



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

## Εκτίμηση Παραμέτρων και Σχεδίαση Σταθεροποιητών ΣΗΕ με Εφαρμογή σε ΑΗΣ του Ελληνικού Συστήματος

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Θ. Αρταβάνης - Τσαπατσάρης

Επιβλέπων : Κωνσταντίνος Δ. Βουρνάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Συνεπιβλέπων : Δρ. Βασίλειος Μ. Νομικός  
Μηχανικός ΔΕΣΜΗΕ Α.Ε.

Αθήνα, Ιούλιος 2011





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

## Εκτίμηση Παραμέτρων και Σχεδίαση Σταθεροποιητών ΣΗΕ με Εφαρμογή σε ΑΗΣ του Ελληνικού Συστήματος

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Θ. Αρταβάνης - Τσαπατσάρης

Επιβλέπων : Κωνσταντίνος Δ. Βουρνάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Συνεπιβλέπων : Δρ. Βασίλειος Μ. Νομικός  
Μηχανικός ΔΕΣΜΗΕ Α.Ε.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 19η Ιουλίου 2011.

.....  
Κωνσταντίνος Δ. Βουρνάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Γ. Κορρές  
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Π. Γεωργιλάκης  
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2011

.....  
Αλέξανδρος Θ. Αρταβάνης – Τσαπατσάρης

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

Copyright © Αλέξανδρος Θ. Αρταβάνης - Τσαπατσάρης, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για 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 εργασία έχει ως στόχο την ανάπτυξη μιας συστηματικής μεθοδολογίας για την εκτίμηση παραμέτρων του συστήματος διέγερσης και της γεννήτριας ενός σταθμού παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και για τη σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ. Η εργασία πραγματοποιήθηκε σε συνεργασία με τη Διεύθυνση Σχεδιασμού και Ανάπτυξης Συστήματος Μεταφοράς (ΔΣΑΣ) του ΔΕΣΜΗΕ και βασίστηκε στα δεδομένα, τις μετρήσεις και τα αποτελέσματα δοκιμών που πραγματοποιήθηκαν το 2009 σε σταθμούς παραγωγής του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος από την εταιρία ABB Switzerland Ltd με σκοπό την επαναρρύθμιση των παραμέτρων των σταθεροποιητών ΣΗΕ. Η εργασία προσεγγίζει το ζήτημα σε θεωρητικό και πρακτικό επίπεδο. Μελετάται η εκτίμηση παραμέτρων για στατό και στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 και η σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ για τους σταθεροποιητές PSS1A και PSS2B.

Στο πρακτικό μέρος της εργασίας γίνεται ανάλυση της ακολουθίας των διαδικασιών που απαιτούνται για την εκτίμηση παραμέτρων και τη σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ. Κάθε μια από τις διαδοχικές διαδικασίες στοχεύει στην εκτίμηση της τιμής μιας παραμέτρου του συστήματος. Πραγματοποιούνται δύο μελέτες: η πρώτη αφορά τις μονάδες 1 και 2 του ΑΗΣ Καρδιάς και η δεύτερη τις μονάδες 3 και 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Το πραγματικό σύστημα αναπαριστάται μέσω ενός συστήματος γεννήτριας - άπειρου ζυγού. Για τις προσομοιώσεις που πραγματοποιούνται αναπτύχθηκε ένα μοντέλο στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Στόχος των μελετών είναι η ανεύρεση κατάλληλων τιμών για διάφορες παραμέτρους του συστήματος, οι οποίες θα βελτιώσουν την αναπαράσταση του συστήματος από το μοντέλο προσομοίωσης και θα ενισχύσουν την απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων που εμφανίζονται ανάμεσα στη γεννήτρια και το υπόλοιπο σύστημα. Για την επαλήθευση της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου στο Simulink, πραγματοποιούνται συγκρίσεις με αντίστοιχα μοντέλα συστήματος που αναπτύχθηκαν στα προγράμματα Pacdyn CEPEL και PSS/E Siemens.

### Λέξεις κλειδιά

Εκτίμηση παραμέτρων, σύστημα διέγερσης, σταθεροποιητής ΣΗΕ, σχεδίαση σταθεροποιητή, ηλεκτρομηχανική ταλάντωση, Ελληνικό Διασυνδεδεμένο Σύστημα, UNITROL 5000, PSS1A, PSS2B.

## **Abstract**

The target of the thesis is to develop a systematic methodology for parameter estimation of the excitation system and generator of an electric power station and PSS (Power System Stabilizer) design. The thesis is carried out in collaboration with the Direction of the System Planning Department of HTSO and it is based on the data, the measurements and the results of tests that took place in electric power stations of the Hellenic Interconnected Power System in 2009 by ABB Switzerland Ltd, aiming at readjusting the parameters of power system stabilizers. This thesis deals with the problem in a theoretical as well as in a practical way. In the part of parameter estimation, UNITROL 5000 static and AC excitation systems are studied and in the part of PSS design, both PSS1A and PSS2B stabilizers are studied.

In the practical part of the thesis an analysis of the sequence of the procedures needed for the parameter estimation and PSS design is done. Each one of the successive aims at the estimation of the value of one of the system's parameter. Two different studies are done: the first one deals with the units 1 and 2 of the thermal power station Kardias and the second deals with the units 3 and 4 of the thermal power station Kardias. The real system is represented by a generator – infinite bus system. For the simulations made during this study, a model is developed in the Simulink environment of Matlab. The purpose of the studies is to find suitable values for different parameters of the system, in order to get a better representation of the real system by the simulation model and to add damping to electromechanical oscillations that appear between a generator and the rest of the system. For the verification of the dynamic behaviour of the Simulink model, the model is compared to similar models, developed by the Pacdyn CEPEL and PSS/E Siemens software.

## **Key words**

Parameter estimation, excitation system, power system stabilizer, PSS design, electromechanical oscillation, Hellenic Interconnected System, UNITROL 5000, PSS1A, PSS2B.

## Πρόλογος

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2010 – 2011 υπό την επίβλεψη του καθηγητή Κωνσταντίνου Δ. Βουρνά, καθηγητή της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Οι επιστημονικές του γνώσεις, η καθοδήγηση του και η συνεχής επικοινωνία μαζί του συνέβαλλαν τα μέγιστα στην ολοκλήρωση της εργασίας. Κατά τη διάρκεια της συνεργασίας μας, ήταν διαρκώς διαθέσιμος και πρόθυμος να μου παρέχει πολύτιμες συμβουλές σχετικά με τα προβλήματα που προέκυπταν. Η αγάπη του για το αντικείμενο και το ενδιαφέρον του με ενθάρρυναν ιδιαιτέρως να αναζητήσω και να αποκτήσω ενδιαφέρουσες γνώσεις στα πλαίσια της εκπόνησης της εργασίας. Τον ευχαριστώ θερμά για τη βοήθεια του.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω το Δρ. Βασίλειο Μ. Νομικό, ο οποίος με τις γνώσεις, τις υποδείξεις και τις συμβουλές του μου πρόσφερε σημαντική βοήθεια για την εκπόνηση της εργασίας.

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω την υποψήφια διδάκτωρ της σχολής κα. Αίγλη Μέτσιου για τον χρόνο της και τη βοήθεια της στην εξοικείωση με τα πακέτα λογισμικού που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια της εργασίας.

Δεν θα μπορούσα να παραλείψω να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές μου, καθώς τους συμφοιτητές μου, με τους οποίους συνεργάστηκα και με βοήθησαν κατά τη διάρκεια των σπουδών μου στη σχολή.

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου για τη στήριξή τους και για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί.

Το μεγαλύτερο ευχαριστώ θα ήθελα να το δώσω στην οικογένεια μου, για όλα όσα μου έχει προσφέρει όλα αυτά τα χρόνια. Πραγματικά, χωρίς την αγάπη και την υποστήριξή της, δεν γνωρίζω αν θα τα κατάφερνα να φτάσω μέχρι εδώ.

Αλέξανδρος Αρταβάνης - Τσαπατσάρης

# Περιεχόμενα

Περίληψη .....	5
Abstract .....	6
<b>Κεφάλαιο 1</b>	
<b>Εισαγωγή .....</b>	<b>11</b>
1.1. Ευστάθεια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας .....	11
1.1.1. Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας .....	11
1.1.2. Κατηγορίες Ευστάθειας Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας .....	11
1.2. Ηλεκτρομηχανικές Ταλαντώσεις .....	13
1.2.1. Ανάλυση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων .....	13
1.2.2. Κατηγοριοποίηση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων .....	16
1.2.3. Απόσβεση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων .....	17
1.3. Μοντελοποίηση Συστήματος και Εκτίμηση Παραμέτρων .....	19
1.4. Αντικείμενο και Δομή της Εργασίας .....	21
1.4.1. Αντικείμενο της Εργασίας .....	21
1.4.2. Δομή της Εργασίας .....	22
<b>Κεφάλαιο 2</b>	
<b>Μαθηματικό Υπόβαθρο .....</b>	<b>25</b>
2.1. Περιγραφή και Γραμμικοποίηση Δυναμικών Συστημάτων .....	25
2.1.1. Περιγραφή Δυναμικών Συστημάτων .....	25
2.1.2. Γραμμικοποίηση Δυναμικών Συστημάτων .....	26
2.1.3. Ελεύθερη Απόκριση Γραμμικού Συστήματος .....	29
2.2. Ανάλυση Δυναμικών Συστημάτων .....	31
2.2.1. Συνάρτηση Μεταφοράς Συστήματος .....	31
2.2.2. Γεωμετρικός Τόπος Ριζών .....	32
2.2.3. Διάγραμμα Bode .....	34
2.3. Έλεγχος Δυναμικών Συστημάτων .....	35
2.3.1. Συντελεστές Συμμετοχής .....	35
2.3.2. Ελεγχιμότητα και Παρατηρησιμότητα .....	36
2.3.3. Ολοκληρωτικά Υπόλοιπα .....	36
2.4. Ανάλυση Fourier .....	39
<b>Κεφάλαιο 3</b>	
<b>Παράσταση Συστήματος, Εφαρμογές και Ρύθμιση Σταθεροποιητών .....</b>	<b>42</b>
3.1. Παράσταση Σύγχρονων Μηχανών .....	42
3.1.1. Μοντέλα Σύγχρονων Μηχανών .....	42
3.1.2. Εξισώσεις Κίνησης Δρομέα .....	44
3.1.3. Μοντέλο Σύγχρονης Γεννήτριας 4ης Τάξης .....	46
3.1.4. Σύστημα γεννήτριας άπειρου – ζυγού .....	50
3.1.5. Αρχικοποίηση Σύγχρονης Γεννήτριας Συνδεδεμένης σε Άπειρο Ζυγό .....	52
3.2. Ρυθμιστής Στροφών .....	55
3.3. Παράσταση Συστήματος Διέγερσης και Ρύθμισης Τάσης .....	56
3.3.1. Δομή και Τύποι Συστημάτων Διέγερσης .....	56
3.3.2. Διάταξη Μέτρησης Τερματικής Τάσης και Αντιστάθμισης Φορτίου .....	57

3.3.3. Το Σύστημα Διέγερσης UNITROL 5000 .....	60
3.3.4. Στρεφόμενη Διεγέρτρια και Μαγνητικός Κορεσμός (UNITROL 5000) .....	64
3.4. Παράσταση Σταθεροποιητών Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας .....	65
3.4.1. Μοντέλο Σταθεροποιητή PSS1A με Είσοδο την Απόκλιση της Ταχύτητας Περιστροφής του Δρομέα .....	65
3.4.2. Μοντέλο Σταθεροποιητή PSS2B με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος .....	67
3.5. Παράσταση Συστήματος στον Ηλεκτρονικό Υπολογιστή .....	74
3.5.1. Ανάπτυξη Μοντέλου Συστήματος στο Περιβάλλον Simulink της Matlab .....	74
3.5.2. Πακέτο Προγραμμάτων PSS/E Siemens .....	78
3.5.3. Πακέτο Προγραμμάτων Pacdyn CEPTEL .....	79

## Κεφάλαιο 4

<b>Ανάπτυξη Μεθοδολογίας για Εκτίμηση Παραμέτρων και Σχεδίαση Σταθεροποιητών .....</b>	<b>81</b>
4.1. Εκτίμηση Παραμέτρων Γεννήτριας – Συστήματος Διέγερσης και Ρύθμισης Τάσης .....	81
4.2. Εκτίμηση Σταθεράς Χρόνου Διεγέρτριας από Δοκιμή Ανοικτοκύκλωσης .....	83
4.3. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων – Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας .	85
4.3.1. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων – Ανάλυση Fourier .....	85
4.3.2. Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας $H$ .....	87
4.4. Εκτίμηση Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος και Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης .....	88
4.4.1. Προσεγγιστικός Υπολογισμός Κέρδους $K_R$ μέσω Μετρήσεων .....	88
4.4.2. Επίδραση του Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης $K_R$ στη Δυναμική Απόκριση .....	89
4.4.3. Επίδραση του Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος $K_{IR}$ στη Δυναμική Απόκριση .....	92
4.4.4. Υπολογισμός Αθροίσματος Τετραγώνων Σφαλμάτων .....	95
4.5. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης $D$ .....	96
4.6. Σχεδίαση Σταθεροποιητών ΣΗΕ .....	97
4.7. Υπολογισμός Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή .....	98
4.8. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή .....	100
4.8.1. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή χωρίς Περιορισμούς .....	103
4.8.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Χρονικής Σταθεράς .....	105
4.9. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συνοτήτων (Βαθμίδα Υστέρησης Φάσης Κύριου Κλάδου Σταθεροποίησης PSS2B) .....	107
4.10. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή .....	110

## Κεφάλαιο 5

<b>Εφαρμογή στις Μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς .....</b>	<b>116</b>
5.1. Εισαγωγή – Δεδομένα Συστήματος .....	116
5.2. Εκτίμηση Χρονικής Σταθεράς Διεγέρτριας από Δοκιμή Ανοικτοκύκλωσης .....	118
5.3. Δοκιμή Βηματικής Αύξησης της Τάσης Αναφοράς .....	120
5.3.1. Σύγκριση Χρονικών Αποκρίσεων Δοκιμής και Προσομοίωσης .....	121
5.3.2. Εκτίμηση Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης και Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος .....	123
5.3.3. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικής Ταλάντωσης .....	130
5.3.4. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης $D$ .....	131
5.4. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος .....	132
5.4.1. Εύρεση Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή .....	132

5.4.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή .....	134
5.4.3. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων .	137
5.4.4. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή .....	140
5.5. Αξιολόγηση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ .....	141
5.5.1. Μελέτη της Δυναμικής Συμπεριφοράς του Σταθεροποιητή .....	142
5.5.2. Σύγκριση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ με τη Σχεδίαση της Τεχνικής Αναφοράς [20] .....	146
<b>Κεφάλαιο 6</b>	
<b>Εφαρμογή στις Μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς .....</b>	<b>149</b>
6.1. Εισαγωγή – Δεδομένα Συστήματος .....	149
6.2. Δοκιμή Βηματικής Αύξησης της Τάσης Αναφοράς .....	151
6.2.1. Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας H .....	152
6.2.2. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης D .....	158
6.3. Επαλήθευση Δυναμικής Συμπεριφοράς Μοντέλου Προσομοίωσης .....	159
6.3.1. Σύγκριση Χρονικών Αποκρίσεων Προσομοίωσης Siemens PSS/E και Matlab/Simulink .....	159
6.3.2. Σύγκριση Ιδιοτιμών CEPEL Pacdyn – Matlab/Simulink .....	163
6.4. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο την Απόκλιση της Ταχύτητας Περιτροφής .....	164
6.4.1. Εύρεση Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή .....	165
6.4.2. Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης χωρίς Περιορισμούς .....	166
6.4.3. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή .....	167
6.5. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος .....	168
6.5.1. Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Σταθεράς Χρόνου .....	168
6.5.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων .	170
6.5.3. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή .....	173
6.6. Αξιολόγηση της Σχεδίασης Σταθεροποιητών ΣΗΕ .....	174
6.6.1. Αξιολόγηση και Σύγκριση της Δυναμικής Συμπεριφοράς των Σταθεροποιητών.....	176
6.6.2. Σύγκριση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ με Σχεδίαση της Τεχνικής Αναφοράς [21] .....	178
<b>Κεφάλαιο 7</b>	
<b>Συμπεράσματα και Προοπτικές .....</b>	<b>181</b>
<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>184</b>
<b>Παράρτημα Α: Προσδιορισμός Αρχικών και Τελικών Συνθηκών Λειτουργίας από Παλμογράφημα Δοκιμών (Τεχνικές Αναφορές [20],[21]) .....</b>	
	<b>186</b>
<b>Παράρτημα Β: Μοντέλα Simulink και Προγράμματα Matlab .....</b>	
	<b>188</b>

# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1. Ευστάθεια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας

#### 1.1.1. Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η ηλεκτρική ενέργεια αποτελεί ένα βασικό αγαθό για την ευημερία και την ανάπτυξη των σύγχρονων κοινωνιών. Συνδέεται με την παρουσία και την κίνηση ηλεκτρικών φορτίων. Τα βασικότερα πλεονεκτήματα της ηλεκτρικής ενέργειας, τα οποία οδήγησαν στην ευρεία εξάπλωση της χρήσης της, είναι τα εξής:

- Είναι εύκολη και αποδοτική η μεταφορά της.
- Είναι εύκολη η μετατροπή της σε άλλες μορφές ενέργειας.
- Είναι άμεσα διαθέσιμη όταν ζητηθεί.
- Είναι καθαρή στη χρήση της.

Βασικότερο μειονέκτημα της είναι ότι είναι δύσκολο να αποθηκευτεί σε μεγάλες ποσότητες. Ως αποτέλεσμα της δυσκολίας αυτής, απαιτείται η ανάπτυξη εκτεταμένων δικτύων για τη μεταφορά και διανομή της, για να επιτευχθεί η άμεση παροχή της ηλεκτρικής ενέργειας στους καταναλωτές [1].

Σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ) ονομάζεται το σύνολο των εγκαταστάσεων και των μέσων που χρησιμοποιούνται για την παροχή της ηλεκτρικής ισχύος στον τελικό καταναλωτή. Τα βασικότερα τμήματα ενός ΣΗΕ είναι τα εξής:

- Οι σταθμοί παραγωγής
- Τα δίκτυα μεταφοράς, που αποτελούν τη διασύνδεση των σταθμών παραγωγής και μεταφέρουν μεγάλες ποσότητες ενέργειας στα μεγάλα κέντρα κατανάλωσης.
- Τα δίκτυα διανομής, που διανέμουν την ηλεκτρική ενέργεια στους καταναλωτές Μέσης Τάσης και Χαμηλής Τάσης.

Βασικές απαιτήσεις για τη σωστή λειτουργία ενός ΣΗΕ είναι η συνεχής παροχή ηλεκτρικής ενέργειας όπου υπάρχει ζήτηση, η εξασφάλιση ποιότητας της παρεχόμενης ισχύος, δηλαδή σταθερή συχνότητα, σταθερή τάση και υψηλή αξιοπιστία τροφοδότησης, με το ελάχιστο οικονομικό και οικολογικό κόστος [1,2].

#### 1.1.2. Κατηγορίες Ευστάθειας Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η ευστάθεια ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας ορίζεται ως η ικανότητα του να παραμένει σε ένα σημείο λειτουργίας κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και να επανέρχεται σε ένα αποδεκτό σημείο λειτουργίας, αφού υποβληθεί σε μια διαταραχή.

Αστάθεια μπορεί να εμφανιστεί σε διαφορετικές μορφές και η μορφή της εξαρτάται από το μέγεθος της διαταραχής και τη ρύθμιση των διαφόρων διατάξεων ελέγχου που αποτελούν τμήματα του ΣΗΕ [3].

Η παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται κατά βάση από τις σύγχρονες γεννήτριες οι οποίες είναι διασυνδεδεμένες στο σύστημα. Οι σύγχρονες γεννήτριες, καθώς αποτελούν το μέσο για την

παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας στους μεγάλους σταθμούς παραγωγής και λόγω του γεγονότος ότι κατά την κανονική λειτουργία τους ο άξονας τους περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και παράγουν εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα σε συγκεκριμένη συχνότητα, ουσιαστικά καθορίζουν τη συχνότητα του συστήματος. Έπειτα από μια διαταραχή σε κάποια συνιστώσα του συστήματος, είτε μικρή (αλλαγή κάποιου φορτίου, έλεγχος του ρυθμιστή στροφών κλπ) είτε πιο σοβαρή και ασυνήθιστη (βραχυκύκλωμα, απώλεια στοιχείου κλπ), στο σύστημα ξεκινά ένα μεταβατικό φαινόμενο. Το μεταβατικό φαινόμενο εμφανίζεται με τη μορφή ταλαντώσεων των στρεφόμενων αξόνων των γεννητριών είτε μεταξύ τους είτε ως προς κάποιο μεγαλύτερο τμήμα του δικτύου (άπειρος ζυγός), που μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σταθερό πλαίσιο αναφοράς. Οι ταλαντώσεις αυτές συνοδεύονται από μεταβολή της ηλεκτρικής ισχύος των γεννητριών, καθώς προσπαθούν να προσεγγίσουν ένα νέο σημείο ισορροπίας και ονομάζονται *ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις*. Σε περιπτώσεις που μια γεννήτρια δεν μπορεί να προσεγγίσει ένα νέο σημείο ισορροπίας μετά τη διαταραχή και επιταχύνεται πέρα της σύγχρονης ταχύτητας, οδηγείται σε αποσυγχρονισμό και η κατάσταση αυτή θεωρείται ασταθής. Ο αποσυγχρονισμός μιας σύγχρονης μηχανής μπορεί να οδηγήσει σε περαιτέρω ανωμαλίες στη λειτουργία του συστήματος. Κατά τη διάρκεια του γεγονότος, παράγονται μεγάλα ρεύματα, τα οποία οδηγούν στην ενεργοποίηση του συστήματος προστασίας με το αυτόματο άνοιγμα των διακοπών ισχύος. Η λειτουργία αυτή οδηγεί σε διακοπή της συνέχειας του δικτύου και μπορεί να οδηγήσει σε μερική ή ολική σβέση του δικτύου [4,5].

Βεβαίως, υπάρχουν και περιπτώσεις αστάθειας όπου δεν συνδέονται με τον αποσυγχρονισμό των γεννητριών. Για παράδειγμα, ένα σύστημα μιας σύγχρονης γεννήτριας που τροφοδοτεί ένα ασύγχρονο κινητήρα μέσω μιας γραμμής μεταφοράς μπορεί να βρεθεί σε κατάσταση αστάθειας λόγω κατάρρευσης τάσης. Η αστάθεια σχετίζεται με τη διατήρηση της τάσης μέσα στα επιτρεπόμενα λειτουργικά όρια. Βασική διαφορά ανάμεσα στα δύο παραδείγματα είναι πως η μια περίπτωση αστάθειας εμφανίζεται στην παραγωγή και η άλλη περίπτωση εμφανίζεται στην κατανάλωση [3].

Το πρόβλημα της μελέτης της ευστάθειας έγκειται στην αξιολόγηση της συμπεριφοράς του συστήματος, όταν αυτό υποβληθεί σε μια διαταραχή. Υπάρχουν πολλοί παράγοντες που διαφοροποιούν τη μελέτη κατά περίπτωση, όπως φαίνεται και από τα παραπάνω παραδείγματα. Το γεγονός αυτό έχει οδηγήσει στην ανάγκη κατηγοριοποίησης των διαφορετικών μορφών ευστάθειας, ώστε κατά τη διάρκεια της μελέτης να μπορούν να γίνουν οι κατάλληλες απλοποιήσεις όσον αφορά τις υπολογιστικές διαδικασίες και να δοθεί η απαραίτητη έμφαση στα στοιχεία του ΣΗΕ που επηρεάζουν κάθε ξεχωριστό πρόβλημα ευστάθειας. Τα κριτήρια για την κατηγοριοποίηση, όπως αναφέρονται στην πηγή [3], είναι τα εξής:

- Η φύση του προκύπτουσας αστάθειας, μετά το πέρας της διαταραχής.
- Το μέγεθος της διαταραχής.
- Τα στοιχεία του συστήματος, οι διαδικασίες και το χρονικό διάστημα του φαινομένου, που πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά την εκτίμηση της ευστάθειας.
- Η καταλληλότερη μέθοδος υπολογισμού και πρόβλεψης της ευστάθειας.

Οι βασικές κατηγορίες των φαινομένων αστάθειας είναι οι εξής:

1. *Ευστάθεια Γωνίας*: Η ικανότητα των διασυνδεδεμένων σύγχρονων γεννητριών του συστήματος να παραμένουν σε συγχρονισμό. Σχετίζεται άμεσα με τις ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις. Διακρίνεται σε: (i) Ευστάθεια Μονίμου Κατάστασης και (ii) Μεταβατική Ευστάθεια.
2. *Ευστάθεια Τάσης*: Η ικανότητα του συστήματος να διατηρεί αποδεκτές τιμές τάσης σε όλους τους ζυγούς του συστήματος κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και αφού έχει υποβληθεί σε μια διαταραχή. Διακρίνεται σε (i) Ευστάθεια Τάσης Μικρών Διαταραχών και (ii) Ευστάθεια Τάσης Μεγάλων Διαταραχών.



3. *Ευστάθεια Συχνότητας*: Η ικανότητα του συστήματος να διατηρήσει σταθερή τη συχνότητα, μετά από μια σοβαρή διαταραχή που έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση σημαντικής αναντιστοιχίας μεταξύ παραγωγής και κατανάλωσης.

Στο πλαίσιο της συγκεκριμένης εργασίας μελετάται η ευστάθεια γωνίας και πιο συγκεκριμένα η ευστάθεια μονίμου κατάστασης. Μια πιο αναλυτική ερμηνεία των εννοιών που σχετίζονται με την ευστάθεια γωνίας είναι απαραίτητη:

*Ευστάθεια Μονίμου Κατάστασης*: Η ικανότητα των γεννητριών τους συστήματος να παραμένουν σε συγχρονισμό και να επανέρχονται στο αρχικό σημείο λειτουργίας τους, μετά από μικρές διαταραχές στο σύστημα. Τέτοιες διαταραχές μπορεί να εμφανιστούν λόγω μικρών διακυμάνσεων στο φορτίο ή στη παραγωγή. Η ανάλυση ευστάθειας γίνεται με γραμμικοποίηση του συστήματος, καθώς οι διαταραχές είναι επαρκώς μικρές και το σύστημα δεν απομακρύνεται σημαντικά από το αρχικό σημείο λειτουργίας. Η ευστάθεια επηρεάζεται από το αρχικό σημείο λειτουργίας, το πόσο ισχυρό είναι το δίκτυο και τον τύπο του συστήματος διέγερσης που χρησιμοποιείται στις γεννήτριες που επηρεάζονται από τη διαταραχή [3,5].

*Μεταβατική Ευστάθεια*: Η ικανότητα των γεννητριών του συστήματος να διατηρούν το συγχρονισμό τους, έπειτα από μια σοβαρή διαταραχή. Χαρακτηρίζεται από μεγάλες αποκλίσεις της γωνίας του δρομέα και συνεπώς δεν μπορεί να μελετηθεί μέσω γραμμικοποιημένων μοντέλων. Επηρεάζεται από το αρχικό σημείο λειτουργίας και το μέγεθος τη διαταραχής. Για παράδειγμα, ένα τριφασικό βραχυκύκλωμα στο ζυγό μετά από το μετασχηματιστή (ΜΣ) ανύψωσης στο σημείο σύνδεσης ενός ατμοηλεκτρικού σταθμού (ΑΗΣ) στο δίκτυο, ανάλογα με τη διάρκεια που έχει, μπορεί να οδηγήσει τη γεννήτρια του σταθμού σε αστάθεια. Όσο αυξάνεται η διάρκεια του βραχυκυκλώματος, αυξάνει το πλάτος της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης κατά τους πρώτους κύκλους και μπορεί να υπερβεί το όριο μεταβατικής ευστάθειας. Συνήθως, αν καταφέρει η γεννήτρια να παραμείνει σε ευστάθεια, το τελικό σημείο λειτουργίας διαφέρει από το αρχικό [3,5].

Ένα φαινόμενο αστάθειας που πρέπει να αναφερθεί για λόγους πληρότητας, είναι οι *υποσύγχρονες στρεπτικές ταλαντώσεις* (torsional oscillations). Πρόκειται για ταλαντώσεις μεταξύ των στρεφόμενων μαζών του κοινού άξονα στροβίλου γεννήτριας σε ΑΗΣ, που εκδηλώνεται μέσω της γωνιακής απόκλισης ανάμεσα στα στοιχεία αυτά. Το μηχανικό σύστημα του κοινού άξονα χαρακτηρίζεται από μικρή έμφυτη απόσβεση. Οι ταλαντώσεις αυτές παρουσιάζονται σε εύρος συχνοτήτων 10 με 30 Hz και διεγείρονται από το σύστημα διέγερσης. Η εμφάνιση ασταθών στρεπτικών ταλαντώσεων μπορεί να οδηγήσει σε μηχανική κόπωση του άξονα. Για την ανάλυση του φαινομένου απαιτούνται πολύ λεπτομερή μοντέλα του μηχανικού μέρους του άξονα και διεξαγωγή ειδικών δοκιμών στο σταθμό [3,4,6].

## **1.2. Ηλεκτρομηχανικές Ταλαντώσεις**

### **1.2.1. Ανάλυση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων**

Στην ενότητα 1.1.2. εξηγήθηκε η έννοια της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Σ' αυτήν την ενότητα θα δοθεί μια πιο λεπτομερής ανάλυση του φαινομένου. Αρχικά, θα δοθούν κάποια βασικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας της σύγχρονης μηχανής.

Η σύγχρονη μηχανή αποτελείται από δύο κύρια στοιχεία: το τύλιγμα διέγερσης στο δρομέα και το τύλιγμα του στάτη. Το τύλιγμα διέγερσης τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα και περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, παράγοντας ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της μηχανής. Το τύλιγμα στάτη είναι χωρικά κατανεμημένο με τέτοιο τρόπο, ώστε όταν διαρρέεται από εναλλασσόμενο ρεύμα παράγει ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της μηχανής. Τα πεδία του στάτη και του δρομέα, κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, στρέφονται με τη

σύγχρονη ταχύτητα και κατά την περιστροφή τους διαφέρουν κατά μια γωνία  $\delta_p$ . Η κατάσταση ισορροπίας για δύο μαγνητικά πεδία είναι να είναι ευθυγραμμισμένα. Η αλληλεπίδραση των δύο στρεφόμενων πεδίων στην προσπάθειά τους να ευθυγραμμιστούν έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Στη λειτουργία της μηχανής ως γεννήτριας, ο άξονας στρέφεται λόγω της μηχανικής ροπής που εφαρμόζεται μέσω του στροβίλου και η ηλεκτρομαγνητική ροπή αντιστέκεται στην περιστροφή αυτή [3]. Η δυναμική της κίνησης του άξονα της σύγχρονης γεννήτριας περιγράφεται από την εξής σχέση:

$$2H \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \quad (1.1)$$

όπου  $H$  (MWs/MVA) η ανηγμένη σταθερά αδράνειας και τα μεγέθη  $\omega$ ,  $T_m$ ,  $T_e$  δίνονται σε ανά μονάδα (αμ)

Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα  $\omega$  σε αμ ορίζεται ως εξής:

$$\omega = \frac{\omega_r}{\omega_o} \quad (1.2)$$

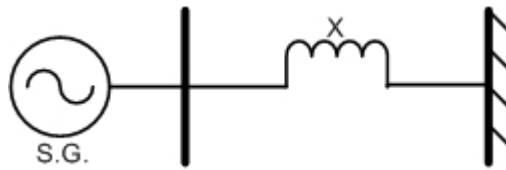
όπου  $\omega_r$  (rad/sec) η ηλεκτρική γωνιακή ταχύτητα του δρομέα και  $\omega_o$  (rad/sec) η σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής του δρομέα.

Θεωρώντας ότι η ταχύτητα του στρεφόμενου άξονα αναφοράς του συστήματος  $\omega_s$  ισούται με τη σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_o$ , τότε η μεταβολή της γωνίας του δρομέα ισούται με:

$$\dot{\delta} = (\omega - 1)\omega_o \quad (1.3)$$

Αναλυτικότερη επεξήγηση των σχέσεων (1.2) και (1.3) υπάρχει στην ενότητα 3.1.2.

Θεωρούμε μια γεννήτρια συνδεδεμένη σε ένα άπειρο ζυγό μέσω μιας γραμμής με μηδενική αντίσταση και επαγωγική αντίδραση  $X$ . Το σύστημα φαίνεται στο σχήμα 1.1.:



Σχήμα 1.1.: Σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού.

Έστω ότι γίνεται μια μικρή διαταραχή στο σύστημα. Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν, οι μεταβλητές του συστήματος θα παρουσιάσουν αποκλίσεις από τις τιμές στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Συγκεκριμένα, οι αποκλίσεις της γωνίας και της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής του δρομέα, θεωρώντας μικρές μεταβολές γύρω από το αρχικό σημείο ισορροπίας, μέσω των σχέσεων (1.2) και (1.1) δίνονται ως εξής:

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_o \Delta \omega \quad (1.4)$$

$$2H \frac{d(\Delta \omega)}{dt} = \Delta T_m - \Delta T_e \quad (1.5)$$

Κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου, έπειτα από μια διαταραχή, αναπτύσσεται από τα πεδία στάτη και δρομέα μεταβατική ηλεκτρομαγνητική ροπή, η οποία μπορεί να αναλυθεί σε δύο συνιστώσες. Η πρώτη συνιστώσα ονομάζεται *ροπή συγχρονισμού* και είναι ανάλογη της μεταβολής της γωνίας  $\Delta\delta$ . Η μεταβολή της ισούται με  $\Delta T_s = K_s \Delta\delta$  και ο συντελεστής  $K_s$  ονομάζεται συντελεστής συγχρονισμού. Η δεύτερη συνιστώσα ονομάζεται *ροπή απόσβεσης* και είναι ανάλογη της μεταβολής της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$ . Η μεταβολή της ισούται με  $\Delta T_d = K_d \Delta\omega$  και ο συντελεστής  $K_d$  ονομάζεται συντελεστής απόσβεσης. Συνολικά, η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής ισούται με:

$$\Delta T_e = K_s \Delta\delta + K_d \Delta\omega \quad (1.6)$$

Μέσω σύνθεσης των σχέσεων (1.4), (1.5), (1.6) προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση:

$$\Delta \ddot{\delta} + \frac{K_d}{2H} \Delta \dot{\delta} + \frac{K_s \omega_o}{2H} \Delta\delta = \frac{\omega_o}{2H} \Delta T_m \quad (1.7)$$

Η σχέση (1.7) είναι μια γραμμική διαφορική εξίσωση με 2 μιγαδικές λύσεις, η οποία εκφράζει τη μεταβολή της γωνίας  $\delta$ . Για το μεγαλύτερο εύρος των συνθηκών λειτουργίας της γεννήτριας, ισχύει:

$$|K_s| \gg |K_d| \quad (1.8)$$

Επομένως, η σχέση (1.7) γίνεται κατά προσέγγιση:

$$\Delta \ddot{\delta} + \frac{K_s \omega_o}{2H} \Delta\delta = \frac{\omega_o}{2H} \Delta T_m \quad (1.9)$$

Η σχέση (1.9) είναι η εξίσωση ταλάντωσης της σύγχρονης μηχανής με μηδενική απόσβεση, μετά από μια μικρή μεταβολή γύρω από το αρχικό σημείο λειτουργίας. Θεωρώντας ότι ο στρόβιλος δίνει σταθερή μηχανική ροπή στον άξονα της γεννήτριας, δηλαδή  $\Delta T_m = 0$ , λαμβάνουμε την εξίσωση του αρμονικού ταλαντωτή:

$$\Delta \ddot{\delta} + \frac{K_s \omega_o}{2H} \Delta\delta = 0 \quad (1.10)$$

και η συχνότητα ταλάντωσης είναι:

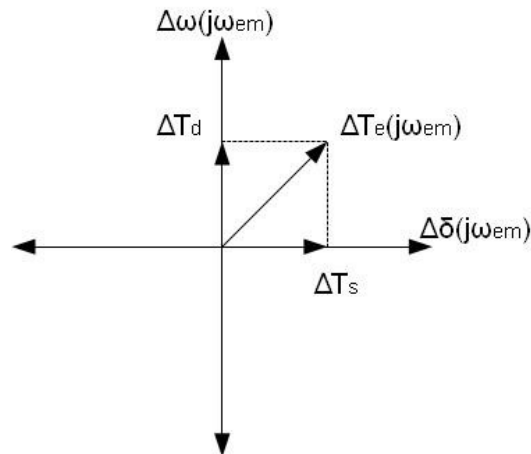
$$\omega_{em} = \sqrt{\frac{\omega_o K_s}{2H}} \quad (\text{rad/sec}) \quad (1.11)$$

Η σχέση (1.11) αποτελεί μια προσέγγιση της περιοχής συχνοτήτων που εκδηλώνονται οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις, έπειτα από μια μικρή διαταραχή.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή αναλύεται στο μιγαδικό επίπεδο για τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Επιλέγεται αυθαίρετα η φάση της γωνίας της ταλάντωσης του δρομέα, η οποία συμβολίζεται στο μιγαδικό επίπεδο  $j\omega_{em}$  από το μιγαδικό  $\Delta\delta(j\omega_{em})$ , να ισούται με μηδέν. Ο μιγαδικός της απόκλισης της ταχύτητας του δρομέα  $\Delta\omega(j\omega_{em})$ , μέσω της σχέσης (1.4), είναι:

$$j\omega_{em} \Delta\delta(j\omega_{em}) = \omega_o \Delta\omega(j\omega_{em}) \quad (1.12)$$

Η ανάλυση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής [5,7] στο μιγαδικό επίπεδο φαίνεται στο σχήμα 1.2.:



Σχήμα 1.2.: Ανάλυση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο πεδίο της συχνότητας των ηλεκτρομαγνητικών ταλαντώσεων.

