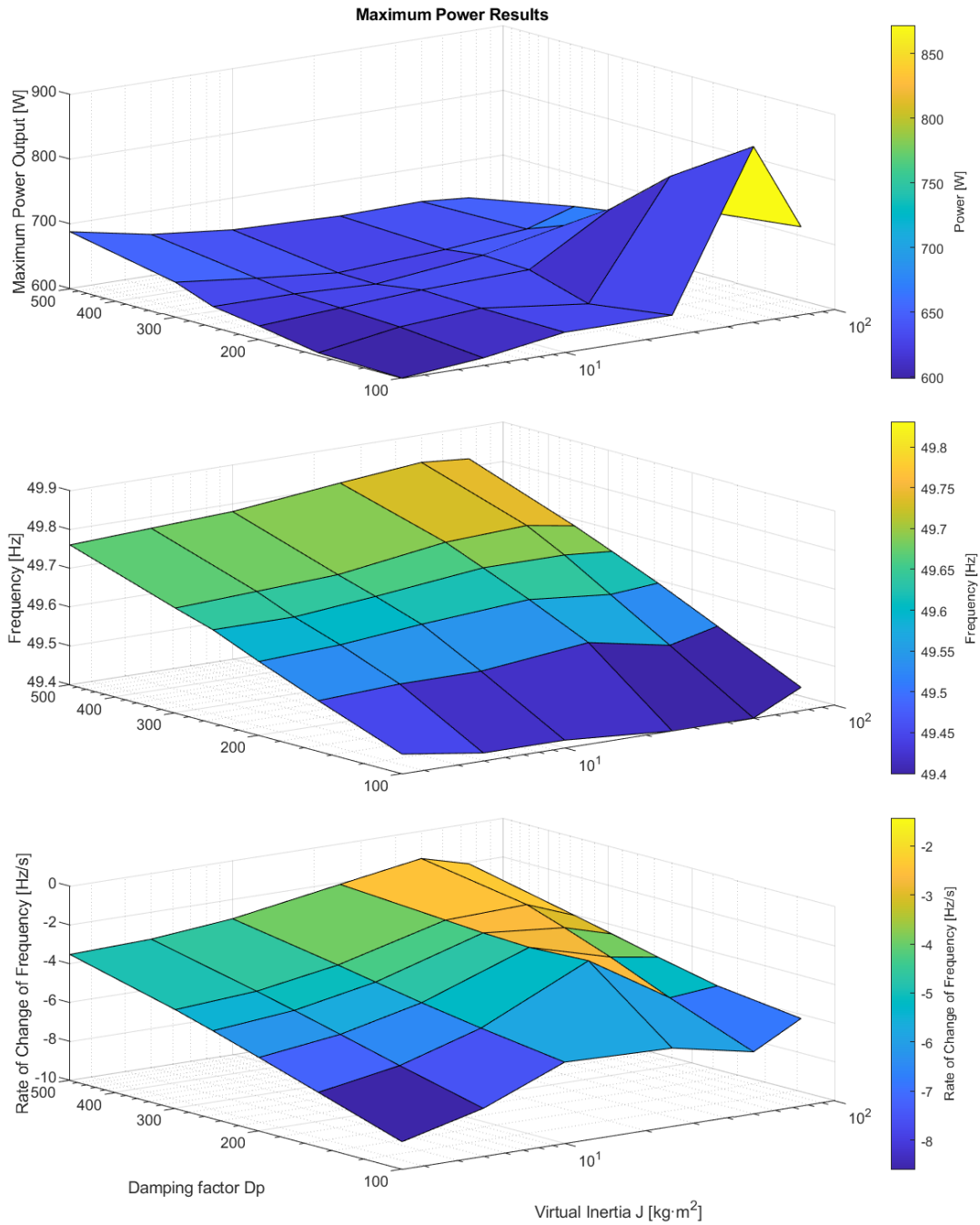
### 3.2.5 Χαρτογράφηση μεγέθους αντιστροφέα

Στην συνέχεια, θα αποτυπωθούν ορισμένες γραφικές παραστάσεις – χάρτες οι οποίες θα αποτυπώνουν τα πιο σημαντικά μεγέθη του αντιστροφέα, δηλαδή την μέγιστη ισχύ και την ενέργεια, καθώς αυτά είναι που καθορίζουν τις διαστάσεις για την σχεδίαση ενός αντιστροφέα διαμόρφωσης δικτύου. Πρέπει να σημειωθεί ότι θα χρησιμοποιηθεί μικρότερο εύρος τιμών για τον συντελεστή απόσβεσης, καθώς από μία τιμή και άνω ο χρόνος μηδενισμού ισχύος του αντιστροφέα γίνεται πολύ μεγάλος.

#### 3.2.5.1 Μέγιστη ισχύς συναρτήσει του συντελεστή απόσβεσης και αδράνειας

Η γραφική παράσταση της μέγιστης ισχύος συναρτήσει των δύο βασικών συντελεστών φαίνεται στο Σχήμα 3.20, μαζί με τα αποτελέσματα στην συχνότητα και τον ρυθμό μεταβολής της:





Σχήμα 3.20: χάρτες αποτελεσμάτων της μέγιστης ισχύος, της συχνότητας και του ρυθμού μεταβολής της.

Στους Πίνακες 3.11, 3.12 και 3.13 φαίνονται και συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα:

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	599.3	610.51	630.2	630.4	871.3	735.6
<b>150</b>	603.5	623.71	632.8	613.28	790.3	721.4
<b>200</b>	620.4	628.57	636.4	641.4	715.6	702.2
<b>250</b>	631.4	631.06	626.4	644.7	671	681.5
<b>300</b>	653.3	639.7	628.3	638	649.8	673
<b>500</b>	687.6	663.7	650.9	646.1	648.5	642.7

Πίνακας 3.11: Αποτελέσματα μέγιστης ισχύος σε  $W$  συναρτήσει των δύο συντελεστών  $J$  και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο), την χειρότερη (πορτοκαλί) και την τιμή για τα βέλτιστα αποτελέσματα (κίτρινο).

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	49.45	49.42	49.42	49.4	49.4	49.46
<b>150</b>	49.53	49.54	49.54	49.57	49.53	49.56
<b>200</b>	49.59	49.6	49.62	49.64	49.62	49.63
<b>250</b>	49.64	49.64	49.66	49.69	49.69	49.68
<b>300</b>	49.67	49.68	49.69	49.73	49.74	49.72
<b>500</b>	49.76	49.77	49.78	49.81	49.83	49.82

Πίνακας 3.12: Αποτελέσματα συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών  $J$  και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	-8.59	-7.53	-5.81	-5.96	-6.81	-5.48
<b>150</b>	-7.2	-6.48	-5.21	-2.61	-5.18	-4.95
<b>200</b>	-6.22	-5.69	-4.72	-2.74	-3.9	-4.29
<b>250</b>	-5.48	-5.09	-4.29	-2.63	-3.02	-3.73
<b>300</b>	-4.91	-4.62	-3.93	-2.49	-2.35	-3.29
<b>500</b>	-3.52	-3.39	-3	-2.1	-1.43	-2.09

Πίνακας 3.13: Αποτελέσματα ρυθμού μεταβολής της συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών  $J$  και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

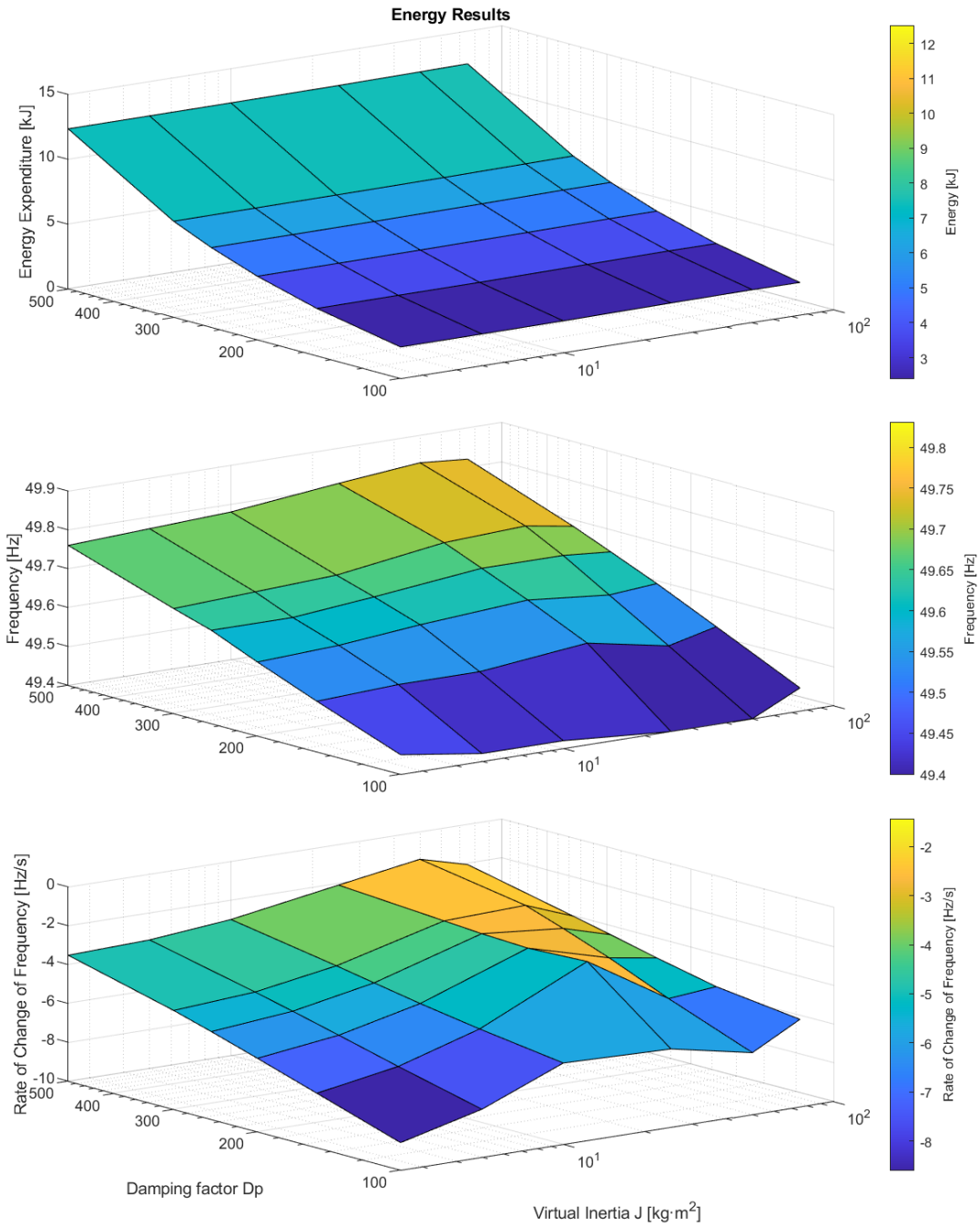
Τα αποτελέσματα παρουσιάζουν ενδιαφέρον, καθώς φαίνεται πως για τους συγκεκριμένους συνδυασμούς υπάρχει βέλτιστη λύση και μάλιστα είναι βέλτιστη τόσο για την συχνότητα όσο και για το ρυθμό μεταβολής της. Αντιθέτως, οι χειρότερες περιπτώσεις για τα δύο μεγέθη δεν ταυτίζονται ως προς τις μεταβλητές  $J$  και  $D_p$ .

Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει η συμπεριφορά της μέγιστης ισχύος. Όπως φαίνεται, η βέλτιστη λύση δεν συνεπάγεται και μέγιστη ισχύ. Μάλιστα, η μέγιστη ισχύς οδηγεί στην χειρότερη κατάσταση όσον αφορά την συχνότητα, ενώ παράλληλα παρουσιάζει και κακό αποτέλεσμα για τον ρυθμό μεταβολής της.

### 3.2.5.2 Ενέργεια συναρτήσεων του συντελεστή απόσβεσης και αδράνειας

Για να μετρηθεί η συνολική ενέργεια του αντιστροφέα, θεωρήθηκε πρώτα ως χρόνος αποκατάστασης η χρονική διάρκεια που απαιτείται για να μηδενιστεί η ισχύς που παρέχει ο αντιστροφέας στο δίκτυο. Η χρονική διάρκεια αυτή, προφανώς, αρχίζει από την στιγμή που προκύπτει η διαταραχή. Πρακτικά, ωστόσο, στην προσομοίωση ο χρόνος αυτός ορίσθηκε έως ότου η ισχύς του αντιστροφέα πέσει στα 20 W, καθώς είναι τιμή κοντά στο μηδέν και σε αυτό το σημείο η ισχύς έχει πολύ χαμηλή αρνητική κλίση και θεωρητικά θα μπορούσε ο μετατροπέας να αποδεσμευτεί απότομα χωρίς σημαντικές αναταραχές.

Στο Σχήμα 3.21 παρουσιάζεται η γραφική παράσταση της ενέργειας συναρτήσεων των δύο βασικών συντελεστών, μαζί με τα αποτελέσματα στην συχνότητα και τον ρυθμό μεταβολής της:



Σχήμα 3.21: χάρτες αποτελεσμάτων της απαιτούμενης ενέργειας, της συχνότητας και του ρυθμού μεταβολής της.

Στους Πίνακες 3.14, 3.15 και 3.16 φαίνονται και συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα σε μορφή πίνακα:

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	2.41	2.42	2.44	2.51	2.54	2.52
<b>150</b>	3.65	3.67	3.68	3.75	3.8	3.79
<b>200</b>	4.9	4.92	4.94	4.99	5.05	5.06
<b>250</b>	6.16	6.17	6.19	6.24	6.31	6.32
<b>300</b>	7.41	7.43	7.45	7.49	7.55	7.58
<b>500</b>	12.35	12.36	12.37	12.4	12.46	12.5

Πίνακας 3.14: Αποτελέσματα ενέργειας σε kJ συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο), την βέλτιστη τιμή (κίτρινο) και την χειρότερη τιμή (πορτοκαλί).

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	49.45	49.42	49.42	49.4	49.4	49.46
<b>150</b>	49.53	49.54	49.54	49.57	49.53	49.56
<b>200</b>	49.59	49.6	49.62	49.64	49.62	49.63
<b>250</b>	49.64	49.64	49.66	49.69	49.69	49.68
<b>300</b>	49.67	49.68	49.69	49.73	49.74	49.72
<b>500</b>	49.76	49.77	49.78	49.81	49.83	49.82

Πίνακας 3.15: Αποτελέσματα συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	-8.59	-7.53	-5.81	-5.96	-6.81	-5.48
<b>150</b>	-7.2	-6.48	-5.21	-2.61	-5.18	-4.95
<b>200</b>	-6.22	-5.69	-4.72	-2.74	-3.9	-4.29
<b>250</b>	-5.48	-5.09	-4.29	-2.63	-3.02	-3.73
<b>300</b>	-4.91	-4.62	-3.93	-2.49	-2.35	-3.29
<b>500</b>	-3.52	-3.39	-3	-2.1	-1.43	-2.09

Πίνακας 3.16: Αποτελέσματα ρυθμού μεταβολής της συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

Η ενέργεια έχει πολύ πιο γραμμικό χαρακτήρα, καθώς φαίνεται πως ο βασικός παράγοντας που την επηρεάζει είναι ο συντελεστής απόσβεσης, και μάλιστα φαίνεται ότι το κάνει με γραμμικό τρόπο. Αντιθέτως, ο συντελεστής αδράνειας δεν παίζει κανένα ρόλο στην συνολική ενέργεια. Ακόμη, φαίνεται πως για να επιτευχθούν τα καλύτερα αποτελέσματα χρειάζεται πρακτικά η μέγιστη

ποσότητα ενέργειας (αφού για  $D_p = 500$  οι ανάγκες σε ενέργεια είναι πανομοιότυπες) ενώ αντιστρόφως η ελάχιστη ενέργεια αποφέρει σχεδόν τα χειρότερα αποτελέσματα.

Αυτό το συμπέρασμα ίσως ταυτίζεται και με φυσική λογική, από την άποψη ότι θεωρητικά ο αντιστροφέας που παρέχει την περισσότερη ενέργεια αντιστοιχεί σε μεγαλύτερη αδράνεια στο σύστημα, κατ' ιδίαν με έναν μεγάλο άξονα μιας γεννήτριας.