Η ερμηνεία των ηλεκτρομαγνητικών ταλαντώσεων έγινε εφικτή μέσω της ανάλυσης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής των γεννητριών σε μια συνιστώσα ροπής συγχρονισμού και μια συνιστώσα ροπής απόσβεσης. Η διασφάλιση της ευστάθειας κατά τη διάρκεια των ταλαντώσεων εξαρτάται από την ύπαρξη και των δύο συνιστωσών ηλεκτρομαγνητικής ροπής [3].

Η ροπή συγχρονισμού διατηρεί τις μηχανές σε συγχρονισμό, περιορίζοντας την απόκλιση των γωνιών των δρομέων. Έχει συνήθως μεγάλη τιμή και καθορίζει τη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Η έλλειψη επαρκούς ροπής συγχρονισμού μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια μέσω μεγάλης απεριοδικής απόκλισης από τη σύγχρονη ταχύτητα. Σημαντικό ρόλο παίζει στη μεταβατική ευστάθεια γωνίας, όπου έλλειψη της μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια πρώτου κύκλου. Μετά από μια σοβαρή διαταραχή, η γωνία του δρομέα αυξάνεται απεριοδικά με αποτέλεσμα η γεννήτρια να οδηγείται σε αποσυγχρονισμό [3,4].

Η ροπή απόσβεσης περιορίζει την απόκλιση της ταχύτητας της γεννήτριας από την ονομαστική. Έχει μικρή τιμή και παίζει σημαντικό ρόλο στην εξασθένηση του πλάτους των ταλαντώσεων. Κατά τη μεταβατική ευστάθεια, εξασφαλίζει τη διατήρηση της ευστάθειας μετά την πρώτη ταλάντωση. Η τιμή της ροπής απόσβεσης επηρεάζεται από τις διατάξεις ελέγχου του συστήματος, με πιο χαρακτηριστικό παράδειγμα τη δράση του αυτόματου ρυθμιστή τάσης (APT). Μια μεγάλη τιμή κέρδους του ρυθμιστή μπορεί να επιδράσει αρνητικά στη ροπή απόσβεσης. Αρνητική τιμή της ροπής απόσβεσης μπορεί να οδηγήσει σε ταλάντωση αυξανόμενου πλάτους μέχρι την ενεργοποίηση των διατάξεων προστασίας ή σε ταλάντωση με μορφή οριακά ευσταθούς κύκλου [3,4].

### 1.2.2. Κατηγοριοποίηση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων

Οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις είναι ταλαντώσεις της γωνίας των δρομέων των σύγχρονων γεννητριών που βρίσκονται διασυνδεδεμένες σ' ένα σύστημα. Η ταλάντωση μιας γεννήτριας μπορεί να γίνεται ως προς κάποια άλλη γεννήτρια είτε γειτονική είτε πιο απομακρυσμένη, ή ως προς μια ομάδα γεννητριών. Το αίτιο αυτών των ταλαντώσεων μπορεί να είναι οποιαδήποτε διαταραχή που προκαλεί την απόκλιση της ταχύτητας του δρομέα μιας ή και περισσοτέρων μηχανών από τη σύγχρονη. Τα κύρια χαρακτηριστικά μιας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης είναι η συχνότητα και η απόσβεση της, τα οποία εξαρτώνται από τα δυναμικά χαρακτηριστικά της σύγχρονης γεννήτριας και τα χαρακτηριστικά του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, πολύ σημαντικό ρόλο έχουν η σταθερά

αδράνειας της γεννήτριας, τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των τυλιγμάτων και οι διατάξεις ελέγχου [4]. Οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις διαχωρίζονται σε διαφορετικές κατηγορίες, κυρίως με κριτήριο τη τοπογραφική θέση στο δίκτυο των γεννητριών που συμμετέχουν σ' αυτές. Η συχνότητα αποτελεί την κυριότερη ένδειξη για την εύρεση του τύπου της ταλάντωσης [6]:

- *Τοπικές Ταλαντώσεις (Local Oscillations):*

Ονομάζονται οι ταλαντώσεις ανάμεσα στους άξονες γεννητριών του ίδιου σταθμού ή γεννητριών κοντινών σταθμών. Το εύρος της συχνότητας των ταλαντώσεων κυμαίνεται συνήθως από τα 1 έως τα 2 Hz. Στο πεδίο της συχνότητας των τοπικών ταλαντώσεων, η αύξηση του κέρδους του APT έχει ως αποτέλεσμα την ενίσχυση της ροπής συγχρονισμού, αλλά μπορεί να οδηγήσει το συντελεστή ροπής απόσβεσης σε αρνητικές τιμές. Η εφαρμογή ειδικών διατάξεων απόσβεσης είναι απαραίτητη για την ενίσχυση της ροπής απόσβεσης σε τέτοιες περιπτώσεις [3,4,6].

- *Ενδοσυστημικές Ταλαντώσεις (Intra-area Oscillations):*

Είναι ταλαντώσεις μεταξύ σταθμών παραγωγής που βρίσκονται σε διαφορετικές γεωγραφικές θέσεις του ίδιου συστήματος και συνοδεύονται από ανταλλαγή ισχύος ανάμεσα στους σταθμούς. Οφείλονται στη δομή του συστήματος, εμφανίζονται ανάμεσα σε σταθμούς παραγωγής που χαρακτηρίζονται από ασθενή διασύνδεση σε συνδυασμό με μεγάλη ηλεκτροπαραγωγή και η συχνότητα τους κυμαίνεται συνήθως από 0.5 έως 1 Hz [4].

- *Ταλαντώσεις Διασύνδεσης (Inter-area Oscillations):*

Οι ταλαντώσεις αυτές εμφανίζονται ανάμεσα σε μια ομάδα μηχανών ενός συστήματος και σε μηχανές ενός άλλου συστήματος, όταν τα δύο συστήματα συνδέονται με ασθενή διασυνδετική γραμμή. Το εύρος της συχνότητας των ταλαντώσεων κυμαίνεται από τα 0.1 έως τα 0.5 Hz, σε συχνότητες χαμηλότερες από τις συχνότητες των τοπικών ταλαντώσεων. Ως αποτέλεσμα, ακόμη και αργά συστήματα διέγερσης μπορούν να επιδράσουν αρνητικά στη ροπή απόσβεσης. Λόγω του γεγονότος ότι εμπλέκονται πολλές μηχανές στις ταλαντώσεις διασύνδεσης, η απόσβεση των ταλαντώσεων επιτυγχάνεται με μια σειρά καλά ρυθμισμένων διατάξεων απόσβεσης [3,4,6].

### **1.2.3. Απόσβεση των Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων**

Οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις εμφανίστηκαν από όταν έγινε η πρώτη διασύνδεση σύγχρονων γεννητριών, με σκοπό την αύξηση της παραγωγικής ικανότητας και της αξιοπιστίας του συστήματος στις αρχές του 20ου αιώνα. Αρχικά, οι γεννήτριες ήταν στενά διασυνδεδεμένες και η συχνότητα των ταλαντώσεων κυμαίνονταν στα 1 με 2 Hz. Η απόσβεση των ταλαντώσεων αυτών επιτυγχάνονταν μέσω των τυλιγμάτων απόσβεσης της σύγχρονης μηχανής, τα οποία λειτουργούν όπως το τύλιγμα κλωβού στις ασύγχρονες μηχανές παράγοντας ηλεκτρομαγνητική ροπή ανάλογη της απόκλισης της ταχύτητας. Τα τυλίγματα απόσβεσης απορροφούν την ενέργεια των ταλαντώσεων και ως αποτέλεσμα μειώνεται το πλάτος τους [3,8].

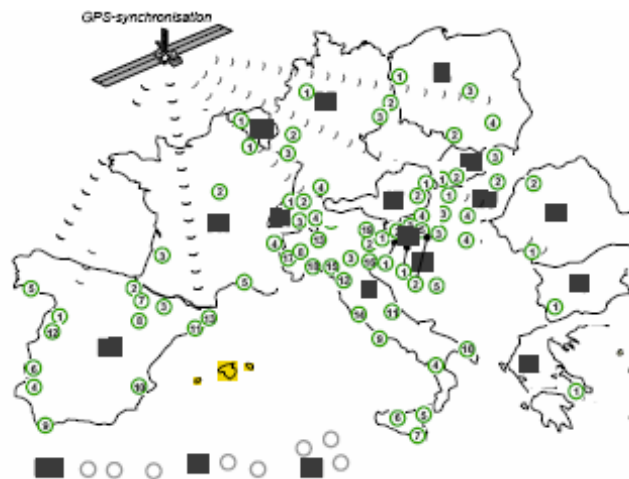
Η ανάγκη για αυξημένη αξιοπιστία προϋποθέτει ότι το σύστημα θα πρέπει να μπορεί να επανέρχεται σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας, μετά από τη δράση των διακοπών προστασίας για την εκκαθάριση ενός σφάλματος στο δίκτυο. Για το λόγο αυτό, αρχίζει να γίνεται χρήση αυτόματων ρυθμιστών τάσης ταχείας απόκρισης, οι οποίοι ενισχύουν τη ροπή συγχρονισμού των γεννητριών, περιορίζοντας τη μεταβατική αστάθεια πρώτου κύκλου. Η δράση των συστημάτων διέγερσης ταχείας απόκρισης, επιδρά αρνητικά στην απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, με αποτέλεσμα την εμφάνιση τοπικών ταλαντώσεων ανάμεσα σε κοντινούς σταθμούς. Για την απόσβεση των ταλαντώσεων σχεδιάζονται οι πρώτοι *σταθεροποιητές ΣΗΕ (PSS)*

[3,8].

Στις δεκαετίες '50 και '60 για λόγους αύξησης της αξιοπιστίας τροφοδότησης και μείωσης του κόστους, μεγάλα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας διασυνδέονται μεταξύ τους, μέσω διασυνδεδετικών γραμμών εναλλασσομένου ρεύματος (EP) μεγάλου μήκους. Αρχίζουν να εμφανίζονται ταλαντώσεις διασύνδεσης χαμηλής συχνότητας (inter-area), οι οποίες σε μερικές περιπτώσεις αντιμετωπίζονται μέσω μείωσης του κέρδους των APT, ενώ σε άλλες περιπτώσεις αναγκαστικά διακόπτεται η σύνδεση, καθώς δεν είναι τεχνικά δυνατή η διατήρησή της. Αργότερα, γίνεται εφικτή η σύνδεση αυτών των συστημάτων μέσω της ανάπτυξης της τεχνολογίας μεταφοράς με συνεχές ρεύμα υπό υψηλή τάση HVDC (High Voltage Direct Current). Η ανάπτυξη των EP διασυνδέσεων, μερικές φορές οδηγεί σε ταλαντώσεις διασύνδεσης με αυξανόμενο πλάτος. Στην χειρότερη περίπτωση, οι ταλαντώσεις αυτές οδηγούν το σύστημα σε αστάθεια, με αποτέλεσμα την απώλεια της διασύνδεσης [8].

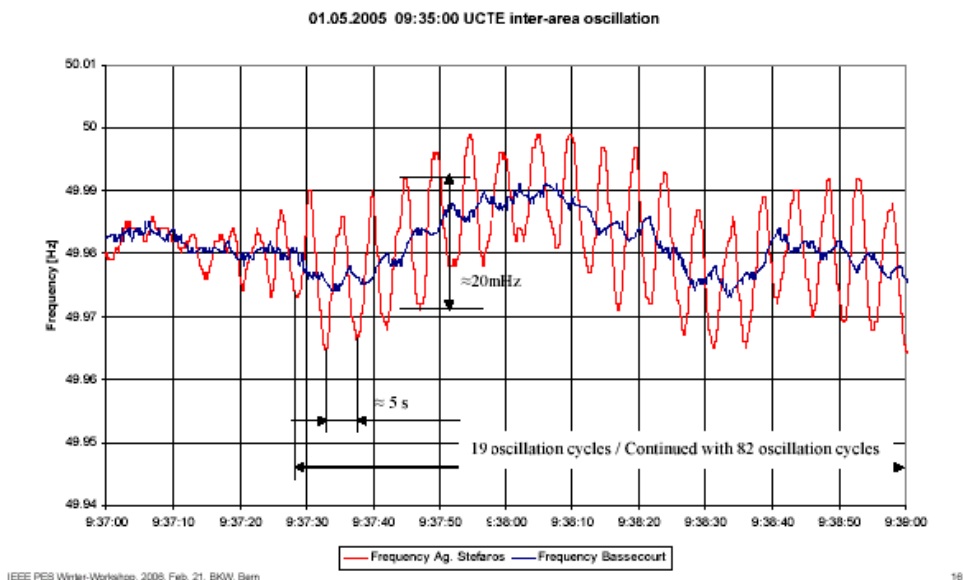
Ένα παράδειγμα εμφάνισης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων λόγω διασύνδεσης δύο μεγάλων συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας δίνεται ακολούθως. Μετά την επανασύνδεση του ηλεκτρικού συστήματος της Βαλκανικής με το σύστημα της υπόλοιπης Ευρώπης, παρατηρήθηκαν φαινόμενα ταλαντώσεων ισχύος χαμηλής συχνότητας (~0.2 Hz) στο Ευρωπαϊκό δίκτυο στην κατεύθυνση ανατολής – δύσης, με πλάτος ως και 1.500 MW και διάρκεια που κυμαίνονταν από μερικά δευτερόλεπτα ως και ορισμένα πρώτα λεπτά της ώρας.

Οι ταλαντώσεις αυτές έχουν καταγραφεί από ένα εκτεταμένο δίκτυο WAMS (Wide Area Measurement System) (Σχήμα 1.3), το οποίο έχει εγκατασταθεί σε πολλά σημεία του Ευρωπαϊκού συστήματος. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιεί τεχνικές μέτρησης PMU (Phase Measurement Units), συγχρονίζεται μέσω δορυφόρου και καταγράφει και αποθηκεύει τιμές ηλεκτρικών μεγεθών (phasor τάσεως σε συγκεκριμένους ζυγούς του συστήματος και phasor ρεύματος σε γραμμές μεταφοράς που συνδέονται με αυτούς) [27]. Από τις μετρούμενες τιμές των γωνιών των τάσεων και χρησιμοποιώντας τεχνικές ανάλυσης σήματος, είναι δυνατό να καταγραφούν ταλαντώσεις ισχύος εντός του διασυνδεδεμένου Ευρωπαϊκού Συστήματος.



Σχήμα 1.3.: Σύστημα WAMS της ηπειρωτικής Ευρώπης.

Μια τέτοια καταγραφή φαίνεται και στο σχήμα 1.4, όπου συγκρίνεται η μεταβολή στο χρόνο της γωνίας τάσεως σε ένα σταθμό μέτρησης στο Ελληνικό Σύστημα (KYT Αγ. Στεφάνου – κόκκινη καμπύλη) με την αντίστοιχη στον Υ/Σ Bassecourt στην Ελβετία (μπλε καμπύλη). Η περίοδος της ταλάντωσης είναι 5 sec και η συνολική διάρκεια του φαινομένου ήταν 7 min.



Σχήμα 1.4.: Καταγραφή της ταλάντωσης συχνότητας στον Άγιο Στέφανο (GR) ως προς τη μετρούμενη συχνότητα της Κεντρικής Ευρώπης (Bassecourt - CH) την 1<sup>η</sup> Μαΐου 2005 [2]

Η οικονομικότερη λύση για την απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων είναι η χρήση σταθεροποιητών ΣΗΕ, η οποία εφαρμόζεται τα τελευταία 30 χρόνια σε πολλές γεννήτριες. Οι σταθεροποιητές ΣΗΕ είναι διατάξεις ελέγχου που δρουν μέσω του συστήματος διέγερσης με βασική λειτουργία την αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης στο πεδίο των συχνοτήτων των ηλεκτρομαγνητικών ταλαντώσεων [7,8]. Ως αποτέλεσμα παράγεται καθαρή ροπή απόσβεσης. Γενικά, αποτελεσματική λειτουργία ενός σταθεροποιητή μπορεί να χαρακτηριστεί αυτή που εξασφαλίζει την ενίσχυση της απόσβεσης του συστήματος σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Σε περιπτώσεις που η παραγόμενη ροπή απόσβεσης καλύπτει ένα πολύ μικρό διάστημα συχνοτήτων, μπορεί να προκύψουν προβλήματα αν κάποια μεταβολή στο σύστημα έχει ως αποτέλεσμα την αλλαγή της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης [8].

Σ' ένα σύστημα μπορεί να συνυπάρξουν διαφορετικοί τύποι ταλαντώσεων, ενώ σημαντικό ρόλο στη διέγερση τους παίζουν και οι διατάξεις ελέγχου. Για παράδειγμα, η ρύθμιση ενός σταθεροποιητή με σκοπό την απόσβεση μιας τοπικής ταλάντωσης, μπορεί να οδηγήσει σε μείωση της απόσβεσης μιας ταλάντωσης διασύνδεσης. Το γεγονός αυτό οδηγεί στην ανάγκη για μεθοδική σχεδίαση και επιλογή των παραμέτρων των διατάξεων απόσβεσης, ώστε η απόσβεση μιας ταλάντωσης να μην οδηγεί στη διέγερση άλλης ταλάντωσης. Η ρύθμιση των σταθεροποιητών γίνεται μέσω της ανάλυσης των ρυθμών του συστήματος με γραμμικοποιημένα μοντέλα. Η ρύθμιση πρέπει να επαληθεύεται μέσω δοκιμών και μη γραμμικής προσομοίωσης του συστήματος για αρκετές περιπτώσεις καίριων διαταραχών. Η μεγάλη απόκλιση ανάμεσα στη δοκιμή και την προσομοίωση καταδεικνύει την πιθανή ανάγκη επανασχεδιασμού των σταθεροποιητών [4,8].

### 1.3. Μοντελοποίηση Συστήματος και Εκτίμηση Παραμέτρων

Στον πραγματικό κόσμο υπάρχουν πληθώρα δυναμικών συστημάτων διαφορετικών τύπων, όπως βιολογικά, μηχανικά, ηλεκτρικά, χημικά κ.α. Η ανάλυση της συμπεριφοράς των δυναμικών συστημάτων είναι ένα θέμα μείζονος σημασίας για τους επιστήμονες και πιο συγκεκριμένα για τους μηχανικούς. Η περιγραφή της συμπεριφοράς ενός δυναμικού συστήματος μπορεί να γίνει μέσω της κατασκευής ενός μαθηματικού μοντέλου. Η διαδικασία της κατασκευής του μοντέλου ονομάζεται *μοντελοποίηση*. Μέσω του μοντέλου, οι σχέσεις μεταξύ των μεγεθών (απόσταση, ρεύμα, ροή κλπ) που παρατηρούνται στο πραγματικό σύστημα περιγράφονται μέσω μαθηματικών σχέσεων. Τα περισσότερα δυναμικά συστήματα μπορούν να περιγραφούν μέσω ενός συνόλου

διαφορικών εξισώσεων. Τα μαθηματικά μοντέλα μπορούν να διαχωριστούν σε στατικά ή δυναμικά, γραμμικά ή μη γραμμικά, ντετερμινιστικά ή στοχαστικά, συνεχή ή διακριτού χρόνου, χρονικά αμετάβλητα ή μεταβαλλόμενα.

Η διαδικασία της μοντελοποίησης χωρίζεται στα εξής στάδια:

- 1) Ανάπτυξη του μοντέλου.
- 2) Μέτρηση δεδομένων πραγματικού συστήματος.
- 3) Εκτίμηση παραμέτρων.
- 4) Επαλήθευση του μοντέλου.

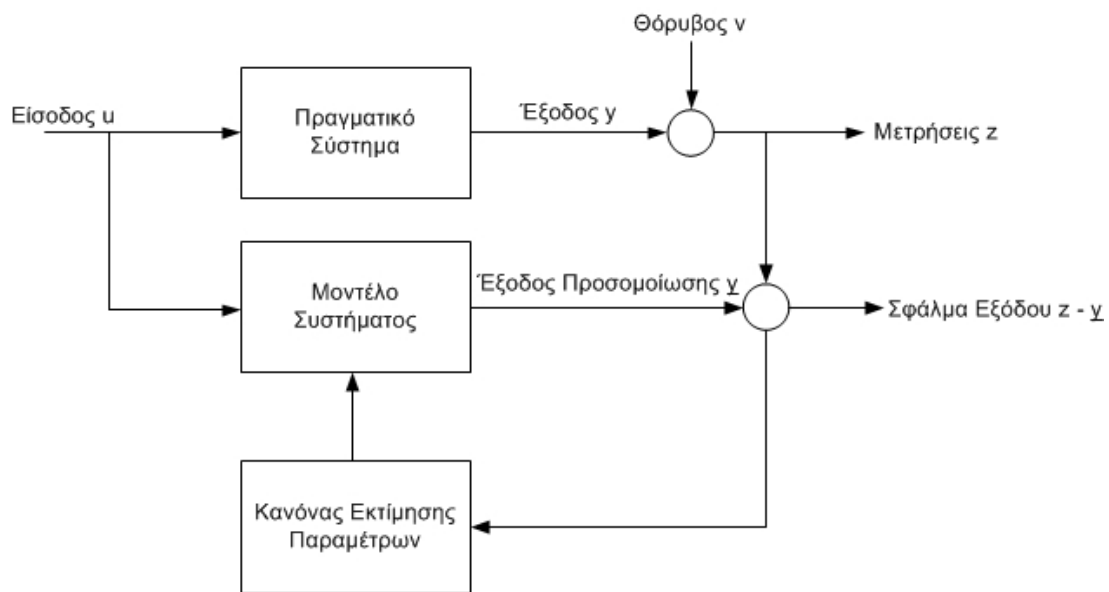
Το πρώτο στάδιο μπορεί να γίνει είτε μέσω φυσικής μοντελοποίησης είτε μέσω αναγνώρισης του συστήματος. Η φυσική μοντελοποίηση γίνεται μέσω διαχωρισμού του συστήματος σε μικρότερα υποσυστήματα, για τα οποία είναι γνωστοί οι φυσικοί νόμοι που διέπουν τη λειτουργία τους και συνδυασμό όλων των μαθηματικών σχέσεων που προκύπτουν από τους φυσικούς νόμους. Η αναγνώριση του συστήματος βασίζεται σε παρατηρήσεις (μετρήσεις, αποκρίσεις) που έχουν γίνει στο πραγματικό σύστημα. Πολλές φορές, χρησιμοποιείται συνδυασμός των δύο τεχνικών σε μικρότερα υποσυστήματα για να εξαχθεί το συνολικό μοντέλο του συστήματος. Η διαδικασία της αναγνώρισης διαχωρίζεται από τη διαδικασία εκτίμησης παραμέτρων, υπό την έννοια ότι η αναγνώριση του συστήματος είναι μια διαδικασία που στοχεύει στην εξαγωγή της δομής του συστήματος. Για παράδειγμα, η αναγνώριση μπορεί να αναφέρεται στην εύρεση της τάξης της συνάρτησης μεταφοράς ενός συστήματος, ενώ η εκτίμηση παραμέτρων στην εύρεση κατάλληλων τιμών για τους συντελεστές των πολυωνύμων αριθμητή και παρονομαστή. Μετά την πλήρη εξαγωγή της περιγραφής του μοντέλου (δομή και τιμές παραμέτρων), γίνεται η διαδικασία της επαλήθευσης του μοντέλου, η οποία αναφέρεται στη διαδικασία σύγκρισης της συμπεριφοράς του μοντέλου και του πραγματικού συστήματος, ώστε να πιστοποιηθεί ότι το μοντέλο αναπαριστά τη συμπεριφορά του συστήματος χωρίς σημαντική απόκλιση.

Η εκτίμηση παραμέτρων είναι αυτή που μας απασχολεί περισσότερο στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας. Ο όρος εκτίμηση παραμέτρων αναφέρεται στο πρόβλημα κατά το οποίο είναι γνωστή η δομή του μαθηματικού μοντέλου που περιγράφει το φυσικό σύστημα, όμως απαιτείται η επιλογή κατάλληλων τιμών ορισμένων παραμέτρων για να ολοκληρωθεί η εξαγωγή της περιγραφής του μοντέλου. Συχνά, οι παράμετροι αυτές είναι καίριες για την ευστάθεια και την τεχνική ελέγχου του συστήματος. Συνεπώς, η εκτίμηση παραμέτρων είναι ένα σημαντικό βήμα για την ανάλυση του συστήματος. Στη θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, ο όρος ανάλυση αναφέρεται στη λήψη της απόκρισης του συστήματος, θεωρώντας γνωστό το μοντέλο που περιγράφει το σύστημα. Η εκτίμηση παραμέτρων ανήκει στην κατηγορία των αντίστροφων προβλημάτων, καθώς η γνώση του μοντέλου προκύπτει μέσω της σχέσης εισόδου – εξόδου του πραγματικού συστήματος.

Για τη διαδικασία της εκτίμησης παραμέτρων είναι απαραίτητη η γνώση της απόκρισης (σήμα εξόδου) του πραγματικού συστήματος για συγκεκριμένη διέγερση (σήμα εισόδου / σήμα θορύβου). Οι παράμετροι προς εκτίμηση είναι δυνατό να θεωρηθούν ως τυχαίες μεταβλητές, καθώς η επιλογή των τιμών τους γίνεται μέσω αποκρίσεων, οι οποίες περιέχουν θόρυβο είτε λόγω διατάξεων μέτρησης είτε λόγω του περιβάλλοντος στο οποίο γίνεται η μέτρηση (πχ. στο σύστημα ενός αεροπλάνου που πετάει, ασκούνται ατμοσφαιρικές διαταραχές που περιγράφονται ως ένα σήμα θορύβου). Η διαδικασία εκτίμησης παραμέτρων βασίζεται σε ένα κριτήριο ελαχιστοποίησης. Μια απλοποιημένη αναπαράσταση της διαδικασίας φαίνεται στο σχήμα 1.5. Οι παράμετροι του συστήματος προσαρμόζονται μέσω μιας επαναληπτικής διαδικασίας, μέχρις ότου οι αποκρίσεις του μοντέλου ταιριάζουν με τις αποκρίσεις του πραγματικού συστήματος, δηλαδή μέχρι να ικανοποιηθεί το κριτήριο ελαχιστοποίησης. Μια καλή προσαρμογή των αποκρίσεων αποτελεί



αναγκαία, αλλά όχι και ικανή συνθήκη για μια επιτυχημένη εκτίμηση.



Σχήμα 1.5.: Απλοποιημένη αναπαράσταση διαδικασίας εκτίμησης παραμέτρων.

Ιστορικά, από τους πρωτεργάτες των τεχνικών για την εκτίμηση παραμέτρων ήταν ο Gauss, ο οποίος στα τέλη του 18ου αιώνα ασχολήθηκε με την πρόβλεψη της τροχιάς των πλανητών και χρησιμοποίησε μόνο λίγες παραμέτρους για την περιγραφή της κίνησής τους. Κατά τη διάρκεια της ερευνάς του ανέπτυξε τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων [22,23].

## 1.4. Αντικείμενο και Δομή της Εργασίας

### 1.4.1. Αντικείμενο της Εργασίας

Αφορμή για την ανάθεση της παρούσας εργασίας στάθηκε η διερεύνηση από το ΔΕΣΜΗΕ της επίδρασης των σταθεροποιητών μονάδων παραγωγής του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος στην απόσβεση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων πολύ χαμηλής συχνότητας που εμφανίζονται στο Ευρωπαϊκό σύστημα. Ένα παράδειγμα μιας τέτοιας ταλάντωσης δόθηκε στο σχήμα 1.4.

Αν και τα ακριβή αίτια της εμφάνισης τέτοιων ταλαντώσεων δεν έχουν αποσαφηνιστεί, σύμφωνα με αυτές τις καταγραφές ο ENTSO (European Network of Transmission System Operators) (Ευρωπαϊκός Οργανισμός Διαχειριστών Συστημάτων Μεταφοράς) εκτίμησε ότι η συμβολή των μονάδων που βρίσκονται στα δύο άκρα του συστήματος (Ελλάδα και Ισπανία) ήταν καθοριστική. Ο ΔΕΣΜΗΕ (Διαχειριστής Ελληνικού Συστήματος Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας) ανέλαβε τη συμβατική υποχρέωση έναντι του ENTSO να ελέγξει την λειτουργία των σταθεροποιητών ΣΗΕ και την συνεισφορά τους στην απόσβεση ταλαντώσεων χαμηλής συχνότητας. Προτεραιότητα δόθηκε σε θερμικές μονάδες βάσης του Ελληνικού συστήματος λόγω του μεγάλου ποσοστού συμμετοχής τους στο ηλεκτρικό ενεργειακό ισοζύγιο της χώρας και της λειτουργίας τους σχεδόν σε 24ωρη βάση, κατά τη μεγαλύτερο μέρος του χρόνου.

Έπειτα από συνεννοήσεις με τη ΔΕΗ, αποφασίστηκε ότι οι απαιτούμενες εργασίες ελέγχου, δοκιμών και επαναρρύθμισης των παραμέτρων των υφιστάμενων σταθεροποιητών θα έπρεπε να γίνουν από τις κατασκευάστριες εταιρίες των συστημάτων διέγερσης, οι οποίες στο σύνολο των εξετασθέντων περιπτώσεων προμήθευαν και τους σταθεροποιητές. Ο οίκος ABB, προμηθευτής των

συστημάτων διέγερσης για τη μεγάλη πλειοψηφία των θερμικών μονάδων, ήταν ο ανάδοχος του συγκεκριμένου έργου.

Η εργασία αυτή βασίζεται στα δεδομένα, τις μετρήσεις και τα αποτελέσματα που δόθηκαν από την ABB κατά την υλοποίηση του έργου. Αρμόδιοι για τη συλλογή και αποτίμηση των παραπάνω στοιχείων ήταν μηχανικοί της Διεύθυνσης Σχεδιασμού και Ανάπτυξης Συστήματος Μεταφοράς (ΔΣΑΣ) του ΔΕΣΜΗΕ.

Στόχος της εργασίας είναι με τη βοήθεια των μηχανικών του ΔΕΣΜΗΕ και της εμπειρίας της σχεδίασης σταθεροποιητών που πραγματοποίησε στο Ελληνικό Διασυνδεδεμένο Σύστημα η εταιρία ABB [20,21] να αναπτυχθεί μια συστηματική μεθοδολογία για την εκτίμηση παραμέτρων και την επαλήθευση μαθηματικών μοντέλων μιας πραγματικής γεννήτριας, τον υπολογισμό των βέλτιστων παραμέτρων σταθεροποιητή και την επαλήθευση των προτεινόμενων ρυθμίσεων με προσομοίωση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Η μεθοδολογία αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κάθε σταθμό παραγωγής του Ελληνικού Συστήματος για την αποτίμηση της συμπεριφοράς του στην απόσβεση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Με τον τρόπο αυτό επιδιώκεται η ενσωμάτωση της αντίστοιχης τεχνογνωσίας στον ελληνικό χώρο. Σημειώνεται ότι στις αναφορές [20,21] δεν περιλαμβάνεται η θεωρία ή τα κριτήρια για την εκτίμηση παραμέτρων και τη σχεδίαση σταθεροποιητών, τα οποία αναπτύχθηκαν στην παρούσα εργασία με βάση τη διεθνή βιβλιογραφία, αλλά και τα αποτελέσματα των τεχνικών αναφορών [20,21].

#### **1.4.2. Δομή της Εργασίας**

Στο παρόν Κεφάλαιο δόθηκαν οι βασικές έννοιες για την περιγραφή και την ευστάθεια ενός ΣΗΕ. Δόθηκαν ορισμοί για τα διαφορετικά είδη ευστάθειας ΣΗΕ και περιγράφηκε το φαινόμενο των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Μέσα από μια απλοποιημένη μαθηματική περιγραφή των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, η ηλεκτρομαγνητική ροπή της γεννήτριας αναλύθηκε σε δύο συνιστώσες και εξηγήθηκε η σημασία τους. Έγινε αναφορά στις κατηγορίες των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων και στους τρόπους απόσβεσής τους. Έγινε μια εισαγωγή στη διαδικασία μοντελοποίησης ενός δυναμικού συστήματος, όπου και δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην επεξήγηση της εκτίμησης παραμέτρων.

Στο Κεφάλαιο 2, ο αναγνώστης εισάγεται στις απαραίτητες μαθηματικές έννοιες για την κατανόηση εργασίας. Αρχικά, δίνεται η μαθηματική περιγραφή των πολυμεταβλητών μη γραμμικών δυναμικών συστήματα και αναλύεται η διαδικασία εξαγωγής του γραμμικοποιημένου συστήματος γύρω από σημείο ισορροπίας, για τη μελέτη της ευστάθειας μονίμου κατάστασης. Ακολούθως, αναλύεται η επίλυση των εξισώσεων κατάστασης του γραμμικοποιημένου συστήματος για την εύρεση της ελεύθερης απόκρισης του συστήματος, όπου δίνεται ιδιαίτερη σημασία στην έννοια του ρυθμού απόκρισης. Στη συνέχεια, ορίζεται η συνάρτηση μεταφοράς για γραμμικά συστήματα και αναλύονται οι έννοιες του γεωμετρικού τόπου ριζών και των διαγραμμάτων Bode, που αποτελούν σημαντικά εργαλεία για τη διαδικασία σχεδίασης των σταθεροποιητών ΣΗΕ που παρουσιάζεται στην εργασία. Ορίζονται οι έννοιες του συντελεστή συμμετοχής μιας μεταβλητής κατάστασης σε ένα ρυθμό απόκρισης και της ελεγχιμότητας και της παρατηρησιμότητας του συστήματος. Αναλύεται η έννοια του ολοκληρωτικού υπολοίπου ενός ρυθμού, που είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για τη σχεδίαση των σταθεροποιητών ΣΗΕ. Τέλος, εξηγούνται ορισμένες βασικές έννοιες σχετικά με την ανάλυση Fourier.

Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται τα μοντέλα σύγχρονων γεννητριών και διατάξεων ρύθμισης, από τα οποία περιγράφονται τα συστήματα που μελετώνται στα πλαίσια της εργασίας. Αρχικά, δίνονται ορισμένα βασικά στοιχεία για τη μαθηματική περιγραφή των σύγχρονων μηχανών, ορίζεται το σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς και αναλύονται οι εξισώσεις που περιγράφουν την κίνηση του δρομέα

. Στη συνέχεια εξάγονται οι εξισώσεις που περιγράφουν το μοντέλο σύγχρονης γεννήτριας 4ης τάξης και του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Ακολούθως, γίνεται αναφορά στη δομή των συστημάτων διέγερσης και γίνεται διαχωρισμός τους σε κατηγορίες ανάλογα με τον τύπο της βαθμίδας ισχύος που χρησιμοποιούν. Αναλύεται η λειτουργία των διατάξεων μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης φορτίου και παρουσιάζεται το σύστημα διέγερσης UNITROL 5000. Ακολούθως, παρουσιάζονται δύο μοντέλα σταθεροποιητών ΣΗΕ, του σταθεροποιητή PSS1A με είσοδο την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα Δω και του σταθεροποιητή PSS2B. Γίνεται ανάλυση της λειτουργίας των φίλτρων του σταθεροποιητή PSS2B και παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα του σε σχέση με τον σταθεροποιητή PSS1A. Τέλος, παρουσιάζεται το μοντέλο του συστήματος που αναπτύχθηκε στο Matlab/Simulink και δίνονται ορισμένα βασικά στοιχεία για τα προγράμματα PSS/E Siemens και Pacdyn CEPTEL.

Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε για την εκτίμηση παραμέτρων σε γεννήτρια και σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 και για τη σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ. Στο τμήμα του κεφαλαίου που αναφέρεται στην εκτίμηση παραμέτρων γίνεται αναλυτική παρουσίαση των διάφορων διαδικασιών για την εκτίμηση συγκεκριμένων παραμέτρων του συστήματος διέγερσης και της γεννήτριας. Κάθε ανεξάρτητη διαδικασία στοχεύει στην εκτίμηση μιας παραμέτρου. Ακόμη, εκτιμάται η συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων με χρήση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier. Στο τμήμα του κεφαλαίου που αναφέρεται στη σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ, γίνεται αναλυτική παρουσίαση μιας ακολουθίας διαδικασιών με σκοπό τη σχεδίαση σταθεροποιητών για την απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Σε κάθε διαδικασία χρησιμοποιούνται τα αποτελέσματα των προηγούμενων διαδικασιών σε συνδυασμό με σχεδιαστικούς περιορισμούς για τον υπολογισμό κατάλληλων τιμών για της παραμέτρους τους σταθεροποιητή. Οι σχεδιαστικοί περιορισμοί τίθενται με σκοπό να εξασφαλιστούν ορισμένα επιθυμητά χαρακτηριστικά λειτουργίας του σταθεροποιητή. Η μεθοδολογία που παρουσιάζεται μπορεί να εφαρμοστεί για τη σχεδίαση ενός σταθεροποιητή PSS1A ή ενός σταθεροποιητή PSS2B.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται η εφαρμογή της μεθοδολογίας του Κεφαλαίου 4 στις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Η εφαρμογή βασίζεται σε δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν στον ΑΗΣ Καρδιάς από την ABB Switzerland Ltd και τα αποτελέσματα των δοκιμών περιλαμβάνονται στην τεχνική αναφορά [20] και μας παρήχθησαν από το ΔΕΣΜΗΕ Α.Ε. Αρχικά, γίνεται παρουσίαση των δεδομένων του συστήματος και εκτίμηση συγκεκριμένων παραμέτρων του συστήματος διέγερσης και της γεννήτριας. Ακολούθως, παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδίασης ενός σταθεροποιητή PSS2B. Αξιολογείται η σχεδίαση του σταθεροποιητή μέσω μελέτης της δυναμικής συμπεριφοράς του με προσομοιώσεις με σκοπό, ενώ πραγματοποιείται μια σύγκριση της σχεδίασης με τη σχεδίαση που προτείνεται στην τεχνική αναφορά [20].

Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται η εφαρμογή της μεθοδολογίας του Κεφαλαίου 4 στις μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Η εφαρμογή βασίζεται σε δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν στον ΑΗΣ Καρδιάς από την ABB Switzerland Ltd και τα αποτελέσματα των δοκιμών περιλαμβάνονται στην τεχνική αναφορά [21] και μας παρήχθησαν από το ΔΕΣΜΗΕ Α.Ε. Αρχικά, γίνεται παρουσίαση των δεδομένων του συστήματος και εκτίμηση συγκεκριμένων παραμέτρων του συστήματος διέγερσης και της γεννήτριας. Ακολούθως, πραγματοποιείται μια σύγκριση της συμπεριφοράς του μοντέλου προσομοίωσης που αναπτύχθηκε στο Matlab/Simulink με αντίστοιχα μοντέλα που αναπτύχθηκαν στα προγράμματα PSS/E Siemens και Pacdyn CEPTEL, με σκοπό την επαλήθευση της ορθότητας του μοντέλου. Σχεδιάζονται δύο σταθεροποιητές ΣΗΕ: ένας σταθεροποιητής PSS1A και ένας σταθεροποιητής PSS2B και παρουσιάζεται αναλυτικά η διαδικασία σχεδίασής τους. Γίνεται αξιολόγηση της σχεδίασης του σταθεροποιητή μέσω προσομοιώσεων. Πραγματοποιείται μια σύγκριση της συμπεριφοράς των δύο σταθεροποιητών, για να αναδειχθούν οι διαφορές που παρουσιάζουν κατά τη λειτουργία τους. Τέλος, πραγματοποιείται μια σύγκριση της σχεδίασης του σταθεροποιητή PSS2B με την αντίστοιχη σχεδίαση που προτείνεται στην τεχνική αναφορά [20].

Στο κεφάλαιο 7 πραγματοποιείται μια ανασκόπηση της εργασίας, παρατίθενται τα συμπεράσματα που προκύπτουν από το πρακτικό κομμάτι και προτείνονται πιθανές προοπτικές για περαιτέρω μελέτη.

## Κεφάλαιο 2

### Μαθηματικό Υπόβαθρο

#### 2.1. Περιγραφή και Γραμμικοποίηση Δυναμικών Συστημάτων

##### 2.1.1. Περιγραφή Δυναμικών Συστημάτων

Για την περιγραφή ενός δυναμικού συστήματος, πρέπει να οριστούν διάφορα σύνολα μεταβλητών. Το πρώτο σύνολο αποτελούν οι μεταβλητές κατάστασης, έστω  $n$  ο αριθμός τους, οι οποίες είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και επαρκούν για την περιγραφή του συστήματος. Καθεμία μεταβλητή κατάστασης παριστάνεται μέσω μιας διαφορικής εξίσωσης πρώτης τάξης. Όταν το σύστημα υπόκειται σε αλγεβρικούς περιορισμούς, ορισμένες ενδιάμεσες μεταβλητές, που ονομάζονται αλγεβρικές, ορίζονται έμμεσα μέσω αυτών των περιορισμών. Η διέγερση του συστήματος περιγράφεται από ένα σύνολο μεταβλητών, έστω  $n_i$  ο αριθμός τους, που ονομάζονται μεταβλητές εισόδου και η απόκριση του συστήματος από ένα σύνολο μεταβλητών, έστω  $n_o$  ο αριθμός τους, που ονομάζονται μεταβλητές εξόδου. Η χρονική εξέλιξη ενός συστήματος προσδιορίζεται πλήρως κάθε χρονική στιγμή, μέσω των μεταβλητών κατάστασης και των μεταβλητών εισόδου. Οποιαδήποτε άλλη μεταβλητή του συστήματος μπορεί να περιγραφεί ως μια συνάρτηση των μεταβλητών κατάστασης και των μεταβλητών εισόδου [4].

Μπορούν να υπάρξουν διαφορετικά μοντέλα για την περιγραφή ενός συστήματος στο χώρο κατάστασης, ανάλογα με την επιλογή των μεταβλητών κατάστασης. Αν επιλεγούν περισσότερες μεταβλητές κατάστασης από όσες είναι απολύτως αναγκαίες για την περιγραφή του συστήματος, τότε ορισμένες μεταβλητές κατάστασης δεν θα είναι ανεξάρτητες και περιγράφονται ως γραμμικός συνδυασμός άλλων [4,8].

Θεωρείται ένα χρονικά αμετάβλητα δυναμικό σύστημα. Οι μεταβλητές κατάστασης περιγράφονται από ένα σύνολο  $n$  διαφορικών εξισώσεων πρώτου βαθμού:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}, \underline{w}, \underline{d}, \underline{p}) \quad (2.1)$$

όπου:

- $\underline{x}$  : το  $n \times 1$  διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης
- $\underline{w}$  : το  $n_a \times 1$  διάνυσμα των αλγεβρικών μεταβλητών
- $\underline{d}$  : το  $n_i \times 1$  διάνυσμα των μεταβλητών εισόδου
- $\underline{p}$  : το  $n_p \times 1$  διάνυσμα των υπόλοιπων παραμέτρων του συστήματος
- $\underline{f}$  : το  $n \times 1$  σύνολο των διαφορικών εξισώσεων

Οι αλγεβρικοί περιορισμοί που θέτει το σύστημα, μπορούν να παρασταθούν από ένα σύνολο  $n_a$  αλγεβρικών εξισώσεων, οι οποίες γράφονται ως εξής:

$$0 = \underline{h}(\underline{x}, \underline{w}, \underline{d}, \underline{p}) \quad (2.2)$$

όπου:

- $\underline{h}$  : το  $n_a \times 1$  σύνολο των αλγεβρικών εξισώσεων

Η έξοδος του συστήματος περιγράφεται από  $n_o$  αλγεβρικές εξισώσεις, που γράφονται ως εξής:

$$\underline{y} = \underline{g}(\underline{x}, \underline{w}, \underline{d}, \underline{p}) \quad (2.3)$$

όπου:

$\underline{y}$  : το διάνυσμα  $n_o \times 1$  των μεταβλητών εξόδου

$\underline{g}$  : το  $n_o \times 1$  σύνολο των εξισώσεων εξόδου

Οι συναρτήσεις  $\underline{f}$ ,  $\underline{g}$ ,  $\underline{h}$  θεωρούνται συνεχείς και παραγωγίσιμες.

### 2.1.2. Γραμμικοποίηση Δυναμικών Συστημάτων

Θεωρούμε ένα σύστημα που λειτουργεί σ' ένα συγκεκριμένο σημείο ισορροπίας και υποβάλλεται σε μια μικρή διαταραχή. Η ευστάθεια του σημείου ισορροπίας του συστήματος (ή ευστάθεια μονίμου κατάστασης) μπορεί να εξετασθεί μέσω της γραμμικοποίησης του συστήματος γύρω από το σημείο ισορροπίας και χρήσης μεθόδων μελέτης ευστάθειας που χρησιμοποιούνται για γραμμικά συστήματα. Απαραίτητη προϋπόθεση για τη γραμμικοποίηση ενός συστήματος είναι το επαρκώς μικρό μέγεθος της διαταραχής, ώστε η συμπεριφορά του μη γραμμικού συστήματος να μπορεί να χαρακτηριστεί ως γραμμική [5,8]. Στην παρούσα ενότητα αναλύεται η διαδικασία γραμμικοποίησης για πολυμεταβλητά μη γραμμικά συστήματα, των οποίων η περιγραφή δόθηκε στην παράγραφο 2.1.1. Αρχικά, δίνεται η μαθηματική περιγραφή της γραμμικοποίησης μιας συνάρτησης:

Θεωρούμε μια μη γραμμική συνάρτηση  $f(x)$ , η οποία είναι συνεχής και παραγωγίσιμη στο σημείο  $x_o$ . Η γραμμικοποίηση της συνάρτησης στηρίζεται στο ανάπτυγμα Taylor γύρω από το σημείο  $x_o$ :

$$f(x) = f(x_o) + (x - x_o)f'(x_o) + \frac{1}{2}(x - x_o)^2 f^{(2)}(x_o) + \dots \quad (2.4)$$

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι οι αποκλίσεις της μεταβλητής  $x$  από το αρχικό σημείο  $x_o$  είναι τόσο μικρές ώστε οι όροι που περιέχουν γινόμενα αποκλίσεων μπορούν να αμεληθούν χωρίς σοβαρό σφάλμα. Συνεπώς, αμελώντας τους όρους δεύτερης και ανώτερης τάξης η γραμμικοποιημένη μορφή της  $f(x)$  γύρω από το σημείο  $x_o$ :

$$\Delta f = f'(x_o) \Delta x \quad (2.5)$$

όπου:

$$\Delta f = f(x) - f(x_o) \quad \text{και} \quad \Delta x = x - x_o.$$

Το πρόθεμα  $\Delta$  χρησιμοποιείται για να δηλώσει την απόκλιση από το αρχικό σημείο [5].

Επιστρέφουμε στην περιγραφή των δυναμικών συστημάτων, όπως αυτή δόθηκε στην παράγραφο 2.1.1. Ένα σημείο ισορροπίας ( $\underline{x}_o$ ,  $\underline{w}_o$ ,  $\underline{d}_o$ ) του συστήματος πρέπει να ικανοποιεί τις εξής σχέσεις:

$$\underline{0} = \underline{f}(\underline{x}_o, \underline{w}_o, \underline{d}_o, \underline{p}) \quad (2.6a)$$

$$\underline{0} = \underline{h}(\underline{x}_o, \underline{w}_o, \underline{d}_o, \underline{p}) \quad (2.6b)$$

Θεωρούμε ότι οι συναρτήσεις  $\underline{f}$ ,  $\underline{g}$ ,  $\underline{h}$  είναι συνεχείς και παραγωγίσιμες. Για μικρές αποκλίσεις γύρω από το σημείο ισορροπίας, οι σχέσεις (2.1) – (2.3) μπορούν να γραμμικοποιηθούν ως εξής:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\underline{x}} &= \underline{f}_x \Delta \underline{x} + \underline{f}_w \Delta \underline{w} + \underline{f}_d \Delta \underline{d} \\ \underline{0} &= \underline{h}_x \Delta \underline{x} + \underline{h}_w \Delta \underline{w} + \underline{h}_d \Delta \underline{d} \\ \Delta \underline{y} &= \underline{g}_x \Delta \underline{x} + \underline{g}_w \Delta \underline{w} + \underline{g}_d \Delta \underline{d}\end{aligned}\quad (2.7)$$

Με  $\underline{f}_x$ ,  $\underline{f}_w$ ,  $\underline{f}_d$  συμβολίζονται οι Ιακωβιανοί πίνακες της συνάρτησης  $\underline{f}$  ως προς τις μεταβλητές κατάστασης, τις αλγεβρικές μεταβλητές και τις μεταβλητές εισόδου. Αντίστοιχα, συμβολίζονται οι Ιακωβιανοί πίνακες και για τις συναρτήσεις  $\underline{g}$  και  $\underline{h}$ . Από τις σχέσεις (2.7), αν απαλειφθούν οι αλγεβρικές μεταβλητές και με την προϋπόθεση ότι ο Ιακωβιανός πίνακας των αλγεβρικών μεταβλητών  $\underline{g}_w$  αντιστρέφεται στο σημείο ισορροπίας, το γραμμικοποιημένο δυναμικό σύστημα δίνεται σε μορφή πινάκων ως εξής:

$$\Delta \dot{\underline{x}} = \mathbf{A} \Delta \underline{x} + \mathbf{B} \Delta \underline{d} \quad (2.8\alpha)$$

$$\Delta \underline{y} = \mathbf{C} \Delta \underline{x} + \mathbf{D} \Delta \underline{d} \quad (2.8\beta)$$

όπου:

**A:** ο  $n \times n$  πίνακας κατάστασης

**B:** ο  $n \times n_i$  πίνακας εισόδου

**C:** ο  $n_o \times n$  πίνακας εξόδου

**D:** ο  $n_o \times n_i$  απευθείας πίνακας [4]

Οι πίνακες αυτοί συναρτήσει των Ιακωβιανών της σχέσης (2.7) δίνονται ως εξής:

$$\Delta \dot{\underline{x}} = (\underline{f}_x - \underline{f}_w \underline{g}_w^{-1} \underline{g}_x) \Delta \underline{x} + (\underline{f}_d - \underline{f}_w \underline{g}_w^{-1} \underline{g}_d) \Delta \underline{d} \quad (2.9\alpha)$$

$$\Delta \underline{y} = (\underline{h}_x - \underline{h}_w \underline{g}_w^{-1} \underline{g}_x) \Delta \underline{x} + (\underline{h}_d - \underline{h}_w \underline{g}_w^{-1} \underline{g}_d) \Delta \underline{d} \quad (2.9\beta)$$

Το πρόβλημα της ευστάθειας του σημείου ισορροπίας ( $\underline{x}_o$ ,  $\underline{w}_o$ ,  $\underline{d}_o$ ) του συστήματος που περιγράφεται από τις σχέσεις (2.1) και (2.3), ανάγεται στο πρόβλημα της ευστάθειας του γραμμικού συστήματος που ορίζεται από τις (2.8α) και (2.8β). Η ευστάθεια ενός γραμμικού συστήματος δεν εξαρτάται από τη διαταραχή και καθορίζεται πλήρως από τις ιδιοτιμές του πίνακα **A**. Συγκεκριμένα, το σύστημα είναι ευσταθές όταν όλες οι ιδιοτιμές του πίνακα **A** έχουν αρνητικό πραγματικό μέρος [5].

Ο μετασχηματισμός Laplace των σχέσεων (2.8α) και (2.8β), δίνει τον πίνακα των συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος:

$$\Delta \underline{y}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D}] \Delta \underline{d}(s) \quad (2.10)$$

Ο παρονομαστής της (2.10) είναι το χαρακτηριστικό πολυώνυμο και δίνει την χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος:

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) = 0 \quad (2.11)$$

Οι λύσεις της (2.11) ονομάζονται πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς και αντιστοιχούν ιδιοτιμές του πίνακα **A** για το συγκεκριμένο σημείο ισορροπίας. Οι ιδιοτιμές του πίνακα **A** είναι ανεξάρτητες από τις μεταβλητές κατάστασης που επιλέγονται για την περιγραφή του συστήματος και συμβολίζονται

ως εξής [4]:

$$\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i \quad i=1 \dots n \quad (2.12)$$

Στην ανάλυση που ακολουθεί, θεωρούμε ότι οι ιδιοτιμές του πίνακα  $A$  είναι διακριτές μεταξύ τους.

Κάθε ιδιοτιμή  $\lambda_i$  του συστήματος αντιστοιχεί με ένα διάνυσμα  $\underline{u}_i$  διαστάσεων  $n \times 1$ , για το οποίο ισχύει η σχέση:

$$A \underline{u}_i = \lambda_i \underline{u}_i \quad (2.13)$$

Το διάνυσμα  $\underline{u}_i$  ονομάζεται δεξιό ιδιοδιάνυσμα της ιδιοτιμής  $\lambda_i$ . Το σύνολο των δεξιών ιδιοδιανυσμάτων αποτελεί τη βάση ενός διανυσματικού χώρου διαστάσεων  $n$ . Το κάθε διάνυσμα δείχνει μια κατεύθυνση μέσα στο διανυσματικό χώρο. Η ελεύθερη απόκριση του συστήματος (για  $\underline{d} = \underline{0}$ ) χαρακτηρίζεται από μια τροχιά μέσα στο διανυσματικό χώρο, ο οποίος ονομάζεται και χώρος κατάστασης.

Αντίστοιχα, ορίζεται και το αριστερό ιδιοδιάνυσμα της ιδιοτιμής  $\lambda_i$  ως ένα διάνυσμα διαστάσεων  $n \times 1$ , το οποίο ικανοποιεί τη σχέση:

$$\underline{v}_i^T A = \underline{v}_i^T \lambda_i \quad (2.14)$$

Εναλλακτικά, το αριστερό ιδιοδιάνυσμα μπορεί να ορισθεί ως το δεξιό ιδιοδιάνυσμα του  $A^T$ , καθώς οι πίνακες  $A$  και  $A^T$  έχουν τις ίδιες ιδιοτιμές λόγω της (2.11):

$$A^T \underline{v}_i = \lambda_i \underline{v}_i \quad (2.15)$$

Αφού οι ιδιοτιμές του συστήματος είναι διακριτές, αποδεικνύεται ότι τα ιδιοδιανύσματα που αντιστοιχούν σε διαφορετικές ιδιοτιμές είναι κάθετα μεταξύ τους:

$$\underline{v}_i^T \underline{u}_j = 0 \quad i \neq j \quad (2.16)$$

Το εσωτερικό γινόμενο δύο ιδιοδιανυσμάτων της ίδιας ιδιοτιμής είναι διάφορο του μηδενός. Ακόμη, η διεύθυνση ενός ιδιοδιανύσματος δεν αλλάζει αν αυτό πολλαπλασιαστεί με ένα πραγματικό αριθμό. Η κανονικοποίηση των δύο ιδιοδιανυσμάτων της ίδιας ιδιοτιμής γίνεται ώστε το εσωτερικό τους γινόμενο να ισούται με τη μονάδα:

$$\underline{v}_i^T \underline{u}_i = 1 \quad (2.17)$$

Ορίζεται  $n \times n$  πίνακας  $U$  με στήλες τα δεξιά ιδιοδιανύσματα και  $n \times n$  πίνακας  $V^T$  με γραμμές τα αριστερά ιδιοδιανύσματα, δηλαδή  $U = [u_1 \dots u_n]$  και  $V = [v_1 \dots v_n]$ . Μέσω των σχέσεων (2.16) και (2.17), προκύπτει:

$$U^T V = V^T U = I \quad (2.18)$$

Δηλαδή, οι πίνακες  $U$  και  $V^T$  είναι αντίστροφοι [4,5,7].



### 2.1.3. Ελεύθερη Απόκριση Γραμμικού Συστήματος

Ένα πολύ σημαντικό μέρος της θεωρίας των δυναμικών συστημάτων αναφέρεται στην επίλυση των εξισώσεων κατάστασης. Η ελεύθερη απόκριση ενός συστήματος λαμβάνεται θεωρώντας στη σχέση (2.8α) ότι  $\Delta \underline{d} = \underline{0}$  :

$$\Delta \dot{\underline{x}} = \mathbf{A} \Delta \underline{x} \quad (2.19)$$

Για τη διευκόλυνση της ανάλυσης που ακολουθεί, αξίζει να δοθεί συνοπτικά ο μετασχηματισμός ομοιότητας. Ο μετασχηματισμός ομοιότητας ουσιαστικά δίνει μια διαγωνιοποίηση του πίνακα κατάστασης  $\mathbf{A}$ . Ο  $n \times n$  πίνακας  $\mathbf{A}$  είναι διαγωνιοποιήσιμος αν έχει  $n$  γραμμικώς ανεξάρτητα ιδιοδιανύσματα. Στην ανάλυση μας θεωρούμε διακριτές ιδιοτιμές, συνεπώς η συνθήκη αυτή ικανοποιείται. Η διαγωνιοποίηση του πίνακα  $\mathbf{A}$  είναι δυνατή, αν υπάρχει αντιστρέψιμος πίνακας  $\mathbf{P}$ , τέτοιος ώστε:

$$\mathbf{A} = \mathbf{P} \mathbf{\Lambda} \mathbf{P}^{-1} \quad (2.20)$$

όπου  $\mathbf{\Lambda}$  είναι ο  $n \times n$  διαγώνιος πίνακας που έχει ως στοιχεία του της ιδιοτιμές του  $\mathbf{A}$ .

Όταν ο  $\mathbf{A}$  δραστηριοποιείται, ο πίνακας  $\mathbf{P}$  ισούται με τον πίνακα των δεξιών ιδιοδιανυσμάτων  $\mathbf{U}$ . Μέσω της (2.18) ο αντίστροφός του,  $\mathbf{P}^{-1}$ , θα ισούται με τον ανάστροφο πίνακα των αριστερών ιδιοδιανυσμάτων  $\mathbf{V}^T$ . Από τις σχέσεις (2.13) και (2.18) προκύπτει:

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^T \quad (2.21)$$

Επιστρέφουμε τώρα στην ελεύθερη απόκριση του συστήματος. Η εύρεση της ελεύθερης απόκρισης γίνεται μέσω της ανάλυσης του δυναμικού συστήματος με τη βοήθεια του μετασχηματισμού των μεταβλητών κατάστασης στους αντίστοιχους ρυθμούς. Η ανάλυση αυτή ονομάζεται *ανάλυση ρυθμών* (modal analysis). Με την ανάλυση αυτή, η συμπεριφορά του συστήματος αναλύεται με τη βοήθεια των ιδιοτιμών και ιδιοδιανυσμάτων που αντιστοιχούν στους ρυθμούς και παρέχουν πληροφορίες για τη μορφή τους. Η *μορφή του ρυθμού* (mode shape) καθορίζεται από το δεξιό ιδιοδιάνυσμα.

Ως ρυθμός του συστήματος  $\xi_i$  ορίζεται ο ακόλουθος μετασχηματισμός των μεταβλητών κατάστασης:

$$\xi_i(t) = \underline{v}_i^T \Delta \underline{x}(t) \quad (2.22)$$

Η παραπάνω σχέση σε μορφή πινάκων δίνεται ως εξής:

$$\underline{\xi}(t) = \mathbf{V}^T \Delta \underline{x}(t) \quad (2.23)$$

Ισοδύναμα, μέσω της (2.18), ισχύει:

$$\Delta \underline{x}(t) = \mathbf{U} \underline{\xi}(t) \quad (2.24)$$

Η σχέση (2.19), μέσω του μετασχηματισμού ομοιότητας (2.21) και της σχέσης (2.24), γίνεται:

$$\dot{\underline{\xi}}(t) = \mathbf{\Lambda} \underline{\xi}(t) \quad (2.25)$$

Επειδή ο πίνακας  $\mathbf{\Lambda}$  είναι διαγώνιος, οι εξισώσεις (2.25) είναι ανεξάρτητες και συνεπώς μπορεί να

λυθεί καθεμιά τους ξεχωριστά από τις υπόλοιπες, δίνοντας την αναλυτική έκφραση των  $n$  ρυθμών απόκρισης του συστήματος:

$$\zeta_i = \zeta_{i0} e^{\lambda_i t} \quad (2.26)$$

όπου  $\zeta_{i0}$  η αρχική τιμή του ρυθμού  $\zeta_i$ .

Μέσω της σχέσης (2.24) προκύπτει ότι το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης μπορεί να γραφεί σαν άθροισμα των ρυθμών απόκρισης πολλαπλασιασμένων με τα αντίστοιχα δεξιά ιδιοδιανύσματα:

$$\Delta \underline{x}(t) = \sum_{i=1}^n \zeta_i(t) \underline{u}_i(t) \quad (2.27)$$

Με αντικατάσταση στην παραπάνω σχέση των λύσεων της (2.25), προκύπτει η ελεύθερη απόκριση του συστήματος συναρτήσει των ιδιοτιμών και των ιδιοδιανυσμάτων του πίνακα  $\mathbf{A}$ , καθώς και των αρχικών συνθηκών :

$$\Delta \underline{x}(t) = \sum_{i=1}^n \underline{u}_i(t) \zeta_{i0} e^{\lambda_i t} = \sum_{i=1}^n \underline{u}_i(t) \underline{v}_i^T(t) \underline{x}_0 e^{\lambda_i t} \quad (2.28)$$

Στην παραπάνω σχέση αντικαθίστονται οι αρχικές τιμές των ρυθμών απόκρισης συναρτήσει των αρχικών τιμών των μεταβλητών κατάστασης.

Οι σχέσεις (2.23) και (2.24) δίνουν τη φυσική σημασία των αριστερών και των δεξιών ιδιοδιανυσμάτων. Συγκεκριμένα, από τη σχέση (2.24) φαίνεται ότι τα στοιχεία των δεξιών ιδιοδιανυσμάτων καθορίζουν πως εμφανίζεται ένας ρυθμός σε μια μεταβλητή κατάστασης. Από την σχέση (2.23) φαίνεται ότι τα στοιχεία των αριστερών ιδιοδιανυσμάτων καθορίζουν την επίδραση που έχουν οι μεταβλητές κατάστασης στη διέγερση ενός ρυθμού.

Οι σχέσεις (2.26) και (2.27) δείχνουν ότι η ελεύθερη απόκριση ενός συστήματος είναι γραμμικός συνδυασμός των ρυθμών απόκρισης του συστήματος, οι οποίοι για διακριτές ιδιοτιμές είναι ανεξάρτητοι. Οι ρυθμοί απόκρισης εκφράζονται μέσω εκθετικών συναρτήσεων των ιδιοτιμών του συστήματος. Αν μια ιδιοτιμή είναι πραγματική τότε ο αντίστοιχος ρυθμός είναι μια εκθετική συνάρτηση, αύξουσα ή φθίνουσα, ανάλογα με το πρόσημο. Όταν οι ιδιοτιμές εμφανίζονται ως ζεύγη συζυγών μιγαδικών, τότε ο αντίστοιχος ρυθμός είναι μια ταλάντωση, αύξουσα ή φθίνουσα, και ονομάζεται ρυθμός ταλάντωσης [4,5].

Έστω δύο συζυγείς μιγαδικές ιδιοτιμές  $\lambda_i$  και  $\lambda_i^*$ , όπου  $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$ . Το ζεύγος αυτό εισάγει στην ελεύθερη απόκριση του συστήματος έναν όρο της μορφής:

$$e^{\sigma_i t} \sin(\omega_i t + \theta) \quad (2.29)$$

Η συχνότητα της ταλάντωσης  $f_i$  είναι:

$$f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} \quad (2.30)$$

Ο λόγος απόσβεσης της ταλάντωσης, που καθορίζει την εξασθένιση του πλάτους, δίνεται ως εξής:

$$\zeta = \frac{-\sigma_i}{\sqrt{\omega_i^2 + \sigma_i^2}} \quad (2.31)$$

## 2.2. Ανάλυση Δυναμικών Συστημάτων

### 2.2.1. Συνάρτηση Μεταφοράς Συστήματος

Θεωρούμε ένα γραμμικό σύστημα μιας εισόδου - μιας εξόδου. Ως συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ορίζεται ο λόγος του μετασχηματισμού Laplace της εξόδου προς το μετασχηματισμό Laplace της εισόδου, θεωρώντας μηδενικές αρχικές συνθήκες:

$$G(s) = \frac{y(s)}{d(s)} \quad (2.32)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς είναι μια σχέση εισόδου - εξόδου που δείχνει τη δυναμική του συστήματος. Αξίζει να σημειωθεί ότι η συνάρτηση μεταφοράς ορίζεται μόνο στην περίπτωση γραμμικών χρονικά αμετάβλητων συστημάτων. Στη γενική της μορφή η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να γραφεί ως το πηλίκο δύο πολυωνύμων του  $s$  [4,9]:

$$G(s) = K \frac{\prod_{i=1}^{n_z} (s - z_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (s - p_i)} = \frac{p(s)}{q(s)} \quad (2.33)$$

Η παράμετρος  $K$  είναι ο συντελεστής κέρδους της συνάρτησης μεταφοράς. Ο αριθμός των πόλων είναι  $n_p$  και ο αριθμός των μηδενικών είναι  $n_z$ . Το πολυώνυμο  $q(s)$  ονομάζεται χαρακτηριστικό πολυώνυμο, και αν τεθεί ίσο με το μηδέν δίνει την χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος. Οι λύσεις της εξίσωσης αποτελούν τους πόλους τη συνάρτησης μεταφοράς, οι οποίοι ταυτίζονται με τις ιδιοτιμές του πίνακα  $\mathbf{A}$ . Οι πόλοι καθορίζουν τη συμπεριφορά της απόκρισης του συστήματος. Οι ρίζες του πολυωνύμου του αριθμητή  $p(s)$  αποτελούν τα μηδενικά του συστήματος. Τα μηδενικά αποτελούν τα σημεία μηδενισμού της συνάρτησης μεταφοράς, ενώ οι πόλοι αποτελούν τα σημεία απειρισμού της συνάρτησης μεταφοράς. Οι πόλοι και τα μηδενικά μπορούν να παρασταθούν στο μιγαδικό επίπεδο, δίνοντας μια γραφική απεικόνιση για το είδος της φυσικής μεταβατικής απόκρισης του συστήματος [9].

Στα συστήματα πολλών εισόδων - πολλών εξόδων, οι συναρτήσεις μεταφοράς ανάμεσα σε διαφορετικές εισόδους και εξόδους δίνονται μέσω του πίνακα συναρτήσεων μεταφοράς. Ο πίνακας έχει διαστάσεις  $n_o \times n_i$  και το στοιχείο του  $(i,j)$  δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ανάμεσα στη είσοδο  $j$  και την έξοδο  $i$ , αν θεωρηθεί ότι οι άλλες εισοδοί του συστήματος δε διεγείρονται. Το στοιχείο  $(i,j)$  του πίνακα των συναρτήσεων μεταφοράς γράφεται στη γενική μορφή:

$$G_{ij}(s) = \frac{y_i(s)}{d_j(s)} \quad (2.34)$$

Η περιγραφή ενός συστήματος στο χώρο κατάστασης (σχέσεις (2.8α),(2.8β)) , όπως προκύπτει έπειτα από μετασχηματισμό των μεταβλητών κατάστασης σε ρυθμούς απόκρισης μέσω της σχέσης (2.23), είναι η ακόλουθη:

$$\Delta \dot{\xi} = A \xi + V B \Delta d \quad (2.35)$$

$$\Delta y = C U + D \Delta d \quad (2.36)$$

Μετασχηματίζοντας στο πεδίο της συχνότητας και συνδυάζοντας τις δύο εξισώσεις, προκύπτει ο πίνακας των συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος:

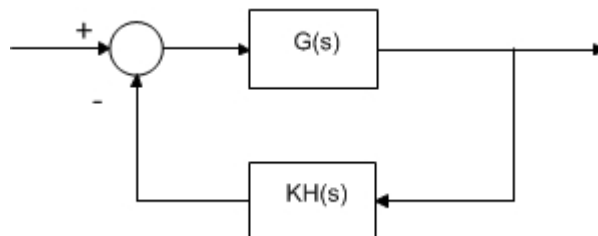
$$G(s) = C U (s I - A)^{-1} V^T B + D \quad (2.37)$$

Στην περίπτωση των συστημάτων μιας εισόδου – μιας εξόδου, οι πίνακες **B** και **C** γίνονται διανύσματα  $\underline{B}$  και  $\underline{C}$  και ο πίνακας **D** γίνεται βαθμωτό μέγεθος D. Τα διανύσματα εισόδου και εξόδου γίνονται βαθμωτά μεγέθη [4,8].

### 2.2.2. Γεωμετρικός Τόπος Ριζών

Η ευστάθεια και η μεταβατική απόκριση των γραμμικών συστημάτων επηρεάζεται από τις θέσεις των πόλων στο μιγαδικό επίπεδο. Συχνά για τη βελτίωση της συμπεριφοράς ενός συστήματος είναι απαραίτητη η αναπροσαρμογή της τιμής κάποιων παραμέτρων της. Συνεπώς, η γνώση της μεταβολής των θέσεων των ιδιοτιμών στο μιγαδικό επίπεδο ως αποτέλεσμα της μεταβολής της τιμής μιας παραμέτρου του συστήματος είναι πολύ σημαντική και η μελέτη της γίνεται μέσω του *γεωμετρικού τόπου ριζών* . Ο γεωμετρικός τόπος ριζών είναι μια τροχιά (καμπύλη) στο μιγαδικό επίπεδο πάνω στην οποία κινούνται οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης του συστήματος συναρτήσει της μεταβολής μιας συγκεκριμένης παραμέτρου [9].

Θεωρούμε ένα σύστημα κλειστού βρόχου μιας εισόδου – μιας εξόδου. Η συνάρτηση μεταφοράς του περιγράφεται από το λειτουργικό διάγραμμα (block diagram) του σχήματος 2.1.:



Σχήμα 2.1.: Λειτουργικό διάγραμμα συστήματος.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για το σύστημα του σχήματος 2.1. δίνεται από τη σχέση:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + K G(s) H(s)} \quad (2.38)$$

Η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος δίνεται μέσω του μηδενισμού του παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου, οπότε προκύπτει:

$$1 + K G(s) H(s) = 0 \quad (2.39)$$

Γράφοντας τον όρο  $G(s)H(s)$  ως γινόμενο των όρων που περιλαμβάνουν τους πόλους και τα μηδενικά της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)H(s)$ , η σχέση (2.39) γίνεται:

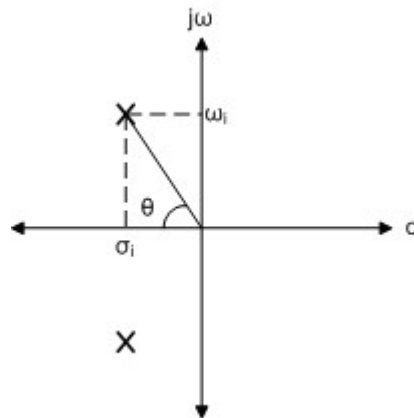
$$\prod_{i=1}^{n_p} (s-p_i) + K \prod_{i=1}^{n_z} (s-z_i) = 0 \quad (2.40)$$

Η σχεδίαση του γεωμετρικού τόπου ριζών γίνεται για τιμές του κέρδους  $0 \leq K < \infty$ . Από τη σχέση (2.40) μπορούμε να συμπεράνουμε τα εξής:

- Για  $K=0$  οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης συμπίπτουν με τους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)H(s)$ , η οποία ονομάζεται και *συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου*.
- Για  $K \rightarrow \infty$  οι ρίζες της χαρακτηριστική εξίσωσης συμπίπτουν με τα μηδενικά της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου.

Συνεπώς, κάθε τμήμα (κλάδος) του γεωμετρικού τόπου ξεκινάει ένα πόλο της  $G(s)H(s)$  και καταλήγει σ' ένα μηδενικό της  $G(s)H(s)$  ή στο άπειρο αν τα μηδενικά είναι λιγότερα από τους πόλους. Για μεγάλες τιμές του κέρδους ( $K \rightarrow \infty$ ), ορισμένες ιδιοτιμές μπορεί να απειρίζονται ή ισοδύναμα ορισμένα μηδενικά βρίσκονται στο άπειρο. Συνήθως, μια συνάρτηση μεταφοράς έχει περισσότερους πόλους από μηδενικά και ο γεωμετρικός τόπος ριζών εμφανίζει  $n_z - n_p$  κλάδους που τείνουν στο άπειρο, καθώς το κέρδος αυξάνεται και λαμβάνει μεγάλες τιμές [4,9].

Στο σχήμα (2.2) φαίνεται ένα ζεύγος μιγαδικών πόλων της (2.38) στο μιγαδικό επίπεδο για μια συγκεκριμένη τιμή του κέρδους ανάδρασης  $K$ :



Σχήμα 2.2.: Ιδιοτιμές της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου στο μιγαδικό επίπεδο.

Όπως προκύπτει από τη σχέση (2.31) ο λόγος απόσβεσης της ιδιοτιμής ισούται με:

$$\zeta = \cos\theta \quad (2.41)$$

Όσο μετατοπίζεται μια ιδιοτιμή προς τα αριστερά στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, αυξάνεται το πραγματικό της μέρος και συνεπώς ο αντίστοιχος ρυθμός απόκρισης αποσβένεται ταχύτερα. Πολλές φορές μέσω του γεωμετρικού τόπου ριζών επιλέγεται το κέρδος  $K$ , ώστε να εξασφαλιστεί αποδεκτή τιμή λόγου απόσβεσης  $\zeta$  για ένα συγκεκριμένο ρυθμό απόκρισης [6,9].

### 2.2.3. Διάγραμμα Bode

Το διάγραμμα Bode είναι ένα διάγραμμα απόκρισης στο πεδίο της συχνότητας. Ο όρος απόκριση συχνότητας ενός συστήματος αναφέρεται στην απόκριση του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση, όταν αυτό διεγερθεί με ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο. Το σήμα εξόδου του γραμμικού συστήματος, καθώς και τα ενδιάμεσα σήματα που παράγονται από το γραμμικό σύστημα, διατηρούν την ημιτονοειδή μορφή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Τα σήματα αυτά διαφέρουν με το σήμα εισόδου ως προς τη φάση και το πλάτος. Η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας αποτελεί ένα σημαντικό εργαλείο ανάλυσης και σχεδίασης συστημάτων αυτομάτων ελέγχου.

Θεωρούμε ένα γραμμικό σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$ . Η συνάρτηση μπορεί να αναλυθεί σε πραγματικό και φανταστικό μέρος για μια συγκεκριμένη συχνότητα, αντικαθιστώντας για  $s = j\omega$ , ως εξής:

$$G(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (2.42)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να παρασταθεί ως συνδυασμός του πλάτους  $|G(j\omega)|$  και της συνάρτησης φάσης  $\varphi(j\omega)$  ως εξής:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} = K(\omega)\angle\varphi(\omega) \quad (2.43)$$

όπου

$$\begin{aligned} & \bullet \quad K(\omega) = \sqrt{R(\omega)^2 + X(\omega)^2} \\ & \bullet \quad \varphi(\omega) = \arg(G(j\omega)) = \begin{cases} \tan^{-1} \frac{X(\omega)}{R(\omega)} & \text{αν } R(\omega) > 0 \\ \pi + \tan^{-1} \frac{X(\omega)}{R(\omega)} & \text{αν } X(\omega) \geq 0 \text{ και } R(\omega) < 0 \\ -\pi + \tan^{-1} \frac{X(\omega)}{R(\omega)} & \text{αν } X(\omega) < 0 \text{ και } R(\omega) < 0 \\ \frac{\pi}{2} & \text{αν } X(\omega) > 0 \text{ και } R(\omega) = 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{αν } X(\omega) < 0 \text{ και } R(\omega) = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

Το λογαριθμικό κέρδος της συνάρτησης του πλάτους  $|G(j\omega)|$  δίνεται ως εξής:

$$K_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} |K(\omega)| \quad (dB) \quad (2.44)$$

Διάγραμμα Bode μέτρου ονομάζεται η γραφική παράσταση του λογαριθμικού κέρδους της συνάρτησης πλάτους συναρτήσει της συχνότητας  $\omega$ . Διάγραμμα Bode φάσης ονομάζεται η γραφική παράσταση της συνάρτησης φάσης συναρτήσει της συχνότητας  $\omega$ . Ο άξονας της συχνότητας  $\omega$  είναι σε λογαριθμική κλίμακα και στα δύο διαγράμματα. Ένα πλήρες διάγραμμα Bode αποτελείται από ένα διάγραμμα μέτρου και ένα διάγραμμα φάσης, τα οποία παρουσιάζονται σε ξεχωριστά ζεύγη αξόνων [9].

## 2.3. Έλεγχος Δυναμικών Συστημάτων

### 2.3.1. Συντελεστές Συμμετοχής

Η επίδραση που έχει η μεταβολή μιας παραμέτρου στις ιδιοτιμές είναι πολύ σημαντική για τη συμπεριφορά του συστήματος. Η επίδραση αυτή, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 2.2.2., μπορεί να μελετηθεί μέσω του γεωμετρικού τόπου ριζών, ο οποίος προκύπτει από τη χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος. Στην παράγραφο αυτή η μελέτη γίνεται στο χώρο κατάστασης. Παραγωγίζοντας τη σχέση (2.13) ως προς κάποια παράμετρο  $a$  προκύπτει:

$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial a} \underline{u}_i + \mathbf{A} \frac{\partial \underline{u}_i}{\partial a} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a} \underline{u}_i + \lambda_i \frac{\partial \underline{u}_i}{\partial a} \quad (2.45)$$

Πολλαπλασιάζοντας τη (2.45) με το αριστερό ιδιοδιάνυσμα  $\underline{v}_i$  και μέσω της (2.17), η ευαισθησία της ιδιοτιμής  $\lambda_i$  ως προς την παράμετρο  $a$  δίνεται μέσω της σχέσης :

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a} = \underline{v}_i^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial a} \underline{u}_i \quad (2.46)$$

Αν θεωρήσουμε ότι το στοιχείο  $a$  είναι το διαγώνιο στοιχείο της  $r$  γραμμής και στήλης του πίνακα κατάστασης, ισχύει:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{rr}} = \underline{v}_i^T(r) \underline{u}_i(r) \quad (2.47)$$

Ο συντελεστής συμμετοχής του ρυθμού  $i$  στη μεταβλητή κατάσταση  $x_r$  ορίζεται ως το γινόμενο του στοιχείου  $r$  του δεξιού και του αριστερού ιδιοδιανύσματος του ρυθμού  $i$ . Ο συντελεστής συμμετοχής είναι αδιάστατο μέγεθος [4,7].

Ο συντελεστής συμμετοχής είναι ένας μιγαδικός αριθμός που αποτελεί μια ένδειξη για την επίδραση που έχει μια μεταβολή της μεταβλητής κατάστασης  $x_r$  στο ρυθμο  $i$ . Ουσιαστικά, δείχνει το μέγεθος και την κατεύθυνση της μετατόπισης της ιδιοτιμής  $\lambda_i$ , μετά από μια μεταβολή του διαγώνιου στοιχείου  $a_{rr}$  του πίνακα  $\mathbf{A}$  βάσει της (2.47). Το μέτρο του συντελεστή συμμετοχής συνδέεται με το μέγεθος της μετατόπισης αυτής. Πιο συγκεκριμένα, μικρή τιμή του μέτρου σημαίνει ότι μια μεταβολή θα προκαλέσει μικρή μετατόπιση της ιδιοτιμής  $\lambda_i$ . Το πρόσημο του πραγματικού μέρους του συντελεστή συμμετοχής συνδέεται με την κατεύθυνση της μετατόπισης. Αν θεωρήσουμε μια αύξηση του διαγώνιου στοιχείου  $a_{rr}$ , τότε θετικό πρόσημο προκαλεί μετατόπιση της ιδιοτιμής προς τα δεξιά, ενώ αρνητικό μετατόπιση της ιδιοτιμής προς τα αριστερά. Συνεπώς, γνωρίζουμε πως πρέπει να μεταβληθεί το διαγώνιο στοιχείο για να αυξηθεί η ευστάθεια του συστήματος. Το φανταστικό μέρος του συντελεστή συμμετοχής συνδέεται με τη μεταβολή της συχνότητας του ρυθμού. Μεγάλη τιμή φανταστικού μέρους σημαίνει σημαντική επίδραση της μεταβλητής κατάστασης στη μεταβολή της συχνότητας [4,7].

### 2.3.2. Ελεγχιμότητα και Παρατηρησιμότητα

Για την εφαρμογή ελέγχου ενός ρυθμού ταλάντωσης μέσω της προσθήκης μιας πρόσθετης ανατροφοδότησης, η οποία μπαίνει ανάμεσα σε μια έξοδο και μια είσοδο του συστήματος, πρέπει να ικανοποιούνται δύο συνθήκες:

- Η ικανότητα της εισόδου να διεγείρει το συγκεκριμένο ρυθμό.
- Η δυνατότητα ανίχνευσης στην έξοδο της μεταβολής του ρυθμού.

Η ικανοποίηση των δύο συνθηκών ελέγχεται μέσω των δεικτών ελεγχιμότητας και παρατηρησιμότητας.

Ο ρυθμός  $i$  είναι ελεγχιμος από την είσοδο  $j$  αν το γινόμενο  $v_i^T b_j$  είναι διάφορο του μηδενός, όπου  $b_j$  είναι η  $j$  στήλη του πίνακα  $\mathbf{B}$ . Το μέτρο του γινομένου αυτού είναι ο δείκτης ελεγχιμότητας του ρυθμού  $i$  από την είσοδο  $j$ .

Ο ρυθμός  $i$  είναι παρατηρήσιμος από την έξοδο  $j$  αν το γινόμενο  $c_j u_i$  είναι διάφορο του μηδενός, όπου  $c_j$  η  $j$  γραμμή του πίνακα  $\mathbf{C}$ . Το μέτρο του γινομένου αυτού είναι ο δείκτης παρατηρησιμότητας του ρυθμού  $i$  από την έξοδο  $j$  [4,8].

### 2.3.3. Ολοκληρωτικά Υπόλοιπα

Έστω ένα δυναμικό σύστημα, όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 2.1.1., με ίσο αριθμό εισόδων και εξόδων. Θεωρώντας ότι οι ιδιοτιμές είναι διακριτές πίνακας συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος (2.37) μπορεί να αναλυθεί σε επιμέρους κλασματικούς όρους, καθένας απ' τους οποίους σχετίζεται με μια ιδιοτιμή:

$$y(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{C u_i v_i^T B}{s - \lambda_i} + D \right] d(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{s - \lambda_i} + D \right] d(s) \quad (2.48)$$

Ο πίνακας  $R_i$  ονομάζεται πίνακας των ολοκληρωτικών υπολοίπων του ρυθμού  $i$  του συστήματος. Το στοιχείο  $(k,l)$  του πίνακα προκύπτει ως το γινόμενο του δείκτη παρατηρησιμότητας του ρυθμού  $i$  για την έξοδο  $k$  και του δείκτη ελεγχιμότητας του ρυθμού  $i$  για την είσοδο  $l$ . Στην περίπτωση που ο ρυθμός δεν είναι ελεγχιμος ή παρατηρήσιμος, το ολοκληρωτικό υπόλοιπο για το συγκεκριμένο ζεύγος εισόδου – εξόδου είναι μηδέν [4].

Εξειδικεύοντας για σύστημα μιας εισόδου – μιας εξόδου, η σχέση (2.48) γίνεται:

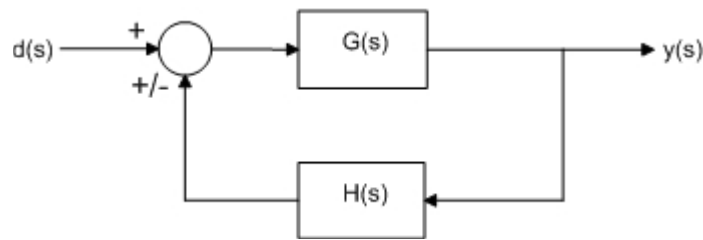
$$y(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{c u_i v_i^T b}{s - \lambda_i} + D \right] d(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{s - \lambda_i} + D \right] d(s) \quad (2.49)$$

Ο αριθμητής  $R_i$  είναι ένας μιγαδικός αριθμός και καλείται ολοκληρωτικό υπόλοιπο της συνάρτησης μεταφοράς για το ρυθμό  $i$ .

Το ολοκληρωτικό υπόλοιπο  $R_i$  ισούται με την ευαισθησία της ιδιοτιμής  $\lambda_i$  μιας συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου ως προς μια ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο. Δηλαδή, δείχνει πως θα μεταβληθεί η ιδιοτιμή  $\lambda_i$  αν κλείσει ο βρόχος ανατροφοδότησης εξόδου – εισόδου. Ακόμη, αποτελεί μια ένδειξη για το πόσο και πως ρυθμοί θα επηρεαστεί κάθε ρυθμός μέσω του κλεισίματος του βρόχου ανατροφοδότησης. Το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου δείχνει τη γωνία αναχώρησης της ιδιοτιμής  $i$  στο γεωμετρικό τόπο ριζών [4,8].



Θεωρούμε το σύστημα του σχήματος 2.3.:



Σχήμα 2.3.: Λειτουργικό διάγραμμα με συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  και ανατροφοδότηση  $H(s)$ .

Αρχικά, θεωρούμε ότι το σύστημα δεν διεγείρεται ( $d(s)=0$ ) και πως η συνάρτηση ανατροφοδότησης  $H(s)$  ισούται με ένα κέρδος  $K$ . Μελετάμε το σύστημα στην περιοχή μιας ιδιοτιμής  $\lambda_r$ . Αυξάνοντας το κέρδος από το 0 (ανοικτός βρόχος) σε  $K$ , προκύπτει από το σχήμα 2.3.:

$$y(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{s - \lambda_i} + D \right] K y(s) \quad (2.50)$$

Μια μικρή μεταβολή του κέρδους από 0 σε  $\Delta K$  θα επιφέρει μια μετατόπιση  $\Delta \lambda_r$  στην ιδιοτιμή  $\lambda_r$ . Η σχέση (2.50) γίνεται για  $s = \lambda_r + \Delta \lambda_r$ :

$$y(s) = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{\lambda_r + \Delta \lambda_r - \lambda_i} + D \right] \Delta K y(s) \quad (2.51)$$

Για διακριτές ιδιοτιμές κλειστού βρόχου και  $\Delta K \rightarrow 0$ , όλοι οι όροι του αθροίσματος είναι πεπερασμένοι, ενώ για  $i \neq r$  ο όρος  $\frac{R_i}{\Delta \lambda_r}$  κυριαρχεί. Επίσης, για  $\Delta K \rightarrow 0$  ο όρος  $\frac{R_r}{\Delta \lambda_r}$  κυριαρχεί επί του  $D$ . Συνεπώς, η σχέση (2.51) γίνεται προσεγγιστικά:

$$R_r \approx \frac{\Delta \lambda_r}{\Delta K} \quad (2.52)$$

Δηλαδή, το ολοκληρωτικό υπόλοιπο εκφράζει την ευαισθησία της ιδιοτιμής στην ανατροφοδότηση. Αντίστοιχα, αν η συνάρτηση ανατροφοδότησης ισούται με  $H(s) = KT(s)$ , τότε η παραπάνω σχέση γίνεται:

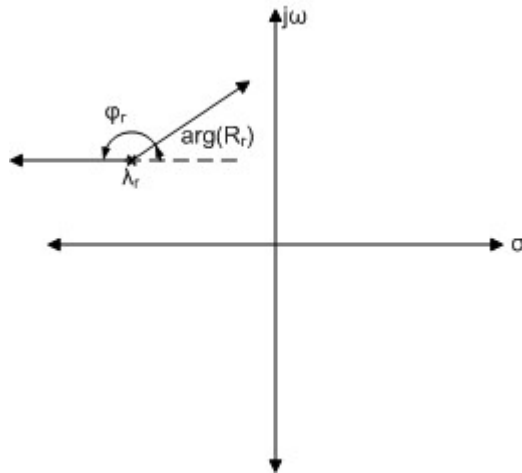
$$T(\lambda_r) R_r \approx \frac{\Delta \lambda_r}{\Delta K} \quad (2.53)$$

Οι σχέσεις (2.52) και (2.53) δείχνουν πως επηρεάζει το κλείσιμο του βρόχου ανατροφοδότησης την ιδιοτιμή  $\lambda_r$ . Από την (2.52), το μέτρο του ολοκληρωτικού υπολοίπου υποδεικνύει το μέγεθος της μετατόπισης της ιδιοτιμής, ενώ το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου υποδεικνύει την κατεύθυνση της μετατόπισης της ιδιοτιμής. Αν η ανατροφοδότηση είναι της μορφής  $H(s) = KT(s)$ , είναι εμφανές ότι μπορεί να ελεγχθεί η κατεύθυνση μετατόπισης της ιδιοτιμής μέσω της συνάρτησης ανατροφοδότησης.

Ο ρόλος των διατάξεων ανατροφοδότησης είναι να συμβάλλουν στην ευστάθεια του συστήματος, μετατοπίζοντας μια ιδιοτιμή  $\lambda_r$  προς μια επιθυμητή κατεύθυνση. Έστω ότι η γωνία αναχώρησης ιδιοτιμής  $\lambda_r$ , όπως ορίζεται από το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου  $\arg(R_r)$ , είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 2.4. Είναι προφανές ότι το κλείσιμο του βρόχου ανατροφοδότησης μέσω ενός κέρδους  $K$  (στατική συνάρτηση ανατροφοδότησης) θα επιφέρει μετατόπιση της ιδιοτιμής προς τα δεξιά, κάνοντας το ρυθμό περισσότερο ασταθή. Επομένως, είναι απαραίτητο να επιλεγεί μη στατική συνάρτηση ανατροφοδότησης  $H(s) = KT(s)$ . Για την ενίσχυση της ευστάθειας του ρυθμού το άθροισμα της γωνίας αναχώρησης της ιδιοτιμής και του ορίσματος  $\varphi_r$  της  $T(\lambda_r)$  θα πρέπει να ισούται με  $\pm 180^\circ$ . Συνεπώς, η γωνία  $\varphi_r$  θα πρέπει να ισούται με:

$$\begin{aligned} \varphi_r &= 180^\circ - \arg(R_r) & \arg(R_r) &\in (0^\circ, 180^\circ) \\ \varphi_r &= -180^\circ - \arg(R_r) & \arg(R_r) &\in (-180^\circ, 0^\circ) \end{aligned} \quad (2.54)$$

Από την (2.54) φαίνεται ότι αν το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου  $\arg(R_r)$  είναι θετικό, η συνάρτηση ανατροφοδότησης πρέπει να έχει μια προπορεία φάσης στην περιοχή της ιδιοτιμής  $\lambda_r$ , ενώ για αρνητικό όρισμα ολοκληρωτικού υπολοίπου  $\arg(R_r)$  πρέπει να έχει υστέρηση φάσης. Από την (2.53), φαίνεται ότι με το κλείσιμο του βρόχου ανατροφοδότησης, για μικρές τιμές του κέρδους  $K$ , η ιδιοτιμή  $\lambda_r$  θα μετατοπισθεί προς τα αριστερά και θα γίνει πιο ευσταθής [4].



Σχήμα 2.4.: Επιλογή κατάλληλου ορίσματος  $\varphi_r$  της συνάρτησης ανατροφοδότησης  $H(s)$ .

Στην περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησης, οι σχέσεις (2.52) και (2.53) γίνονται:

$$\frac{\Delta \lambda_r}{\Delta K} \approx -R_r \quad (2.55)$$

$$\frac{\Delta \lambda_r}{\Delta K} \approx -T(\lambda_r) R_r \approx e^{\pm j180} T(\lambda_r) R_r \quad (2.56)$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση (2.56), η γωνία αναχώρησης της ιδιοτιμής  $\lambda_r$  ισούται με το  $\pm 180 + \arg(R_r)$ . Συνεπώς, για την ενίσχυση της ευστάθειας της ιδιοτιμής με το κλείσιμο του βρόχου ανατροφοδότησης, θα πρέπει το όρισμα  $\varphi_r$  της συνάρτησης μεταφοράς ανατροφοδότησης  $H(s)$  να είναι ίσο με:

$$\varphi_r = -\arg(R_r) \quad \arg(R_r) \in (-180^\circ, 180^\circ) \quad (2.57)$$

Συμπερασματικά, σύμφωνα με την σχέση (2.57) αν το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου  $\arg(R_r)$  της ιδιοτιμής  $\lambda_r$  είναι θετικό, τότε η συνάρτηση ανατροφοδότησης  $H(s)$  πρέπει να εισάγει μια υστέρηση φάσης στην περιοχή της συχνότητας της ιδιοτιμής  $\lambda_r$ , ενώ στην αντίθετη περίπτωση η συνάρτηση ανατροφοδότησης πρέπει να εισάγει μια προπορεία φάσης στην περιοχή της συχνότητας της ιδιοτιμής  $\lambda_r$  [4].

## 2.4. Ανάλυση Fourier

Η ανάλυση Fourier αποτελεί ένα μαθηματικό εργαλείο για τη μελέτη διαφορετικών τύπων σημάτων και γραμμικών χρονικά αμετάβλητων συστημάτων. Για να είναι δυνατή η ανάλυση Fourier ενός σήματος ικανή και αναγκαία συνθήκη είναι το σήμα να έχει πεπερασμένη ενέργεια. Η βασική ιδέα είναι η περιγραφή του σήματος ως άθροισμα εκθετικών μιγαδικών συνιστωσών, δίνοντας μια έκφραση για το σήμα στο πεδίο της συχνότητας. Τα σήματα που αναλύονται μπορεί να είναι περιοδικά ή απεριοδικά και συνεχούς ή διακριτού χρόνου.

Η ανάλυση για περιοδικά σήματα δε μας απασχολεί άμεσα στο πλαίσιο της συγκεκριμένης εργασίας, απλά δίνονται κάποια βασικά στοιχεία. Ένα περιοδικό σήμα συνεχούς χρόνου και πεπερασμένης ενέργειας μπορεί να περιγραφεί στο πεδίο της συχνότητας μέσω ενός μετασχηματισμού που ονομάζεται *σειρές Fourier*. Μια σειρά Fourier είναι ένα άθροισμα αρμονικά συσχετισμένων εκθετικών μιγαδικών συνιστωσών, οι οποίες ονομάζονται *αρμονικές συνιστώσες*. Η θεμελιώδης ή πρώτη αρμονική συνιστώσα εμφανίζεται σε συχνότητα  $\omega_0 = 2\pi/T$ , όπου  $T$  είναι η περίοδος του σήματος. Οι υπόλοιπες αρμονικές συνιστώσες βρίσκονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της θεμελιώδους συχνότητας.

Η ανάπτυξη του *μετασχηματισμού Fourier* για απεριοδικά σήματα συνεχούς χρόνου βασίζεται πάνω στην θεωρία των σειρών Fourier. Βασική ιδέα είναι πως μπορούμε να δούμε ένα απεριοδικό σήμα ως περιοδικό σήμα με άπειρη περίοδο. Σύμφωνα με την ανάλυση σε σειρές Fourier, όσο αυξάνεται η περίοδος του σήματος μειώνεται η θεμελιώδης συχνότητα και ως αποτέλεσμα δύο διαδοχικές αρμονικές συνιστώσες της σειράς έρχονται πιο κοντά στη συχνότητα. Καθώς η περίοδος τείνει στο άπειρο, οι αρμονικές συνιστώσες σχηματίζουν ένα συνεχές φάσμα και το άθροισμα της σειράς Fourier μετατρέπεται σε ολοκλήρωμα, δίνοντας το μετασχηματισμό Fourier.

Θεωρούμε ένα σήμα συνεχούς χρόνου  $x(t)$  με πεπερασμένη ενέργεια. Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος ορίζεται ως εξής:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.58)$$

Η σχέση (2.58) ονομάζεται εξίσωση ανάλυσης.

Το σήμα  $x(t)$  μπορεί να εκφραστεί μέσω του φάσματος της συχνότητας  $X(j\omega)$ , μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.59)$$

Η σχέση (2.59) ονομάζεται εξίσωση σύνθεσης και αναπαριστά το σήμα ως γραμμικό συνδυασμό μιγαδικών εκθετικών συνιστωσών. Θεωρώντας στοιχειώδες διάστημα  $d\omega$  στην περιοχή της συχνότητας, μια μιγαδική εκθετική συνιστώσα έχει πλάτος  $[X(j\omega)/2\pi]d\omega$ .

Οι αντίστοιχες σχέσεις των (2.58) και (2.59) για ένα σήμα διακριτού χρόνου και πεπερασμένης ενέργειας, δίνουν το ζεύγος εξισώσεων ανάλυσης και σύνθεσης του μετασχηματισμού *Fourier* διακριτού χρόνου:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (2.60)$$

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\omega n}) d\omega \quad (2.61)$$

Το ολοκλήρωμα της εξίσωσης σύνθεσης υπολογίζεται για διάστημα  $2\pi$ , καθώς το φάσμα  $X(e^{j\omega})$  είναι περιοδικό σήμα ως προς τη μεταβλητή  $\omega$  με περίοδο  $2\pi$ , όπως προκύπτει από τον ορισμό του (2.60), και το ίδιο ισχύει και για το σήμα  $e^{j\omega n}$ . Οι δύο εξισώσεις δείχνουν πως μια απεριόριστη ακολουθία μπορεί να παρασταθεί ως γραμμικός συνδυασμός μιγαδικών εκθετικών συνιστωσών. Κάθε μιγαδική εκθετική συνιστώσα για στοιχειώδες διάστημα συχνότητας  $d\omega$  έχει πλάτος  $[X(e^{j\omega})/2\pi]d\omega$ .

Οι μέθοδοι διακριτού χρόνου για την ανάλυση και σύνθεση σημάτων και συστημάτων έχουν μεγάλη εφαρμογή, λόγω της ανάπτυξης υπέρμετρα αποδοτικών εργαλείων για την ανάλυση *Fourier* ακολουθιών διακριτού χρόνου. Η κυριότερη απ' αυτές τις μεθόδους, είναι πολύ στενά συνδεδεμένη με το μετασχηματισμό *Fourier* διακριτού χρόνου και είναι ιδανική για εφαρμογές σε ψηφιακό ΗΥ. Η τεχνική αυτή ονομάζεται *διακριτός μετασχηματισμός Fourier* (discrete *Fourier transform* – *DFT*).

Θεωρούμε ένα σήμα διακριτού χρόνου  $x[n]$  και ένα ακέραιο  $N_1$ , ώστε να ισχύει:

$$x[n] = 0, \quad n < 0 \text{ και } n > N_1 \quad (2.62)$$

Ακόμη, ο μετασχηματισμός *Fourier* του σήματος  $x[n]$  είναι  $X(e^{j\omega})$ . Είναι δυνατή η κατασκευή ενός περιοδικού σήματος ενός περιοδικού σήματος  $\hat{x}[n]$ , το οποίο είναι ίσο με το  $x[n]$  στη διάρκεια μιας περιόδου του. Πιο συγκεκριμένα, έστω ένας ακέραιος  $N \geq N_1$  και έστω το περιοδικό σήμα  $\hat{x}[n]$  με περίοδο  $N$ , ώστε να ισχύει:

$$\hat{x}[n] = x[n], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.63)$$

Οι σταθεροί συντελεστές των μιγαδικών εκθετικών συνιστωσών της σειράς *Fourier* του σήματος δίνονται ως εξής:

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{\langle n \rangle} \hat{x}[n] e^{-jk(2\pi/N)n} \quad (2.64)$$

Επιλέγοντας το διάστημα του αθροίσματος να είναι εκείνη η περίοδος του  $\hat{x}[n]$  για την οποία ισχύει  $\hat{x}[n] = x[n]$ , καταλήγουμε στην εξής σχέση:

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{\langle n \rangle} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n} \quad (2.65)$$

Το σύνολο των συντελεστών  $a_k$  αποτελεί το DFT του σήματος  $x[n]$ . Ειδικότερα, ο DFT του σήματος  $x[n]$  συμβολίζεται με  $\hat{X}[k]$  και ορίζεται ως εξής:

$$\hat{X}[k] = a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.66)$$

Το αρχικό σήμα  $x[n]$  διακριτού χρόνου μπορεί να ανακτηθεί μέσω του DFT του. Συγκεκριμένα, ισχύει:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{X}[k] e^{jk(2\pi/N)n}, \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (2.67)$$

Συνεπώς, το διακριτό σήμα πεπερασμένης διάρκειας μπορεί να προσδιοριστεί είτε μέσω του πεπερασμένου συνόλου των μη μηδενικών τιμών που λαμβάνει είτε μέσω του πεπερασμένου συνόλου τιμών  $\hat{X}[k]$  του DFT του. Ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier, λόγω της σχέσης του με τη σειρά και το μετασχηματισμό Fourier διακριτού χρόνου κληρονομεί ορισμένες σημαντικές τους ιδιότητες:

- Ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου και ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier συνδέονται μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\hat{X}[k] = \frac{1}{N} X(e^{j(2\pi k/N)}) \quad (2.68)$$

Σύμφωνα με τη σχέση (2.68), ο DFT ενός σήματος  $x[n]$  αντιστοιχεί σε δείγματα του μετασχηματισμού Fourier διακριτού χρόνου  $X(e^{j\omega})$  με χρόνο δειγματοληψίας  $2\pi/N$ . Ακόμη, σύμφωνα με τη σχέση (2.67), το σήμα  $x[n]$  έχει μια μοναδική αναπαράσταση μέσω αυτών των δειγμάτων.

- Αν θεωρήσουμε δείγματα του μετασχηματισμού  $X(e^{j\omega})$  με δειγματοληψία  $2\pi/M$ , όπου  $M < N_1$ . Αυτά τα δείγματα αντιστοιχούν σε περισσότερες της μιας ακολουθίες διάρκειας  $N_1$ .

Πολλές φορές στην ανάλυση σήματος απαιτείται η επεξεργασία σημάτων ιδιαίτερα μεγάλης διάρκειας, οπότε είναι σημαντικό να χρησιμοποιούνται διαδικασίες υπολογισμού με υψηλή αποδοτικότητα. Ένα από τους λόγους για την αυξημένη χρήση τεχνικών βασισμένων στους ΗΥ για την ανάλυση σημάτων ήταν η ανάπτυξη ενός εξαιρετικά γρήγορου αλγορίθμου για τον υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού Fourier για σήματα με πεπερασμένη διάρκεια. Ο αλγόριθμος αυτός ονομάζεται *ταχύς μετασχηματισμός Fourier* (fast Fourier transform – FFT). Η ανάλυση της εσωτερικής δομής του αλγορίθμου ξεφεύγει από το πλαίσιο της εργασίας αυτής [10].

## Κεφάλαιο 3

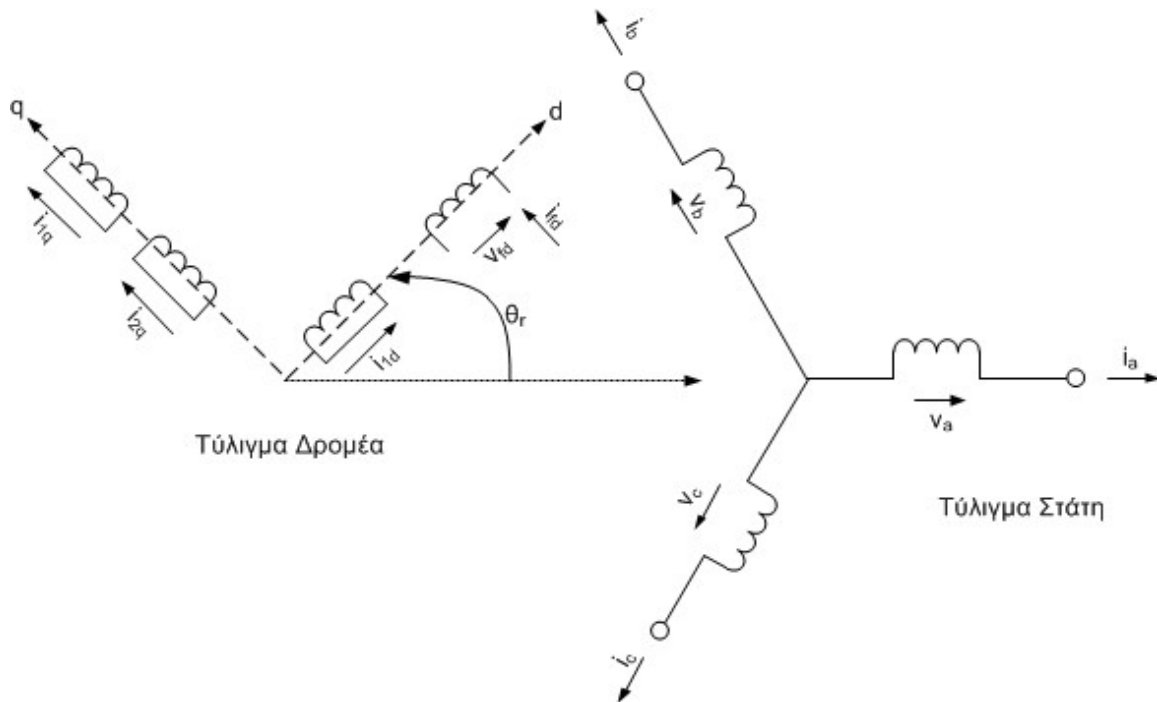
# Παράσταση Συστήματος, Εφαρμογές και Ρύθμιση Σταθεροποιητών

### 3.1. Παράσταση Σύγχρονων Μηχανών

#### 3.1.1. Μοντέλα Σύγχρονων Μηχανών

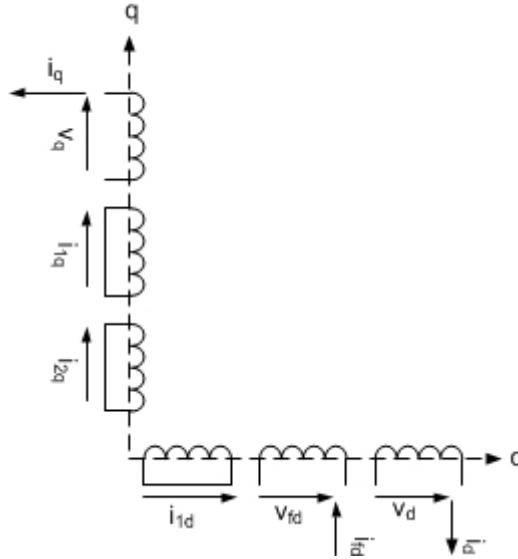
Μια σύγχρονη ηλεκτρική μηχανή αποτελείται από δύο βασικά μέρη: ένα στρεφόμενο, το δρομέα και ένα σταθερό, το στάτη, που χωρίζονται από ένα μικρό διάκενο αέρα.

Ανάλογα με τη χρονική κλίμακα του μεταβατικού φαινομένου και την επιθυμητή ακρίβεια της ανάλυσης, έχουν αναπτυχθεί διαφορετικά μοντέλα για την αναπαράσταση του ηλεκτρικού μέρους των ηλεκτρικών μηχανών. Η τάξη του μοντέλου καθορίζεται από τον αριθμό των τυλιγμάτων που περιγράφουν το δρομέα της μηχανής. Τα πιο σύνθετα μοντέλα, μέσω κατάλληλων παραδοχών ανά περίπτωση ανάλυσης, μπορούν να απλοποιηθούν σε απλούστερα. Στη γενικότερη περίπτωση, το ηλεκτρικό κύκλωμα του δρομέα περιγράφεται από το τυλίγμα πεδίου και ένα τυλίγμα απόσβεσης στον ευθύ άξονα και από δύο τυλίγματα απόσβεσης στον εγκάρσιο άξονα. Τα τυλίγματα απόσβεσης είναι βραχυκυκλωμένα, ενώ στο τυλίγμα πεδίου εφαρμόζεται σταθερή τάση  $v_{fd}$ . Το κύκλωμα του στάτη αποτελείται από τα τρία τυλίγματα των φάσεων που είναι ομοιόμορφα κατανομημένα στο χώρο. Η πολικότητα των στιγμιαίων τάσεων και των ρευμάτων του στάτη, σύμφωνα με τη σύμβαση λειτουργίας γεννήτριας, είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 3.1. Η σχετική θέση δρομέα – στάτη καθορίζεται μέσω της γωνίας  $\theta_r$ , που σχηματίζεται ανάμεσα στον ευθύ άξονα του δρομέα και τον άξονα της φάσης  $a$  του στάτη.



Σχήμα 3.1.: Παράσταση ηλεκτρικού κυκλώματος σύγχρονης γεννήτριας.

Για τη διευκόλυνση της ανάλυσης των μεταβατικών φαινομένων, χρησιμοποιείται ο μετασχηματισμός Park για την παράσταση των πραγματικών τυλιγμάτων του στάτη μέσω τριών φανταστικών τυλιγμάτων σ' ένα σύστημα αξόνων dq0. Ο άξονας d συμπίπτει με το μαγνητικό άξονα του πεδίου του δρομέα και ο άξονας q προπορεύεται του d κατά  $90^\circ$ . Το ορθογώνιο σύστημα αξόνων dq στρέφεται με την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, ενώ ο άξονας 0 δεν είναι μαγνητικά συζευγμένος με τους άλλους δύο άξονες και μαγνητίζεται μόνο σε ασύμμετρες καταστάσεις. Θεωρούμε ότι η κατανομή του μαγνητικού πεδίου του στάτη και του δρομέα στο διάκενο είναι ημιτονοειδής και ότι η ηλεκτρική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα είναι ίδια με την συχνότητα των ηλεκτρικών μεγεθών του στάτη. Μ' αυτές τις παραδοχές, οι επαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη, θεωρώντας ένα παρατηρητή πάνω στο δρομέα, είναι χρονικά αμετάβλητες και ολόκληρο το ηλεκτρικό κύκλωμα της σύγχρονης μηχανής παριστάνεται μέσω δύο μαγνητικά συζευγμένων μαγνητικών κυκλωμάτων με σταθερές παραμέτρους [4,7].



Σχήμα 3.2.: Παράσταση ηλεκτρικού κυκλώματος σύγχρονης γεννήτριας με εφαρμογή του μετασχηματισμού Park.

Οι παραδοχές που γίνονται είναι οι εξής:

- Η κατανομή των τυλιγμάτων του στάτη στο διάκενο είναι ημιτονοειδής.
- Οι αύλακες του στάτη δεν προκαλούν σημαντική μεταβολή στις τιμές των αυτεπαγωγών και τις αλληλεπαγωγών, λόγω της θέσης του δρομέα.
- Η μαγνητική υστέρηση αμελείται.
- Ο μαγνητικός κορεσμός αμελείται.