### 3.2.5.3 Λόγος ενέργειας προς ισχύ συναρτήσει του συντελεστή απόσβεσης και αδράνειας

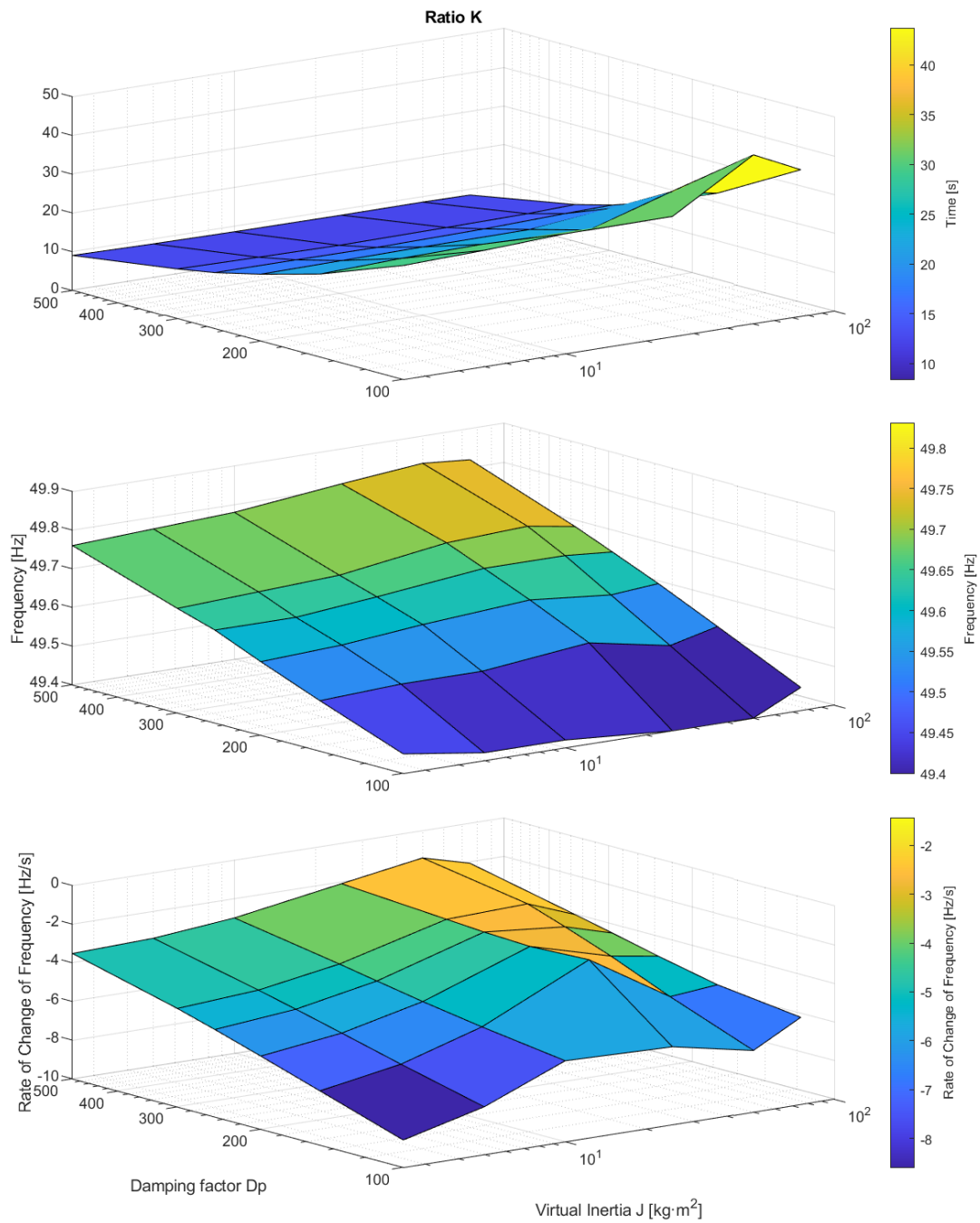
Προκειμένου να επιλεγθούν πιο απλά και αποδοτικά οι πιθανές τιμές ισχύος και ενέργειας του αντιστροφέα, είναι χρήσιμο να θεωρηθεί ο παράγοντας  $K$ :

$$K = \frac{P}{E} \left[ \frac{1}{s} \right], \quad (3.5)$$

Όπου  $P$  η ισχύς και  $E$  η ενέργεια του αντιστροφέα.

Πρακτικά αυτός ο λόγος επιτρέπει να συνδυάζονται οι δύο συνιστώσες  $J$  και  $D_p$  του συστήματος υπό μια ενιαία σταθερά μετρούμενη σε  $[1/s]$ . Έτσι, ο σχεδιαστής έχει ένα γρήγορο και εύκολο μέσο να υπολογίσει τις διαστάσεις του αντιστροφέα με βάση τον σκοπό που θέλει να επιτύχει. Για παράδειγμα, εάν θέλει να επιτύχει βέλτιστη λειτουργία, η τιμή του  $K$  που αντιστοιχεί σε αυτήν θα του επιτρέψει να υπολογίσει την μέγιστη ισχύ ή την ενέργεια του αντιστροφέα, ανάλογα με το τι θα θεωρήσει εκείνος ως δεδομένο. Η πληροφορία αυτή, σε συνδυασμό με την πληροφορία για τα κόστη της μέγιστης ισχύος και της ενέργειας, μπορούν να αποτελέσουν ικανοποιητικό εργαλείο στην σχεδίαση.

Για χάριν ευκολίας, στο Σχήμα 3.22 προβάλλεται και η τιμή του λόγου  $K$  για τους προηγούμενους συνδυασμούς των συντελεστών  $J$  και  $D_p$ :



Σχήμα 3.22: χάρτες αποτελεσμάτων για το λόγο  $K$ , της συχνότητας και του ρυθμού μεταβολής της.

Στους Πίνακες 3.17, 3.18 και 3.19 φαίνονται και συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα σε μορφή πίνακα:

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	248.67	252.28	258.28	251.16	343.03	291.9
<b>150</b>	165.34	169.95	171.96	163.54	207.97	190.34
<b>200</b>	126.61	127.76	128.83	128.54	141.7	138.77
<b>250</b>	102.5	102.28	101.2	103.32	106.34	107.83
<b>300</b>	88.16	86.1	84.34	85.18	86.07	88.79
<b>500</b>	55.68	53.7	52.62	52.1	52.05	51.42

Πίνακας 3.17: Αποτελέσματα λόγου K σε  $\frac{1}{5}$  συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ .

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	49.45	49.42	49.42	49.4	49.4	49.46
<b>150</b>	49.53	49.54	49.54	49.57	49.53	49.56
<b>200</b>	49.59	49.6	49.62	49.64	49.62	49.63
<b>250</b>	49.64	49.64	49.66	49.69	49.69	49.68
<b>300</b>	49.67	49.68	49.69	49.73	49.74	49.72
<b>500</b>	49.76	49.77	49.78	49.81	49.83	49.82

Πίνακας 3.18: Αποτελέσματα συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

$J[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ $D_p$	2.5	5	10	25	50	75
<b>100</b>	-8.59	-7.53	-5.81	-5.96	-6.81	-5.48
<b>150</b>	-7.2	-6.48	-5.21	-2.61	-5.18	-4.95
<b>200</b>	-6.22	-5.69	-4.72	-2.74	-3.9	-4.29
<b>250</b>	-5.48	-5.09	-4.29	-2.63	-3.02	-3.73
<b>300</b>	-4.91	-4.62	-3.93	-2.49	-2.35	-3.29
<b>500</b>	-3.52	-3.39	-3	-2.1	-1.43	-2.09

Πίνακας 3.19: Αποτελέσματα ρυθμού μεταβολής της συχνότητας συναρτήσει των δύο συντελεστών J και  $D_p$ , μαζί με την καλύτερη τιμή (πράσινο) και την χειρότερη (πορτοκαλί).

Ο Πίνακας 3.17 των αποτελεσμάτων του λόγου K δεν έχει καλύτερη ή χειρότερη τιμή, καθώς απλώς αποτελεί έναν γενικό κανόνα για τα μεγέθη του αντιστροφέα και τα αποτελέσματά τους.

Συμπερασματικά, φαίνεται πως είναι σημαντικό να αυξηθούν τόσο ο συντελεστής απόσβεσης όσο και ο συντελεστής αδράνειας, και μάλιστα πρέπει να έχουν συνδυασμένα υψηλές τιμές. Είναι πιθανώς σημαντικό να διερευνηθεί η χρήση



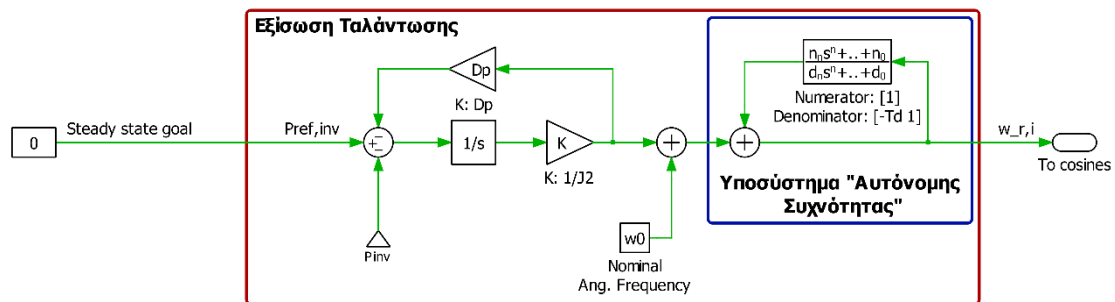
συστήματος που θα ελέγχει την αποδέσμευση του αντιστροφέα από το φορτίο / δίκτυο, έτσι ώστε ο σχεδιαστής να μπορεί όντως να αξιοποιήσει τον λόγο  $K$ , δηλαδή να μπορεί να αποφασίσει για πόσο χρονικό διάστημα θα εγγέει την επιλεγμένη του ισχύ.

### 3.2.6 Αποδέσμευση αντιστροφέα από το φορτίο

Σε αυτή την φάση, θεωρείται σκόπιμο να διερευνηθεί εάν υπάρχει τρόπος να συμπληρωθεί κάποιο υποσύστημα ώστε να αποδεσμευθεί πιο γρήγορα ο αντιστροφέας από την έγχυση ισχύος, χωρίς όμως να μεταβληθεί οποιαδήποτε από τις παραμέτρους  $J$  και  $D_p$ . Προς αυτόν τον σκοπό, υλοποιήθηκαν δοκιμές με ορισμένες από τις διατάξεις της υποενότητας 2.5.5.

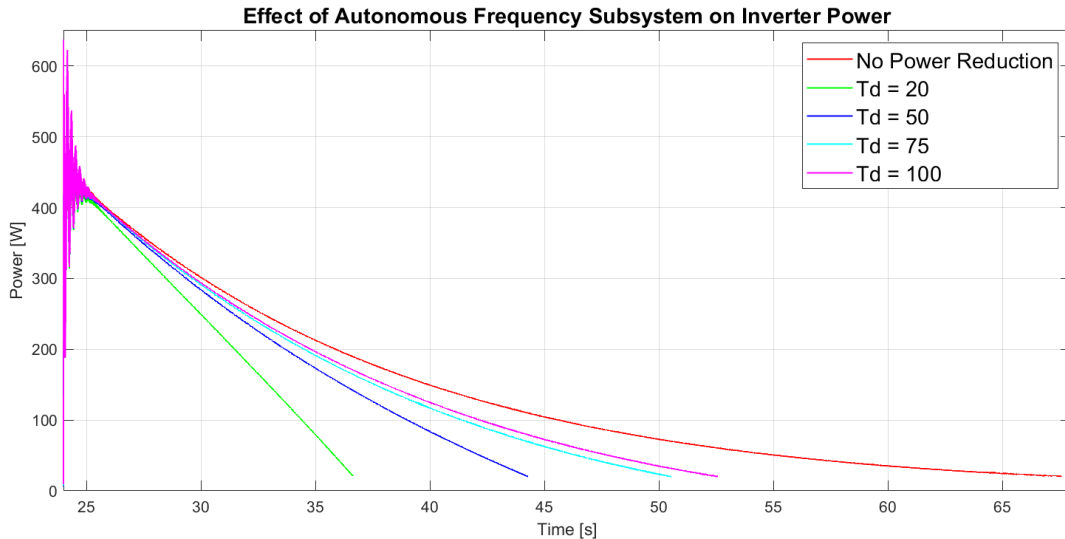
#### 3.2.6.1 Χρήση συστήματος «Αυτόνομης Συχνότητας»

Αρχικά, διαμορφώθηκε η Εξίσωση Ταλάντωσης του συστήματος για να προκύψει το υποσύστημα της «Αυτόνομης Συχνότητας» της υποενότητας 2.5.5. Το συνολικό διαμορφωμένο σύστημα φαίνεται στο Σχήμα 3.23:



Σχήμα 3.23: Εξίσωση Ταλάντωσης με υποσύστημα «Αυτόνομης Συχνότητας».

Η λειτουργία του υποσυστήματος έχει επεξηγηθεί στο Κεφάλαιο 2, επομένως θα παραλειφθεί. Στο Σχήμα 3.24 φαίνονται τα αποτελέσματα στην ισχύ για διάφορες τιμές του συντελεστή καθυστέρησης  $T_d$  ο οποίος βρίσκεται στον παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς που φαίνεται στο κύκλωμα:



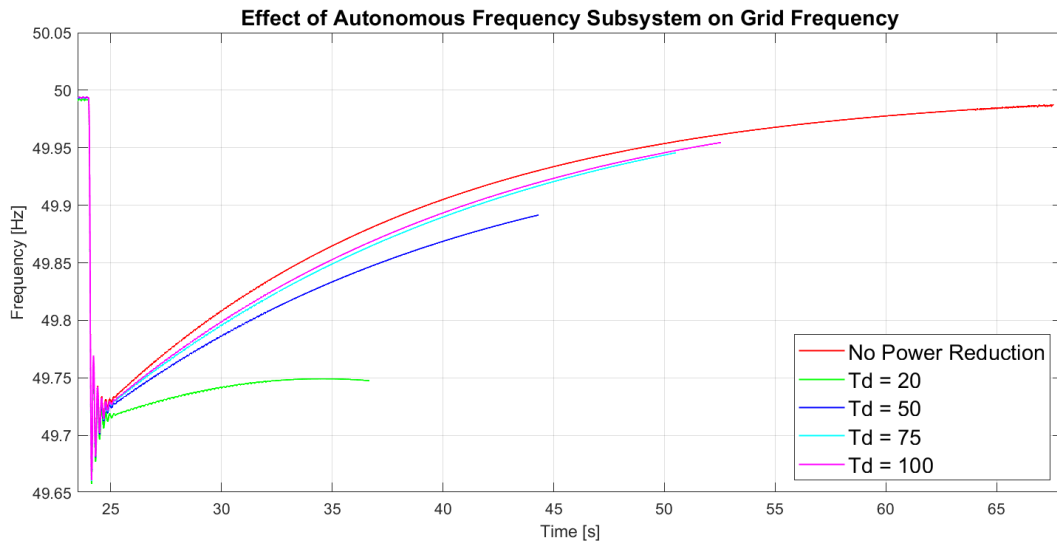
Σχήμα 3.24: η αλλαγή στην συμπεριφορά του αντιστροφέα με την προσθήκη του υποσυστήματος «Αυτόνομης Συχνότητας» για διάφορες τιμές του  $T_d$ .

Όπως φαίνεται, η χρήση αυτής της μεθόδου μειώνει αποτελεσματικά τον χρόνο που εγγχεί ο αντιστροφέας ισχύ στο δίκτυο. Σημαντικό είναι, ωστόσο, να αναδειχθούν και τα αποτελέσματα που επιφέρει η τροποποίηση αυτή στα υπόλοιπα χαρακτηριστικά, όπως φαίνεται στον Πίνακα 3.20:

$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$		$J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$			$D_p = 250$	
$T_d$	Ναδίρ συχνότητ ας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολή ς συχνότητ ας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστρο φέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστρο φέα [A]	Συνολική Ενέργεια [kJ]	Συνολικός χρόνος [s]
<b>20</b>	49.66	-4.31	634.1	4.13	3.00	12.67
<b>50</b>	49.66	-4.30	636.2	4.16	4.17	20.31
<b>75</b>	49.66	-4.30	635.9	4.15	4.82	26.55
<b>100</b>	49.66	-4.30	637.4	4.17	5.04	28.61
<b>0</b>	<b>49.66</b>	<b>-4.28</b>	<b>626.4</b>	<b>4.08</b>	<b>6.19</b>	<b>43.58</b>
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-	-	-

Πίνακας 3.20: Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοίωσης για σταθερό  $D_p = 250$  και  $J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  και διάφορες τιμές  $T_d$ .