Οι εξισώσεις τάσης του στάτη, έπειτα από εφαρμογή του μετασχηματισμού Park, είναι οι εξής:

$$v_d = -r_a i_d - \frac{\omega_r}{\omega_o} \Psi_q + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_d \quad (3.1)$$

$$v_q = -r_a i_q - \frac{\omega_r}{\omega_o} \Psi_d + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_q \quad (3.2)$$

όπου :

- $v_d, v_q$  : οι τάσεις των τυλιγμάτων d και q του στάτη.  
 $i_d, i_q$  : τα ρεύματα των τυλιγμάτων d και q του στάτη.  
 $\Psi_d, \Psi_q$  : οι πεπλεγμένες ροές των τυλιγμάτων d και q του στάτη.

- $\omega_r$ : η ηλεκτρική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα (  $rad/sec$  ).  
 $\omega_o$ : η σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής (  $rad/sec$  ).  
 $r_a$ : η αντίσταση τυμπάνου (στάτη).

Οι όροι  $-\omega_r \Psi_d$ ,  $-\omega_r \Psi_q$  είναι ανάλογοι της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα και ονομάζονται τάσεις ταχύτητας. Οι όροι  $\dot{\Psi}_d$ ,  $\dot{\Psi}_q$  είναι ίσοι με το ρυθμό μεταβολής της πεπλεγμένης ροής και ονομάζονται τάσεις μετασχηματιστής.

Αντίστοιχα, οι εξισώσεις τάσης του δρομέα είναι:

$$v_{fd} = r_{fd} i_{fd} + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{fd} \quad (3.3)$$

$$0 = r_{1d} i_{1d} + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{1d} \quad (3.4)$$

$$0 = r_{1q} i_{1q} + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{1q} \quad (3.5)$$

$$0 = r_{2q} i_{2q} + \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{2q} \quad (3.6)$$

Στις εξισώσεις (3.3) – (3.6), με  $r_k$  συμβολίζεται η αντίσταση του τυλίγματος k, με  $i_k$  το ρεύμα του τυλίγματος k και με  $\Psi_k$  συμβολίζεται η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος k.

Οι εξισώσεις (3.1) – (3.6) είναι διατυπωμένες στο ανά μονάδα σύστημα. Για τα μεγέθη του στάτη, ως βάση ισχύος έχει ληφθεί η τριφασική ισχύς της μηχανής και ως βάση τάσης η πολική τάση ακροδεκτών [4].

### 3.1.2. Εξισώσεις Κίνησης Δρομέα

Η σχετική θέση του δρομέα ως προς τον στάτη, κατά την περιστροφή του δρομέα, χαρακτηρίζεται μέσω της γωνίας  $\theta_r$  μεταξύ του ευθέως άξονα του δρομέα και του άξονα της φάσης  $a$  του στάτη. Η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα είναι  $\omega_r$  και η σχέση που δίνει την  $\theta_r$  είναι:

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_r(0) \quad (3.7)$$

Θεωρώντας ως βάση για την ταχύτητα περιστροφής τη σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_o$  (  $rad/sec$  ), τότε η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα στο ανά μονάδα σύστημα δίνεται μέσω της σχέσης:

$$\omega = \frac{\omega_r}{\omega_o} \quad (3.8)$$

Παραγωγίζοντας τη σχέση (3.7) προκύπτει:

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \quad (3.9)$$

Συνεπώς, ο ρυθμός μεταβολής της γωνίας  $\theta_r$  ισούται με τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα [7].



Θεωρείται ότι η συχνότητα των ρευμάτων του στάτη δεν μεταβάλλεται από την ονομαστική. Ορίζεται ένα σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_o$ , που αντιστοιχεί στην ονομαστική συχνότητα των ρευμάτων του στάτη. Η ταχύτητα αυτή είναι η ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου πεδίου που δημιουργούν τα ρεύματα του στάτη στο διάκενο της μηχανής. Το σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να αντιστοιχεί σε κάποια άλλη γεννήτρια του συστήματος ή να αποτελεί την αναφορά για τις στιγμιαίες θέσεις των δρομέων των μηχανών του μελετούμενου συστήματος. Η σχετική θέση του άξονα του δρομέα ως προς το σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς ορίζεται μέσω της γωνίας  $\delta$  που σχηματίζεται ανάμεσα στον εγκάρσιο άξονα του δρομέα και στον άξονα αναφοράς του σύγχρονου πλαισίου. Η σχέση που δίνει τη γωνία  $\delta$  είναι η εξής:

$$\delta = \omega_r t + \theta_r(0) + \frac{\pi}{2} - \omega_o t - \theta_o(0) \quad (3.10)$$

όπου  $\theta_o = \omega_o t + \theta_o(0)$  η γωνία ανάμεσα στον άξονα αναφοράς και στον άξονα της φάσης  $a$  του στάτη.

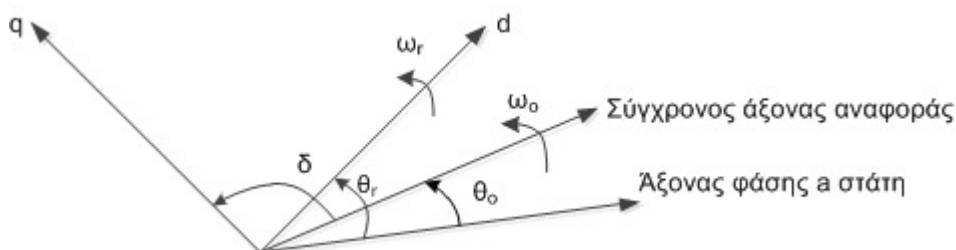
Παραγωγίζοντας τη σχέση (3.10) προκύπτει:

$$\dot{\delta} = \omega_r - \omega_o \quad (3.11)$$

Μετατρέποντας τις ταχύτητες στη σχέση (3.11) στο ανά μονάδα σύστημα έχουμε:

$$\dot{\delta} = (\omega - 1)\omega_o = \omega_o \Delta\omega \quad (3.12)$$

όπου ως  $\Delta\omega = \omega - 1$  ορίζεται η απόκλιση της ταχύτητας του δρομέα από την ονομαστική στο ανά μονάδα σύστημα [4,7].



Σχήμα 3.3.: Γωνία δρομέα σύγχρονης μηχανής.

Η εξίσωση της δυναμικής της κίνησης του δρομέα, αν ληφθεί υπόψιν ότι  $\Delta\dot{\omega} = \dot{\omega}$ , είναι η εξής:

$$2H\Delta\dot{\omega} = T_m - T_e - D\Delta\omega \quad (3.13)$$

όπου:

- $\Delta\omega$  : η απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα από την ονομαστική (αμ)
- $H$  : η ανηγμένη σταθερά αδράνειας (s)
- $T_m$  : η μηχανική ροπή του άξονα (αμ)
- $T_e$  : η ηλεκτρομαγνητική ροπή της γεννήτριας (αμ)
- $D$  : ο συντελεστής απόσβεσης του άξονα της γεννήτριας (αμ)

### 3.1.3. Μοντέλο Σύγχρονης Γεννήτριας 4ης Τάξης

Στην παράγραφο αναπτύσσεται το μοντέλο σύγχρονης γεννήτριας 4ης τάξης που θα χρησιμοποιηθεί για τις μελέτες της συγκεκριμένης εργασίας. Αρχικά, δίνονται οι απαραίτητες παραδοχές που διέπουν το μοντέλο:

- Το ηλεκτρικό κύκλωμα του δρομέα αποτελείται από το τύλιγμα διέγερσης στον ευθύ άξονα  $d$  και από ένα τύλιγμα απόσβεσης στον εγκάρσιο άξονα  $q$ . Ουσιαστικά, μ' αυτό τον τρόπο δεν μπορούν να αναλυθούν μέσω του μοντέλου υπομεταβατικά φαινόμενα (πχ. Απόκριση σε βραχυκυκλώματος) που σχετίζονται με την απόκριση των τυλιγμάτων απόσβεσης.
- Αμελούνται οι τάσεις μετασχηματιστή  $\dot{\Psi}_d$  και  $\dot{\Psi}_q$ , καθώς τα μεταβατικά φαινόμενα που περιγράφονται απ' αυτές γίνονται σε κλάσματα του δευτερολέπτου και δε μας απασχολούν στη συγκεκριμένη εργασία.
- Στις εξισώσεις τάσης του στάτη θεωρείται ότι  $\omega_r \approx \omega_o$ . Ο λόγος είναι ότι η επίδραση της γωνιακής ταχύτητας στις τάσεις ταχύτητας είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με τις τάσεις μετασχηματιστή, οι οποίες αμελούνται. Ως αποτέλεσμα της παραδοχής, η ανά μονάδα τιμή των επαγωγικών αντιδράσεων είναι ίση με την αντίστοιχη τιμή των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών.
- Η επίδραση του μαγνητικού κορεσμού αγνοείται.

Σύμφωνα με τις παραδοχές αυτές, οι εξισώσεις τάσης του στάτη και του δρομέα (3.1) – (3.6) παίρνουν την ακόλουθη μορφή:

$$v_d = -\dot{\Psi}_q - r_a i_d \quad (3.14)$$

$$v_q = \dot{\Psi}_d - r_a i_q \quad (3.15)$$

$$v_{fd} = \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{fd} + r_{fd} i_{fd} \quad (3.16)$$

$$0 = \frac{1}{\omega_o} \dot{\Psi}_{kq} + r_{kq} i_{kq} \quad (3.17)$$

Οι εξισώσεις για τις πεπλεγμένες ροές δίνονται ως εξής:

$$\Psi_d = -X_d i_d + X_{afd} i_{fd} \quad (3.18)$$

$$\Psi_q = -X_q i_q + X_{akq} i_{kq} \quad (3.19)$$

$$\Psi_{fd} = -X_{afd} i_d + X_{ffd} i_{fd} \quad (3.20)$$

$$\Psi_{kd} = -X_{akd} i_q + X_{kkd} i_{kq} \quad (3.21)$$

όπου:

- $X_d, X_q$  : οι σύγχρονες αντιδράσεις κατά τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα  
 $X_{afd}, X_{akd}$  : οι αντιδράσεις αλληλεπαγωγής μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα  
 $X_{kkd}, X_{ffd}$  : οι αντιδράσεις αυτεπαγωγής των τυλιγμάτων του δρομέα

Για την εξαγωγή των εξισώσεων τάσης στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, θεωρούμε  $i_{kq}=0$ , αφού το τυλίγμα απόσβεσης δε διαρρέεται από ρεύμα και  $\dot{\Psi}_{fd}=0$ . Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.18) και (3.19) στις (3.14) και (3.15) προκύπτει:

$$v_d = X_q i_q + r_a i_d \quad (3.22)$$

$$v_q = -X_d i_d - r_a i_q + X_{afd} i_{fd} \quad (3.23)$$

Η ΗΕΔ  $X_{ad} i_{fd}$  ισούται με την ΗΕΔ διέγερσης  $E_f$  στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η ΗΕΔ διέγερσης ορίζεται στην σχέση (3.39). Για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ισχύει:

$$E_f = X_{afd} i_{fd} \quad (3.24)$$

Οι εξισώσεις μόνιμης κατάστασης γράφονται σε μορφή πινάκων ως εξής:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ E_f \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_a & -X_q \\ X_d & r_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Με απαλοιφή του ρεύματος διέγερσης  $i_{fd}$  από τις σχέσεις (3.18) και (3.20) προκύπτει:

$$\frac{X_{afd}}{X_{ffd}} \Psi_{fd} = \Psi_d + \left( X_d - \frac{X_{afd}^2}{X_{ffd}} \right) i_d \quad (3.26)$$

Αντίστοιχα, με απαλοιφή του ρεύματος του τυλίγματος απόσβεσης  $i_{kq}$  από τις σχέσεις (3.19) και (3.21) προκύπτει:

$$\frac{X_{akq}}{X_{kkq}} \Psi_{kq} = \Psi_q + \left( X_q - \frac{X_{akq}^2}{X_{kkq}} \right) i_q \quad (3.27)$$

Ορίζονται τα ακόλουθα μεγέθη:

- Μεταβατική αντίδραση στον άξονα d:  $X'_d = X_d - \frac{X_{afd}^2}{X_{ffd}} \quad (3.28)$

- Μεταβατική αντίδραση στον άξονα q:  $X'_q = X_q - \frac{X_{akq}^2}{X_{kkq}} \quad (3.29)$

- Μεταβατική ΗΕΔ στον άξονα q:  $E'_q = \frac{X_{afd}}{X_{ffd}} \Psi_{fd} \quad (3.30)$

- Μεταβατική ΗΕΔ στον άξονα d:  $E'_d = -\frac{X_{akq}}{X_{kkq}} \Psi_{kq} \quad (3.31)$

Αντικαθιστώντας τα νέα μεγέθη στις σχέσεις (3.26) και (3.27) και εκφράζοντας τις  $\Psi_d$  και  $\Psi_q$  μέσω των σχέσεων (3.14) και (3.15), προκύπτουν οι αλγεβρικές εξισώσεις τάσης της σύγχρονης γεννήτριας:

$$v_d = E'_d + X'_q i_q - r_a i_d \quad (3.32)$$

$$v_q = E'_q + X'_d i_d - r_a i_q \quad (3.33)$$

Οι εξισώσεις (3.42) και (3.43) σε μορφή πινάκων γράφονται:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E'_d \\ E'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_a & -X'_q \\ X'_d & r_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.25) και (3.34), η ΗΕΔ κενού φορτίου  $E_f$  συνδέεται με την μεταβατική ΗΕΔ εγκάρσιου άξονα  $E'_q$  για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας μέσω της σχέσης:

$$E_f = (X_d - X'_d)i_d + E'_q \quad (3.35)$$

Ακολουθώντας, αναπτύσσονται οι διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά των μεταβατικών ΗΕΔ στους δύο άξονες του δρομέα.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.16), (3.20) και (3.30), με απαλοιφή του ρεύματος διέγερσης  $i_{fd}$  και αντικατάσταση της  $\Psi_{fd}$  μέσω της (3.30), προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την  $E'_q$ :

$$\frac{1}{\omega_o} \frac{X_{ffd}}{X_{afd}} \dot{E}'_q = v_{fd} - \frac{r_{fd}}{X_{afd}} \left( E'_q + \frac{X_{afd}^2}{X_{ffd}} i_d \right) \quad (3.36)$$

Μέσω του ορισμού (3.32) της μεταβατικής αντίδρασης στον άξονα d η σχέση γράφεται:

$$\frac{1}{\omega_o} \frac{X_{ffd}}{X_{afd}} \dot{E}'_q = v_{fd} - \frac{r_{fd}}{X_{afd}} [E'_q + (X_d - X'_d)i_d] \quad (3.37)$$

Ορίζονται τα ακόλουθα μεγέθη:

- Χρονική σταθερά ανοικτοκύκλωσης τυλίγματος πεδίου:

$$T'_{do} = \frac{L_{ffd}}{r_{fd}} = \frac{X_{ffd}}{\omega_o r_{fd}} \quad (3.38)$$

- ΗΕΔ διέγερσης :

$$E_f = \frac{X_{afd}}{r_{fd}} v_{fd} \quad (3.39)$$

Αν θεωρηθεί μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, τότε το τυλίγμα πεδίου διαρρέεται από συνεχές ρεύμα  $i_{fd} = v_{fd}/r_{fd}$ , οπότε η ΗΕΔ διέγερσης μπορεί να δοθεί μέσω της σχέσης (3.24).

Με αντικατάσταση των (3.38) και (3.39) στην (3.37), προκύπτει η διαφορική εξίσωση που περιγράφει τη απόκριση της μεταβατικής ΗΕΔ στον άξονα q:

$$T'_{do} \dot{E}'_q = E_f - E'_q - (X_d - X'_d)i_d \quad (3.40)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις ((3.17), (3.21) και (3.31), με απαλοιφή του ρεύματος του τυλίγματος απόσβεσης και αντικατάσταση της  $\Psi_{kd}$  μέσω της (3.31), προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την  $E'_d$ :

$$-\frac{1}{\omega_o} \frac{X_{kkq}}{X_{akq}} \dot{E}'_d = \frac{r_{kq}}{X_{akq}} [E'_d - (X_q - X'_q) i_q] \quad (3.41)$$

Ορίζεται η χρονική σταθερά ανοικτοκύκλωσης τυλίγματος απόσβεσης:

$$T'_{qo} = \frac{L_{kkd}}{r_{kd}} = \frac{X_{kkd}}{\omega_o r_{kd}} \quad (3.42)$$

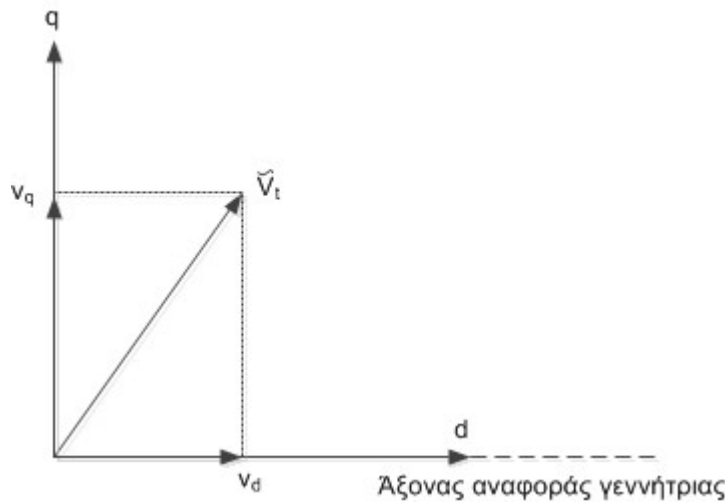
Με αντικατάσταση της (3.42) στην (3.41), προκύπτει η διαφορική εξίσωση που περιγράφει την απόκριση της μεταβατικής ΗΕΔ στον άξονα d:

$$T'_{qo} \dot{E}'_d = [E'_d - (X_q - X'_q) i_q] \quad (3.43)$$

Θεωρούμε το σύστημα αξόνων d-q και ως άξονα αναφοράς τον άξονα d. Η τάση ακροδεκτών αναλύεται στους άξονες d-q ως εξής:

$$\tilde{V}_t = v_d + jv_q \quad (3.44)$$

Αντίστοιχα αναλύεται και το ρεύμα ακροδεκτών στους άξονες d-q.



Σχήμα 3.4.: Ανάλυση τάσης ακροδεκτών γεννήτριας στο σύστημα αξόνων dq.

Ως γνωστό, η φαινόμενη ισχύς που παράγει η σύγχρονη γεννήτρια δίνεται από τη σχέση:

$$S = \tilde{V}_t \tilde{I}^* = (v_d + v_q j)(i_d - i_q j) = v_d i_d + v_q i_q + j(v_q i_d - v_d i_q) \quad (3.43)$$

Από την (3.43), η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας είναι:

$$P_t = v_d i_d + v_q i_q \quad (3.44)$$

Από την (3.44), η άεργος ισχύς εξόδου της γεννήτριας είναι:

$$Q_t = v_q i_d - v_d i_q \quad (3.45)$$

Η ενεργός ισχύς στο διάκενο δρομέα – στάτη παράγει την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Η ενεργός ισχύς στο διάκενο ισούται με το άθροισμα της ισχύος εξόδου και των απωλειών χαλκού, επομένως:

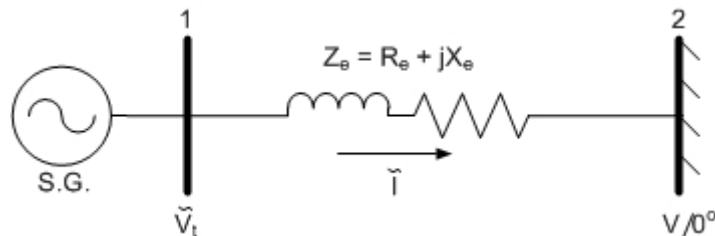
$$P_e = P_t + P_{cu} = v_d i_d + v_q i_q + (i_d^2 + i_q^2) r_a \quad (3.46)$$

Στο ανά μονάδα σύστημα η ηλεκτρομαγνητική ροπή ισούται με την ηλεκτρική ισχύ διακένου, με την προϋπόθεση ότι οι βάσεις των δύο μεγεθών συνδέονται με την ακόλουθη σχέση:

$$T_B = \frac{S_B P}{\omega_o 2} \quad (3.47)$$

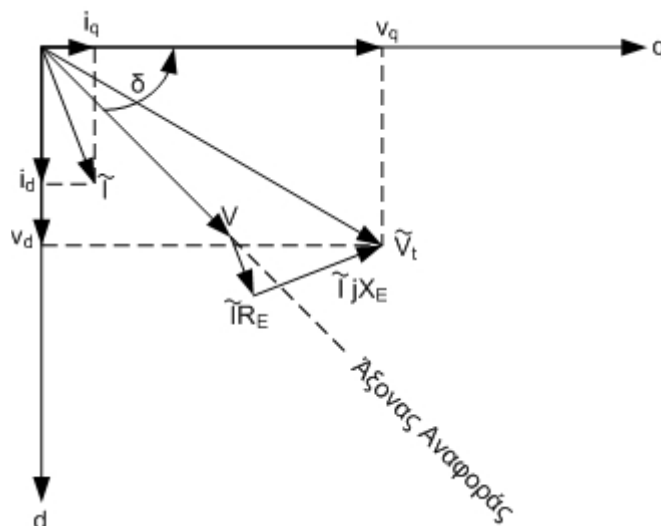
### 3.1.4. Σύστημα γεννήτριας άπειρου – ζυγού

Θεωρείται το σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού, που απεικονίζεται στο σχήμα 3.5. Η γεννήτρια περιγράφεται από το μοντέλο 4ης τάξης που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.1.3. Ο άπειρος ζυγός είναι ένα σύστημα σταθερής τάσης και συχνότητας. Ο άπειρος ζυγός σε συνδυασμό με τη σύνθετη αντίσταση  $Z_e$  αποτελούν μια περιγραφή ενός μεγάλου δικτύου, στο οποίο είναι συνδεδεμένη η γεννήτρια. Η σύνθετη αντίσταση  $Z_e$  ονομάζεται ισοδύναμη αντίσταση του δικτύου και το μέτρο της αποτελεί μια ένδειξη για το πόσο ισχυρό είναι το δίκτυο. Όσο μικρότερη είναι η ισοδύναμη αντίσταση δικτύου για το ζυγό 1, τόσο μικρότερη είναι η επίδραση που έχουν διαταραχές που συμβαίνουν στο υπόλοιπο δίκτυο στην τάση του ζυγού 1 και συνεπώς το δίκτυο είναι ισχυρότερο. Ο κλασσικός τρόπος υπολογισμού της τιμής της αντίστασης  $Z_e$  είναι με εφαρμογή του θεωρήματος Thevenin στο ζυγό 1 [11].



Σχήμα 3.5.: Σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού.

Σκοπός της παραγράφου αυτής είναι να εξαχθούν αλγεβρικές παραμετρικές εξισώσεις για τα ρεύματα του στάτη  $i_d$  και  $i_q$  με παραμέτρους  $R_e$ ,  $X_e$  και  $V$  και τις μεταβατικές ΗΕΔ της γεννήτριας, ώστε μαζί με τις εξισώσεις του μοντέλου σύγχρονης γεννήτριας 4ης τάξης και τις εξισώσεις κίνησης του δρομέα να αποτελέσουν ένα ολοκληρωμένο δυναμικό μοντέλο του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Στην ανάλυση που ακολουθεί θεωρείται αμελητέα αντίσταση στάτη  $r_a = 0$ . Το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 3.6. δείχνει τη σχέση της τάσης ακροδεκτών και της τάσης του άπειρου ζυγού. Για τη σχεδίαση του διαγράμματος θεωρείται ότι η γεννήτρια λειτουργεί με συντελεστή ισχύος  $\cos\phi$  επαγωγικό. Ως άξονας αναφοράς θεωρείται ο άξονας του διανύσματος της τάσης  $\tilde{V}$  του άπειρου ζυγού.



Σχήμα 3.6.: Διανυσματικό διάγραμμα τάσης ακροδεκτών γεννήτριας και τάσης άπειρου ζυγού.

Μέσω του διανυσματικού διαγράμματος προκύπτουν οι δύο ακόλουθες σχέσεις για τις τάσεις ακροδεκτών ευθύ και εγκάρσιου άξονα,  $v_d$  και  $v_q$  :

$$v_q = V \cos \delta + i_q R_e + i_d X_e \quad (3.48)$$

$$v_d = V \sin \delta + i_d R_e - i_q X_e \quad (3.49)$$

Αντικαθιστώντας στις (3.48) και (3.49) τις τάσεις  $v_d$  και  $v_q$  μέσω των αλγεβρικών εξισώσεων τάσης της γεννήτριας (3.32) και (3.33) για  $r_a = 0$ , προκύπτει το ακόλουθο ζεύγος εξισώσεων:

$$E'_d - V \sin \delta = i_d R_e - (X_e + X'_q) i_q \quad (3.50)$$

$$E'_q - V \cos \delta = i_d (X_e + X'_d) + i_q R_e \quad (3.51)$$

Σε μητρική μορφή οι σχέσεις (3.51) και (3.52) γράφονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} E'_d - V \sin \delta \\ E'_q - V \cos \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e & -(X_e + X'_q) \\ X_e + X'_d & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Για την επίλυση του συστήματος των γραμμικών εξισώσεων ως προς  $i_d$  και  $i_q$  απαιτείται ουσιαστικά η εύρεση του αντίστροφου του πίνακα  $2 \times 2$  που έχει στοιχεία τις μεταβατικές αντιδράσεις της γεννήτριας  $X'_d$ ,  $X'_q$  και τις  $R_e$ ,  $X_e$ . Έστω ότι ο πίνακας αυτός συμβολίζεται με  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} R_e & -(X_e + X'_q) \\ X_e + X'_d & R_e \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Η ορίζουσα του  $\mathbf{A}$  είναι ίση με:

$$\det(\mathbf{A}) = R_e^2 + (X_e + X'_q)(X_e + X'_d) \quad (3.54)$$

Ο πίνακας  $adjoint(A)$ , που έχει ως στοιχεία τα αλγεβρικά συμπληρώματα των στοιχείων του  $A$ , είναι ίσος με:

$$adjoint(A) = \begin{bmatrix} R_e & X_e + X'_q \\ -(X_e + X'_d) & R_e \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Ο αντίστροφος ενός πίνακα ισούται με  $A^{-1} = \frac{adjoint(A)}{det(A)}$ . Συνεπώς, η λύση του συστήματος γραμμικών εξισώσεων (3.52) ως προς  $i_d$  και  $i_q$  είναι η εξής:

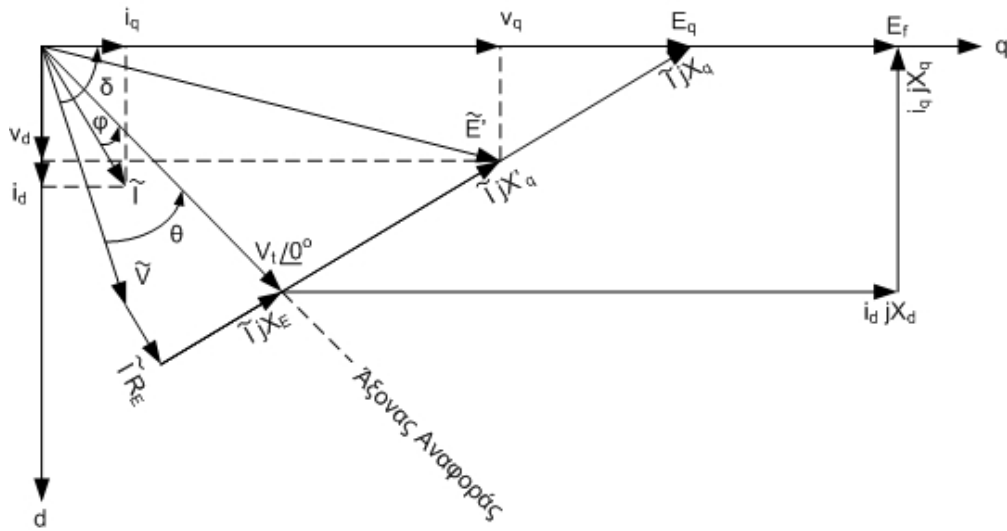
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_e}{R_e^2 + (X_e + X'_q)(X_e + X'_d)} & \frac{X_e + X'_q}{R_e^2 + (X_e + X'_q)(X_e + X'_d)} \\ \frac{-(X_e + X'_d)}{R_e^2 + (X_e + X'_q)(X_e + X'_d)} & \frac{R_e}{R_e^2 + (X_e + X'_q)(X_e + X'_d)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E'_d - V \sin \delta \\ E'_q - V \cos \delta \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

### 3.1.5. Αρχικοποίηση Σύγχρονης Γεννήτριας Συνδεδεμένης σε Άπειρο Ζυγό

Για τη μελέτη της μεταβατικής συμπεριφοράς του συστήματος, είναι απαραίτητος ο προσδιορισμός του αρχικού σημείου λειτουργίας. Ουσιαστικά, πρέπει να προσδιοριστούν οι αρχικές τιμές των μεταβλητών κατάστασης και των αλγεβρικών παραμέτρων του συστήματος. Στην παράγραφο αυτή, γίνεται η αρχικοποίηση του συστήματος σύγχρονης γεννήτριας – άπειρου ζυγού του σχήματος 3.5, του οποίου το δυναμικό μοντέλο χρησιμοποιείται για της μελέτες της εργασίας.

Οι αρχικές συνθήκες λειτουργίας της σύγχρονης γεννήτριας μπορούν να προσδιοριστούν μέσω των αρχικών τιμών της τάσης ακροδεκτών  $V_t$ , της ενεργού ισχύος εξόδου  $P_t$  και της αέργου ισχύος εξόδου  $Q_t$ , οι οποίες θεωρούνται γνωστές και είναι εύκολα μετρήσιμες στους ακροδέκτες μιας πραγματικής σύγχρονης μηχανής. Θεωρείται αμελητέα αντίσταση στάτη  $r_a = 0$ , κατά την ανάλυση. Ακόμη, εφόσον γνωρίζουμε την τάση ακροδεκτών  $V_t$  θεωρείται ως άξονας αναφοράς ο άξονας που ορίζεται από τη διεύθυνση του διανύσματος  $\tilde{V}_t$ . Η παραδοχή αυτή γίνεται για τη διευκόλυνση της διαδικασίας της αρχικοποίησης και ο άξονας αναφοράς στο δυναμικό μοντέλο του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού είναι ο άξονας που ορίζεται από τη διεύθυνση του διανύσματος της τάσης του άπειρου ζυγού  $\tilde{V}$ . Για το λόγο αυτό, κατά την αρχικοποίηση ως γωνία  $\delta$  ορίζεται η γωνία ανάμεσα στο διάνυσμα  $\tilde{V}$  και τον άξονα q του δρομέα. Το διανυσματικό διάγραμμα για την αρχική κατάσταση λειτουργίας της σύγχρονης γεννήτριας δίνεται στο σχήμα 3.7.:





Σχήμα 3.7.: Διανυσματικό διάγραμμα αρχικών συνθηκών λειτουργίας της σύγχρονης γεννήτριας.

Από τον ορισμό της διεύθυνσης του διανύσματος της τάσης  $\tilde{V}_t$  ως άξονα αναφοράς προκύπτει:

$$\tilde{V}_t = V_t \angle 0^\circ \quad (3.57)$$

Ως γνωστό η ενεργός και η άεργος ισχύς εξόδου ορίζονται ως εξής:

$$P_t = V_t I_a \cos \varphi \quad (3.58)$$

$$Q_t = V_t I_a \sin \varphi \quad (3.59)$$

Από τον συνδυασμό των σχέσεων (3.58) και (3.59) προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την γωνία του συντελεστή ισχύος  $\varphi$ :

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{Q_t}{P_t} \right) \quad (3.60)$$

Το μέτρο του ρεύματος δίνεται από τη σχέση:

$$I = \frac{P_t}{V_t \cos \theta} \quad (3.61)$$

Ισχύει  $\varphi = \theta_v - \theta_i = -\theta_i \Rightarrow \theta_i = -\varphi$ . Συνεπώς, το διάνυσμα του ρεύματος ισούται με:

$$\tilde{I} = I \angle -\varphi \quad (3.62)$$

Με γνωστό το ρεύμα  $\tilde{I}$ , είναι εύκολος ο υπολογισμός της τάσης του άπειρου ζυγού:

$$\tilde{V} = V \angle \theta = \tilde{V}_t - \tilde{I} (jX_e + R_e) \quad (3.63)$$

Η σχετική θέση του άξονα q ως προς τον άξονα αναφοράς προσδιορίζεται από την ΗΕΔ  $\tilde{E}_q$ , η οποία ονομάζεται τάση πίσω από την αντίδραση εγκάρσιου άξονα (q) και είναι συμφασική με την ΗΕΔ διέγερσης  $\tilde{E}_f$ . Η τάση  $\tilde{E}_q$  ορίζεται ως εξής:

$$\tilde{E}_q = \tilde{V}_t + jX_q \tilde{I} = E_q \angle \delta - \theta \quad (3.64)$$

Η τάση  $\tilde{V}_t$  και το ρεύμα  $\tilde{I}$  αναλύονται σε συνιστώσες στους άξονες d – q:

$$v_q = V_t \cos(\delta - \theta) \quad (3.65)$$

$$v_d = V_t \sin(\delta - \theta) \quad (3.66)$$

$$i_q = I \cos(\varphi + \delta - \theta) \quad (3.67)$$

$$i_d = I \sin(\varphi + \delta - \theta) \quad (3.68)$$

Η τάση διέγερσης  $E_f$  μπορεί να υπολογιστεί μέσω της αλγεβρικής σχέσης:

$$E_f = E_q - i_d (X_d - X_q) \quad (3.69)$$

Η σχέση (3.6) προκύπτει από ανάλυση της σχέσης (3.64) στον άξονα q σε συνδυασμό με το δεύτερο σκέλος της σχέσης (3.25).

Η μεταβατική ΗΕΔ  $E'_q$  προκύπτει μέσω του διανυσματικού διαγράμματος από τη σχέση:

$$E'_q = E_q - i_d (X_q - X'_d) \quad (3.70)$$

Εναλλακτικά, μπορεί να υπολογιστεί μέσω της σχέσης (3.35).

Η μεταβατική ΗΕΔ  $E'_d$  προκύπτει θεωρώντας  $\dot{E}'_d = 0$  στη σχέση (3.43), αφού η γεννήτρια λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση, οπότε γράφεται:

$$E'_d = i_q (X_q - X'_q) \quad (3.71)$$

Επειδή θεωρείται αμελητέα αντίσταση στάτη  $r_a$ , δεν υπάρχουν απώλειες χαλκού και η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας  $P_t$  είναι ίση με την ενεργός ισχύ διακένου  $P_e$ , η οποία αριθμητικά είναι ίση με την ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$ . Από την εξίσωση της δυναμικής του δρομέα (3.13), με  $\Delta \dot{\omega} = 0$  και  $\Delta \omega = 0$  (λειτουργία σε ονομαστική ταχύτητα), προκύπτει η εξής συνθήκη ισορροπίας:

$$T_e = T_m \quad (3.72)$$

### 3.2. Ρυθμιστής Στροφών

Η διατήρηση της επιθυμητής συχνότητας ενός ΣΗΕ και η διατήρηση ισορροπίας ανάμεσα στην παραγόμενη ισχύ και το φορτίο αποτελούν βασικούς στόχους κατά τη λειτουργία ενός ΣΗΕ. Αυτό επιτυγχάνεται με τη δράση των ρυθμιστών στροφών, οι οποίοι ελέγχουν την παραγόμενη μηχανική ισχύ των κινητήριων μηχανών (στροβίλων) ενός σταθμού παραγωγής. Οι ρυθμιστές στροφών μπορούν να θεωρηθούν ως μηχανισμοί έλεγχου της συχνότητας ή της ισχύος. Σ' ένα μεγάλο διασυνδεδεμένο σύστημα που λειτουργεί σε μια ενιαία συχνότητα, ο ρυθμιστής στροφών μιας γεννήτριας ελέγχει ουσιαστικά την παραγόμενη ισχύ. Αντίθετα, αν η γεννήτρια τροφοδοτεί ένα απομονωμένο φορτίο, τότε ο ρυθμιστής στροφών ελέγχει τη συχνότητα.

Η ρύθμιση φορτίου συχνότητας γίνεται σε δύο στάδια:

- Κατά την *πρωτεύουσα ρύθμιση*, μια μικρή μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής του άξονα γίνεται αντιληπτή μέσω των οργάνων μέτρησης και μέσω κατάλληλης εντολής του ρυθμιστή στροφών γίνεται προσαρμογή της μηχανικής ισχύος που παράγει ο στρόβιλος. Ως αποτέλεσμα της πρωτεύουσας ρύθμισης εμφανίζεται ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας στο σύστημα.
- Η *δευτερεύουσα ρύθμιση* αναφέρεται στη διόρθωση του σφάλματος συχνότητας του συστήματος. Αφού ληφθούν υπόψιν πιθανές διαφορές στη διακινούμενη ισχύ των εξωτερικών διασυνδέσεων, ο χειριστής του συστήματος ή ένα αυτόματο σύστημα ελέγχου στέλνει κατάλληλα σήματα σε όλες τις γεννήτριες για την αλλαγή της ταχύτητας αναφοράς των ρυθμιστών στροφών τους [12].

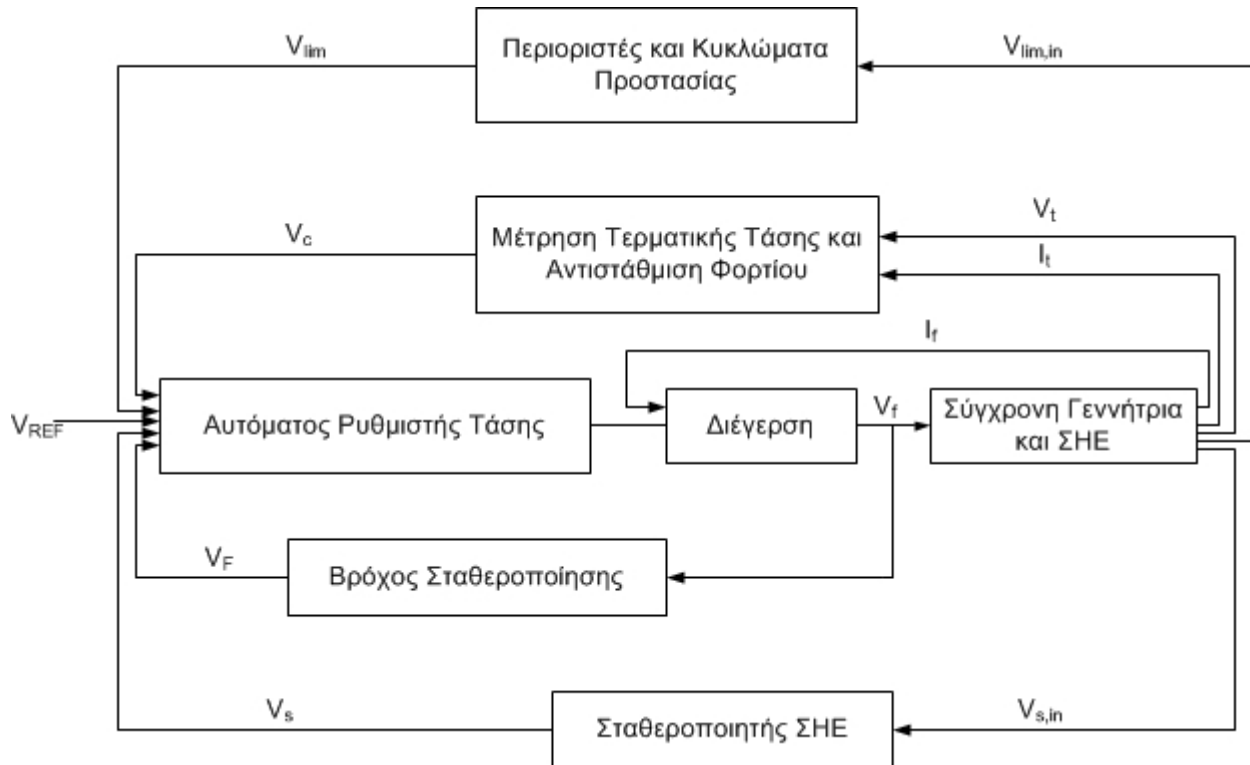
Η επίδραση του ρυθμιστή στροφών στις ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις μπορεί να θεωρηθεί μικρή, καθώς οι σταθερές χρόνου του ρυθμιστή στροφών είναι πολύ μεγάλες. Στη βιβλιογραφία, τα φαινόμενα όπου η δυναμική του ρυθμιστή στροφών επιδρά αρνητικά στην απόσβεση των μηχανικών ταλαντώσεων είναι σπάνια και αναφέρονται κυρίως σε ασθενείς διασυνδέσεις μεταξύ διαφορετικών συστημάτων, όπου μέχρι πρότινος ήταν απομονωμένα μεταξύ τους. Αυτές οι ταλαντώσεις χαρακτηρίζονται από εξαιρετικά χαμηλή συχνότητα που επηρεάζει τη δράση των ρυθμιστών στροφών [8].

Στη συγκεκριμένη εργασία, όπου μελετούνται ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις σε σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού, οι ρυθμιστές στροφών δεν περιλαμβάνονται στο δυναμικό μοντέλο του συστήματος και θεωρείται ότι η συχνότητα του δικτύου είναι σταθερή και ίση με την ονομαστική.

### 3.3. Παράσταση Συστήματος Διέγερσης και Ρύθμισης Τάσης

#### 3.3.1. Δομή και Τύποι Συστημάτων Διέγερσης

Οι διατάξεις ελέγχου που συνιστούν το σύστημα διέγερσης και ρύθμισης τάσης μιας σύγχρονης γεννήτριας παρουσιάζονται συνοπτικά στο σχήμα 3.8 [3,4,13]:



Σχήμα 3.8.: Συνοπτική παράσταση διατάξεων συστήματος διέγερσης και ρύθμισης τάσης.

Βασική λειτουργία του συστήματος διέγερσης είναι η παροχή συνεχούς ρεύματος στο τύλιγμα πεδίου για τη διέγερση της μηχανής. Ακόμη, μέσω των διαφόρων κυκλωμάτων ελέγχου και προστασίας πρέπει να λειτουργεί με στόχο την εξασφάλιση ικανοποιητικής απόδοσης του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, μέσω ελέγχου της τάσης διέγερσης  $V_f$  και συνεπώς και του ρεύματος  $I_f$ . Ακολουθεί μια παρουσίαση των λειτουργιών των επιμέρους διατάξεων ελέγχου ενός συστήματος διέγερσης:

Η διεγέρτρια αποτελεί τη βαθμίδα ισχύος του συστήματος διέγερσης, η οποία παρέχει συνεχές ρεύμα στο τύλιγμα πεδίου της σύγχρονης γεννήτριας [3].

Ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης (APT) (automatic voltage regulator - AVR) αποτελεί τη βασική μονάδα ελέγχου του συστήματος διέγερσης. Επεξεργάζεται και ενισχύει τα σήματα εισόδου, με σκοπό την παροχή σήματος κατάλληλης μορφής και επιπέδου για τον έλεγχο της διεγέρτριας. Ο έλεγχος που παρέχεται στη βαθμίδα ισχύος, πρέπει να διασφαλίζει τη συνεχή τροφοδότηση του τυλίγματος πεδίου με συνεχές ρεύμα και την κατάλληλη προσαρμογή της τιμής του ρεύματος πεδίου, με σκοπό τη διατήρηση κατά το δυνατόν σταθερής τάσης ακροδεκτών  $V_t$  μέσα στα όρια φόρτισης της γεννήτριας. Ακόμη, πρέπει να ανταποκρίνεται στις μεταβατικές διαταραχές, με σκοπό την παραγωγή κατάλληλου ρεύματος διέγερσης για την ασφαλή λειτουργία της γεννήτριας σύμφωνα με τα όρια βραχυπρόθεσμης φόρτισης της γεννήτριας, κατά μια περίοδο υπερφόρτισης, υπερδιέγερσης ή υποδιέγερσης. Ο APT πρέπει να υποστηρίζει την αποδοτική λειτουργία του

συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, μέσω της συμβολής στον έλεγχο της τάσης και στη διατήρηση του συστήματος σε ευσταθή λειτουργία. Πρέπει να έχει γρήγορη απόκριση σε απότομες διαταραχές, ώστε να συμβάλλει στη μεταβατική ευστάθεια και να μπορεί να ρυθμίσει κατάλληλα το ρεύμα διέγερσης για τη διασφάλιση της ευστάθειας μόνιμης κατάστασης [3,4].

Η διάταξη μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης φορτίου, καταγράφει, ανορθώνει και φιλτράρει την τάση ακροδεκτών  $\tilde{V}_t$ , ώστε να τη μετατρέψει σε ένα DC σήμα που συγκρίνεται με την τάση αναφοράς. Η αντιστάθμιση ισχύος χρησιμοποιείται για τη διατήρηση της τάσης σταθερής σε κάποιο σημείο του δικτύου, διαφορετικό των ακροδεκτών της γεννήτριας. Αναλυτικότερα, η λειτουργία του συγκεκριμένου κυκλώματος ελέγχου επεξηγείται στην παράγραφο 3.3.2.

Ο σταθεροποιητής συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας δίνει ένα πρόσθετο σήμα εισόδου στον αυτόματο ρυθμιστή τάσης, με σκοπό την ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Αναλυτικότερα, επεξηγείται η λειτουργία του στην ενότητα 3.4.

Οι περιοριστές και τα κυκλώματα προστασίας αποτελούν μια σειρά από διατάξεις ελέγχου και προστασίας, που λειτουργούν με στόχο την τήρηση των ορίων ικανότητας φόρτισης της γεννήτριας και την αποτροπή, σε συνεργασία με τον APT, επιβλαβών καταστάσεων για τη γεννήτρια. Ως βασικότερες διατάξεις αναφέρονται ο περιοριστής υποδιέγερσης, ο περιοριστής υπερδιέγερσης και κυκλώματα προστασίας τυλίγματος πεδίου. Οι περιοριστές και τα κυκλώματα προστασίας αναπαριστώνται μέσω μιας κοινής βαθμίδας στο σχήμα 3.8. για λόγους συνάφειας των λειτουργιών τους και διευκόλυνσης της παρουσίασης. Στην πραγματικότητα, αποτελούν ξεχωριστά κυκλώματα που παράγουν σήματα, τα οποία εισάγονται στον APT είτε μέσω κάποιου αθροιστή είτε μέσω κάποιας λογικής πύλης εισόδου [3].

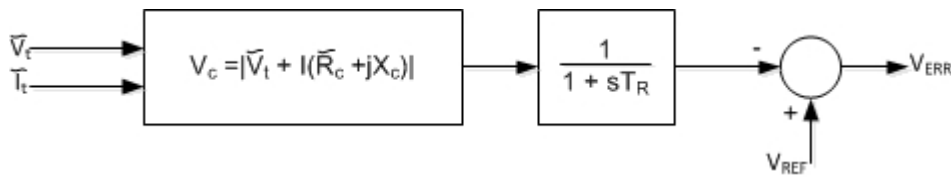
Τα συστήματα διέγερσης χωρίζονται σε διαφορετικές κατηγορίες, με κριτήριο τον τύπο της πηγής ισχύος που χρησιμοποιούν για την παραγωγή του ρεύματος διέγερσης. Οι 3 τύποι συστημάτων διέγερσης είναι οι εξής [3,13,14]:

- *Στρεφόμενα συστήματα διέγερσης συνεχούς ρεύματος:* Χρησιμοποιούν γεννήτρια (διεγέρτρια) συνεχούς ρεύματος για την παραγωγή του ρεύματος διέγερσης και η τροφοδότηση του τυλίγματος πεδίου γίνεται μέσω συλλέκτη ψηκτρών. Τα συστήματα διέγερσης συνεχούς ρεύματος αποτελούν τα πρώτα που χρησιμοποιήθηκαν, με μεγάλη εφαρμογή στο διάστημα των δεκαετιών 1920 με 1960. Έπειτα, άρχισε η σταδιακή των διεγερτριών ΣΡ με διεγέρτριες ΕΡ.
- *Στρεφόμενα συστήματα διέγερσης εναλλασσόμενου ρεύματος:* Χρησιμοποιούν σύγχρονη γεννήτρια ΕΡ ως διεγέρτρια και ανορθωτές, στατικούς ή στρεφόμενους, στην έξοδο της για τη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές και την τροφοδότηση του τυλίγματος διέγερσης. Στην περίπτωση στατικών ανορθωτών, ελεγχόμενων ή μη ελεγχόμενων, η τροφοδότηση της διέγερσης της γεννήτριας γίνεται μέσω ψηκτρών, ενώ για στρεφόμενο σύστημα τυμπάνου διεγέρτριας – ανορθωτών δεν απαιτείται η χρήση ψηκτρών.
- *Στατά συστήματα διέγερσης:* Χρησιμοποιούν μετασχηματιστές και ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις για την παραγωγή του ρεύματος διέγερσης και η τροφοδότηση του τυλίγματος πεδίου γίνεται μέσω συλλέκτη ψηκτρών.

Μια περιγραφή των κυκλωμάτων ορισμένων βασικών συστημάτων διέγερσης μπορεί να αναζητηθεί στην αναφορά [3].

### 3.3.2. Διάταξη Μέτρησης Τερματικής Τάσης και Αντιστάθμισης Φορτίου

Ένα τυπικό λειτουργικό διάγραμμα της διάταξης μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης φορτίου φαίνεται στο σχήμα 3.9.:



Σχήμα 3.9.: Τυπική διάταξη μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης ισχύος.

Η λειτουργία της διάταξης είναι να λαμβάνει μετρήσεις για την τερματική τάση και το ρεύμα της γεννήτριας, να τις φιλτράρει και να τις επεξεργάζεται, ώστε να προκύψει το σήμα  $V_c$  που αποτελεί είσοδο για τον αθροιστή που βρίσκεται στην είσοδο του APT. Οι σταθερές χρόνου για τη μέτρηση του ρεύματος και της τερματικής τάσης πιθανότατα διαφέρουν, όμως στο συγκεκριμένο μοντέλο θεωρείται ότι δεν διαφέρουν και αναπαριστώνται από μια κοινή σταθερά χρόνου  $T_R$ . Η σταθερά χρόνου  $T_R$  είναι αρκετά μικρή, της τάξης μερικών δεκάδων ms, και σε αρκετά συστήματα μπορεί να γίνει η παραδοχή ότι ισούται με το μηδέν.

Αρχικά, θεωρείται ότι δεν είναι επιθυμητή η αντιστάθμιση φορτίου. Σ' αυτή την περίπτωση, μετρείται η τερματική τάση και μετατρέπεται σε ένα DC σήμα. Το σήμα εξόδου της βαθμίδας μέτρησης  $V_c$  συγκρίνεται με ένα σήμα αναφοράς  $V_{REF}$ , που αντιπροσωπεύει την επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου της γεννήτριας. Η τιμή της τάσης αναφοράς είναι μοναδική και αντιστοιχεί στις συνθήκες φόρτισης της γεννήτριας που μελετώνται. Το προκύπτον σφάλμα τάσης  $V_{ERR}$  ενισχύεται μέσω της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος διέγερσης και παράγει την τάση διέγερσης  $V_f$  και συνακόλουθα την τάση ακροδεκτών  $V_t$ , τέτοια ώστε να ικανοποιεί τις συνθήκες ισορροπίας του συστήματος κλειστού βρόχου γεννήτρια – σύστημα διέγερσης. Χωρίς την εφαρμογή αντιστάθμισης φορτίου, το σύστημα διέγερσης έχει ως στόχο τη διατήρηση της τάσης ακροδεκτών  $V_t$  σταθερής και ίσης περίπου με την τάση αναφοράς  $V_{REF}$ .

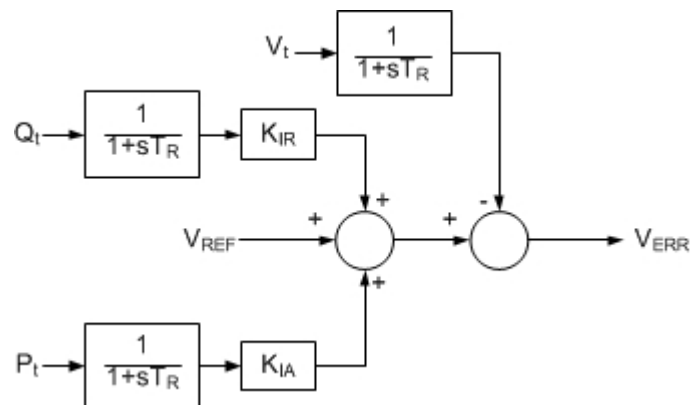
Ακολούθως, θεωρείται ότι είναι επιθυμητή η αντιστάθμιση φορτίου και συνεπώς τίθενται κατάλληλες τιμές στις παραμέτρους  $R_c$  και  $X_c$ . Η τάση και το ρεύμα είναι σε μορφή φασιθετών για τη μέτρηση. Προσοχή πρέπει να δοθεί στις βάσεις του ανά μονάδα συστήματος για τον υπολογισμό των παραμέτρων  $R_c$  και  $X_c$ , ώστε να είναι σύμφωνο με το ανά μονάδα σύστημα που χρησιμοποιείται για την παράσταση της γεννήτριας.

Υπάρχουν δύο διαφορετικοί τύποι αντιστάθμισης φορτίου:

- Όταν δύο σύγχρονες μηχανές είναι συνδεδεμένες στον ίδιο ζυγό, χωρίς να παρεμβάλλεται αντίδραση διασύνδεσης ανάμεσά τους, τότε η διάταξη αντιστάθμισης λειτουργεί με σκοπό της δημιουργία μιας τεχνητής αντίδρασης διασύνδεσης για να μπορούν οι δύο μηχανές να μοιράζονται άεργο ισχύ κατάλληλα. Σ' αυτή την περίπτωση οι παράμετροι  $R_c$  και  $X_c$  λαμβάνουν θετικές τιμές. Η τερματική τάση μειώνεται για αύξηση της ενεργού ή της αέργου ισχύος. Η αντιστάθμιση αυτή ονομάζεται ονομάζεται *αντιστάθμιση με στατισμό* (droop compensation).
- Όταν μια σύγχρονη γεννήτρια είναι διασυνδεδεμένη με το δίκτυο, μπορεί να είναι επιθυμητή η ρύθμιση της τάσης σε κάποιο κοντινό σημείο του δικτύου πέραν της εξόδου της γεννήτριας. Για παράδειγμα, μπορεί να είναι επιθυμητό να αντισταθμιστεί η πτώση τάσης στην αντίδραση του μετασχηματιστή ανύψωσης, ώστε να διατηρείται σταθερή στο

ζυγό του δικτύου που συνδέεται ο σταθμός παραγωγής. Σ' αυτή την περίπτωση οι παράμετροι  $R_c$  και  $X_c$  λαμβάνουν αρνητικές τιμές. Η τερματική τάση αυξάνεται για αύξηση της ενεργού ή της αέργου ισχύος. Η αντιστάθμιση αυτή ονομάζεται *αντιστάθμιση πτώσης τάσης* (line - drop compensation) [13,14].

Υπάρχουν διατάξεις αντιστάθμισης που αντί να χρησιμοποιήσουν τα διανύσματα της τερματικής τάσης  $\tilde{V}_t$  και του ρεύματος  $\tilde{I}_t$  για την επίτευξη της αντιστάθμισης, χρησιμοποιούν την ενεργό και την άεργο ισχύ εξόδου της γεννήτριας για την προσαρμογή της τάσης ακροδεκτών. Ένα τέτοιο μοντέλο διάταξης μέτρησης τάσης ακροδεκτών και αντιστάθμισης φορτίου παρουσιάζεται στο λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 3.10.:



Σχήμα 3.10.: Διάταξη μέτρησης αντιστάθμισης φορτίου, με χρήση της ενεργού και της αέργου ισχύος.

Στη διάταξη χρησιμοποιούνται τρεις διαφορετικές διατάξεις μέτρησης για τα μεγέθη  $V_t$ ,  $Q_t$  και  $P_t$ . Συνήθως, για λόγους διευκόλυνσης οι σταθερές χρόνου λαμβάνουν την ίδια τιμή. Μέσω του λειτουργικού διαγράμματος το σήμα σφάλματος τάσης, αν θεωρηθεί μόνιμη κατάσταση ( $t \rightarrow \infty, s=0$ ), δίνεται από την εξής σχέση:

$$V_{ERR} = V_{REF} - V_t + K_{IR} Q_t + K_{IA} P_t \quad (3.73)$$

Για την εφαρμογή αντιστάθμισης με στατισμό, πρέπει να δοθούν αρνητικές τιμές στις παραμέτρους  $K_{IR}$  και  $K_{IA}$ , ώστε μια αύξηση στην άεργο ή την ενεργό ισχύ να επιφέρει μείωση του σφάλματος τάσης και επακόλουθα μέσω του συστήματος διέγερσης μείωση της τάσης διέγερσης  $V_f$  και της τάσης ακροδεκτών  $V_t$  της γεννήτριας. Αντίστοιχα, για εφαρμογή αντιστάθμισης πτώσης τάσης πρέπει να δοθούν θετικές τιμές στις παραμέτρους  $K_{IR}$  και  $K_{IA}$ , ώστε πιθανή αύξηση στην ενεργό ή την άεργο ισχύ να προκαλέσει αύξηση στην τάση ακροδεκτών.

Ακολουθώντας, γίνεται μια προσπάθεια να εξαχθεί μια αντιστοιχία ανάμεσα στις παραμέτρους των δύο διατάξεων που παρουσιάστηκαν. Το σήμα  $V_c$  της διάταξης του σχήματος 3.9, αν θεωρηθεί μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δίνεται από την εξής σχέση:

$$V_c = |\tilde{V}_t + \tilde{I}_t (R_c + jX_c)| \quad (3.74)$$

Θεωρούμε ότι ο άξονας αναφοράς ορίζεται από το διάνυσμα της τάσης ακροδεκτών, συνεπώς  $\tilde{V}_t = V_t$ . Το ρεύμα μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της ενεργού και της αέργου ισχύος ως εξής:

$$\tilde{I} = \left( \frac{\tilde{S}_t}{V_t} \right)^* = \frac{P - Qj}{V_t} = I_P - I_Q j \quad (3.75)$$

όπου  $I_P$  η συνιστώσα του ρεύματος που είναι σε φάση με την τάση ακροδεκτών και ονομάζεται ενεργός συνιστώσα του ρεύματος και  $I_Q$  η άεργος συνιστώσα του ρεύματος. Για τιμές της τάσης ακροδεκτών κοντά στην ονομαστική, η ενεργός και η άεργος συνιστώσα του ρεύματος είναι ίσες περίπου με την ενεργό και την άεργο ισχύ εξόδου της γεννήτριας αντίστοιχα.

Μέσω αντικατάσταση του ρεύματος εξόδου από τη (3.75), η σχέση (3.74) γίνεται:

$$V_C = |V_t + I_P R_C + I_Q X_C + j(I_P X_C - I_Q R_C)| \approx V_t + I_P R_C + I_Q X_C \quad (3.76)$$

Η προσέγγιση στην (3.76) γίνεται για τιμές της τάσης ακροδεκτών κοντά στην ονομαστική και βασίζεται στο γεγονός ότι οι παράμετροι  $R_C$  και  $X_C$  λαμβάνουν τυπικές τιμές στο διάστημα από -0.2 έως 0.2 αμ και συνεπώς ο παράγοντας  $j(I_P X_C - I_Q R_C)$  στην εξίσωση (3.76) είναι διάνυσμα μικρού μέτρου και κάθετο στο διάνυσμα της τάσης ακροδεκτών  $\tilde{V}_t$  που δεν επηρεάζει το μέτρο της αντισταθμισμένης τάσης  $V_C$ . Το σφάλμα τάσης για την πρώτη διάταξη αντιστάθμισης για μόνιμη κατάσταση λειτουργίας γίνεται λοιπόν προσεγγιστικά:

$$V_{ERR} = V_{REF} - V_C = V_{REF} - V_t - I_P R_C - I_Q X_C \quad (3.77)$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (3.73) και (3.77) και λαμβάνοντας υπόψιν ότι η ενεργός και η άεργος συνιστώσα του ρεύματος είναι ίσες με την ενεργό και την άεργο ισχύ εξόδου της γεννήτριας, για τιμές τάσης ακροδεκτών κοντά στην ονομαστική, έχουμε:

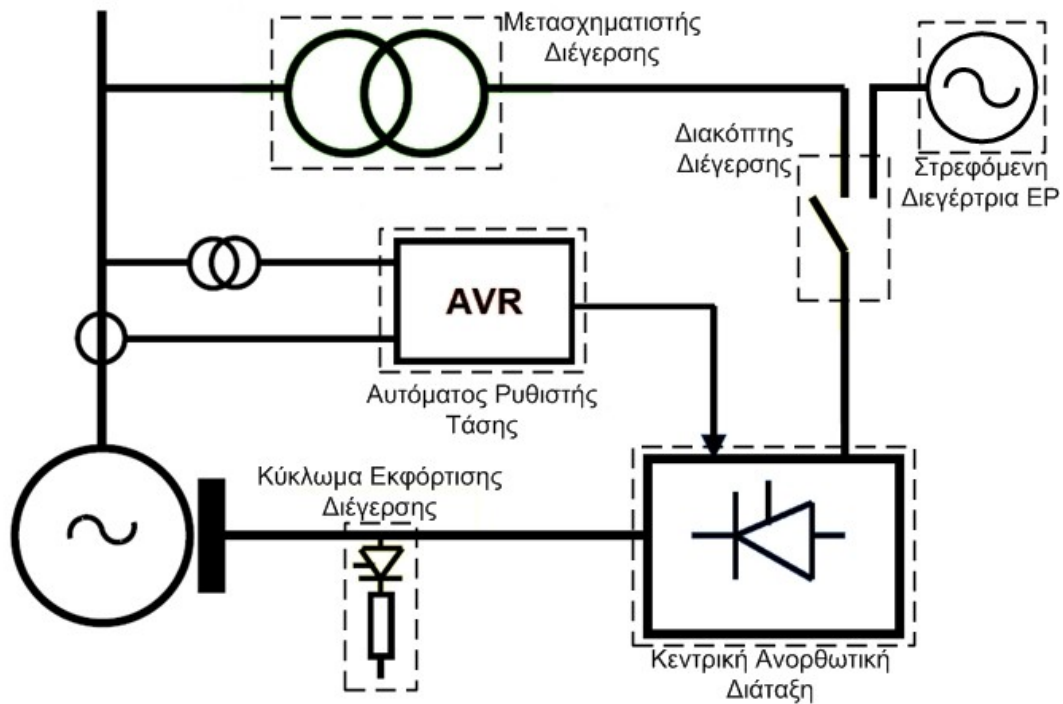
$$\begin{aligned} K_{IA} &= -R_C \\ K_{IR} &= -X_C \end{aligned} \quad (3.78)$$

Είναι εμφανές ότι τα δύο μοντέλα διάταξης μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης φορτίου παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά για λειτουργία της γεννήτριας σε συνθήκες με τάση εξόδου  $V_t$  κοντά στην ονομαστική.

### 3.3.3. Το Σύστημα Διέγερσης UNITROL 5000

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται το σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 της ABB. Το UNITROL 5000 είναι ένα στατό σύστημα διέγερσης, ενώ μπορεί να συνδυαστεί με σύγχρονη διεγέρτρια EP για να αποτελέσει ένα πλήρες στρεφόμενο σύστημα διέγερσης EP. Έχει δυνατότητα παραγωγής μέχρι και 10000 A συνεχούς ρεύματος διέγερσης και δυνατότητα τροφοδότησης της κεντρικής ανορθωτικής διάταξης με ρεύμα συχνότητας 16 Hz έως και 400 Hz. Το απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα του σχήματος 3.11. δείχνει τα βασικότερα τμήματα του:





Σχήμα 3.11 Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000.

Στην περίπτωση στατού συστήματος διέγερσης, ο μετασχηματιστής διέγερσης μετατρέπει την τάση ακροδεκτών της γεννήτριας σε ένα κατάλληλο επίπεδο για την τροφοδότηση του ανορθωτή. Το επίπεδο της εναλλασσόμενης τάσης τροφοδότησης του ανορθωτή καθορίζεται με κριτήριο το επίπεδο της τάσης διέγερσης (στην έξοδο του ανορθωτή) να είναι ίσο με την τάση οροφής (ceiling voltage). Ως τάση οροφής ορίζεται η μέγιστη τάση τροφοδότησης του τυλίγματος πεδίου.

Στην περίπτωση στροφόμενου συστήματος διέγερσης ΕΡ, ο στάτης της στροφόμενης διεγέρτριας τροφοδοτεί με εναλλασσόμενο ρεύμα την κεντρική ανορθωτική διάταξη. Η τροφοδότηση του τυλίγματος πεδίου της διεγέρτριας ΕΡ με συνεχές ρεύμα γίνεται μέσω ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης (δεν φαίνεται στο σχήμα 3.11.), η οποία τροφοδοτείται με ΕΡ μέσω από το στάτη της διεγέρτριας ή από συσσωρευτές.

Ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης ρυθμίζει την τάση ακροδεκτών, ώστε η γεννήτρια να λειτουργεί μέσα στα επιτρεπόμενα όρια φόρτισης. Με τη λειτουργία του συμβάλλει στη διατήρηση της ευσταθής λειτουργίας της γεννήτριας στο διασυνδεδεμένο σύστημα. Η ρύθμιση της τάσης γίνεται μέσω επεξεργασίας των μετρήσεων των μεγεθών στους ακροδέκτες της γεννήτριας και παραγωγής κατάλληλων παλμών για την πυροδότηση των thyristor της κεντρικής ανορθωτικής διάταξης. Στην περίπτωση στροφόμενου συστήματος διέγερσης, ο ΑΡΤ ελέγχει την ανορθωτική γέφυρα που τροφοδοτεί το τυλίγμα πεδίου της διεγέρτριας ΕΡ με συνεχές ρεύμα. Η συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας δεν φαίνεται στο σχήμα 3.11.

Η κεντρική ανορθωτική διάταξη αποτελείται από μια σειρά παράλληλων συνδεδεμένων γεφυρών thyristor, στις οποίες ισοκατανέμεται το εναλλασσόμενο ρεύμα εισόδου κατά τη διάρκεια της λειτουργίας. Υπάρχει η δυνατότητα η ανορθωτική διάταξη να αποτελείται από μια μόνο γέφυρα thyristor. Η λειτουργία της είναι να ανορθώνει την εναλλασσόμενη τάση, ώστε να τροφοδοτηθεί το τυλίγμα πεδίου με συνεχή τάση. Υπάρχει η δυνατότητα χρήσης μιας ανενεργού γέφυρας thyristor για εφεδρεία, η οποία ενεργοποιείται σε περίπτωση βλάβης σε κάποια από τις βασικές γέφυρες thyristor για να εξασφαλιστεί η αδιάλειπτη λειτουργία του ανορθωτή.

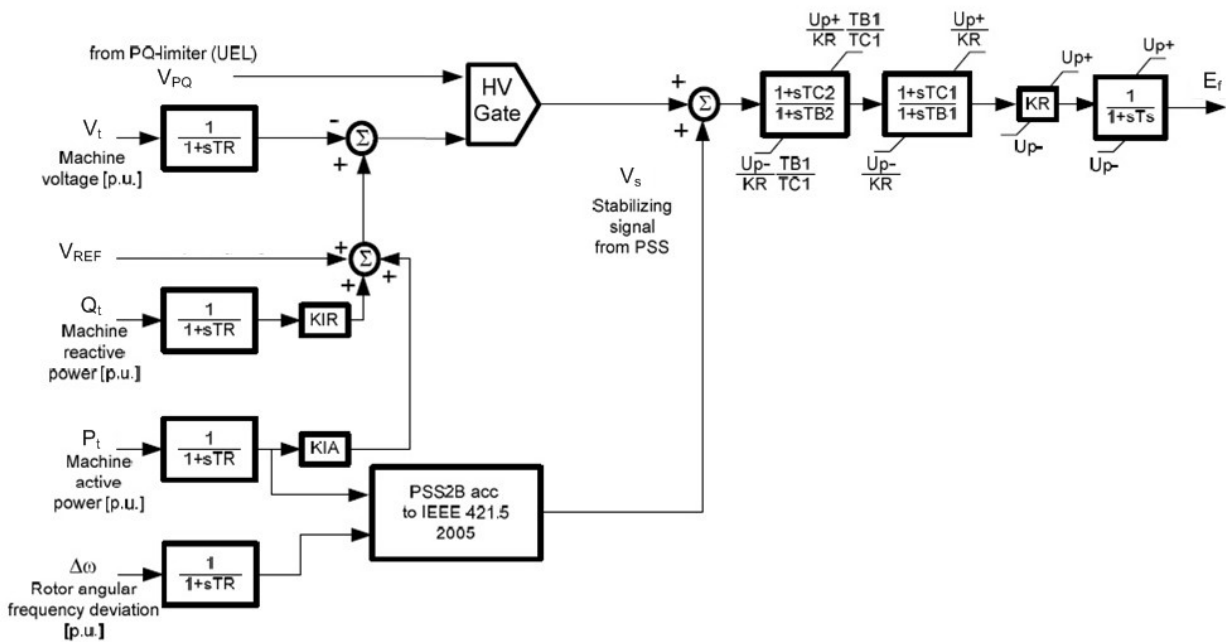
Ο διακόπτης διέγερσης στην πλευρά ΕΡ της ανορθωτικής διάταξης ανοίγει σε επείγουσες καταστάσεις για την προστασία του ανορθωτή διέγερσης από πιθανή υπέρταση που προέρχεται από το δίκτυο.

Το κύκλωμα εκφόρτισης διέγερσης (crowbar) (Σχήμα 3.12.) αποτελεί ένα μέσο προστασίας για την περίπτωση εμφάνισης αρνητικού ρεύματος διέγερσης. Αρνητικό ρεύμα διέγερσης εμφανίζεται σε περίπτωση βραχυκυκλώματος στους ακροδέκτες της γεννήτριας και μπορεί να οδηγήσει σε υπέρταση στο τύλιγμα πεδίου. Το κύκλωμα εκφόρτισης διέγερσης αποτελείται από ένα thyristor και μια αντίσταση εκφόρτισης. Η πύλη του thyristor λαμβάνει παλμό σε περίπτωση υπέρτασης και το ρεύμα διοχετεύεται στην αντίσταση εκφόρτισης, δίνοντας μια διαδρομή για το αρνητικό ρεύμα [15].



Σχήμα 3.12.: Το κύκλωμα εκφόρτισης διέγερσης.

Το λειτουργικό διάγραμμα του UNITROL 5000 φαίνεται στο σχήμα 3.13.:



Σχήμα 3.13.: Λειτουργικό διάγραμμα συστήματος διέγερσης UNITROL 5000.

Το μοντέλο του αυτόματου ρυθμιστή τάσης μπορεί να χωριστεί στα εξής τμήματα:

- Μέτρηση των τρεχουσών τιμών των μεγεθών  $\Delta\omega$ ,  $P_t$ ,  $Q_t$ ,  $V_t$ .
- Διάταξη αντιστάθμισης φορτίου.
- Κύριος ελεγκτής.
- Έλεγχος πυλών και μετατροπέα.

Οι τρέχουσες τιμές των μετρούμενων μεγεθών αποτελούν την είσοδο για καθεμία από τις 4 βαθμίδες συνάρτησης μεταφοράς πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου  $T_R$ . Αυτή η σταθερά χρόνου αναπαριστά το χρόνο μέτρησης, ο οποίος θεωρείται ίδιος για όλα τα μετρούμενα μεγέθη.

Η τιμή της τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας  $V_t$  αποτελεί την κύρια μεταβλητή ελέγχου.

Η μέτρηση της στιγμιαίας τιμής της αέργου ισχύος απαιτείται για τη λειτουργία της γεννήτριας συνδεδεμένης στο δίκτυο. Το σήμα  $Q_t$  πολλαπλασιάζεται με το κέρδος  $K_{IR}$  (Κέρδος αντιστάθμισης αέργου ισχύος), που είναι συνήθως θετικός, ώστε να συμβάλλει στην αντιστάθμιση αέργου ισχύος. Συνήθως, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.3.2, αντιστάθμιση αέργου ισχύος απαιτείται για τη μείωση της πτώσης τάσης που προκαλείται λόγω του Μ/Σ ανύψωσης στην έξοδο της γεννήτριας του σταθμού.

Το σήμα  $P_t$  αποτελεί τη μέτρηση της ενεργού ισχύος, η οποία υπό φυσιολογικές συνθήκες δεν είναι απαραίτητη. Χρησιμοποιείται μόνο στην ειδική περίπτωση που το δίκτυο παρουσιάζει ισχυρό ωμικό χαρακτήρα, οπότε αναμένεται σημαντική πτώση τάσης λόγω των ωμικών αντιστάσεων. Σ' αυτή την περίπτωση το σήμα  $P_t$  πολλαπλασιάζεται με το κέρδος  $K_{IA}$  (Κέρδος αντιστάθμισης ενεργού ισχύος).

Το σήμα της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  προστίθεται στα σήματα αντιστάθμισης αέργου και ενεργού ισχύος, για να προκύψει το αρχικό σημείο για το βρόχο ελέγχου της τάσης. Από το σήμα αυτό αφαιρείται το σήμα τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας  $V_t$ , για να προκύψει το σήμα σφάλματος τάσης. Είναι εμφανές ότι το σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 διαθέτει διάταξη μέτρησης τερματικής τάσης και αντιστάθμισης φορτίου όπως αυτή που παρουσιάστηκε στο σχήμα 3.10. της παραγράφου 3.3.2.

Το σήμα σφάλματος αποτελεί την είσοδο μιας πύλης υψηλής τιμής (HV – High Value). Η άλλη είσοδος της πύλης έρχεται από το σύστημα περιορισμού υποδιέγερσης. Στην έξοδο της πύλης HV εμφανίζεται κάθε χρονική στιγμή το υψηλότερο σήμα από τα δύο σήματα εισόδου. Η αναλυτική παρουσία του συστήματος υποδιέγερσης είναι εκτός του πλαισίου της συγκεκριμένης εργασίας.