Για να υπάρχει ολοκληρωμένη εικόνα, πρέπει να μελετηθεί και η επίδραση που φέρεται στην συχνότητα:



Σχήμα 3.25: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή  $T_d$  και σταθερές τιμές του συντελεστή αδράνειας του αντιστροφέα  $J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  και του συντελεστή απόσβεσης  $D_p = 250$ .

Έχοντας πλέον ολοκληρωμένη εικόνα, φαίνεται πως η προσθήκη του κλάδου συμβάλλει σημαντικά στην μείωση του χρόνου και συνεπώς της ενέργειας συμμετοχής του αντιστροφέα, χωρίς να προκαλεί καμία επίδραση στα μεταβατικά μεγέθη ενδιαφέροντος, δηλαδή την συχνότητα και τον ρυθμό μεταβολής της. Μηδαμινές συνέπειες έχει, ακόμη, στην μέγιστη ισχύ και το ρεύμα, αφού οι τιμές μεταξύ τους είναι παραπλήσιες. Το πιο σημαντικό είναι να μην επιλέγεται τιμή πολύ μικρή για τον συντελεστή  $T_d$  αφού, όπως φαίνεται και στα Σχήματα 3.24 και 3.25 από την πράσινη κυματομορφή, αυτή μπορεί να προκαλέσει τόσο γρήγορη αποδέσμευση του αντιστροφέα που η συχνότητα του δικτύου μπορεί να αποκτήσει αρνητική κλίση. Στον Πίνακα 3.21 φαίνεται και η αλλαγή στον λόγο  $K$ :

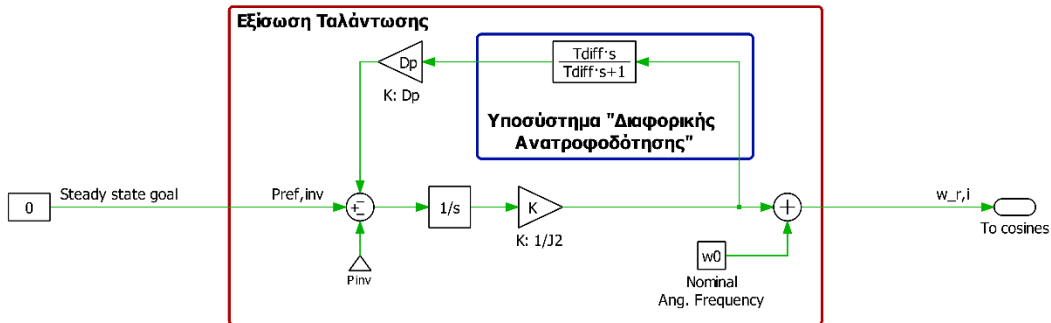
Συντελεστής $T_d$	Λόγος $K$	Μεταβολή στο $K$
0	101.2	-
20	211.4	+ 108.9 %
50	152.6	+ 50.8 %
75	131.9	+ 30.3 %
100	126.5	+ 25 %

Πίνακας 3.21: Μεταβολή του λόγου  $K$  για διάφορες τιμές του συντελεστή  $T_d$ .

Επομένως, μπορεί ο σχεδιαστής να διαλέξει εάν είναι χρήσιμο να περιορίσει τον χρόνο συμμετοχής του αντιστροφέα και να λάβει τα αντίστοιχα αποτελέσματα.

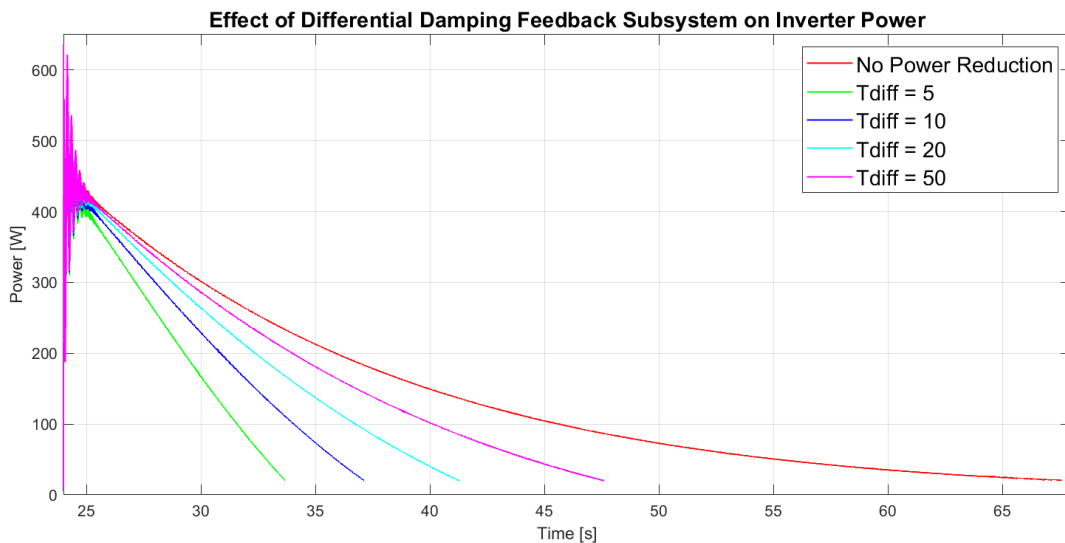
### 3.2.6.1 Χρήση συστήματος «Διαφορικής Ανατροφοδότησης»

Το δεύτερο σύστημα που φαίνεται να έχει θετική επίδραση και αξίζει μελέτης είναι το υποσύστημα «Διαφορικής Ανατροφοδότησης» της υποενότητας 2.5.5. Το διαμορφωμένο σύστημα φαίνεται στο Σχήμα 3.26:



Σχήμα 3.26: Εξίσωση Ταλάντωσης με υποσύστημα «Διαφορικής Ανατροφοδότησης».

Η λειτουργία του υποσυστήματος βρίσκεται στο Κεφάλαιο 2 όπως και πριν. Στο Σχήμα 3.27 φαίνονται τα αποτελέσματα στην ισχύ για διάφορες τιμές του συντελεστή  $T_{diff}$  ο οποίος βρίσκεται τόσο στον αριθμητή όσο και στον παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς που φαίνεται στο σχήμα:



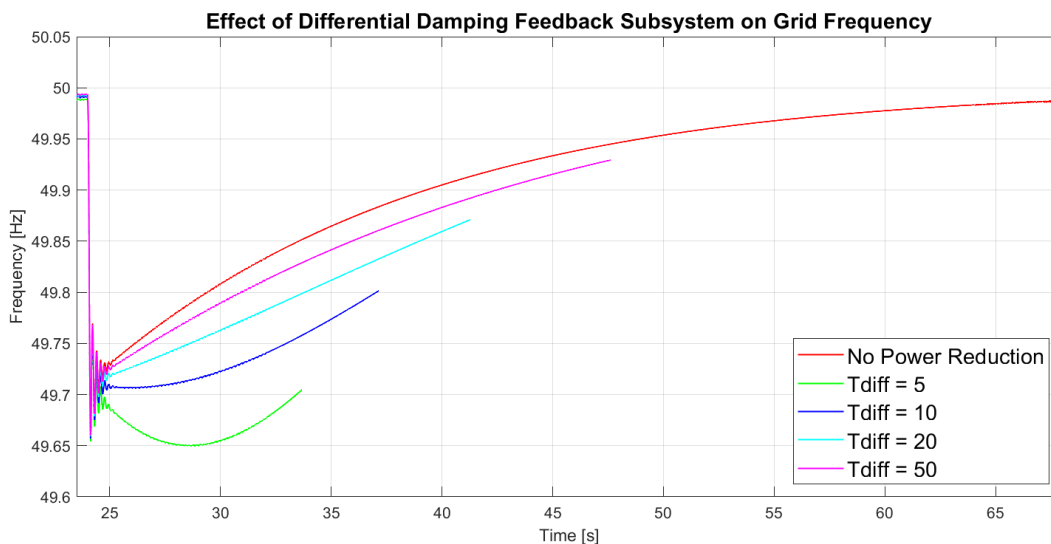
Σχήμα 3.27: η αλλαγή στην συμπεριφορά του αντιστροφέα με την προσθήκη του υποσυστήματος «Διαφορικής Ανατροφοδότησης» για διάφορες τιμές του  $T_{diff}$ .

Όπως και πριν, η προσθήκη του κλάδου ελαττώνει σημαντικά την έγχυση ισχύος του αντιστροφέα. Στον Πίνακα 3.22 φαίνονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα:

	$J_1 = 5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$D_p = 250$			
$T_{\text{diff}}$	Ναδίρ συχνότητ ας [Hz]	Μέγιστος ρυθμός μεταβολή ς συχνότητ ας [Hz/s]	Μέγιστη ισχύς αντιστρο φέα [W]	Μέγιστο πλάτος ρεύματος αντιστρο φέα [A]	Συνολική Ενέργεια [kJ]	Συνολικός χρόνος [s]
<b>5</b>	49.65	-4.30	628.4	4.06	2.17	9.69
<b>10</b>	49.66	-4.30	631.5	4.10	2.86	13.14
<b>20</b>	49.66	-4.30	633.2	4.13	3.58	17.24
<b>50</b>	49.66	-4.30	635.6	4.17	4.16	23.61
<b>0</b>	<b>49.66</b>	<b>-4.28</b>	<b>626.4</b>	<b>4.08</b>	<b>6.19</b>	<b>43.58</b>
<b>Δίκτυο</b>	<b>48.60</b>	<b>-12.55</b>	-	-	-	-

Πίνακας 3.22: Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοίωσης για σταθερό  $D_p = 250$  και  $J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  και διάφορες τιμές  $T_{\text{diff}}$ .

Στην συνέχεια, φυσικά, παρατίθενται στο Σχήμα 3.28 και τα αποτελέσματα στην συχνότητα για να μπορεί να εξαχθεί πόρισμα:



Σχήμα 3.28: Η διακύμανση της συχνότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή  $T_d$  και σταθερές τιμές του συντελεστή αδράνειας του αντιστροφέα  $J_2 = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  και του συντελεστή απόσβεσης  $D_p = 250$ .

Φαίνεται πως η συμπεριφορά του αντιστροφέα είναι ελαφρώς διαφορετική συγκριτικά με την προηγούμενη περίπτωση. Πάλι υπάρχει πλήρης απουσία επίδρασης στα μεγέθη ενδιαφέροντος, δηλαδή την συχνότητα και τον ρυθμό μεταβολής της, ενώ επίσης παραμένουν ίδιες οι τιμές της ισχύος και του ρεύματος (προσεγγιστικά). Το πιο σημαντικό είναι ότι παρατηρείται μια μη αμελητέα βελτίωση όσον αφορά την κατανάλωση ενέργειας, χωρίς να υπάρχει ανησυχητική αλλοίωση της απόκρισης συχνότητας, καθώς η βύθιση της πράσινης κυματομορφής δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική. Η βελτίωση στο λόγο  $K$  φαίνεται επίσης στον Πίνακα 3.23:

<b>Συντελεστής <math>T_{diff}</math></b>	<b>Λόγος K</b>	<b>Μεταβολή στο K</b>
<b>0</b>	101.2	-
<b>5</b>	289.6	+ 186.2 %
<b>10</b>	220.8	+ 118.2 %
<b>20</b>	176.9	+ 74.8 %
<b>50</b>	152.8	+ 51 %

Πίνακας 3.23: Μεταβολή του λόγου K για διάφορες τιμές του συντελεστή  $T_{diff}$ .

Συμπερασματικά, σε γενικές γραμμές φαίνεται πως η επιλογή της δεύτερης μεθόδου αποδέσμευσης φέρει καλύτερα αποτελέσματα στην ενέργεια και ενδεχομένως και στην επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή. Σε κάθε περίπτωση, και οι δύο μέθοδοι έχουν πολύ καλό αποτέλεσμα για την μείωση της ενέργειας και, συνεπώς, συμβάλλουν θετικά στην βελτιστοποίηση του συστήματος.

# 4 Πειραματική διάταξη και αποτελέσματα

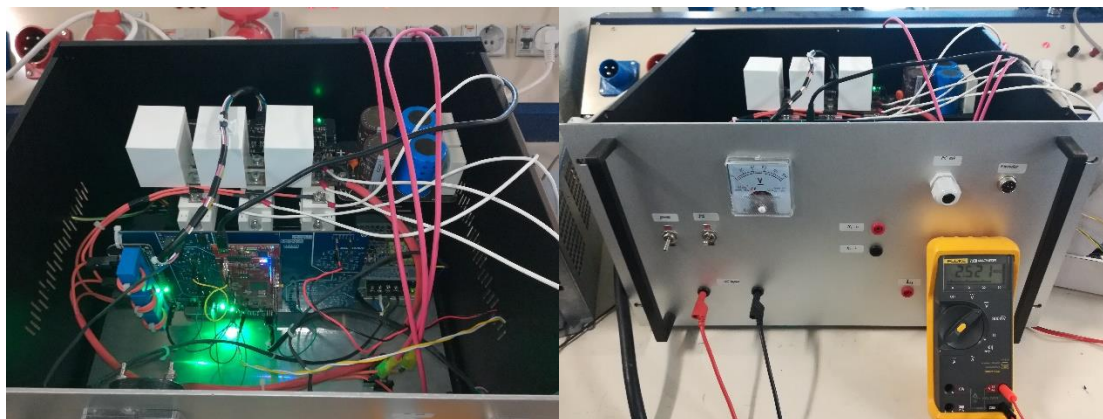
Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθεί η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για να ελεγχθεί η λειτουργία ενός μετατροπέα ως εικονική σύγχρονη γεννήτρια μέσω του ελέγχου του με τη βοήθεια της εξίσωσης ταλάντωσης, καθώς και τα αποτελέσματα που απέδωσε.

## 4.1 Εξοπλισμός

Η πειραματική διάταξη αποτελείται από εξοπλισμό τόσο εμπορίου όσο και κατασκευών από προηγούμενους φοιτητές που σχεδίασαν κατά τη διάρκεια της διπλωματικής τους εργασίας.

### 4.1.1 Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων

Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιήθηκε κατασκευάστηκε από τον Ευάγγελο Παραδέλλη στο πλαίσιο της διπλωματικής του εργασίας. Αποτελεί έναν μετατροπέα δύο επιπέδων με χρήση διακοπτικών στοιχείων τεχνολογίας IGBT (FF50R12RT4 [28]) ονομαστικής τάσεως 1200 V και ρεύματος 50 A, με δυνατότητα αντοχής έως και 100 A. Η διάταξη φαίνεται στην Εικόνα 4.1:



Εικόνα 4.1: Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων της εργαστηριακής διάταξης.

Εκτός από τους διακόπτες, ο αντιστροφέας επιπλέον περιλαμβάνει μέτρηση ρεύματος μέσω των αισθητήρων LEM (LA 55-P [29]), τον μικροελεγκτή της Texas Instruments (F28379D [30]) που περιλαμβάνει τον επεξεργαστή C2000 μέσω του οποίου πραγματοποιείται ο έλεγχος του αντιστροφέα, μία επιπλέον πλακέτα (με μπλε χρώμα) αναλογικών σημάτων και υπολογισμών και άλλα στοιχεία που χρησιμοποιούνται για την βέλτιστη λειτουργία του μετατροπέα.

## 4.1.2 Ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας

Ο αντιστροφέας περιλαμβάνει είσοδο τροφοδοσίας μία γέφυρα, επομένως μπορεί να δεχτεί είτε συνεχές είτε εναλλασσόμενο ρεύμα για τη λειτουργία του. Έτσι, επιτρέπεται η χρήση ενός μετασχηματιστή εμπορίου που διαθέτει το εργαστήριο το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 4.2:



Εικόνα 4.2: Ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας του αντιστροφέα.

Οι ακριβείς παράμετροι και τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή δεν περιλαμβάνονται, ωστόσο το σημαντικό είναι ότι διαθέτει τριφασική έξοδο 0-380 V<sub>π</sub> εκ των οποίων χρησιμοποιείται η μία για την τροφοδοσία του αντιστροφέα. Στην Εικόνα 4.2 μάλιστα φαίνονται τα καλώδια (κόκκινο και μαύρο) φάσης και ουδετέρου αντίστοιχα. Η συνεχής τάση που φθάνει στο DC link δίνεται, προφανώς, από τον γνωστό τύπο πλήρους γέφυρας:

$$V_{DC} = 2 \cdot \frac{V_{AC,peak}}{\pi} \quad (4.1)$$

## 4.1.3 Τα παθητικά φορτία

Ως φορτία για την πειραματική διάταξη αξιοποιήθηκαν τα CHROMA 63803 AC & DC Programmable Electronic Load ([31]). Ο εξοπλισμός φαίνεται στην Εικόνα 4.3:





Εικόνα 4.3: Τα προγραμματιζόμενα παθητικά φορτία CHROMA 63803.