Το σήμα εξόδου της πύλης HV προστίθεται με το σήμα σταθεροποίησης  $V_s$ , δηλαδή το σήμα εξόδου του σταθεροποιητή. Η δομή και η λειτουργία του σταθεροποιητή αναλύεται στην παράγραφο 3.4.2. Το σήμα εξόδου του αθροιστή, αποτελεί την είσοδο για τον κύριο ελεγκτή.

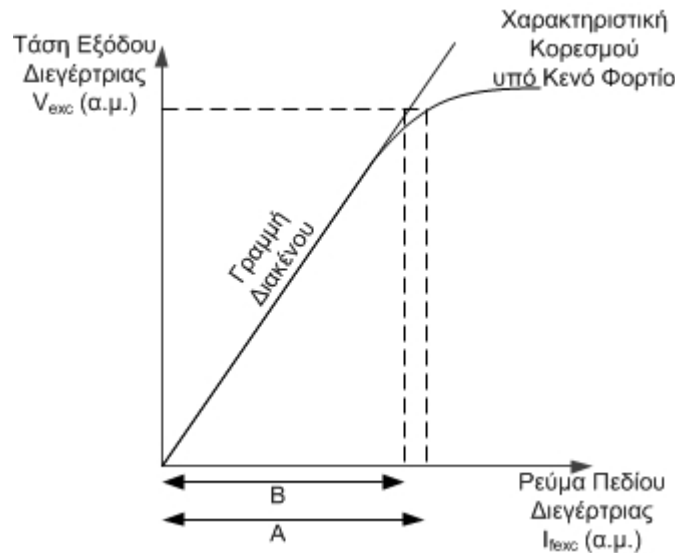
Ο κύριος ελεγκτής αποτελείται από 2 βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης και μια βαθμίδα κέρδους  $K_R$ . Τα δύο φίλτρα προήγησης – υστέρησης φάσης προσφέρουν την απαραίτητη αντιστάθμιση φάσης και κέρδους υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας και υπό συνθήκες υποδιέγερσης. Το κέρδος μονίμου κατάστασης προσαρμόζεται μέσω του κέρδους  $K_R$ .

Η συνάρτηση πρώτης τάξης, μετά το κέρδος  $K_R$ , αποτελεί μια απλοποιημένη αναπαράσταση της μονάδας ελέγχου των πυλών και του ελεγχόμενου ανορθωτή γέφυρας, η οποία χαρακτηρίζεται από τη χρονική σταθερά  $T_s$ . Τα όρια της συνάρτησης εξαρτώνται από το θετικό και αρνητικό παράγοντα οροφής (ceiling factor) και από την τιμή της τερματικής τάσης  $V_t$ .

Η παρουσίαση των υπόλοιπων κυκλωμάτων προστασίας και περιοριστών παραλείπεται, καθώς η μελέτη της λειτουργίας τους ξεφεύγει από το πλαίσιο της εργασίας (που αναφέρεται σε ευστάθεια μικρών διαταραχών) και η δυναμική τους δεν συμπεριλήφθηκε στα μοντέλα προσομοίωσης που αναπτύχθηκαν.

### 3.3.4. Στρεφόμενη Διεγέρτρια και Μαγνητικός Κορεσμός (UNITROL 5000)

Σε περίπτωση που έχουμε στρεφόμενη διεγέρτρια, η σταθερά χρόνου  $T_s$  του σχήματος 3.13. ισούται με τη σταθερά χρόνου της διεγέρτριας  $T_E$  και η συνάρτηση πρώτης τάξης αποτελεί μια απλουστευμένη αναπαράσταση της δυναμικής της διεγέρτριας. Εναλλακτικά, για μεγαλύτερη ακρίβεια αναπαράστασης, η συνάρτηση πρώτης τάξης μπορεί να αντικατασταθεί από μια πιο σύνθετη, ώστε να περιληφθεί στο μοντέλο η επίδραση του κορεσμού της διεγέρτριας [16]. Ακολουθεί μια συνοπτική αναφορά στην αναπαράσταση του κορεσμού και δίνονται οι απαραίτητες παραδοχές για την απλοποίηση της αναπαράστασης της δυναμικής της διεγέρτριας. Στο σχήμα 3.14. παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές κορεσμού μιας στρεφόμενης διεγέρτριας [13]:



Σχήμα 3.14.: Καμπύλες κορεσμού διεγέρτριας.

Συνήθως, κορεσμός αναπαριστάται μέσω της συνάρτησης  $S_E(V_{exc})$ , η οποία δείχνει τη διαφορά ανάμεσα στην χαρακτηριστική κορεσμού υπό φορτίο και την γραμμή διακένου, και δίνεται από τη σχέση:

$$S_E(V_{exc}) = \frac{A - B}{B} \quad (3.79)$$

όπου τα A, B ορίζονται στο σχήμα 3.14.

Στην αναπαράσταση της διεγέρτριας στο σύστημα UNITROL 5000, θεωρείται ότι η σχέση τάσης και ρεύματος πεδίου της διεγέρτριας δίνεται μέσω της χαρακτηριστικής διακένου. Απαραίτητη παραδοχή είναι η εξής:

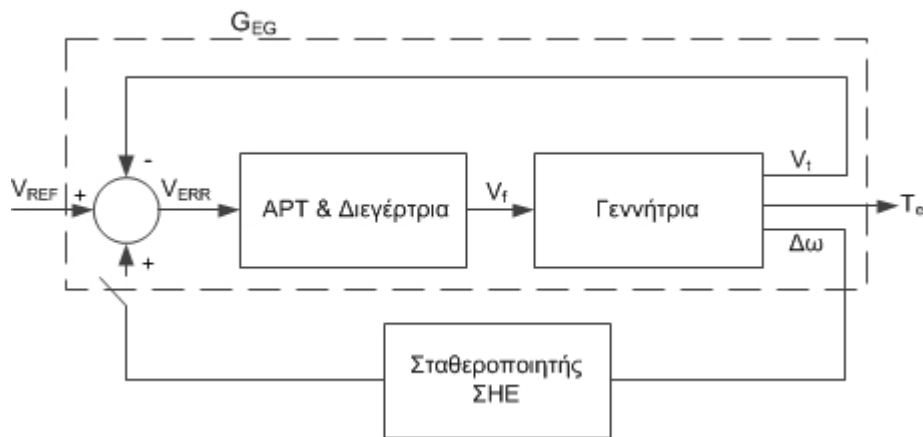
- Το ανά μονάδα σύστημα για τη διεγέρτρια ορίζεται ώστε η τάση ανοικτοκύκλωσης  $V_{exc}$  ίση με 1 αμ αντιστοιχεί σε ρεύμα πεδίου  $I_{exc}$  1 αμ μέσω της γραμμής διακένου.

### 3.4. Παράσταση Σταθεροποιητών Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 1.2.3, οι σταθεροποιητές ΣΗΕ είναι διατάξεις ελέγχου που η λειτουργία τους στοχεύει στην ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα μοντέλα σταθεροποιητών που χρησιμοποιούνται για τις μελέτες της συγκεκριμένης εργασίας.

#### 3.4.1. Μοντέλο Σταθεροποιητή PSS1A με Είσοδο την Απόκλιση της Ταχύτητας Περιστροφής του Δρομέα

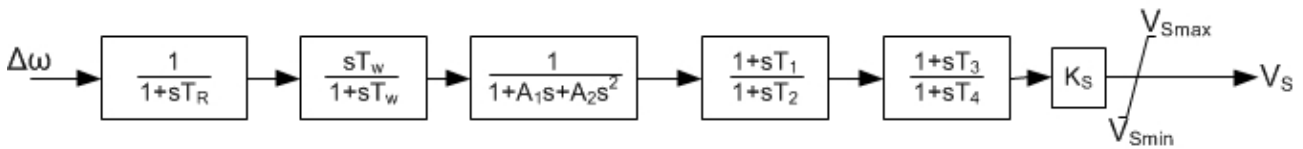
Κύρια λειτουργία των σταθεροποιητών είναι ο έλεγχος της διέγερσης μέσω ενός πρόσθετου σήματος, με σκοπό τη δημιουργία μια συνιστώσας ροπής απόσβεσης. Η ροπή απόσβεσης, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 1.2.1., είναι συμφασική με την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα  $\Delta\omega$ . Συνεπώς, μια λογική επιλογή για το σήμα εισόδου του σταθεροποιητή είναι η απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$ . Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος διέγερσης και της γεννήτριας  $G_{EG}(s)$  ορίζεται με είσοδο την τάση αναφοράς  $V_{REF}$  και έξοδο την ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  (Σχήμα 3.15).



Σχήμα 3.15: Συνάρτηση μεταφοράς  $G_{EG}(s)$ .

Το κέρδος και η φάση της συνάρτησης  $G_{EG}(s)$  εξαρτώνται από τη συχνότητα. Συγκεκριμένα, η χαρακτηριστική φάσης στην περιοχή συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων παρουσιάζει υστέρηση φάσης. Η συνάρτηση μεταφοράς του σταθεροποιητή πρέπει να εισάγει κατάλληλη προήγηση φάσης στο σύστημα, ώστε να αντισταθμιστεί η φάση της  $G_{EG}(s)$  στην περιοχή συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Ιδανικά, η χαρακτηριστική φάσης του σταθεροποιητή πρέπει να είναι η ακριβώς αντίστροφη της χαρακτηριστικής φάσης της  $G_{EG}(s)$ , με αποτέλεσμα την εξασφάλιση καθαρής ροπής απόσβεσης για την περιοχή συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, όταν κλείσει ο βρόχος ανατροφοδότησης του συστήματος του σχήματος 3.15. Υπεραντιστάθμιση της φάσης  $G_{EG}(s)$  οδηγεί σε αρνητική συνιστώσα συγχρονισμού, εκτός από θετική συνιστώσα ροπής απόσβεσης. Για το λόγο αυτό, πολλές φορές ο σταθεροποιητής ρυθμίζεται με σκοπό να υποαντισταθμίζει τη φάση της  $G_{EG}(s)$ , ώστε η προκύπτουσα ηλεκτρομαγνητική ροπή να αποτελείται από μια συνιστώσα θετικής ροπής απόσβεσης και μια συνιστώσα θετικής ροπής συγχρονισμού μικρής τιμής [3].

Στο σχήμα 3.16. φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του σταθεροποιητή PSS1A με είσοδο την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$  [13]:



Σχήμα 3.16.: Λειτουργικό διάγραμμα σταθεροποιητή PSS1A.

Η συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου  $T_R$  χρησιμοποιείται για να παρασταθεί το σύστημα μέτρησης του σήματος εισόδου του σταθεροποιητή.

Η συνάρτηση μεταφοράς με χρονική σταθερά  $T_w$  είναι ένα υπερβατικό φίλτρο απαλοιφής (Washout Filter). Η λειτουργία του φίλτρου συνίσταται στο να αποτρέπει μια μόνιμη αλλαγή της ταχύτητας περιστροφής  $\omega_r$  (ρύθμιση φορτίου – συχνότητας) να επιδρά μέσω του συστήματος διέγερσης στην τιμή της τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας. Επιτρέπει στον σταθεροποιητή να ανταποκρίνεται μόνο σε μεταβολές στην ταχύτητα  $\omega_r$ . Η σταθερά χρόνου  $T_w$  επιλέγεται στο διάστημα τιμών 1 με 20 και πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη για να αποτρέπει τα μόνιμα σφάλματα ταχύτητας να εμφανίζονται στην τάση ακροδεκτών, αλλά παράλληλα αρκετά μικρή για να περνούν ανεπηρέαστα τα σήματα σταθεροποίησης στο φάσμα συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, δηλαδή χωρίς να επηρεάζεται σημαντικά η φάση της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή [3,7].

Οι δύο βαθμίδες συνάρτησης μεταφοράς προήγησης φάσης με σταθερές χρόνου  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_3$ ,  $T_4$  αντίστοιχα παρέχουν την κατάλληλη προήγηση φάσης για την αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης της συνάρτησης μεταφοράς γεννήτριας – συστήματος διέγερσης  $G_{EG}(s)$ . Γενικά, είναι επιθυμητή η πλήρης αντιστάθμιση φάσης στη συχνότητα του ρυθμού ταλάντωσης και η υποαντιστάθμιση φάσης στην περιοχή συχνοτήτων από 0.1 έως 2 Hz, ώστε να εξασφαλίζεται θετική ροπή απόσβεσης και μικρή συνιστώσα θετικής ροπής συγχρονισμού. Μ' αυτό τον τρόπο ο σταθεροποιητής λειτουργεί αποδοτικά για όλο το εύρος συχνοτήτων μέσα στο οποίο μπορεί να μεταβληθεί η συχνότητα του ρυθμού ταλάντωσης, καθώς κατά τη λειτουργία της γεννήτριας σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα οι ηλεκτρομηχανικοί ρυθμοί μπορεί να αλλάξουν με τη μεταβολή των συνθηκών λειτουργίας [3,8].

Το κέρδος του σταθεροποιητή  $K_S$  καθορίζει το μέγεθος της απόσβεσης που εισάγει ο σταθεροποιητής. Ιδανικά, μπορεί να επιλεγεί μια τιμή του κέρδους που δίνει τη μέγιστη δυνατή απόσβεση, όμως στην πραγματικότητα υπάρχουν παράγοντες που θέτουν περιορισμούς στην επιλογή του κέρδους. Οι παράγοντες αυτοί αναφέρονται αναλυτικά στο 4ο κεφάλαιο [3].

Ο περιοριστής την έξοδο του σταθεροποιητή περιορίζει το σήμα εξόδου  $V_S$  μέσα στα όρια  $V_{Smax}$  και  $V_{Smin}$ .

Η εφαρμογή των σταθεροποιητών σε ΑΗΣ πρέπει να λαμβάνει σοβαρά υπόψιν την επίδραση στις στρεπτικές ταλαντώσεις του άξονα. Η λειτουργία του σταθεροποιητή μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια των στρεπτικών ταλαντώσεων. Καθώς, οι στρεπτικές ταλαντώσεις είναι παρατηρήσιμες στο σήμα της ταχύτητας του δρομέα, είναι πιθανή η ενίσχυση τους μέσω του συστήματος διέγερσης και η εμφάνιση τους ως παρασιτικές συνιστώσες στην ηλεκτρομαγνητική ροπή. Για το λόγο αυτό, η μέτρηση της απόκλισης της ταχύτητας περιστροφής πρέπει να γίνεται σε σημεία του άξονα που η ταχύτητα δεν περιέχει ρυθμούς στρεπτικών ταλαντώσεων. Ακόμη, ένα ηλεκτρονικό φίλτρο προσαρτάται στην έξοδο του σταθεροποιητή για την απαλοιφή συνιστωσών στρεπτικών

ταλαντώσεων στο σήμα σταθεροποίησης [3,4]. Το φίλτρο αυτό μπορεί να παρασταθεί μέσω της βαθμίδας με παραμέτρους  $A_1$  και  $A_2$  [13].

Η δράση του φίλτρου στρεπτικών ταλαντώσεων εισάγει περιορισμούς στις δυνατότητες απόσβεσης του σταθεροποιητή. Εισάγει μια πρόσθετη υστέρηση φάσης στις χαμηλές συχνότητες της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή, η οποία μπορεί να οδηγήσει σε αποσταθεροποίηση του ρυθμού διέγερσης με την αύξηση του κέρδους του σταθεροποιητή. Συνεπώς, περιορίζεται η δυνατότητα προσαρμογής του κέρδους του σταθεροποιητή και συνακόλουθα η ικανότητα ενίσχυσης της απόσβεσης των ταλαντώσεων στις χαμηλές συχνότητες. Τέλος, η χρήση της απόκλισης της ταχύτητας  $\Delta\omega$  ως σήματος εισόδου του σταθεροποιητή απαιτεί την εξειδικευμένη σχεδίαση του συστήματος μέτρησης της  $\Delta\omega$ , ώστε να είναι συμβατό με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των στρεπτικών ταλαντώσεων του άξονα του ΑΗΣ [3,4].

### 3.4.2. Μοντέλο Σταθεροποιητή PSS2B με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος

Στην προηγούμενη παράγραφο παρουσιάστηκε η δομή ενός τυπικού σταθεροποιητή με σήμα εισόδου  $\Delta\omega$  και έγινε αναφορά στα προβλήματα που συνδέονται με τις στρεπτικές ταλαντώσεις του άξονα και σχετίζονται με την αποδοτική λειτουργία ενός τέτοιου σταθεροποιητή. Γενικά, κατά τη διαδικασία σχεδίασης ενός σταθεροποιητή, η επιλογή του κατάλληλου σήματος εισόδου είναι πολύ σημαντική και επηρεάζεται από συγκεκριμένους παράγοντες. Αναφέρονται η επιθυμητή φάση αντιστάθμισης του σταθεροποιητή, το επιθυμητό κέρδος και η ευαισθησία ως προς άλλες αλληλεπιδράσεις με το σύστημα, όπως είναι η ενίσχυση συνιστωσών στρεπτικών ταλαντώσεων και το επίπεδο θορύβου στις διατάξεις μέτρησης του σήματος εισόδου [17]. Στους σταθεροποιητές με είσοδο την ενεργό ισχύ  $P_e$  παρουσιάζεται το βασικό μειονέκτημα ότι ανταποκρίνονται σε αργές μεταβολές της ισχύος εξόδου  $P_i$  κατά την παρακολούθηση του φορτίου, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει σημαντικές διακυμάνσεις στην τάση ακροδεκτών της γεννήτριας  $V_t$ . Η συμπεριφορά αυτή εμφανίζεται σε πολύ μικρότερο βαθμό, και μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα, στους σταθεροποιητές εισόδου  $\Delta\omega$  [8].

Για την αποτελεσματική εξάλειψη της επίδρασης των στρεπτικών ταλαντώσεων και των αργών μεταβολών της  $P_i$  από το σήμα σταθεροποίησης  $V_s$ , χρησιμοποιείται ως είσοδος για τον σταθεροποιητή ένα σήμα συμφασικό με τη  $\Delta\omega$ . Ένα τέτοιο σήμα είναι το ολοκλήρωμα της επιταχύνουσας ισχύος. Κατά τη σχεδίαση σταθεροποιητών με είσοδο το ολοκλήρωμα της επιταχύνουσας ισχύος, η σύνθεση του σήματος εισόδου βασίζεται στις εξισώσεις που περιγράφουν την ηλεκτρομηχανική δυναμική της γεννήτριας. Πιο συγκεκριμένα, αν στην εξίσωση της δυναμικής του δρομέα θεωρηθεί μηδενικός συντελεστής απόσβεσης, τότε προκύπτει:

$$2H \Delta \dot{\omega} = T_m - T_e \quad (3.79)$$

Όπως αναφέρθηκε στην 3.1.3, στο ανά μονάδα σύστημα η ενεργός ισχύς διακένου  $P_e$  ισούται με την ηλεκτρομαγνητική ροπή του άξονα. Αντίστοιχα, το ίδιο ισχύει και για τη μηχανική ροπή και τη μηχανική ισχύ του άξονα. Συνεπώς, προκύπτει η ακόλουθη ισοδύναμη έκφραση για την (3.79):

$$P_m = 2Hs \Delta\omega + P_e \quad (3.80)$$

όπου η διαφόριση της  $\Delta\omega$  έχει εκφραστεί μέσω του τελεστή  $s$  του μετασχηματισμού Laplace. Η μηχανική ισχύς του άξονα είναι δύσκολο να μετρηθεί και η σχέση (3.80) δίνει τη δυνατότητα της σύνθεσης του σήματος της μηχανικής ισχύος μέσω των μετρήσεων της ενεργού ισχύος  $P_e$  και της απόκλισης της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$ , που είναι μεγέθη εύκολα μετρήσιμα. Το σύνθετο

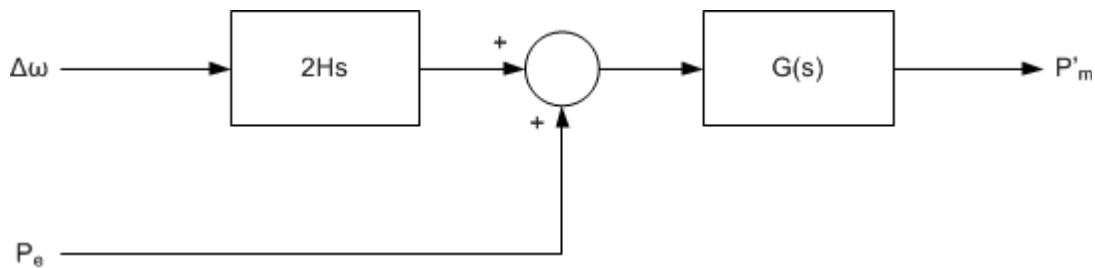
σήμα της μηχανικής ισχύος συμβολίζεται με  $P'_m$ . Το μειονέκτημα της σύνθεσης αυτής είναι ότι η ενεργός ισχύς διακένου  $P_e$  αλλάζει ταχύτατα, κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων που μπορεί να συμβούν στο δίκτυο. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιείται ένα φίλτρο πολλαπλών πόλων, που επιτρέπει μόνο αργές μεταβολές των μετρούμενων μεγεθών να εμφανίζονται στο σύνθετο σήμα της μηχανικής ισχύος. Το φίλτρο αυτό ονομάζεται *φίλτρο στρεπτικών ταλαντώσεων* και η συνάρτησή μεταφοράς του είναι η εξής:

$$G(s) = \left[ \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right]^N \quad (3.81)$$

Τυπικές τιμές για τις παραμέτρους  $M$  και  $N$  δίνονται ακολούθως:

- $N=1$ .
- $M=4$  ή  $M=5$ .

Το λειτουργικό διάγραμμα για την εξαγωγή του σήματος της μηχανικής ισχύος  $P'_m$  φαίνεται στο σχήμα 3.17:



Σχήμα 3.17.: Λειτουργικό διάγραμμα σύνθεσης σήματος της μηχανικής ισχύος  $P'_m$ .

Το επόμενο βήμα στην ανάλυση του σταθεροποιητή με είσοδο το ολοκλήρωμα της επιταχύνουσας ισχύος είναι η εξαγωγή του σήματος της επιταχύνουσας ισχύος, το οποίο προκύπτει εύκολα ως εξής:

$$P'_{acc} = P'_m - P_e \quad (3.82)$$

Προφανώς, το σήμα  $P'_{acc}$  είναι και αυτό σύνθετο, αφού στον υπολογισμό του χρησιμοποιείται το σήμα  $P'_m$  του σχήματος 3.17.

Μετά τη μέτρηση των δύο σημάτων εισόδου  $\Delta\omega$  και  $P_e$ , τοποθετούνται φίλτρα απαλοιφής (washout). Καθεμία μονάδα απαλοιφής έχει τη συνάρτηση μεταφοράς που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.4.1. Συνήθως, σε κάθε είσοδο του σταθεροποιητή τοποθετούνται δύο μονάδες απαλοιφής με ίδιες σταθερές χρόνου. Για την είσοδο  $\Delta\omega$  η χρησιμότητα του φίλτρου αναλύθηκε στην παράγραφο 3.4.1. Για την είσοδο  $P_e$ , η λειτουργία του φίλτρου στοχεύει στην εξάλειψη της τιμής μόνιμου κατάστασης και των αργών μεταβολών της ενεργού ισχύος  $P_e$ , ώστε ο σταθεροποιητής να ανταποκρίνεται μόνο σε γρήγορες μεταβολές της  $P_e$  που συνδέονται με τις ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις. Ουσιαστικά, εξαλείφονται όλα τα σήματα χαμηλών συχνοτήτων και από τις δύο εισόδους. Η συχνότητα μέχρι την οποία το υπερβατικό φίλτρο απορρίπτει τα σήματα εισόδου επιλέγεται αρκετά μικρότερη του 0.1 Hz, ώστε να μην επηρεάζει το φάσμα συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων [17].

Τελευταίο στάδιο της μοντελοποίησης του σταθεροποιητή είναι η διαίρεση των δύο κλάδων σημάτων εισόδου με τον παράγοντα  $2Hs$ . Με τον τρόπο αυτό στην έξοδο του σταδίου σύνθεσης

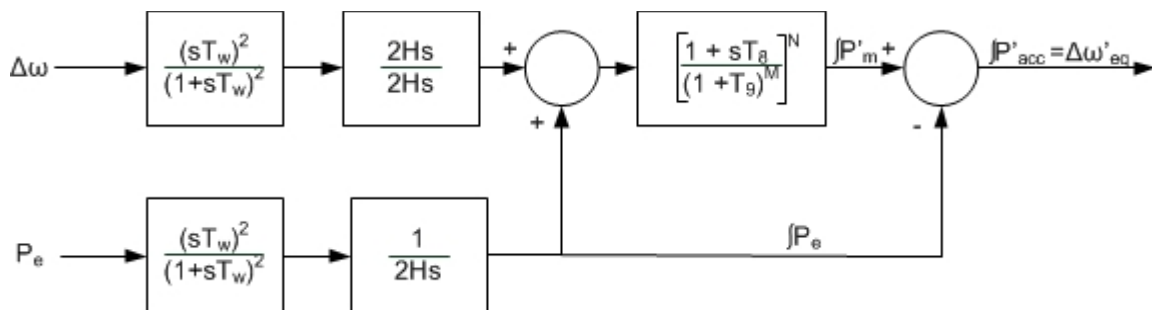


του σήματος του ολοκληρώματος της επιταχύνουσας ισχύος, λαμβάνουμε το ολοκλήρωμα της επιταχύνουσας ισχύος διαιρεμένο με την αδράνεια  $2H$ . Λύνοντας τη σχέση (3.80) ως προς  $\Delta\omega$  προκύπτει:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2Hs} [P_m - P_e] \quad (3.83)$$

Το σήμα αυτό, όπως φαίνεται από τη σχέση (3.83), ισούται με την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$  και αποτελεί την είσοδο για τον κύριο κλάδο σταθεροποίησης. Ουσιαστικά, είναι ένα σύνθετο σήμα, το οποίο είναι ισοδύναμο με το σήμα της  $\Delta\omega$  και συμβολίζεται με  $\Delta\omega'_{eq}$ . Η ισοδυναμία των δύο σημάτων, έχει ως αποτέλεσμα ίδια ρύθμιση παραμέτρων του κλάδου σταθεροποίησης ενός συμβατικού σταθεροποιητή με είσοδο  $\Delta\omega$  και ενός σταθεροποιητή με σήματα εισόδου  $\Delta\omega$  και  $P_e$  να δίνει την ίδια χαρακτηριστική φάσης αντιστάθμισης [8,17].

Το λειτουργικό διάγραμμα σύνθεσης του σήματος του ολοκληρώματος της επιταχύνουσας ισχύος φαίνεται στο σχήμα 3.18:



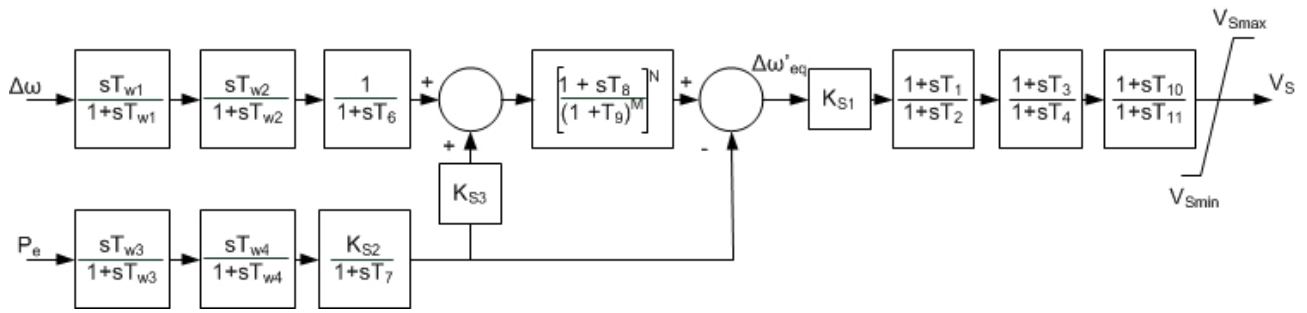
Σχήμα 3.18.: Λειτουργικό διάγραμμα σύνθεσης του σήματος ολοκληρώματος επιταχύνουσας ισχύος  $\Delta\omega'_{eq}$ .

Μέσω του σχήματος 3.18, μπορεί να εξηγηθεί ο λόγος χρησιμοποίησης δύο φίλτρων απαλοιφής σε σειρά στις δύο εισόδους του σταθεροποιητή. Σε περίπτωση που χρησιμοποιούνταν μόνο ένα φίλτρο στην είσοδο  $P_e$ , δεν θα ήταν δυνατό να απορριφθεί η τιμή μόνιμου κατάστασης του σήματος εισόδου  $P_e$ . Για να γίνει περισσότερο κατανοητό, θεωρείται ένα σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς  $W(s)$ , που αποτελείται από μια βαθμίδα απαλοιφής και τη βαθμίδα ολοκλήρωσης  $1/2Hs$ . Ως είσοδος θεωρείται ένα σήμα σταθερής ισχύος  $P_e(t) = P_{e,st}$ . Για να λειτουργεί σωστά η βαθμίδα απαλοιφής, είναι επιθυμητό το σήμα της εξόδου να ισούται με το μηδέν. Από το θεώρημα τελικής τιμής προκύπτει:

$$y(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} P_{e,st} W(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{P_{e,st}}{s} \frac{sT_w}{1+sT_w} \frac{1}{2Hs} = P_{e,st} \frac{T_w}{2H} \neq 0 \quad (3.84)$$

Μέσω της σχέσης (3.84), είναι εμφανές ο λόγος χρησιμοποίησης δύο φίλτρων απαλοιφής σε κάθε είσοδο.

Ο κλάδος σταθεροποίησης του σταθεροποιητή PSS2B αποτελείται από 3 βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης, από ένα κέρδος σταθεροποίησης  $K_{st}$  και ένα περιοριστή του σήματος εξόδου  $V_s$ . Η λειτουργία τους είναι ίδια μ' αυτή που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.4.1. Το λειτουργικό διάγραμμα του σταθεροποιητή PSS2B παρουσιάζεται στο σχήμα 3.19.:



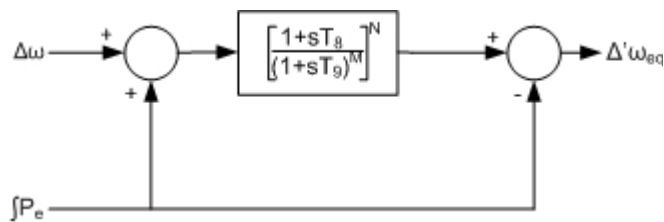
Σχήμα 3.19.: Λειτουργικό διάγραμμα σταθεροποιητή PSS2B.

Μέσω της αντιστοιχίας των βαθμίδων των σχημάτων 3.18. και 3.19. προκύπτει η ακόλουθη επιλογή παραμέτρων για τις βαθμίδες φίλτρων του σταθεροποιητή:

- $K_{S3}=1$ .
- $T_6=0$ .
- $T_{w1}=T_{w2}=T_{w3}=T_w$ , όπου  $T_w$  επιλέγεται μια τιμή ανάμεσα στο 2 και το 15 [17].
- Η σταθερά χρόνου  $T_{w4}$  παρακάμπτεται.
- $T_7=\frac{T_w}{2H}$ .

Με αυτό τον τρόπο επιλογής των παραμέτρων των φίλτρων επιτυγχάνεται η σύνθεση του σήματος του ολοκληρώματος της επιταχύνουσας ισχύος. Είναι ο πιο συνηθισμένος τρόπος επιλογής των παραμέτρων φίλτρων του σταθεροποιητή PSS2B και εφαρμόζεται στις αναφορές [17,20,21,24].

Σημαντικό ρόλο στη δυναμική συμπεριφορά του σταθεροποιητή διαδραματίζει το τμήμα του λειτουργικού διαγράμματος του σχήματος 3.20. Εκτός από τη βασική του λειτουργία, δηλαδή τη συμβολή στη σύνθεση του ολοκληρώματος της επιταχύνουσας ισχύος, μέσω κατάλληλης επιλογής των τιμών των σταθερών χρόνου  $T_8$  και  $T_9$  μπορεί να λειτουργήσει ως *φίλτρο παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης (ράμπας) φορτίου* (ramp tracking filter).



Σχήμα 3.20: Φίλτρο παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης (ράμπας) φορτίου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου, θεωρώντας ως είσοδο το ολοκλήρωμα της ενεργού ισχύος  $\int P_e$ , είναι η εξής:

$$\frac{\Delta' \omega_{eq}}{\int P_e} = \frac{(1+sT_8)^N - (1+sT_9)^{MN}}{(1+sT_9)^{MN}} \quad (3.85)$$

Ακολουθώς, παρουσιάζονται τα κύρια χαρακτηριστικά της δυναμικής συμπεριφοράς του φίλτρου παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου και αποδεικνύεται ο κατάλληλος περιορισμός για την επιλογή των τιμών των σταθερών χρόνου  $T_8$  και  $T_9$ .

Στις υψηλές συχνότητες, το φίλτρο στρεπτικών ταλαντώσεων  $G(s)$  λειτουργεί απορρίπτοντας τα σήματα εισόδου. Αυτό είναι εμφανές από το γεγονός ότι το μεταβατικό κέρδος ( $t \rightarrow 0, s \rightarrow \infty$ ) της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$  (3.81) είναι ίσο με 0. Συνακόλουθα, το μεταβατικό κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς (3.85) είναι ίσο με -1. Ως αποτέλεσμα, το σήμα  $\Delta\omega'_{eq}$  παρουσιάζει χαρακτηριστικά ενεργού ισχύος  $P_e$ .

Στις χαμηλές συχνότητες, το φίλτρο στρεπτικών ταλαντώσεων  $G(s)$  λειτουργεί επιτρέποντας τη διέλευση των σημάτων εισόδου. Αυτό είναι εμφανές από το γεγονός ότι το κέρδος μόνιμης κατάστασης ( $t \rightarrow \infty, s \rightarrow 0$ ) της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$  (3.81) είναι ίσο με 1. Συνακόλουθα, το κέρδος μόνιμης κατάστασης της συνάρτησης μεταφοράς (3.85) είναι ίσο με 0. Το σήμα  $\int P_e$  απορρίπτεται στις χαμηλές συχνότητες και το σήμα  $\Delta\omega'_{eq}$  παρουσιάζει χαρακτηριστικά ταχύτητας  $\Delta\omega$ .

Είναι επιθυμητό το σύνθετο σήμα  $\Delta\omega'_{eq}$  να παραμένει ανεπηρέαστο κατά τη διάρκεια μιας ταχείας μεταβολής με μορφή ράμπας στην ενεργό ηλεκτρική ισχύ  $P_e$ . Τέτοιες μεταβολές εμφανίζονται κατά βάση σε υδροηλεκτρικούς σταθμούς κατά την ανάληψη φορτίου και εφόσον δεν σχετίζονται με ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις, πιθανή τους εμφάνιση στην τάση σταθεροποίησης  $V_s$  αποτελεί πρόβλημα. Για να εξασφαλιστεί ότι η απόκριση του σταθεροποιητή σε τέτοιου είδους μεταβολές θα είναι μικρή σε μέτρο και σε φάση, δηλαδή η έξοδος της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$  θα διαφέρει πολύ λίγο ως προς τη ράμπα εισόδου, τίθεται η απαίτηση ότι το κέρδος μόνιμης κατάστασης της συνάρτησης μεταφοράς (3.85), για είσοδο  $\int P_e(t) = tu(t)$ , θα πρέπει να ισούται με 0 [25]. Χρησιμοποιώντας το θεώρημα της τελικής τιμής, η απαίτηση αυτή εκφράζεται ως εξής:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} tu(t) \frac{\Delta' \omega_{eq}(t)}{\int P_e} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} s \frac{\Delta' \omega_{eq}(s)}{\int P_e} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(1+sT_8)^N - (1+sT_9)^{MN}}{s(1+sT_9)^{MN}} = 0 \quad (3.86)$$

Το όριο είναι της μορφής  $\frac{0}{0}$ , οπότε με εφαρμογή του κανόνα De l' Hospital προκύπτει:

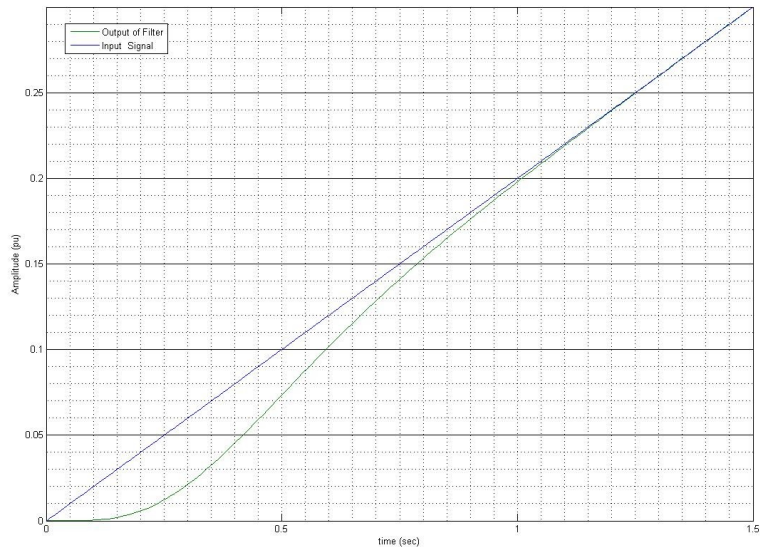
$$\frac{T_8}{T_9} = M \quad (3.87)$$

Όταν ισχύει η σχέση (3.87) εξασφαλίζεται ότι το φίλτρο παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου θα απορρίπτει ένα σήμα ταχείας μεταβολής με μορφή ράμπας στην είσοδο  $\int P_e$ . Ο περιορισμός της σχέσης (3.87) χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με κάποιο κριτήριο εξασθένισης σημάτων υψηλής συχνότητας. Ένα σύνηθες κριτήριο εξασθένισης είναι το λογαριθμικό κέρδος στις συχνότητες των στρεπτικών ταλαντώσεων να είναι μικρότερο ή ίσο του -40 dB [20,21,25].