Αποτελούν παθητικά φορτία τα οποία μπορούν να υλοποιήσουν πληθώρα πειραματικών δοκιμών. Μπορούν να λειτουργήσουν ως φορτία εναλλασσόμενου ή συνεχούς ρεύματος, και τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας τους παρατίθενται στον Πίνακα 4.1:

<b>Βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας CHROMA 63803</b>	
<b>Ισχύς (μέγιστη)</b>	3600 W
<b>Ρεύμα (RMS)</b>	0 – 36 A
<b>Τάση (RMS)</b>	50 – 350 V
<b>Τάση (μέγιστο πλάτος)</b>	500 V <sub>p</sub>
<b>Συχνότητα</b>	45 – 440 Hz
<b>Ελάχιστη εναλλασσόμενη τάση (RMS)</b>	45 V

Πίνακας 4.1: βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας CHROMA 63803.

Για την χρήση τους έχουν 4 βασικές λειτουργίες ως φορτία:

- Σταθερής αντίστασης: επιλέγεται η τιμή της επιθυμητής αντίστασης και εφαρμόζεται στα φορτία. Προϋποθέτει κατάλληλη επιλογή μέγιστου ρεύματος (RMS).
- Σταθερού ρεύματος: επιλέγεται η τιμή του επιθυμητού ρεύματος (RMS) και τα φορτία τραβάνε το ρεύμα αυτό ανεξάρτητα της εφαρμοζόμενης τάσης. Προϋποθέτει κατάλληλη επιλογή μέγιστου ρεύματος ( $I_p$ ) το οποίο προτείνεται να ορίζεται από την μέγιστη τιμή του ρεύματος που αντέχει η

υπό εξέταση συσκευή (π.χ. ο αντιστροφέας αντέχει 10 A άρα  $I_p = \sqrt{2} \cdot 10$  A).

- Σταθερής ισχύος: επιλέγεται η τιμή της επιθυμητής ενεργούς ισχύος και τα φορτία τραβάνε κατάλληλο ρεύμα ώστε, με βάση την εφαρμοζόμενη τάση, να καταναλώνουν αυτήν την ισχύ. Προϋποθέτει πάλι κατάλληλη ρύθμιση του  $I_p$ .
- Σταθερής τάσης: η λειτουργία δεν εξετάστηκε.

Η λειτουργία των φορτίων μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε μέσω των πλήκτρων και του πάνελ που βρίσκεται στην εμπρόσθια όψη τους είτε μέσω προγράμματος απομακρυσμένου ελέγχου εγκατεστημένο στον υπολογιστή (επικοινωνία μέσω RS – 232). Καθώς το εργαστήριο δεν διέθετε το κατάλληλο λογισμικό (SoftPanel) αλλά και επειδή τα πειράματα ήταν σχετικά απλά, η χρήση τους μέσω του πάνελ ήταν επαρκής.

Ο προγραμματισμός των συσκευών σε τριφασική διάταξη είναι απλή και γίνεται με τη διασύνδεση μεταξύ τους μέσω Ethernet. Για αναλυτικές οδηγίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι οδηγίες λειτουργίας [32].

Τα φορτία μπορούν να αλλάζουν δυναμικά τις τιμές των παραμέτρων τους ακόμη και κατά τη διάρκεια της λειτουργίας υπό φορτίο. Αυτό είναι μια ιδιαίτερα σημαντική ιδιότητα που αξιοποιήθηκε, καθώς έτσι μπορεί να προσομοιωθεί η απότομη αλλαγή φορτίου αλλάζοντας απλώς τις επιθυμητές τιμές αντιστάσεων, ισχύος ή ρευμάτων από το μπροστινό πάνελ.

Σημείωση: τα φορτία είναι σχεδιασμένα να αντέχουν έως και 3600 W. Πιθανότατα λόγω αυτού, παρατηρήθηκε από τις μετρήσεις ότι λειτουργούν με μεγαλύτερη ευστάθεια σε υψηλότερα ρεύματα, οπότε γενικά προτείνεται να μην δουλεύουν κοντά στις ελάχιστες τιμές λειτουργίας για την τάση και το ρεύμα.

#### 4.1.4 Το φίλτρο εξόδου

Προκειμένου να φιλτραριστεί το σήμα εξόδου του αντιστροφέα, χρησιμοποιήθηκε ένα φίλτρο τέλειου ημιτόνου της Schneider Electric VW3A5201 το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 4.4:



Εικόνα 4.4: φίλτρο εξόδου τέλειου ημιτόνου.

Ορισμένα από τα χαρακτηριστικά του φίλτρου αναγράφονται στον Πίνακα 4.2:

<b>Βασικά χαρακτηριστικά φίλτρου</b>	
<b>Ρεύμα (RMS)</b>	11 A
<b>Τάση (RMS)</b>	200 – 480 V (3 phase)
<b>Συχνότητα</b>	0 – 100 Hz
<b>Απώλειες στα 100 Hz</b>	100 W
<b>Εύρος συχνότητας</b>	4 – 8 kHz

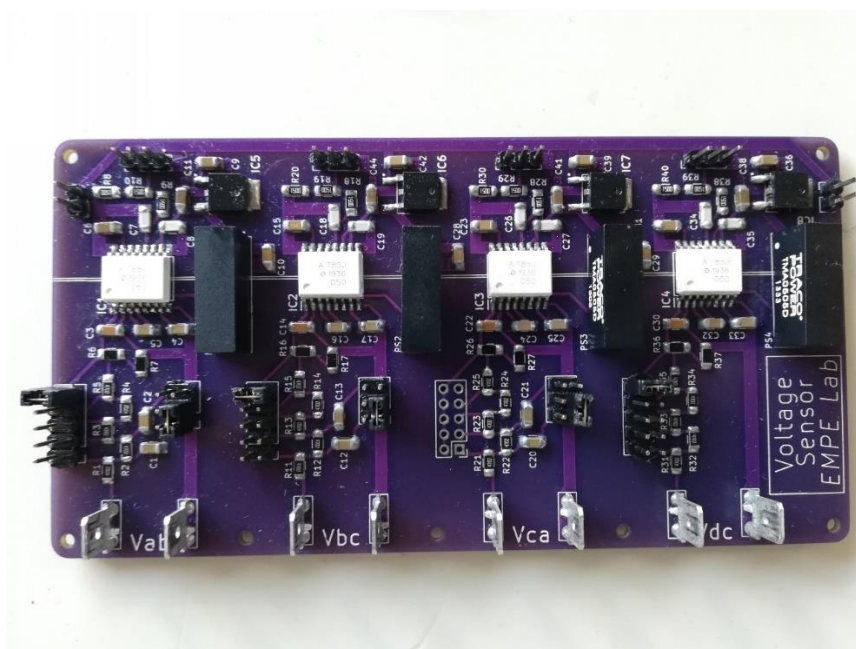
Πίνακας 4.2: Ονομαστικές τιμές λειτουργίας φίλτρου.

Προφανώς κατά τις πειραματικές δοκιμές δεν λειτούργησε το φίλτρο στην ονομαστική τιμή του ρεύματος, καθώς το επίπεδο ισχύος που εξετάστηκε ήταν αρκετά χαμηλό. Η έξοδος του φίλτρου επιβεβαιώθηκε ως προς την ποιότητα του ημιτόνου πρώτα με απλές αντιστάσεις και ύστερα εφαρμόστηκε στα φορτία.

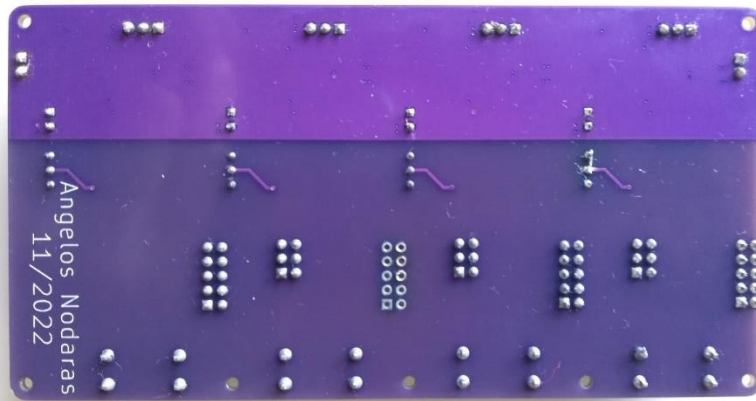
## 4.1.5 Ο αισθητήρας τάσης

### 4.1.5.1 Σχεδίαση - Υλοποίηση

Προκειμένου να λάβει μέτρηση ισχύος ο έλεγχος του αντιστροφέα, πέρα από τον αισθητήρα ρεύματος που περιλαμβάνεται στον μετατροπέα είναι απαραίτητη και η μέτρηση της τάσης για να υπολογίζεται η στιγμιαία ισχύς εξόδου. Προς αυτόν τον σκοπό σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένας τέτοιος αισθητήρας, ο οποίος φαίνεται στις Εικόνες 4.5 και 4.6:

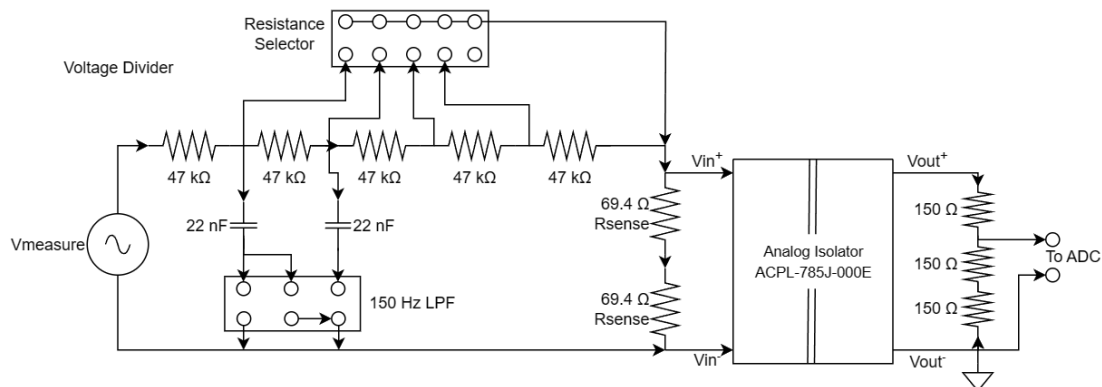


Εικόνα 4.5: ο αισθητήρας τάσης εξόδου του αντιστροφέα (άνω όψη).



Εικόνα 4.6: ο αισθητήρας τάσης εξόδου του αντιστροφέα (κάτω όψη).

Για να είναι πιο κατανοητή η επεξήγηση του αισθητήρα, παρουσιάζεται και το κυκλωματικό σχεδιάγραμμα μίας εκ των φάσεων στο Σχήμα 4.1:



Σχήμα 4.1: κυκλωματικό σχεδιάγραμμα του αισθητήρα τάσης (μία φάση).

Η υλοποίηση του κυκλώματος είναι πολύ απλή. Η μέτρηση της τάσης ( $V_{\text{measure}}$ ) περνά μέσα από έναν διαιρέτη τάσης (συστοιχία 47 kΩ) και στην συνέχεια με τις κατάλληλες αντιστάσεις αίσθησης ( $R_{\text{sense}}$ ) μία τάση ανάλογη της μετρούμενης τάσης εφαρμόζεται στην είσοδο του αναλογικού απομονωτή (analog isolator). Αυτός με την σειρά του στην έξοδό του βγάζει το σήμα τάσης που είναι ανάλογο της τάσης εισόδου του, και έπειτα αυτό το σήμα οδηγείται στον μετατροπέα αναλογικού - ψηφιακού (Analog to Digital Converter – ADC) σήματος του επεξεργαστή, οπότε ύστερα είναι και διαθέσιμη η τάση σε ψηφιακή μορφή για τους αναγκαίους υπολογισμούς.

Πάνω από τον διαιρέτη τάσης φαίνεται και ένα πλαίσιο με κενές βούλες, το οποίο στην πραγματικότητα είναι καρφίτσες (pins) οι οποίες επιτρέπουν την επιλογή του μεγέθους του διαιρέτη μέσω της τοποθέτησης ενός βραχυκυκλωτήρα (jumper). Οι διαθέσιμες επιλογές θα αναλυθούν παρακάτω.

Κάτω από τον διαιρέτη έχει τοποθετηθεί, επίσης, ένα φίλτρο υψηλών συχνοτήτων με συχνότητα αποκοπής  $f_{\text{cut-off}} = \sim 150 \text{ Hz}$  έτσι ώστε να μπορεί να απομονωθεί η πρωτεύουσα αρμονική της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα. Όπως και με τον διαιρέτη, υπάρχει δυνατότητα επιλογής μεταξύ των πυκνωτών.

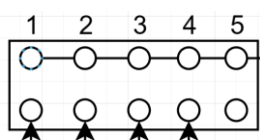
Ο αναλογικός απομονωτής που επιλέχθηκε είναι ο ACPL-785J-000E [33]. Στα χαρακτηριστικά του αναγράφονται ορισμένα περιθώρια τιμών για τις τάσεις εισόδου και εξόδου, ωστόσο αυτές διαφέρουν αρκετά από την πραγματικότητα. Στον Πίνακα 4.3 αναγράφονται οι τιμές αυτές καθώς και οι τιμές που τελικά βρέθηκαν από τα πειράματα:

ACPL-785J-000E Analog Isolator		
Τάσεις	Φύλλο δεδομένων	Πειραματικές δοκιμές
Τάση εισόδου ( $\pm V_{\text{in}}$ )	$\pm 200 \text{ mV}$	$\sim \pm 142 \text{ mV}$
Τάση εξόδου ( $\pm V_{\text{out}}$ )	$[0, 5 \text{ V}]$	$\sim [0, 3.56 \text{ V}]$
Τάση τροφοδοσίας		5 V

Πίνακας 4.3: Σημαντικές τιμές τάσεων του ACPL-785J-000E.

Παρόλο που η τάση τροφοδοσίας είναι 5 V, η διαθέσιμη τάση που λήφθηκε από την μπλε πλακέτα ελέγχου του αντιστροφέα ήταν 12 V. Επομένως, χρησιμοποιήθηκε και ένας γραμμικός ρυθμιστής τάσης (LDO Voltage Regulator - L4941BDT-TR [34]) για να υποβιβαστεί η τάση από 12 V  $\rightarrow$  5 V ώστε να μην χρειαστεί παραπάνω εξοπλισμός τροφοδοσίας.

Οι διαθέσιμες θέσεις για βραχυκύκλωση (Σχήμα 4.2) του διαιρέτη δίνουν δυνατότητες επιλογής των αντιστάσεων και συνεπώς αλλαγή της μέγιστης δυνατής τάσης εισόδου αίσθησης:



Σχήμα 4.2: διαθέσιμες θέσεις επιλογής αντιστάσεων του διαιρέτη τάσης.

Τοποθέ- τηση βραχυ- κυκλωτήρα	Διαθέσιμο εύρος τάσης (πλάτος)	Διαθέσιμο πλάτος συνεχούς τάσης για μέτρηση πολικής ( $V_{\text{pol,peak}} = V_{\text{DC}}$ )	Διαθέσιμο πλάτος συνεχούς τάσης για μέτρηση φασικής ( $V_{\text{ph,peak}} = \frac{2}{3} V_{\text{DC}}$ )
Θέση 1 <sup>η</sup>	$[-40, 40 V_{\text{peak}}]$	$[-40, 40 V_{\text{DC}}]$	$[-60, 60 V_{\text{DC}}]$
Θέση 2 <sup>η</sup>	$[-80, 80 V_{\text{peak}}]$	$[-80, 80 V_{\text{DC}}]$	$[-120, 120 V_{\text{DC}}]$
Θέση 3 <sup>η</sup>	$[-120, 120 V_{\text{peak}}]$	$[-120, 120 V_{\text{DC}}]$	$[-180, 180 V_{\text{DC}}]$
Θέση 4 <sup>η</sup>	$[-160, 160 V_{\text{peak}}]$	$[-160, 160 V_{\text{DC}}]$	$[-240, 240 V_{\text{DC}}]$
Θέση 5 <sup>η</sup>	$[-200, 200 V_{\text{peak}}]$	$[-200, 200 V_{\text{DC}}]$	$[-300, 300 V_{\text{DC}}]$

Πίνακας 4.4: Επιλογές βραχυκύκλωσης καρφισών και διαθέσιμο εύρος μέτρησης τάσης.



Οι τιμές του Πίνακα 4.4 συγκεντρώθηκαν πειραματικά, χρησιμοποιώντας ένα σήμα συνεχούς τάσης με αυξανόμενη τιμή έως ότου επέλθει κορεσμός της εξόδου του απομονωτή.

Πειραματικά επίσης, μετρήθηκε η καθυστέρηση που προκαλεί το φίλτρο 2<sup>ης</sup> τάξεως στην είσοδο της μέτρησης:

---

### Καθυστέρηση φίλτρου 2<sup>ης</sup> τάξης

---

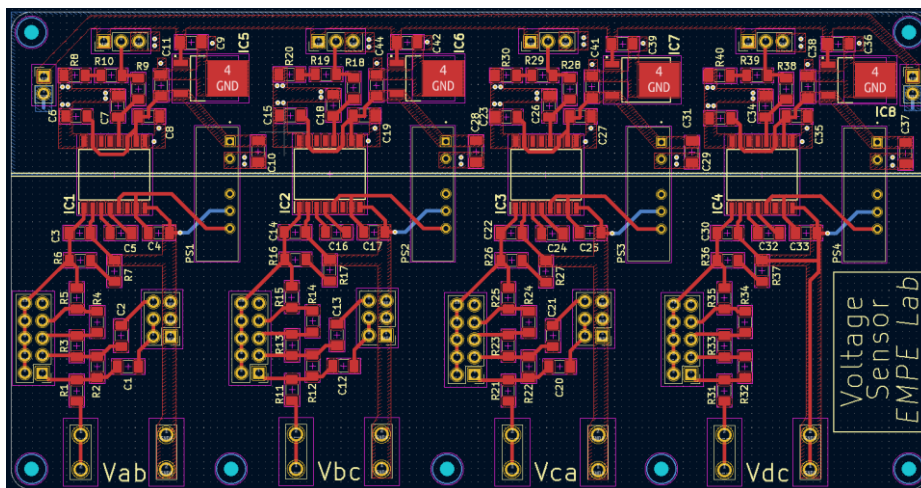
~ 1700  $\mu$ s

---

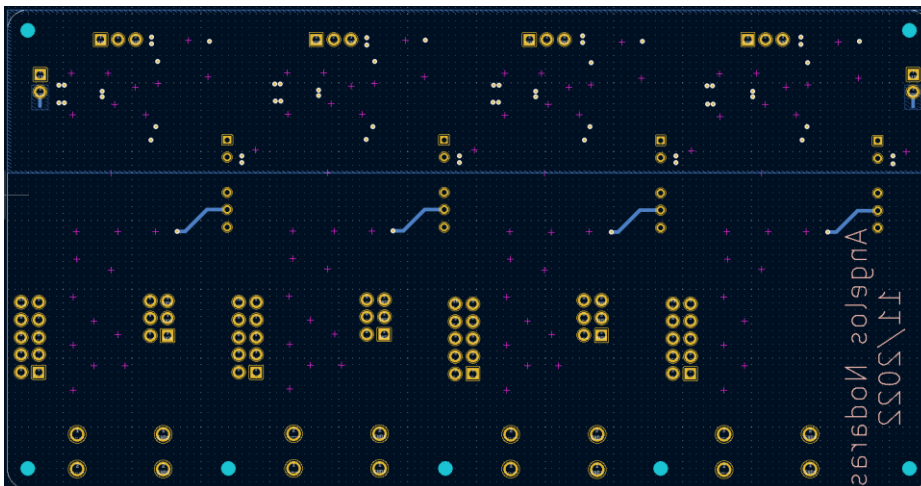
Πίνακας 4.5: καθυστέρηση φίλτρου 2<sup>ης</sup> τάξης.

Για να γίνει η μέτρηση, συγκρίθηκε η τάση απευθείας από τον μετασχηματιστή με την τάση στην έξοδο του απομονωτή. Αυτό σημαίνει πως στην τιμή που αναγράφεται στον πίνακα συμπεριλαμβάνεται και η όποια καθυστέρηση μπορεί να προκαλεί ο απομονωτής και τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος. Ωστόσο, οι λοιπές αυτές καθυστερήσεις θεωρούνται αμελητέες μπροστά στην τάξη μεγέθους της καθυστέρησης του φίλτρου.

Στην Εικόνα 4.7 και 4.8 φαίνεται το PCB (Printed Circuit Board) του αισθητήρα:



Εικόνα 4.7: άνω όψη PCB του αισθητήρα τάσης.



Εικόνα 4.8: κάτω όψη PCB του αισθητήρα τάσης.

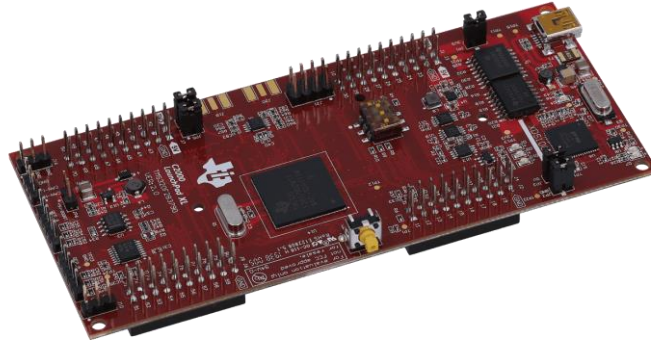
#### 4.1.5.2 Προτάσεις για βελτίωση – Αλλαγές

Κατά την πορεία των εργαστηριακών δοκιμών αλλά και έπειτα από συζητήσεις με το προσωπικό του εργαστηρίου, ανιχνεύθηκαν ορισμένα σημεία στα οποία ο αισθητήρας μπορεί να δεχθεί σημαντική βελτίωση. Συνοπτικά:

- Η ανάγκη να περιορίζεται η τάση μεταξύ μερικών εκατοντάδων millivolt ( $\sim \pm 142$  mV) ωθεί τον σχεδιασμό με έναν μεγάλο διαιρέτη τάσης πολλαπλών εκατοντάδων kΩ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα παραγωγή θορύβου μερικών millivolt [mV] ο οποίος είναι συγκρίσιμος με την τάση εισόδου του απομονωτή. Η μέτρηση λόγω αυτού δυσχεραίνεται, και παρόλο που ο ACPL-785J-000E διαθέτει φίλτρο υψηλών συχνοτήτων στην έξοδό του, συνίσταται η προσθήκη ενός ακόμη φίλτρου στην έξοδό του με συχνότητα αποκοπής γύρω στα 1.5 kHz.
- Η έξοδος του απομονωτή περνάει με τη σειρά της από έναν διαιρέτη που υποβιβάζει την τάση από τα 5 V στα 3.3 V. Ωστόσο, η αντίσταση εισόδου του ADC πολλές φορές δεν είναι άμεσα γνωστή, επομένως η διαίρεση τάσης μπορεί να μην είναι αυτή που περιμένει ο χρήστης. Προτείνεται η προσθήκη ενός ενισχυτή πριν την είσοδο του ADC ο οποίος θα μπορεί να παρέχει κατάλληλο ρεύμα χωρίς να αλλοιωθεί η επιλεγμένη διαίρεση.
- Το φίλτρο υψηλών συχνοτήτων που βρίσκεται στην πλευρά μέτρησης με συχνότητα αποκοπής  $f_c = 150$  Hz μπορεί να θεωρηθεί και αχρείαστο, καθώς σπανίως χρειάζεται η απομονωμένη μέτρηση της πρωτεύουσας αρμονικής τάσης του αντιστροφέα. Σε κάθε περίπτωση, εάν χρησιμοποιηθεί πρέπει να συνυπολογιστεί στην μέτρηση η διαφορά φάσης και η πτώση τάσης που προκαλεί το φίλτρο.
- Σε γενικές γραμμές, ο ACPL-785J-000E προτείνεται κυρίως για μέτρηση ρεύματος, καθώς για υψηλότερες τάσεις υπάρχει το πρόβλημα με τον θόρυβο που μόλις αναφέρθηκε. Σε περίπτωση που οι τάσεις μέτρησης είναι μικρές τότε μπορεί να αξιοποιηθεί με αποτελεσματικότητα, όμως γενικότερα προτείνεται η χρήση κάποιου άλλου αισθητήρα τύπου Hall (όπως είναι οι LEM) οι οποίοι περιλαμβάνουν μαγνητικό κύκλωμα και είναι πιο ανθεκτικοί στον θόρυβο. Φυσικά, στην συνολική σχεδίαση πρέπει να θεωρηθεί και ο όγκος του αισθητήρα ο οποίος θα αλλάξει σημαντικά ανάλογα με το στοιχείο απομόνωσης.

#### 4.1.6 Ο μικροελεγκτής Launchpad F28379D-C2000

Για τον έλεγχο του μετατροπέα αξιοποιείται η πλακέτα του μικροελεγκτή F28379D της Texas Instruments [30]. Το ολοκληρωμένο κύκλωμα φαίνεται στην Εικόνα 4.9:



Εικόνα 4.9: Η πλακέτα του μικροελεγκτή F28379D της Texas Instruments με τον επεξεργαστή C2000.

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα περιλαμβάνει έτοιμες εξόδους για την οδήγηση των παλμών για την έναυση και σβέση των διακοπτικών στοιχείων, αναλογικούς – ψηφιακούς μετατροπείς (ADC), ψηφιακούς – αναλογικούς μεταροπείς (DAC), είσοδο – έξοδο για επικοινωνία μέσω CAN-Bus, καρφίτσες γενικής χρήσης (General Purpose Input/Output – GPIO pins) κ.ά. Φυσικά, περιλαμβάνει και τον επεξεργαστή C2000 με ρολόι 200 MHz ο οποίος έχει διαμορφωθεί κατάλληλα από τον κατασκευαστή ώστε να προγραμματίζεται αυτόματα από το πρόγραμμα προσομοίωσης PLECS που έχει αξιοποιηθεί και στις προσομοιώσεις. Υπάρχει επίσης δυνατότητα προγραμματισμού του πάλι μέσω του PLECS αλλά όχι αυτόματα, δηλαδή με τη χρήση δεύτερου λογισμικού που λέγεται Code Composer Studio – CCS όπου πλέον ο χρήστης μπορεί να προγραμματίσει τον C2000 απευθείας σε γλώσσα προγραμματισμού C.



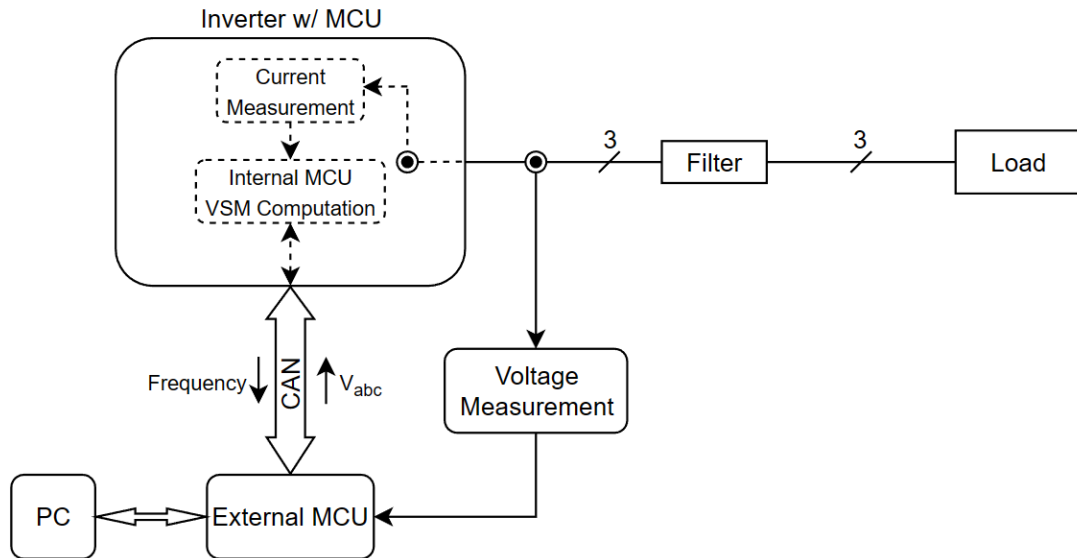
## 4.2 Η συνολική πειραματική διάταξη

Αφού έχουν αναλυθεί όλα τα στοιχειώδη κομμάτια του πειράματος, στην Εικόνα 4.10 φαίνεται η συνολική πειραματική διάταξη στην τελική της μορφή, όπως αξιοποιήθηκε στο εργαστήριο για τη λήψη πειραματικών δεδομένων:



Εικόνα 4.10: Η συνολική πειραματική διάταξη.

Στην τελική πειραματική διάταξη πέραν όσων αναλύθηκαν, εν τέλει χρησιμοποιήθηκε και δεύτερη πλακέτα μικροεπεξεργαστή της Texas Instruments (η ίδια με αυτήν που υπάρχει στον αντιστροφέα). Ο ρόλος της είναι να μεταβιβάζει την μέτρηση της τάσης στον μικροελεγκτή του αντιστροφέα μέσω CAN-Bus και να λαμβάνει την παραγωγή συχνότητας από την εξίσωση ταλάντωσης που επιλύεται στον επεξεργαστή του αντιστροφέα (πάλι μέσω CAN). Για καλύτερη κατανόηση του συστήματος, παρατίθεται στο Σχήμα 4.3 και το σχεδιάγραμμα μετρήσεων και επικοινωνίας:



Σχήμα 4.3: Σχεδιάγραμμα μετρήσεων και επικοινωνίας.

Όπως φαίνεται λοιπόν, ο μικροελεγκτής του αντιστροφέα λαμβάνει τις 2 μετρήσεις ρεύματος και τάσης και κάνει τους κατάλληλους υπολογισμούς, οι οποίοι θα φανούν λίγο παρακάτω. Η μεταβίβαση της συχνότητας στον εξωτερικό ελεγκτή επιτρέπει να εξαχθεί μέσω ψηφιακού σε αναλογικό (DAC) μετατροπέα και να ληφθεί η τιμή της μέσω παλμογράφου. Κατ' αυτόν τον τρόπο, υπάρχει μονίμως διαθέσιμη η πραγματική τιμή της συχνότητας της όλης διάταξης και μάλιστα χωρίς να χρειαστεί κάποιος παραπάνω εξοπλισμός μέτρησής της, όπως θα ήταν για παράδειγμα ένας βρόχος κλειδώματος φάσης.

### 4.3 Ο έλεγχος του αντιστροφέα

Προκειμένου να συμπεριφερθεί με τον επιθυμητό τρόπο ο αντιστροφέας, είναι προφανώς απαραίτητο να εφαρμοστεί ο κατάλληλος κώδικας ελέγχου στον επεξεργαστή που παράγει τους παλμούς των διακοπών. Αυτός εφαρμόστηκε μέσω του λογισμικού PLECS, ο οποίος όπως έχει ήδη αναφερθεί μεταγλωττίζει αυτόματα το σύστημα ελέγχου (όπως αυτό της προσομοίωσης) σε κώδικα απευθείας στον επεξεργαστή. Αυτός ο τρόπος προγραμματισμού επιτρέπει μεγάλη ευκολία και ταχύτητα σε αλλαγές στο σύστημα ελέγχου χωρίς ο χρήστης να χρειάζεται να έχει γνώσεις προγραμματιστικού περιβάλλοντος. Φυσικά, όπως είναι λογικό σε κάθε αυτόματη ενέργεια, το γεγονός αυτό καθιστά τους επεξεργαστές αυτούς αλλά και τον έλεγχο γενικότερα να είναι σχετικά απλοϊκός και να μην μπορεί να φτάσει σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες, ωστόσο οι δυνατότητες που προσφέρει είναι επαρκείς για τον έλεγχο του αντιστροφέα στην συγκεκριμένη διάταξη.

### 4.3.1 Σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα

Το μεγαλύτερο μέρος του ελέγχου προγραμματίζεται μέσα στον επεξεργαστή που βρίσκεται εντός του αντιστροφέα, καθώς αυτός είναι που παράγει τους παλμούς. Στην συνέχεια θα αναλυθεί το σύστημα ελέγχου.

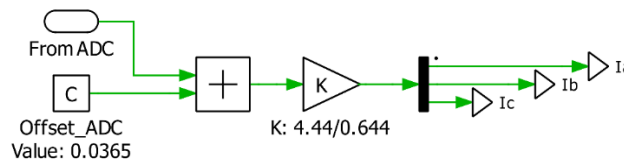
#### 4.3.1.1 Η βαθμονόμηση του ρεύματος

Η μέτρηση του ρεύματος από τα LEM πρέπει να τροφοδοτηθεί καταλλήλως στον μετατροπέα αναλογικό σε ψηφιακό του μικροελεγκτή και στην συνέχεια να μετατραπεί σε φυσική τιμή. Ο σχεδιαστής του αντιστροφέα έχει μεριμνήσει ώστε το κύκλωμα αίσθησης να παράγει τάση κατάλληλη (από 0 έως 3.3 V) και στην συνέχεια αυτή οδηγείται στους μετατροπείς. Οι μετατροπείς αυτοί ενεργοποιούνται μέσω PLECS με το block που φαίνεται στο Σχήμα 4.4:



Σχήμα 4.4: ο μετατροπέας αναλογικό σε ψηφιακό.

Στην συνέχεια, γίνεται βαθμονόμηση των μετρήσεων έτσι ώστε να έχουν τιμή που αντιστοιχεί στο πραγματικό ρεύμα που μετρούν. Η απεικόνιση φαίνεται στο Σχήμα 4.5:

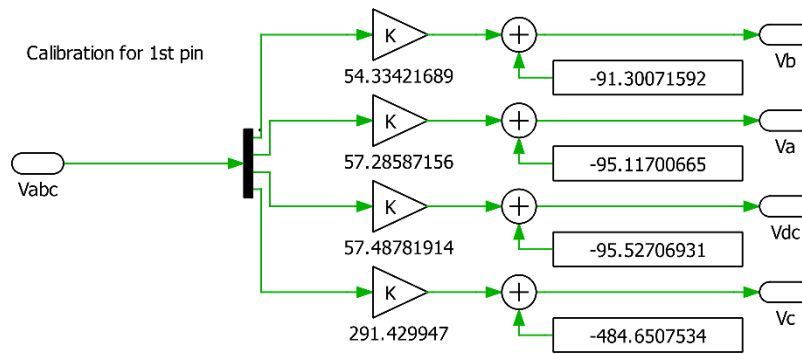


Σχήμα 4.5: η βαθμονόμηση της μέτρησης ρεύματος.

Έτσι, με αυτό το σύστημα ο επεξεργαστής θα λαμβάνει την μέτρηση και στην συνέχεια θα αξιοποιεί την πραγματική τιμή του ρεύματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι αυτή η διαδικασία έχει γίνει από πριν από τον σχεδιαστή του αντιστροφέα.

#### 4.3.1.2 Η βαθμονόμηση της τάσης

Κατά τρόπο πλήρως αντίστοιχο έχει πραγματοποιηθεί και η βαθμονόμηση για την μέτρηση της τάσης, με μία μικρή διαφορά. Λόγω της δυνατότητας επιλογής του διαιρέτη τάσης, έχουν γίνει μετρήσεις προκειμένου να μπορέσει να γίνει σωστή βαθμονόμηση για κάθε πιθανό συνδυασμό διαίρεσης. Στο Σχήμα 4.6 φαίνεται το σύστημα βαθμονόμησης:



Σχήμα 4.6: η βαθμονόμηση της μέτρησης τάσεως.

Στην συνέχεια παρατίθενται στον Πίνακα 4.6 και όλες οι τιμές των βαθμονομήσεων για όλους τους συνδυασμούς των διαιρετών:

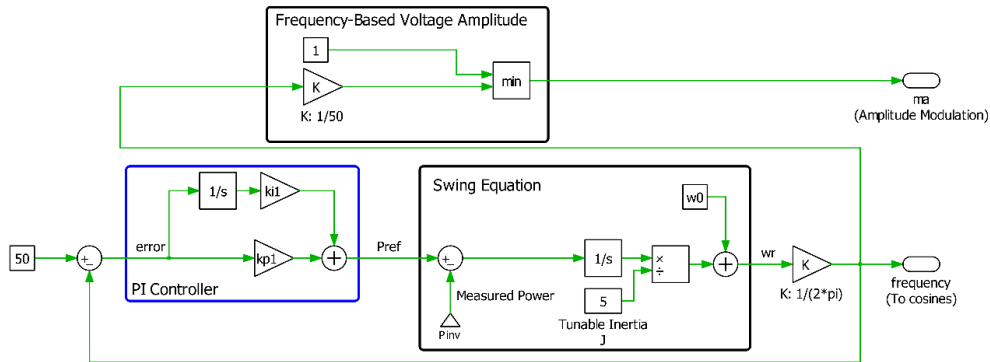
Θέση βραχυκυκλωτήρα	Συνολική αντίσταση	Μετρούμενη φάση	$V_{real} = a \cdot V_{meas} + b$	
			a	b
1 <sup>η</sup>	~47 kΩ	$V_{ab}$	57.286	-95.117
		$V_{bc}$	54.334	-91.301
		$V_{ca}$	55.965	-92.629
		$V_{DC}$	57.488	-95.527
2 <sup>η</sup>	~94 kΩ	$V_{ab}$	114.888	-190.895
		$V_{bc}$	111.233	-187.277
		$V_{ca}$	-	-
		$V_{DC}$	115.534	-192.086
3 <sup>η</sup>	~141 kΩ	$V_{ab}$	171.76	-285.206
		$V_{bc}$	169.771	-286.145
		$V_{ca}$	-	-
		$V_{DC}$	174.917	-291.109
4 <sup>η</sup>	~188 kΩ	$V_{ab}$	227.584	-377.575
		$V_{bc}$	228.858	-386.254
		$V_{ca}$	-	-
		$V_{DC}$	230.07	-382.173
5 <sup>η</sup>	~235 kΩ	$V_{ab}$	294.207	-489.532
		$V_{bc}$	284.962	-480.77
		$V_{ca}$	291.43	-484.651
		$V_{DC}$	285.735	-474.479

Πίνακας 4.6: πλήρης βαθμονόμηση για τον αισθητήρα τάσης

Όπως φαίνεται, λείπουν ορισμένες τιμές για την φάση  $V_{ca}$ , και ο λόγος θα αναλυθεί αργότερα στην υποενότητα προβλημάτων. Παρόλα αυτά, χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά η 5<sup>η</sup> θέση στις πειραματικές δοκιμές, για την οποία ήταν δυνατό να γίνει βαθμονόμηση.

### 4.3.1.3 Η παραγωγή συχνότητας και πλάτους τάσης

Η παραγωγή της φάσης και του πλάτους των ημιτόνων γίνεται σε πλήρη αντιστοιχία με την ανάλυση που έχει γίνει για την εικονική γεννήτρια του 3<sup>ου</sup> κεφαλαίου, επομένως δεν θα αναλυθεί διεξοδικά. Η βασική διαφορά είναι ότι πλέον η μέτρηση της ισχύος γίνεται με πραγματικά δεδομένα, από τις μετρήσεις δηλαδή του ρεύματος και της τάσης. Στο Σχήμα 4.7 φαίνεται συνοπτικά το σύστημα:

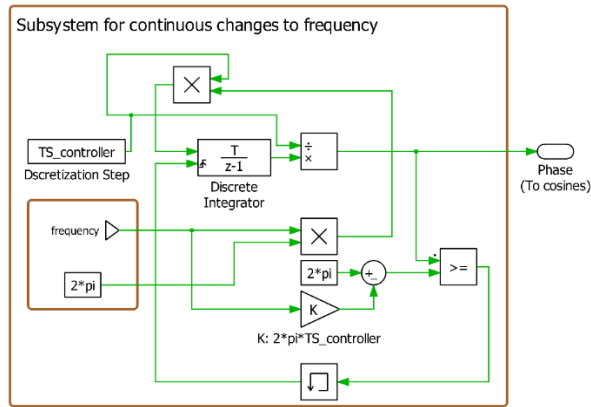


Σχήμα 4.7: ο έλεγχος του αντιστροφέα.

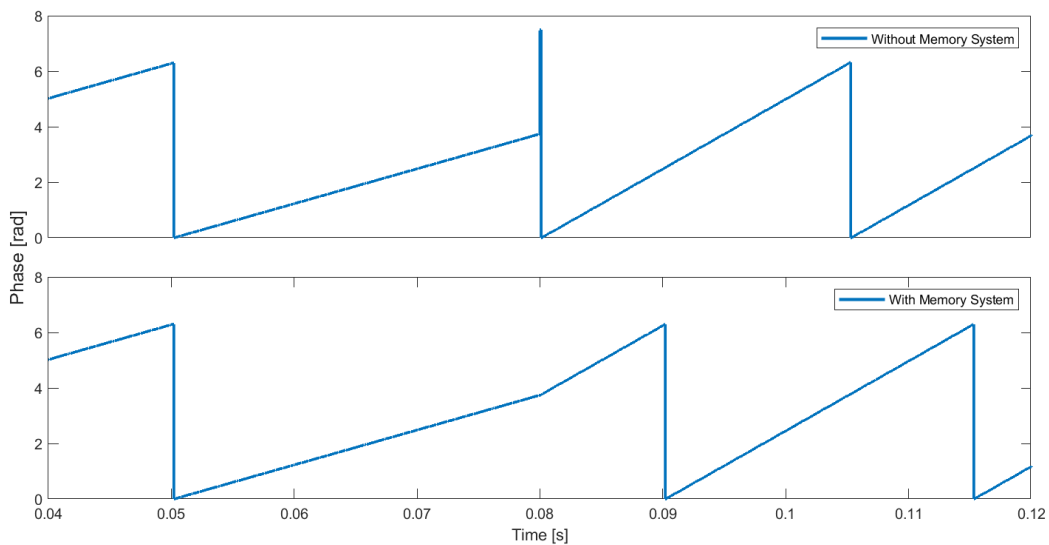
Μία ακόμη μικρή διαφορά η οποία φαίνεται στο υποσύστημα υπολογισμού του συντελεστή  $m_a$  είναι ότι αντί να χρησιμοποιηθεί το πλάτος της τάσης, χρησιμοποιείται η συχνότητα σε ανά μονάδα σύστημα για να συγκριθεί με την μέγιστη δυνατή τιμή του συντελεστή. Θα ήταν δυνατό αντί να γίνει η σύγκριση με το «1» να επιλεγεί μια μικρότερη τιμή για τον συντελεστή, ωστόσο σε γενικές γραμμές συνίσταται να είναι η τιμή του κοντά στην μονάδα γιατί έτσι αφενός είναι καλύτερη η ποιότητα του ημιτόνου της τάσης εξόδου και αφετέρου αξιοποιείται καλύτερα το επίπεδο της συνεχούς τάσης εισόδου.

### 4.3.1.4 Ο υπολογισμός της φάσης των ημιτόνων

Ο υπολογισμός της φάσης των ημιτόνων στις προσομοιώσεις γινόταν με απλή ολοκλήρωση της γωνιακής συχνότητας που παραγόταν από την εξίσωση ταλάντωσης. Στην περίπτωση των εργαστηριακών πειραμάτων, είναι προτιμητέο να μετατραπεί το σήμα της φάσης σε διακριτό χρόνο καθώς αυτό θα επιτρέψει στον χρήστη να ορίζει με ακρίβεια το βήμα μεταβολής της φάσης, γιατί σε άλλη περίπτωση απλώς θα γίνει διακριτοποίηση από τον ίδιο τον επεξεργαστή. Ωστόσο, αυτή η διαδικασία χρειάζεται προσοχή, καθώς δεν είναι δεδομένη η συνεχής παραγωγή συχνότητας όταν συμβαίνουν απότομες μεταβολές της. Με άλλα λόγια, σε επίπεδο προσομοίωσης βρέθηκε ότι αφού έχει γίνει διακριτοποίηση, όταν γίνεται απότομη μεταβολή της συχνότητας το κύκλωμα μηδενίζει στιγμιαία την φάση. Έτσι, υλοποιήθηκε το κύκλωμα για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα αυτό όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8:



Σχήμα 4.8: υποσύστημα «μνήμης» ομαλών μεταβάσεων σε απότομες μεταβολές της συχνότητας. Στο Σχήμα 4.9 φαίνεται και το αποτέλεσμα της προσθήκης αυτού του συστήματος, συγκριτικά με την περίπτωση όπου γίνεται απλή διακριτοποίηση:



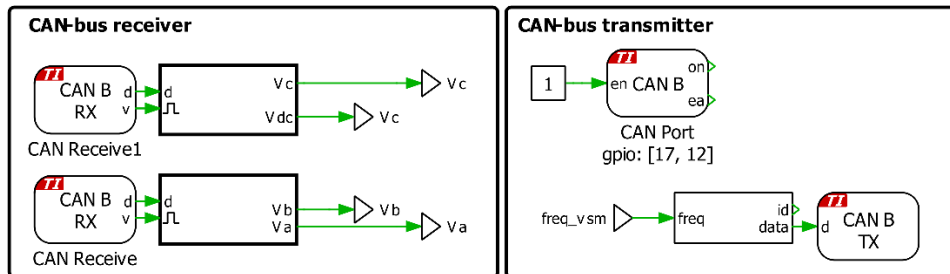
Σχήμα 4.9: Υπολογισμός φάσης χωρίς υποσύστημα «μνήμης» (πάνω) και με υποσύστημα «μνήμης» (κάτω) σε περίπτωση μεταβολής της συχνότητας.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9, στην περίπτωση που δεν περιλαμβάνεται το κύκλωμα «μνήμης», όταν συμβεί μία μεταβολή της συχνότητας (δηλαδή του ρυθμού μεταβολής της φάσης) τότε η φάση μηδενίζεται και έπειτα ξεκινάει από την αρχή με το νέο ρυθμό μεταβολής. Αυτό είναι κάτι ανεπιθύμητο, διότι προκαλεί ασυνέχεια λειτουργίας στα φορτία, ενώ στην 2<sup>η</sup> περίπτωση υπάρχει ομαλή μετάβαση της φάσης.

Σημείωση: αυτό το υποσύστημα βρίσκει ιδιαίτερα σημαντική εφαρμογή στην κίνηση ηλεκτρικών κινητήρων, όπου μια απότομη μεταβολή στην συχνότητα προέρχεται από μια μεταβολή στις επιθυμητές στροφές της μηχανής. Έτσι, εάν υπήρχε αυτή η ασυνέχεια, θα προκαλούνταν ένα επιβλαβές μεταβατικό φαινόμενο, κατά το οποίο θα ασκούσαν ροπή στην μηχανή υπό ακατάλληλη γωνία.

### 4.3.1.5 Ο ορισμός του CAN – Bus

Το τελικό κομμάτι του ελέγχου του αντιστροφέα έγκειται στην εισαγωγή της επικοινωνίας μέσω CAN, καθώς πρέπει να υπάρχει λήψη της μέτρησης τάσεως από τον εξωτερικό μικροελεγκτή. Το σύστημα φαίνεται στο Σχήμα 4.10:



Σχήμα 4.10: Τα απαραίτητα block για τη λειτουργία του CAN – Bus.

Η θέση σε λειτουργία του CAN γίνεται με εξαιρετικά απλό τρόπο χάρη στο λογισμικό PLECS. Αρκεί να ενεργοποιηθεί μέσω του “CAN Port” block και ύστερα απλώς χρειάζεται να προστεθούν τα δεδομένα αποστολής και λήψης.

Παρόλο που αυτή η μέθοδος επικοινωνίας δεδομένων είναι εξαιρετικά ανθεκτική, είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι προκαλεί μία καθυστέρηση στην μέτρηση της φάσης, αφού η αποστολή και η λήψη των δεδομένων εξαρτάται από τον χρονισμό των επεξεργαστών και των δύο μικροελεγκτών. Για αυτό τον λόγο έγινε προσπάθεια μέτρησης του χρόνου καθυστέρησης, και βρέθηκαν τα αποτελέσματα που φαίνονται στον Πίνακα 4.7:

Baud Rate (Ρυθμός αποστολής)	Καθυστέρηση
250 kbps	1000 μs
1000 kbps (μέγιστη τιμή)	400 μs

Πίνακας 4.7: καθυστέρηση λόγω CAN.

Για να πραγματοποιηθεί η μέτρηση, στάλθηκε το ίδιο σήμα στον μικροελεγκτή του αντιστροφέα και στον εξωτερικό. Και τα δύο σήματα λήφθηκαν από τον αναλογικό / ψηφιακό μετατροπέα (ADC) και στην συνέχεια και τα δύο σήματα περάστηκαν στον ψηφιακό / αναλογικό μετατροπέα (DAC) του εκάστοτε μικροελεγκτή. Τέλος, συγκρίθηκαν τα σήματα και μετρήθηκε η καθυστέρησή τους από τον παλμογράφο.

Φυσικά, οι χρόνοι που έχουν σημειωθεί στον Πίνακα 4.7 ενδεχομένως να διαφέρουν εάν υπάρχουν πολλά περισσότερα δεδομένα αποστολής και λήψης μεταξύ δύο συστημάτων. Ωστόσο, οι καθυστερήσεις μετρήθηκαν μαζί με τον υπόλοιπο συνολικό έλεγχο, οπότε για την συγκεκριμένη εφαρμογή δίνουν (τουλάχιστον ως προς την τάξη μεγέθους) μια ικανοποιητική ακρίβεια. Σε κάθε περίπτωση, στην περίπτωση που οι μετρήσεις της τάσης θα χρησιμοποιούνταν για υπολογισμούς που χρειάζονται μεγάλη ακρίβεια (π.χ. για ένα βρόχο

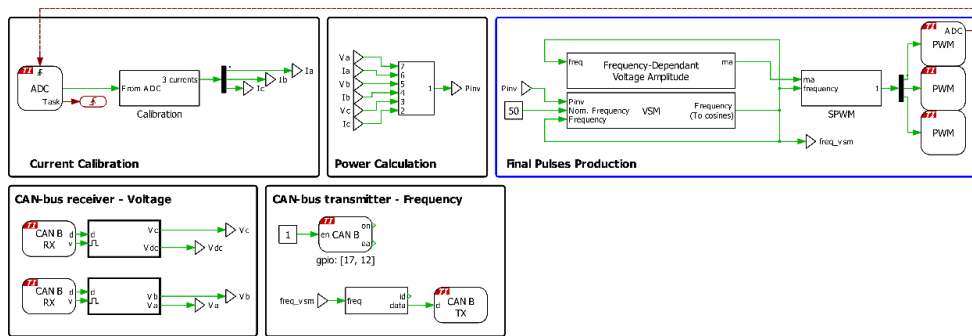


κλειδώματος φάσης), τότε πρέπει να συνυπολογιστούν ενδεχομένως με μεγαλύτερη ακρίβεια οι όποιες καθυστερήσεις.

Η αύξηση του ρυθμού αποστολής φέρει μια ελάττωση του μέγιστου μήκους του καλωδίου που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αποστολή δεδομένων. Παρόλα αυτά, εφόσον στην συγκεκριμένη εφαρμογή το καλώδιο ήταν έτσι κι αλλιώς εξαιρετικά κοντό (περίπου 50 εκ.) αυτό δεν αποτελεί ανησυχία, και εν τέλει χρησιμοποιήθηκε ο υψηλότερος δυνατός ρυθμός μεταβολής (1000 Mbps).

#### 4.3.1.6 Ο συνολικός έλεγχος του μικροελεγκτή του αντιστροφέα

Για χάρη πληρότητας, παρατίθεται και συνολικά όλο το σύστημα ελέγχου στο Σχήμα 4.11:

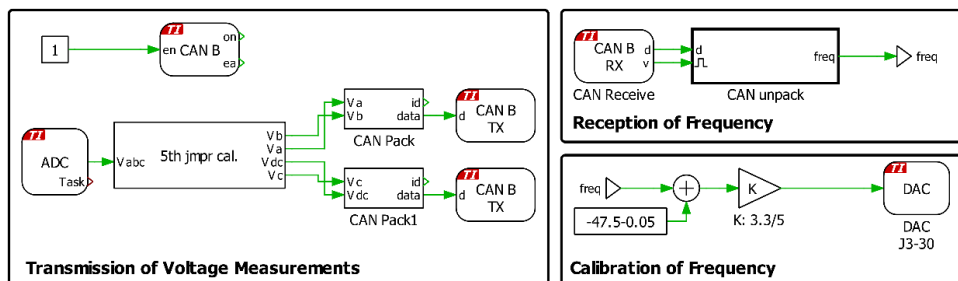


Σχήμα 4.11: ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου του μικροελεγκτή του αντιστροφέα.

Το μόνο που δεν έχει επεξηγηθεί είναι τα block PWM. Αυτά αντιστοιχούν σε συγκεκριμένες εξόδους (καρφίτσες) του μικροελεγκτή, κατάλληλα διαμορφωμένες για να παράγουν παλμούς με υψηλή ακρίβεια. Αρκεί, λοιπόν, να εισαχθεί το διαμορφωμένο σήμα ημιτόνου για να παραχθεί έλεγχος SPWM.

#### 4.3.2 Σύστημα ελέγχου του εξωτερικού μικροελεγκτή

Ο εξωτερικός μικροελεγκτής έχει πολύ απλό έλεγχο, αφού χρησιμοποιήθηκε τελικά μόνο για να μεταδώσει τις μετρήσεις τάσης και να λάβει την παραγωγή της συχνότητας. Το σύστημα ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 4.12:



Σχήμα 4.12: ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου του εξωτερικού μικροελεγκτή.

Ο έλεγχος είναι εξαιρετικά απλός και το μόνο που περιλαμβάνει που δεν αφορά την αποστολή και λήψη μέσω CAN είναι η βαθμονόμηση της συχνότητας. Αυτή



χρησιμεύει ώστε να μπορέσει να διαβαστεί η συχνότητα μέσω του παλμογράφου, καθώς οι μεταβολές στην συχνότητα που αναμένονται θεωρείται ότι θα βρίσκονται εντός του εύρους [47.5, 52.5 Hz]. Έτσι, εφόσον η διαθέσιμη τάση εξόδου του μετατροπέα ψηφιακού / αναλογικού του μικροελεγκτή είναι [0, 3.3 V], η βαθμονόμηση θα «μεγεθύνει» τον παλμογράφο ώστε να αποτυπώνει μόνο το παραπάνω εύρος συχνότητας.

## 4.4 Αποτελέσματα – εκτέλεση του πειράματος

Το μόνο που απομένει σε αυτό το στάδιο είναι να αναλυθούν τα αποτελέσματα που απέδωσε η πειραματική διάταξη.

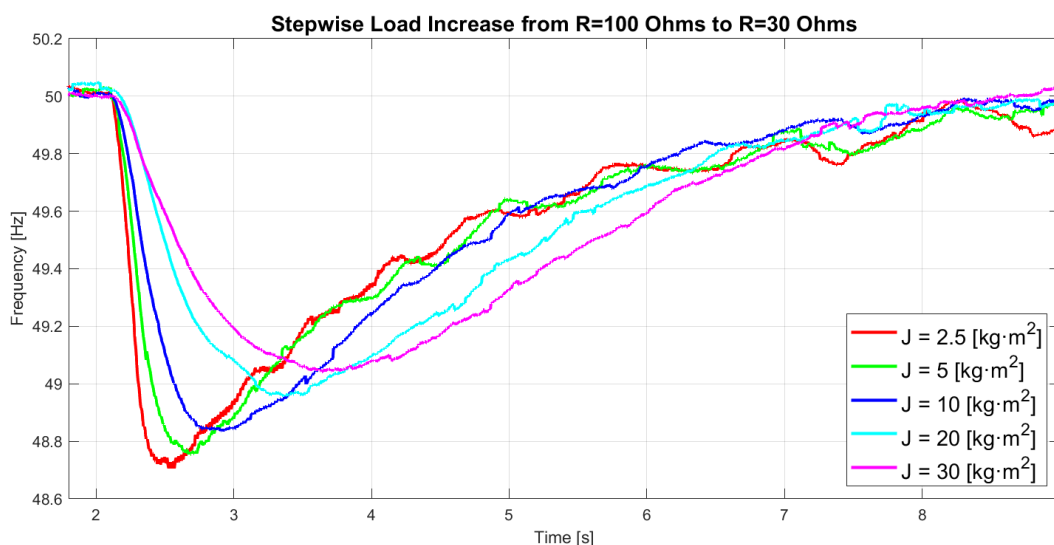
### 4.4.1 Πρώτη δοκιμή – Αύξηση φορτίου

Σε πρώτη φάση δοκιμάστηκε το σύστημα σε απότομη αύξηση φορτίου. Προς αυτόν τον σκοπό, τα φορτία χειρίστηκαν ως απλές αντιστάσεις και πραγματοποιήθηκε μια απότομη μεταβολή του φορτίου για διάφορες τιμές της σταθεράς αδράνειας J:

Μεταβολή (βηματικά)
$R_1 = 100 \Omega \rightarrow R_2 = 30 \Omega$

Πίνακας 4.8: πρώτη μεταβολή φορτίου

Το αποτέλεσμα στην επίδραση της συχνότητας φαίνεται στο Σχήμα 4.13:



Σχήμα 4.13: η απόκριση της συχνότητας σε απότομη αύξηση του φορτίου για διάφορες τιμές του J.

Στον Πίνακα 4.9 παρατίθενται και οι διάφορες παράμετροι και μετρήσεις του πειράματος:

$J$ [kg · m <sup>2</sup> ]	$R_L$ [Ω]	$V_{DC}$ [V]	$P_{1ph,I}$ [W]	$S_{1ph,I}$ [VA]	$\tilde{V}_{pol,inv}$ [V]	$\tilde{V}_{pol,LPF}$ [V]	$\tilde{I}_{clamp}$ [A]
<b>2.5</b>	30	235	230	233	166	141	2.7
<b>5</b>		234	208	210	163	135	2.65
<b>10</b>		234	220	227	170	135	2.8
<b>20</b>		234	230	238	164	139	2.7
<b>30</b>		233	230	231	161	139	2.7

Πίνακας 4.9: μετρήσεις από την πρώτη δοκιμή του πειράματος.

Όπως είναι εμφανές, το σύστημα έχει την αναμενόμενη συμπεριφορά και αντιδράει σύμφωνα με τη λογική και τα αποτελέσματα όλης της ανάλυσης που έχει προηγηθεί. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται μείωση της βύθισης (ναδίρ) της συχνότητας και μείωση του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας με αύξηση του συντελεστή αδράνειας. Επιπλέον, η συχνότητα επαναφέρεται στην ονομαστική με αργότερο ρυθμό στις υψηλότερες τιμές του  $J$ , και για μικρές τιμές του φαίνεται πως υπάρχει και μια μικρή ταλάντωση κατά την επαναφορά, πράγμα που είναι απολύτως λογικό, αφού ο συντελεστής αδράνειας βρίσκεται ως παρονομαστής στο σύστημα και η αύξησή του προσδίδει ανθεκτικότητα στο σύστημα και τις ταλαντώσεις.

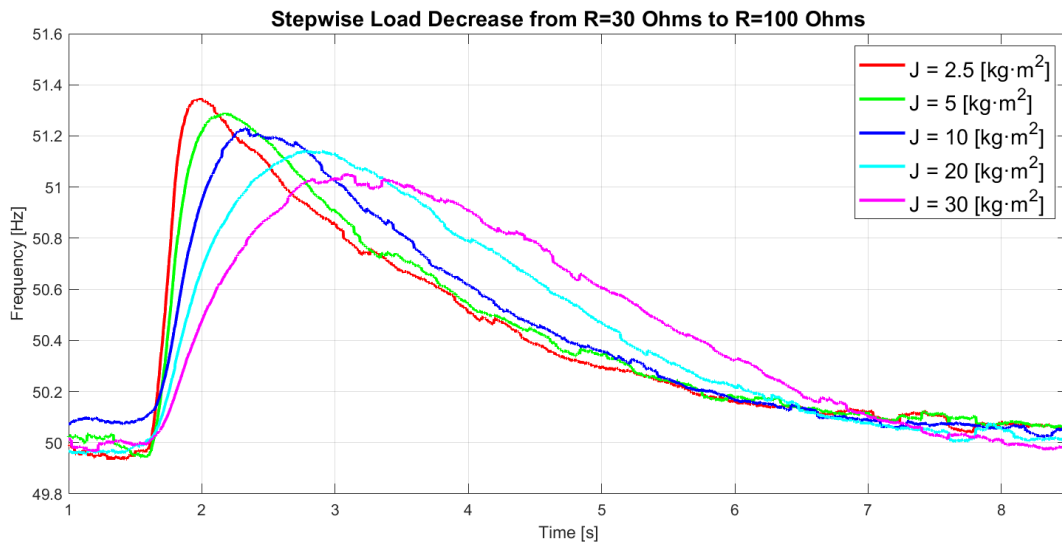
#### 4.4.2 Δεύτερη δοκιμή – Ελάττωση φορτίου

Σε δεύτερη φάση, θεωρήθηκε χρήσιμο να δοκιμασθεί η διάταξη και σε βηματική ελάττωση φορτίου για να επιβεβαιωθεί και σε αυτήν την περίπτωση ότι έχει τα αναμενόμενα αποτελέσματα. Η μεταβολή που πραγματοποιήθηκε φαίνεται στον Πίνακα 4.10:

<b>Μεταβολή (βηματικά)</b>
<b><math>R_1 = 30 \Omega \rightarrow R_2 = 100 \Omega</math></b>

Πίνακας 4.10: δεύτερη μεταβολή φορτίου.

Το αποτέλεσμα στην επίδραση της συχνότητας φαίνεται από το Σχήμα 4.14:



Σχήμα 4.14: η απόκριση της συχνότητας σε απότομη ελάττωση του φορτίου για διάφορες τιμές του J.

Παρατίθενται και οι διάφορες παράμετροι και μετρήσεις του πειράματος για τη δεύτερη δοκιμή στον Πίνακα 4.11:

$J$ [kg · m <sup>2</sup> ]	$R_L$ [Ω]	$V_{DC}$ [V]	$P_{1ph,l}$ [W]	$S_{1ph,l}$ [VA]	$\tilde{V}_{pol,inv}$ [V]	$\tilde{V}_{pol,LPF}$ [V]	$\tilde{I}_{clamp}$ [A]
<b>2.5</b>	100	247	73	75	176	151	0.98
<b>5</b>		247.5	67	70	173	148	0.95
<b>10</b>		246.7	72	75	176	150	0.97
<b>20</b>		246	75	78	176	151	0.97
<b>30</b>		246	77	79	175	150	0.98

Πίνακας 4.11: μετρήσεις από την πρώτη δοκιμή του πειράματος.

Όπως και προηγουμένως, το πείραμα θεωρείται επιτυχημένο διότι και πάλι ακολουθεί την φυσική λογική του συντελεστή αδράνειας. Πιο συγκεκριμένα, η αύξηση του J ελαττώνει το μέγιστο της συχνότητας και παράλληλα μειώνει τον ρυθμό μεταβολής της. Ακόμη, όπως φαίνεται έντονα και από την κυματομορφή με το φούξια χρώμα, οι υψηλές τιμές του συντελεστή καθυστερούν την επαναφορά στην ονομαστική συχνότητα. Επομένως, είναι ασφαλές να θεωρηθεί πως το πείραμα ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα.

### 4.4.3 Παρατηρήσεις

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι το πείραμα που εκτελέστηκε δεν αποτελεί επιβεβαίωση των θεωρητικών προσομοιώσεων καθώς το φορτίο αποτελούταν από αντιστάσεις ενώ οι προσομοιώσεις είχαν φορτία ρεύματος. Σε κάθε περίπτωση, με τις δύο παραπάνω δοκιμές έχει επιβεβαιωθεί ότι μπορεί να εφαρμοστεί έλεγχος Εικονικής Σύγχρονης Γεννήτριας σε πραγματικό

αντιστροφέα και να αποκριθεί σύμφωνα με τους υπολογισμούς της εξίσωσης ταλάντωσης. Ακόμη, παρόλο που το σύστημα μπορεί να ταλαντώνεται σε χαμηλές τιμές του συντελεστή αδράνειας (μάλιστα, σκόπιμα δεν δοκιμάσθηκαν χαμηλότερες τιμές λόγω αυτού), το σύστημα είναι γενικά ευσταθές και μπορεί να μεταβληθεί κατάλληλα το J προκειμένου να επιτευχθούν οι όποιοι στόχοι τόσο για το ναδίρ / ζενίθ συχνότητας, όσο και για τον ρυθμό μεταβολής της.

## 4.5 Προκλήσεις – Αντιμετωπίσεις στην εργαστηριακή διάταξη και το πείραμα

Το υποκεφάλαιο αυτό θα αφιερωθεί σε προκλήσεις που προέκυψαν κατά τη διάρκεια του εργαστηριακού κεφαλαίου, τις αντιμετώπισεις που ενδεχομένως έλυσαν τα προβλήματα και λοιπές παρατηρήσεις.

**Τα φορτία ως καταναλώσεις ρεύματος:** αρχικός σκοπός του πειράματος ήταν να ρυθμιστούν τα φορτία ώστε να καταναλώνουν σταθερό ρεύμα προκειμένου να υπάρχει μια σαφής συσχέτιση με τις θεωρητικές προσομοιώσεις. Παρόλο που τα φορτία ανεξαρτήτως μεταξύ τους (δηλαδή σε μονοφασική λειτουργία) μπορούσαν να λειτουργήσουν στην επιθυμητή κατάσταση, σε τριφασική λειτουργία φαίνεται πως υπήρχε πρόβλημα και πως η μόνη ρύθμιση που λειτουργούσε σωστά ήταν οι σταθερές αντιστάσεις. Αυτό το πρόβλημα πιθανότατα έγκειται στην μεταξύ τους επικοινωνία.

**Η μη-ημιτονοειδής τάση του αντιστροφέα και τα φορτία:** αρχικός σκοπός ήταν, ακόμη, να τοποθετηθύν πηνία διασύνδεσης 20 mH αντί για το φίλτρο, καθώς αυτό θα επέτρεπε το πείραμα να ταυτιστεί ακόμα περισσότερο με την προσομοίωση. Εν τέλει, στις δοκιμές που έγιναν με τα πηνία αυτά, τα φορτία αδυνατούσαν να έρθουν σε κάποια σταθερή κατάσταση προκειμένου να αρχίσουν να «τραβάνε» ρεύμα. Μάλιστα, φαινόταν από το πάνελ στην μέτρηση συχνότητάς τους πως δυσκολεύονταν να εντοπίσουν την συχνότητα της τάσης που τους τροφοδοτούταν.

**Αντιμετώπιση:** το φίλτρο τέλειου ημιτόνου έλυσε ακαριαία το πρόβλημα, καθώς όπως επιβεβαιώθηκε όταν εφαρμόστηκε σε απλές αντιστάσεις μετέτρεπε την τάση σε τέλειο ημίτονο. Επομένως, αναγκαστικά χρησιμοποιήθηκε.

**Η χρήση του CAN – Bus:** η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα σε συνδυασμό με τα σχετικά υψηλά επίπεδα τάσης του κόμβου συνεχούς τάσης (~250 V<sub>DC</sub>) γεννά προβλήματα στον συγκεκριμένο αντιστροφέα, καθώς προκαλεί έντονες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές σε οποιοδήποτε κύκλωμα χαμηλής τάσεως το περιβάλλει. Το πρόβλημα αυτό κανονικά πρέπει να λυθεί σχεδιαστικά με την προσθήκη κάποιου φίλτρου ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI filter) το οποίο θα προστατεύει το ψηφιακό και αναλογικό κύκλωμα από το κύκλωμα

ισχύος. Η μέτρηση της τάσεως απευθείας από τους μετατροπείς αναλογικό / ψηφιακό του εσωτερικού μικροελεγκτή έφερε τεράστιες ανακρίβειες λόγω αυτού, και η επικοινωνία με τον υπολογιστή σε κάθε περίπτωση χάνεται μόλις η τάση στο DC link ξεπεράσει κάποιες δεκάδες Volt.

Αντιμετώπιση: Η ανάγκη να αποσταλούν δεδομένα από τον υπολογιστή και την μέτρηση τάσεως με πιο αξιόπιστο τρόπο οδήγησε στην χρήση του CAN – Bus, το οποίο επέτρεψε την ομαλή επικοινωνία με τον υπολογιστή και την ακριβέστερη μέτρηση της τάσης.

**Κύκλωμα παραγωγής φάσης – συγχρονισμός φορτίων:** η διακριτοποίηση της παραγωγής φάσης (βλ. υποενότητα 4.3.1.4) αναγκάζει την φάση να λάβει τις δύο ακραίες τιμές της (0 και  $2\pi$ ) για διάρκεια δύο βημάτων συνολικά. Αυτό αποτελεί πρόβλημα γιατί ουσιαστικά τα ημίτονα λαμβάνουν την ίδια τιμή για συνολικά δύο βήματα διακριτοποίησης σε κάθε περίοδο, με αποτέλεσμα να χαλάει η συχνότητα και η περίοδος και να μην μπορούν να συγχρονιστούν τα φορτία.

Αντιμετώπιση: είναι απαραίτητο να μηδενιστεί η φάση ένα βήμα πριν φτάσει την μέγιστη τιμή της με κατάλληλη συνθήκη ανισότητας. Η λύση αυτή περιλαμβάνεται στο σχήμα 4.8 και επέτρεψε την εύρυθμη λειτουργία των φορτίων.

# 5 Συμπεράσματα – Περαιτέρω μελέτη

## 5.1 Συμπεράσματα

Συνοπτικά, στην παρούσα διπλωματική εργασία επιτεύχθηκαν τα εξής:

- Επεξηγήθηκε συνοπτικά ο κλασικός τρόπος ελέγχου  $P - Q$  των παραδοσιακών αντιστροφέων υποστήριξης δικτύου, οι οποίοι λέγονται και Αντιστροφείς Ακολουθήσης Δικτύου, καθώς και οι βασικές αρχές που συνεπάγονται για την ενεργό και άεργο ισχύ.
- Στην συνέχεια και ως βασικός στόχος της διπλωματικής, αναλύθηκε ο Αντιστροφέας Διαμόρφωσης Δικτύου. Προς αυτό τον σκοπό, πρώτα τονίσθηκαν οι διαφορές με τον κλασικό  $P - Q$  έλεγχο, στην συνέχεια παρουσιάστηκαν αναλυτικά οι βασικές μέθοδοι αυτού του νέου τρόπου ελέγχου που προσθέτει αδράνεια στο σύστημα και αναφέρθηκαν και ορισμένοι από τους κανονισμούς και τους νόμους που πλαισιώνουν τους συγκεκριμένους αντιστροφείς.
- Έπειτα από την θεωρητική επεξήγηση, ο Αντιστροφέας Διαμόρφωσης Δικτύου δοκιμάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης. Η μέθοδος ελέγχου που επιλέχθηκε ήταν η Εξίσωση Ταλάντωσης. Πραγματοποιήθηκαν αρχικά προσομοιώσεις ενός ασθενούς δικτύου με μια γεννήτρια που βασιζόταν στην ET, και έπειτα προστέθηκε ένας αντιστροφέας με παρόμοιο έλεγχο προκειμένου να στηρίξει το δίκτυο ως προς την συχνότητα και τον ρυθμό μεταβολής της.
- Μέσω των προσομοιώσεων επιτεύχθη ικανοποιητική διερεύνηση για την βελτιστοποίηση του ελέγχου του αντιστροφέα, ιδιαιτέρως όσον αφορά τις μεταβλητές της Εικονικής Αδράνειας  $J$  και του συντελεστή απόσβεσης  $D_p$ . Μάλιστα, προτάθηκαν και μέθοδοι για το σχεδιασμό ενός τέτοιου αντιστροφέα, όσον αφορά την ισχύ του και την αποθήκη ενέργειας που χρειάζεται.
- Με τροποποίηση του ελέγχου, προτάθηκαν και τρόποι περιορισμού της ενέργειας του αντιστροφέα χωρίς να αλλοιωθούν οι επιδόσεις του στην υποστήριξη της συχνότητας του δικτύου.
- Στο εργαστηριακό πλαίσιο, σχεδιάστηκε αρχικά ένας αισθητήρας τριφασικής τάσης, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στην ευρύτερη πειραματική διάταξη.
- Στην πειραματική διάταξη αξιοποιήθηκε ο αντιστροφέας του Ευάγγελου Ψαραδέλλη και τα ηλεκτρονικά φορτία CHROMA 63803. Χάρη σε αυτά, εφαρμόστηκε έλεγχος Εικονικής Σύγχρονης Γεννήτριας στον αντιστροφέα, και πραγματοποιήθηκαν πειράματα που αναδείκνυαν επιτυχώς την συμπεριφορά μιας Εικονικής Γεννήτριας σε απότομες μεταβολές του φορτίου ως προς την συχνότητά της.

## 5.2 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής, υπάρχουν ορισμένες θεματολογίες που κατέχουν μεγάλο ενδιαφέρον για περαιτέρω μελέτη και έρευνα. Μερικές από αυτές παρουσιάζονται παρακάτω:

- Ιδιαίτερο ενδιαφέρον και πρόκληση θα αποτελούσε η διαμόρφωση της πειραματικής διάταξης που θα περιλάμβανε ολοκληρωμένα το βασικό αντικείμενο των προσομοιώσεων, δηλαδή μια διάταξη με Σύγχρονη Γεννήτρια, φορτίο και έναν παράλληλα συνδεδεμένο αντιστροφέα που θα ελέγχεται ως Αντιστροφέας Διαμόρφωσης Δικτύου.
- Σε επίπεδο προσομοιώσεων θα είχε επίσης μεγάλο ενδιαφέρον να συγκριθούν πολλές διαφορετικές μέθοδοι ελέγχου αντιστροφέων υποστήριξης δικτύου. Μάλιστα, θα ήταν σημαντικό να διερευνηθεί η διαφορά στις επιδόσεις μεταξύ του Αντιστροφέα Διαμόρφωσης Δικτύου με τον Αντιστροφέα Ακολουθήσης Δικτύου, προκειμένου να βγει πόρισμα σχετικά με την αξία της Εικονικής Αδράνειας.
- Απαραίτητη θεωρείται επίσης η προσθήκη κλάδου ελέγχου ο οποίος θα περιορίζει το ρεύμα, για οποιαδήποτε μορφή ελέγχου Διαμόρφωσης Δικτύου. Χωρίς κορεσμό ρεύματος, δεν προσεγγίζεται ικανοποιητικά ένα ρεαλιστικό σύστημα που θα συνδεθεί σε οποιοδήποτε δίκτυο.
- Προτείνεται η βελτίωση και η τροποποίηση του αισθητήρα τάσης σύμφωνα (και όχι μόνο) με τις προτάσεις της υποενότητας 4.5.1.2, προκειμένου να γίνει πιο ακριβής μέτρηση της τάσης. Υπάρχει επίσης χώρος βελτίωσης για τον αντιστροφέα όσον αφορά την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή που εισάγουν τα διακοπτικά στοιχεία, ιδιαίτερα στις υψηλότερες τάσεις που απαιτούν τα φορτία που αξιοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία.
- Θεωρείται σημαντικό, επίσης, να δοκιμασθούν οι διάφορες μέθοδοι ελέγχου σε αντιστροφείς πιο σύνθετους (σε περιβάλλον προσομοίωσης και ενδεχομένως και εργαστηριακής) όπως είναι οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς. Αυτό θα επιτρέψει τις εφαρμογές να είναι πολύ πιο κοντά στην πραγματικότητα, όπου δεν χρησιμοποιούνται συχνά αντιστροφείς δύο επιπέδων.

# Βιβλιογραφία

[1] 'DIRECTIVE (EU) 2018/ 2001 OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL - of 11 December 2018 - on the promotion of the use of energy from renewable sources'.

[2] 'New report reveals EU solar power soars by almost 50% in 2022 - SolarPower Europe'. <https://www.solarpowereurope.org/press-releases/new-report-reveals-eu-solar-power-soars-by-almost-50-in-2022> (accessed May 19, 2023).

[3] 'Wind energy in Europe: 2022 Statistics and the outlook for 2023-2027', *WindEurope*. <https://windeurope.org/data-and-analysis/product/wind-energy-in-europe-2022-statistics-and-the-outlook-for-2023-2027> (accessed May 19, 2023).

[4] 'Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore'. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9513281> (accessed May 19, 2023).

[5] Y. Lin *et al.*, 'Research Roadmap on Grid-Forming Inverters'.

[6] P. Denholm, T. Mai, R. Kenyon, B. Kroposki, and M. O'Malley, 'Inertia and the Power Grid: A Guide Without the Spin', NREL/TP-6A20-73856, 1659820, MainId:6231, May 2020. doi: 10.2172/1659820.

[7] 'Ovanlig spänningsdipp fick stora konsekvenser', Apr. 26, 2023. <https://www.svk.se/press-och-nyheter/nyheter/allmannan-nyheter/2023/ovanlig-spanningsdipp-fick-stora-konsekvenser/> (accessed May 19, 2023).

[8] 'Grid frequency dip of 10 January 2019: Causes and Theories'. <https://www.next-kraftwerke.com/energy-blog/who-is-disrupting-the-utility-frequency> (accessed May 19, 2023).

[9] R. Todesco, 'The largest approved grid-forming battery in Australia', *Utility Magazine*, Oct. 30, 2022. <https://utilitymagazine.com.au/the-largest-approved-grid-forming-battery-in-australia/> (accessed May 19, 2023).

[10] I. Gerretsen, 'South Australia set to be first big grid to run on 100% renewables', *Climate Home News*, Sep. 16, 2022. <https://www.climatechangenews.com/2022/09/16/south-australia-set-to-become-first-big-grid-to-run-on-100-renewables/> (accessed May 19, 2023).

[11] Steve\_S, 'Europe's largest battery storage project leverages grid-forming inverter tech', *pV magazine International*, Jan. 26, 2022. <https://www.pv-magazine.com/2022/01/26/europes-largest-battery-storage-project-leverages-grid-forming-inverter-tech/> (accessed May 19, 2023).

[12] U. Bose, S. K. Chattopadhyay, C. Chakraborty, and B. Pal, 'A Novel Method of Frequency Regulation in Microgrid', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 1, pp. 111–121, Jan. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2866047.

[13] Z. El-Barbary, 'Experimental Comparison between Four and Six Switch Inverters Fed FLC Based Speed Sensorless IM Drives at Very Low Speed', *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 8, p. 130, Mar. 2017, doi: 10.11591/ijpeds.v8.i1.pp130-146.

[14] S. Manias, *Power Electronics*, 3rd ed. Symeon, 2020.



- [15] P. Górecki and K. Górecki, 'Measurements and Computations of Internal Temperatures of the IGBT and the Diode Situated in the Common Case', *Electronics*, vol. 10, no. 2, Art. no. 2, Jan. 2021, doi: 10.3390/electronics10020210.
- [16] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, 'Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components', *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, Jul. 1951, doi: 10.1109/T-AIEE.1951.5060554.
- [17] A. A. Nazib, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, 'Decoupled DSOGI-PLL for Improved Three Phase Grid Synchronisation', in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, May 2018, pp. 3670–3677. doi: 10.23919/IPEC.2018.8507364.
- [18] R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu, and S. Engelken, 'Grid-forming converters: an overview of control approaches and future trends', in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2020, pp. 4292–4299. doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236211.
- [19] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, 'Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, Mar. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890003.
- [20] C. Schöll and H. Lens, 'Design- and simulation-based comparison of grid-forming converter control concepts', in *20th International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants (WIW 2021)*, Sep. 2021, pp. 310–316. doi: 10.1049/icp.2021.2630.
- [21] J. Driesen and K. Visscher, 'Virtual synchronous generators', Aug. 2008, pp. 1–3. doi: 10.1109/PES.2008.4596800.
- [22] J. D. Glover, T. J. Overbye, and M. S. Sarma, 'Power system analysis & design', Cengage Learning, Boston, MA, 2017.
- [23] J. Liu, Y. Miura, and T. Ise, 'Comparison of Dynamic Characteristics Between Virtual Synchronous Generator and Droop Control in Inverter-Based Distributed Generators', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3600–3611, May 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2465852.
- [24] D. Duckwitz, F. Welck, and C. Glöckler, 'Operational Behavior of the Virtual Synchronous Machine', Sep. 2017.
- [25] National Grid ESO, 'European Connection Conditions'.
- [26] 'High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources (HPoPEIPS)', 2017. Accessed: Jun. 29, 2023. [Online]. Available: <https://www.semanticscholar.org/paper/High-Penetration-of-Power-Electronic-Interfaced/bc5f987b04679eaea3bf7fef7b07a914bc339032>
- [27] D. H. Popella, '220504\_-4-TSO\_Paper\_on\_Requirements\_for\_Grid-Forming\_Converters'.
- [28] 'FF100R12RT4 Infineon Technologies | Mouser', *Mouser Electronics*. <https://gr.mouser.com/ProductDetail/641-FF100R12RT4> (accessed Jul. 18, 2023).
- [29] 'LA 55-P | LA55 | Closed loop Hall effect'. <https://www.lem.com/en/product-list/la-55p> (accessed Jul. 18, 2023).

[30] 'LAUNCHXL-F28379D Development kit | TI.com'.  
[https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?HQS=ti-null-null-verifimanuf\\_manuf-manu-pf-octopart-wwe](https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?HQS=ti-null-null-verifimanuf_manuf-manu-pf-octopart-wwe) (accessed Jul. 18, 2023).

[31] 'ACandDCElectronicLoad Model63800Series',  
*ACandDCElectronicLoad Model63800Series*.  
[https://www.chromaate.com/en/product/ac\\_dc\\_electronic\\_load\\_63800\\_series\\_157](https://www.chromaate.com/en/product/ac_dc_electronic_load_63800_series_157) (accessed Jul. 18, 2023).

[32] 'Programmable AC/DC Electronic Load 63800 Series Operation & Programming Manual'.

[33] 'ACPL-785J-000E'.  
<https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolation-amplifiers-modulators/isolation-amplifiers/acpl-785j>  
(accessed Jul. 18, 2023).

[34] 'L4941BDT-TR STMicroelectronics | Mouser', *Mouser Electronics*.  
<https://gr.mouser.com/ProductDetail/511-L4941BDT-TR> (accessed Jul. 19, 2023).