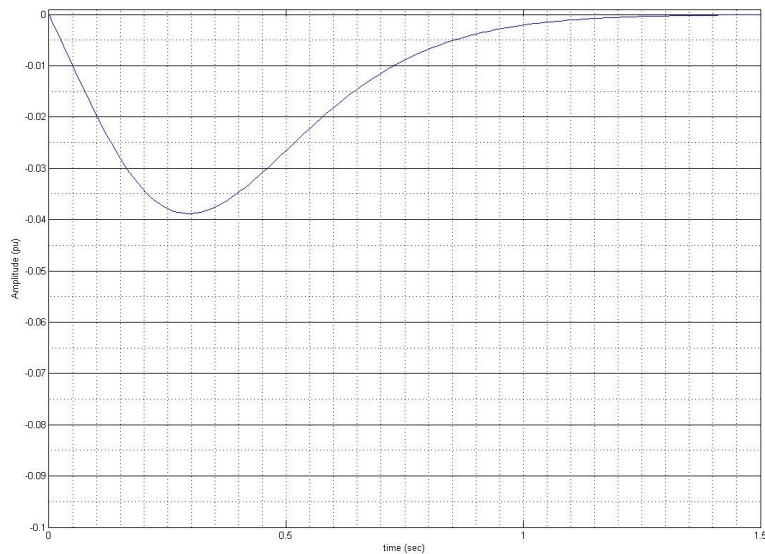
Ακολουθεί ένα παράδειγμα, με σκοπό την επαλήθευση όσων ειπώθηκαν περί των χαρακτηριστικών του φίλτρου απαλοιφής ράμπας φορτίου. Θεωρείται το φίλτρο παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου του σχήματος 3.20 με τιμές παραμέτρων:

- $T_8 = 0.5 \text{ s}$ .
- $T_9 = 0.1 \text{ s}$ .
- $M = 5$ .
- $N = 1$ .

Εφαρμόζεται στην είσοδο  $\int P_e$  σήμα ράμπας με κλίση 0.2. Το σήμα εισόδου, η απόκριση του φίλτρου ανάληψης ράμπας φορτίου  $G(s)$  και η απόκριση του φίλτρου απαλοιφής της ανάληψης φορτίου  $\Delta' \omega_{eq} / \int P_e$  φαίνονται στα σχήματα 3.21. και 3.22.:



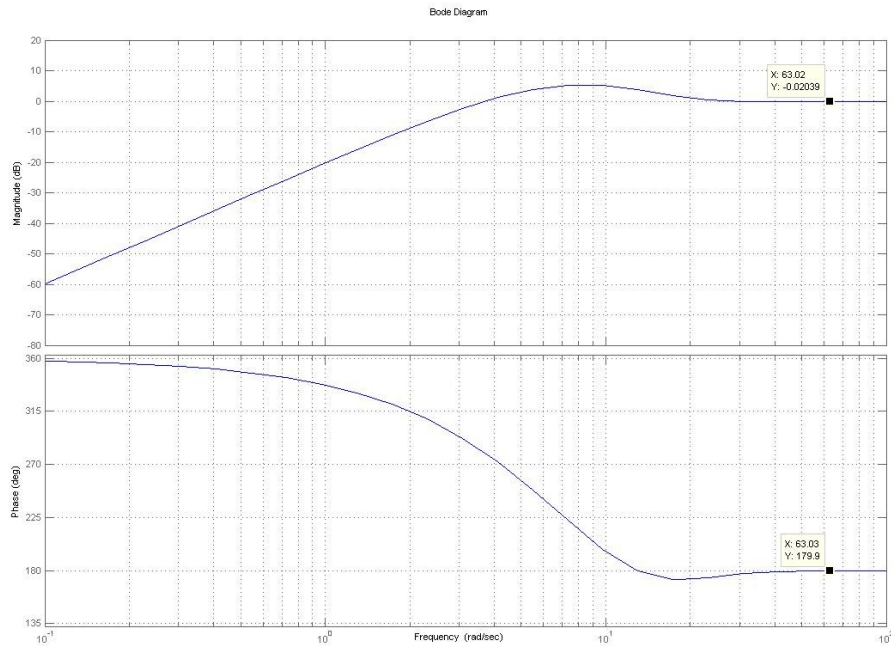
Σχήμα 3.21.: Απόκριση φίλτρου στρεπτικών ταλαντώσεων.



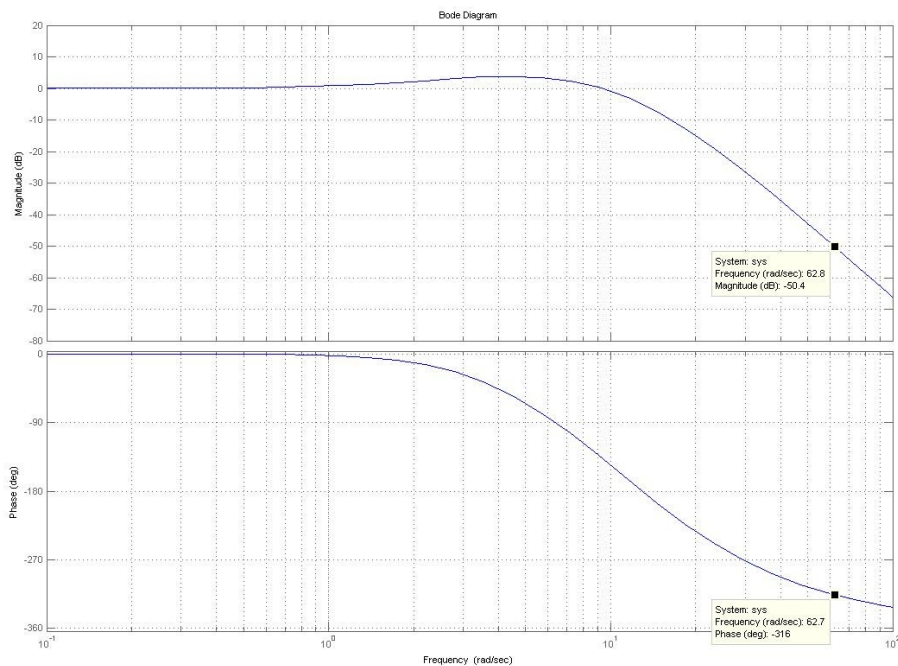
Σχήμα 3.22.: Απόκριση φίλτρου παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου.

Είναι εμφανές από τις αποκρίσεις των σχημάτων 3.21. και 3.22. ότι η έξοδος  $\Delta \omega'_{eq}$  του φίλτρου παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου μένει σχεδόν ανεπηρέαστη κατά τη διάρκεια μιας ταχείας μεταβολής ράμπας στην είσοδο  $\int P_e$ .

Στα σχήματα 3.23. και 3.24. φαίνονται τα διαγράμματα Bode για τις δύο εισόδους του φίλτρου παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου:



Σχήμα 3.23.: Διάγραμμα Bode  $\Delta\omega'_{eq}/\int P_e$ .



Σχήμα 3.24.: Διάγραμμα Bode  $\Delta\omega'_{eq}/\Delta\omega$ .

Μέσω του σχήματος 3.24. φαίνεται ότι στη συχνότητα 62.8 rad/sec (~ 1Hz) το λογαριθμικό κέρδος είναι - 50.4 dB, συνεπώς το σήμα  $\Delta\omega$  αποκόπτεται σημαντικά και δεν εμφανίζεται στην έξοδο του φίλτρου για την περιοχή συχνοτήτων των στρεπτικών ταλαντώσεων. Ακόμη, για συχνότητες μικρότερες ή ίσες του 1 rad/sec (~ 0.16Hz), η τιμή της συνάρτησης μεταφοράς  $\Delta\omega'_{eq}/\Delta\omega$  είναι

περίπου ίση με 1 (ίση με το κέρδος μόνιμης κατάστασης), συνεπώς στις χαμηλές συχνότητες το σήμα  $\Delta\omega'_{eq}$  παρουσιάζει χαρακτηριστικά ταχύτητας  $\Delta\omega$ .

Μέσω της ανάλυσης της λειτουργίας του φίλτρου παρακολούθησης και απαλοιφής της ανάληψης φορτίου, προκύπτει ότι η είσοδος του κλάδου σταθεροποίησης παρουσιάζει χαρακτηριστικά ταχύτητας περιστροφής στις χαμηλές και χαρακτηριστικά ενεργού ισχύος  $P_e$  στις υψηλές συχνότητες [3,8,17]. Το γεγονός αυτό δίνει τρία σημαντικά πλεονεκτήματα απόδοσης, σε σχέση με τους τους σταθεροποιητές που χρησιμοποιούν ως σήματα εισόδου τα μεγέθη  $\Delta\omega$  και  $P_e$ :

- Το σήμα της ενεργού ισχύος διακένου  $P_e$  χαρακτηρίζεται από υψηλή έμφυτη απόρριψη των συνιστωσών στρεπτικών ταλαντώσεων. Επομένως, στην περιοχή των υψηλών συχνοτήτων δεν υπάρχει πρόβλημα ενίσχυσης και εμφάνισης των στρεπτικών συνιστωσών στο σήμα σταθεροποίησης  $V_S$  και συνακόλουθα δεν απαιτείται η προσθήκη φίλτρου για την απαλοιφή των στρεπτικών συνιστωσών στον κύριο κλάδο σταθεροποίησης, όπως το φίλτρο με παραμέτρους  $A_1$  και  $A_2$  που χρησιμοποιείται σε ορισμένες περιπτώσεις στον σταθεροποιητή PSS1A (Σχήμα 3.16). Εφόσον δεν αλλοιώνονται τα χαρακτηριστικά της φάσης του σταθεροποιητή μέσω ενός φίλτρου απαλοιφής στρεπτικών ταλαντώσεων, αυξάνεται το εύρος κατάλληλων τιμών για το κέρδος του σταθεροποιητή  $K_{sl}$  [3].
- Οι διακυμάνσεις στην τάση ακροδεκτών  $V_t$ , λόγω απόκρισης του σταθεροποιητή σε αργές μεταβολές της ενεργού ισχύος  $P_t$ , είναι μικρότερες σε σχέση με αυτές που θα εμφανίζονταν με τη χρήση ενός σταθεροποιητή εισόδου  $P_e$  [8].
- Η εξαγωγή του σύνθετου σήματος μηχανικής ισχύος γίνεται μέσω της μέτρησης των μεγεθών  $P_e$  και  $\Delta\omega$ . Η μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής μπορεί να γίνει με μια διάταξη μέτρησης στην άκρη του άξονα στροβίλου – γεννήτριας. Συνεπώς, δεν απαιτείται η σχεδίαση εξειδικευμένης διάταξης μέτρησης της  $\Delta\omega$  ανάλογα με τα στρεπτικά χαρακτηριστικά του άξονα του σταθμού [3].

### 3.5. Παράσταση Συστήματος στον Ηλεκτρονικό Υπολογιστή

Στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου 3 παρουσιάστηκε αναλυτικά η μαθηματική περιγραφή των μοντέλων της μηχανής, του συστήματος διέγερσης και των σταθεροποιητών που χρησιμοποιήθηκαν για τις μελέτες της εργασίας. Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η βασική παράσταση του συστήματος μηχανής – άπειρου ζυγού στο Matlab και δίνονται ορισμένα στοιχεία για τα λογισμικά Pacdyn και PSS/E, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για να γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις για την επαλήθευση των αποτελεσμάτων του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο Matlab.

#### 3.5.1. Ανάπτυξη Μοντέλου Συστήματος στο Περιβάλλον Simulink της Matlab

Στο περιβάλλον Simulink της Matlab, με χρήση των διαθέσιμων βιβλιοθηκών, αναπτύχθηκε το βασικό μοντέλο για τις προσομοιώσεις της εργασίας. Το σύστημα αποτελείται από μια σύγχρονη γεννήτρια συνδεδεμένη σε άπειρο ζυγό, η διέγερση της οποίας ελέγχεται μέσω του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000. Η γεννήτρια αναπαριστάται μέσω του μοντέλου 4ης τάξης (παράγραφος 3.1.3.) και ως σταθεροποιητής συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιείται ο PSS2B. Το μοντέλο που αναπτύχθηκε φαίνεται στο σχήμα 3.25:

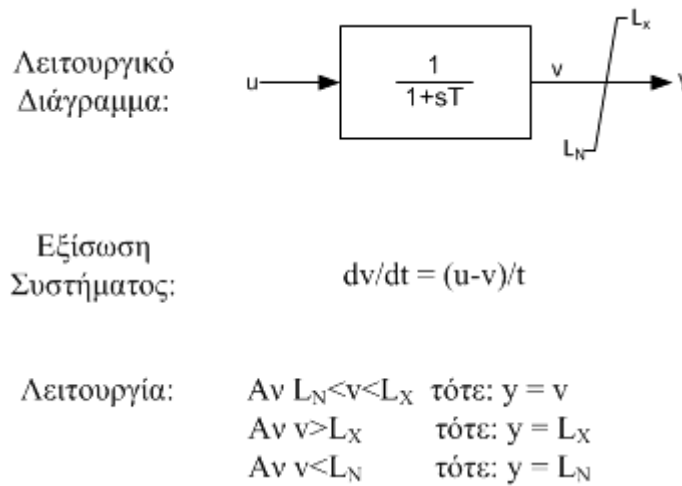




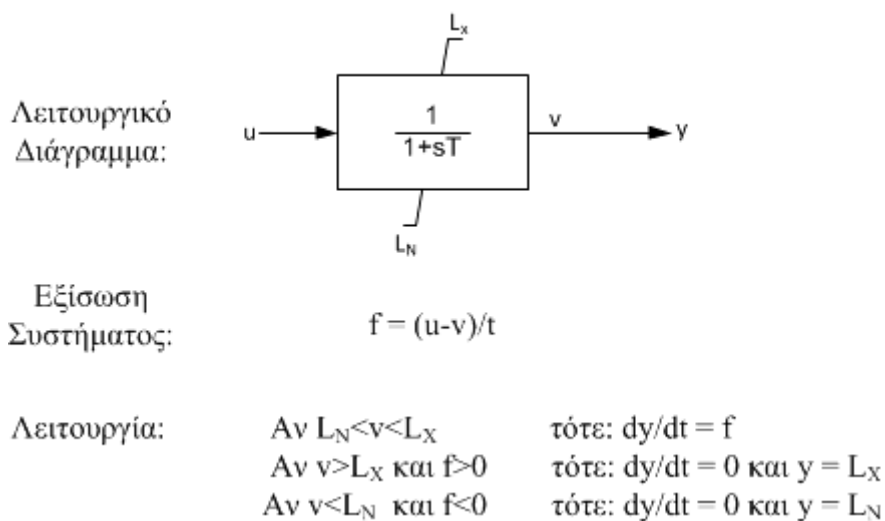




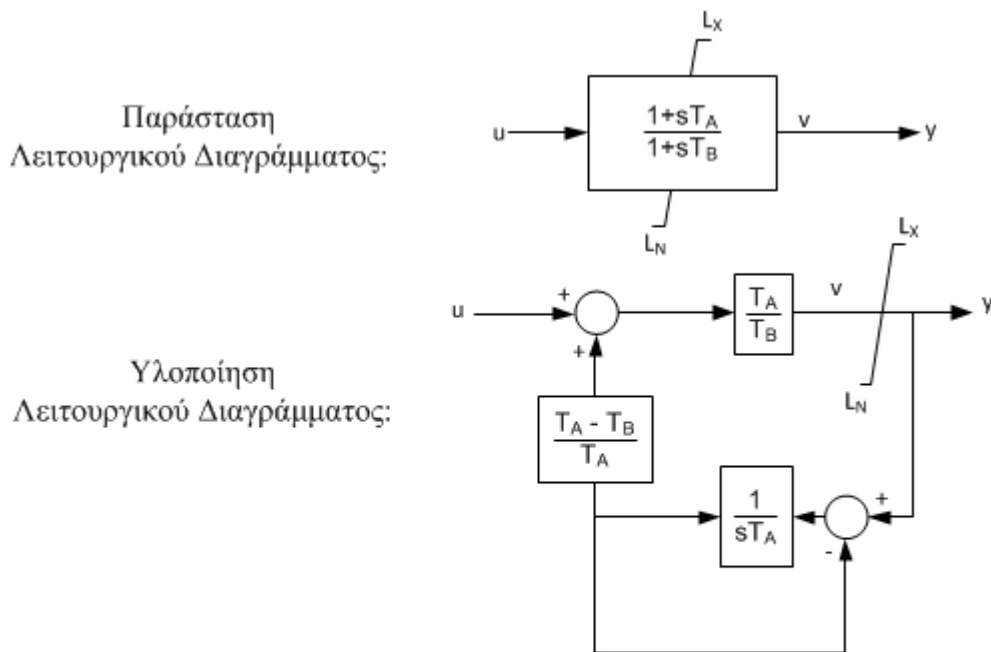
Γενικά, στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές για τον περιορισμό του σήματος εξόδου μιας βαθμίδας ελέγχου. Όταν ο περιορισμός γίνεται μόνο στο σήμα εξόδου, ενώ η μεταβλητή κατάστασης συνεχίζει να μεταβάλλεται η τεχνική ονομάζεται “συνεχιζόμενη περιέλιξη” (windup). Στην άλλη μέθοδο (anti-windup), η μεταβλητή κατάστασης σταματά να μεταβάλλεται μόλις επιβληθεί ο περιορισμός. Στην windup τεχνική, ο περιορισμός εφαρμόζεται με αποκλειστικό κριτήριο το σήμα εξόδου της βαθμίδας. Από τη στιγμή που η έξοδος της βαθμίδας (είσοδος περιοριστή) περιορίζεται στο άνω ή κάτω όριο του περιοριστή, επειδή βρίσκεται εκτός ορίων, η τιμή εξόδου του περιοριστή (και της βαθμίδας) παραμένει ίση με το όριο μέχρις ότου η είσοδος του περιοριστή να επιστρέψει σε μια τιμή εντός ορίων. Στον anti-windup περιορισμό, η επαναφορά της εξόδου της βαθμίδας σε τιμές εντός ορίων γίνεται με κριτήριο το σήμα εισόδου της βαθμίδας. Δηλαδή, μόλις η είσοδος της βαθμίδας επιστρέψει σε τιμές εντός ορίων, η έξοδος του σταματάει να ισούται με το όριο του περιοριστή. Ως αποτέλεσμα με την anti-windup τεχνική επιτυγχάνεται περιορισμός της εξόδου για μικρότερη χρονική διάρκεια σε σχέση με την windup τεχνική. Ακολούθως, στα σχήματα 3.27 με 3.29 παρουσιάζεται η εφαρμογή της windup και της anti-windup τεχνικής περιορισμού για μια βαθμίδα συνάρτησης πρώτης τάξης και για μια βαθμίδα προήγησης – υστέρησης φάσης.



Σχήμα 3.27.: Βαθμίδα συνάρτησης μεταφοράς πρώτης τάξης με windup περιορισμό.



Σχήμα 3.28.: Βαθμίδα συνάρτησης μεταφοράς πρώτης τάξης με anti-windup περιορισμό.



Λειτουργία:

Αν  $L_N < v < L_X$  τότε:  $y = v$   
 Αν  $v > L_X$  τότε:  $y = L_X$   
 Αν  $v < L_N$  τότε:  $y = L_N$

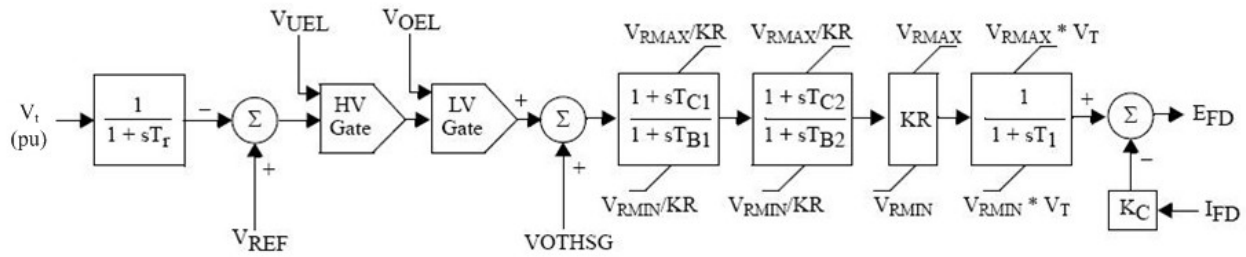
Σχήμα 3.29.: Βαθμίδα προήγησης – υστέρησης φάσης με anti-windup περιορισμό.

Τέλος, η αρχικοποίηση στο Simulink ορίζεται μέσω των ολοκληρωτών και των βαθμίδων σταθερού σήματος εισόδου. Επιλέγονται κατάλληλες τιμές αρχικών συνθηκών για κάθε ολοκληρωτή, ώστε να πληρούνται οι συνθήκες μόνιμου κατάστασης. Για την αρχικοποίηση της γεννήτριας ο αναγνώστης παραπέμπεται στην παράγραφο 3.1.5.

### 3.5.2. Το Πακέτο Προγραμμάτων PSS/E Siemens

Το PSS/E Siemens αποτελεί ένα ολοκληρωμένο πακέτο λογισμικού, το οποίο αποτελείται από ένα σύνολο προγραμμάτων. Το πεδίο εφαρμογής του είναι οι μελέτες συστημάτων μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας και συμπεριφοράς γεννητριών. Αποτελείται από δύο περιβάλλοντα, ένα για ανάλυση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και ένα για δυναμική προσομοίωση. Το γραφικό περιβάλλον εργασίας, διευκολύνει την αλληλεπίδραση χρήστη και προγράμματος.

Για τις ανάγκες της εργασίας έγινε δυναμική προσομοίωση του συστήματος – γεννήτριας άπειρου ζυγού και σύγκριση των αποτελεσμάτων με τα αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοίωσης του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο Matlab/Simulink. Στην προσομοίωση που έγινε στο PSS/E χρησιμοποιήθηκε μοντέλο σύγχρονης γεννήτριας 6ης τάξης. Συνεπώς, από πλευράς αναπαράστασης της δυναμικής της σύγχρονης γεννήτριας, το μοντέλο αναπαράστασης του συστήματος στο PSS/E είναι πιο ακριβές από το αντίστοιχο στο Simulink. Επειδή δεν υπήρχε το μοντέλο του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000 στις βιβλιοθήκες του PSS/E, στην προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο του συστήματος διέγερσης URST5T. Το λειτουργικό διάγραμμα του μοντέλου φαίνεται στο σχήμα 3.30.:



Σχήμα 3.30.: Λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος διέγερσης URST5T.

Η βασική διαφορά ανάμεσα στα δύο μοντέλα συστήματος διέγερσης, είναι ότι το μοντέλο URST5T δε δίνει τη δυνατότητα αντιστάθμισης φορτίου. Για να είναι πιο ακριβής η σύγκριση των δύο μοντέλων, στην προσομοίωση στο Simulink τα κέρδη  $K_{IR}$  και  $K_{IA}$ , που ρυθμίζουν την αντιστάθμιση φορτίου στο σύστημα UNITROL 5000, τέθηκαν ίσοι με το μηδέν. Βασικός στόχος της σύγκρισης αυτής ήταν η διερεύνηση των διαφορών που παρουσιάζουν οι αποκρίσεις των δύο μοντέλων. Η σύγκριση αυτή αποτελεί ένα δείκτη για την ακρίβεια του μοντέλου που αναπτύχθηκε για τις μελέτες της εργασίας, δηλαδή για την επίδραση που έχει η έλλειψη αναπαράστασης των υπομεταβατικών τυλιγμάτων απόσβεσης στην ακρίβεια των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων.

Συνοπτικά, δίνεται η περιγραφή της διαδικασίας για την προσομοίωση στο PSS/E. Αρχικά, λύνεται το πρόβλημα ροής φορτίου. Τα απαραίτητα δεδομένα (αρχικές τιμές τάσεων ζυγών, στοιχεία δικτύου κλπ) εισάγονται στο πρόγραμμα μέσω ενός αρχείου τύπου .raw. Το πρόβλημα ροής φορτίου λύνεται μέσω της μεθόδου Newton Raphson. Για την προσομοίωση, εισάγονται τα δυναμικά δεδομένα της μηχανής εισάγονται μέσω ενός αρχείου τύπου .dyt και επιλέγεται ο τύπος της διαταραχής. Η χρονική απόκριση του συστήματος απεικονίζεται γραφικά και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αποθηκεύονται σε μορφή γραφικής παράστασης ή αρχείου [18]. Τα αποτελέσματα της σύγκρισης παρουσιάζονται στην παράγραφο 6.3.1.

### 3.5.3. Πακέτο Προγραμμάτων Pacdyn CEPEL

Το Pacdyn CEPEL είναι ολοκληρωμένο πακέτο προγραμμάτων για μελέτες ευστάθειας μικρών διαταραχών σε συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας μεγάλης κλίμακας. Οι μεθοδολογίες που υλοποιούνται είναι αποτέλεσμα πολύχρονων μελετών της CEPEL γύρω από τα θέματα ευστάθειας μικρών διαταραχών. Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται βασίζονται πάνω στη μέθοδο της γραμμικοποίησης του συστήματος και τα αποτελέσματα των εφαρμογών εξάγονται μέσω γραμμικών μοντέλων. Οι βιβλιοθήκες του προγράμματος περιέχουν μεγάλη ποικιλία γεννητριών και διατάξεων ελέγχου, ενώ δίνεται η δυνατότητα στο χρήστη να υλοποιήσει δικά του μοντέλα ελεγκτών μέσω συνδυασμού βασικών βαθμίδων ελέγχου της βιβλιοθήκης, χωρίς κανένα περιορισμό κατά την υλοποίηση. Ακόμη, σημαντική πρέπει να θεωρηθεί η δυνατότητα εισαγωγής μοντέλων του PSS/E στο πρόγραμμα, καθώς και η δυνατότητα ανάγνωσης διαφορετικών τύπων αρχείων εισόδου.

Στο Pacdyn αναπτύχθηκε το ίδιο ακριβώς μοντέλο μηχανής – άπειρου ζυγού που υλοποιήθηκε και στο Matlab/Simulink. Κατασκευάστηκε το μοντέλο του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000 και χρησιμοποιήθηκε μοντέλο γεννήτριας 4ης τάξης. Σκοπός της υλοποίησης ήταν η εύρεση των ιδιοτιμών του πίνακα  $A$  του συστήματος και η σύγκριση τους με τις ιδιοτιμές, όπως αυτές υπολογίστηκαν μέσω του μοντέλου του συστήματος στο Matlab. Η σύγκριση αυτή ουσιαστικά αποτελεί μια επαλήθευση της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο Simulink.

Η διαδικασία για την υλοποίηση του μοντέλου και την εξαγωγή των ιδιοτιμών με το πακέτο Pacdyn περιγράφεται συνοπτικά παρακάτω:

Μέσω του προγραμμάτων CDUEdit και Edit CEPPEL υλοποιήθηκε το μοντέλο του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000. Για την εύρεση των ιδιοτιμών του πίνακα **A** του συστήματος, ως είσοδος στο πρόγραμμα δόθηκαν δύο αρχεία: ένα αρχείο επίλυσης ροής φορτίου τύπου .raw, το οποίο λήφθηκε μέσω του PSS/E και ένα αρχείο περιγραφής των δυναμικών χαρακτηριστικών του συστήματος τύπου .dyn [19]. Τα αποτελέσματα αποθηκεύτηκαν σε κατάλληλη μορφή για περαιτέρω επεξεργασία. Τα αποτελέσματα της σύγκρισης παρουσιάζονται στην παράγραφο 6.3.2.

## Κεφάλαιο 4

### Ανάπτυξη Μεθοδολογίας για Εκτίμηση Παραμέτρων και Σχεδίαση Σταθεροποιητών

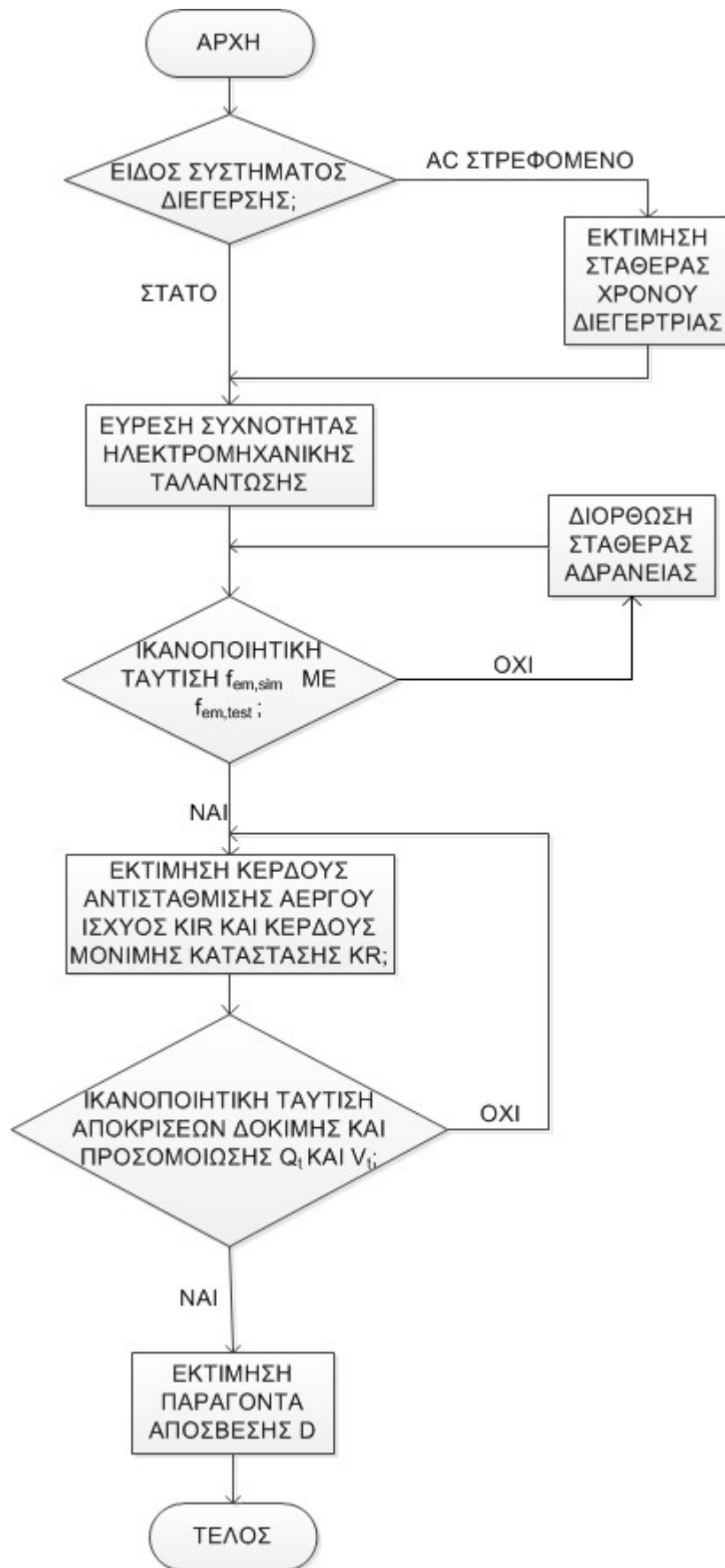
#### 4.1. Εκτίμηση Παραμέτρων Γεννήτριας – Συστήματος Διέγερσης και Ρύθμισης Τάσης

Η εκτίμηση παραμέτρων της γεννήτριας ενός σταθμού παραγωγής έχει ως στόχο το μοντέλο προσομοίωσης να αναπαριστά καλύτερα τη δυναμική συμπεριφορά του πραγματικού συστήματος. Το μοντέλο προσομοίωσης που αναπαριστά το σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.5.1. Στη συγκεκριμένη εργασία μελετάται η ευστάθεια μόνιμης κατάστασης στο σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού, με τελικό σκοπό τη ρύθμιση των σταθεροποιητών ΣΗΕ για την ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Η ακρίβεια της αναπαράστασης του συστήματος είναι απαραίτητη για τη σωστή ρύθμιση των παραμέτρων του σταθεροποιητή.

Για τη μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς μιας γεννήτριας γίνονται ορισμένες δοκιμές. Οι δύο δοκιμές που αναφέρονται στις ακόλουθες ενότητες είναι η δοκιμή ανοικτοκύκλωσης της διεγέρτριας και η εφαρμογή βηματικής μεταβολής στην τάση αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης. Κατά τη διαδικασία της εκτίμησης μιας παραμέτρου, αρχικά γίνεται η προσομοίωση της δοκιμής μέσω του μοντέλου προσομοίωσης. Ακολούθως, συγκρίνεται η απόκριση δοκιμής με την απόκριση προσομοίωσης και προκύπτει ένα σφάλμα ανάμεσα στις 2 αποκρίσεις. Εφόσον θεωρηθεί ότι το σφάλμα δεν είναι επαρκώς μικρό, και συνεπώς το μοντέλο δεν αποτελεί καλή αναπαράσταση του πραγματικού συστήματος, η τιμή της παραμέτρου αναπροσαρμόζεται με στόχο την ελαχιστοποίηση του σφάλματος.

Οι δοκιμές που αναφέρονται στο παρόν κεφάλαιο έχουν γίνει από την ABB Switzerland Ltd και τα αποτελέσματα των δοκιμών [16,20,21] προέρχονται από την αρμόδια διεύθυνση του ΔΕΣΜΗΕ Α.Ε..

Στη συγκεκριμένη εργασία, η διαδικασία της εκτίμησης παραμέτρων γίνεται σε στάδια, ορισμένα από τα οποία μπορεί να παραλειφθούν εφόσον δεν κριθεί απαραίτητο να γίνουν. Τα διαφορετικά στάδια της διαδικασίας εκτίμησης παραμέτρων ΑΗΣ παρουσιάζονται στο διάγραμμα ροής του σχήματος 4.1.:

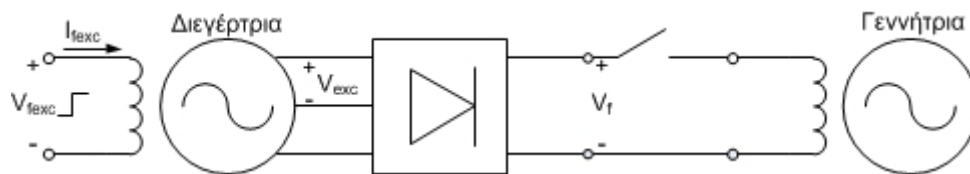


Σχήμα 4.1.: Διάγραμμα ροής διαδικασίας εκτίμησης παραμέτρων.

## 4.2. Εκτίμηση Σταθεράς Χρόνου Διεγέρτριας από Δοκιμή Ανοικτοκύκλωσης

Στην παράγραφο 3.3.4. αναφέρθηκε ότι σε περίπτωση χρήσης στρεφόμενης διεγέρτριας, η δυναμική της διεγέρτριας στο μοντέλο προσομοίωσης δίνεται μέσω μιας βαθμίδας πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου  $T_E$ . Στόχος της ενότητας αυτής είναι ο προσδιορισμός της σταθεράς χρόνου διέγερσης μέσω κατάλληλης δοκιμής.

Η δοκιμή που εκτελείται είναι η εφαρμογή βηματικής τάσης  $V_{fexc}$  στο τύλιγμα πεδίου της διεγέρτριας με ανοικτοκυκλωμένη τη διεγέρτρια. Η κυκλωματική διάταξη της δοκιμής φαίνεται στο σχήμα 4.2. Το μέγεθος που καταγράφεται στον παλμογράφο είναι το ρεύμα πεδίου της διεγέρτριας  $I_{fexc}$ . Η δοκιμή γίνεται στην περιοχή όπου η χαρακτηριστική κενού φορτίου ταυτίζεται με τη γραμμή διακένου, δηλαδή η διεγέρτρια λειτουργεί χωρίς κορεσμό. Η σχέση ανάμεσα στο ρεύμα διέγερσης της διεγέρτριας  $I_{fexc}$  και την τάση εξόδου  $V_{exc}$  είναι γραμμική μέσω της γραμμής διακένου και συνεπώς οι τιμές τους στο ανά μονάδα σύστημα είναι ίσες, όπως ορίστηκε στην παράγραφο 3.3.4. Η τάση εξόδου της διεγέρτριας  $V_{exc}$  είναι ανάλογη της συνεχούς τάσης εξόδου της μη ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης  $V_f$ , και οι βάσεις τάσης στο ανά μονάδα σύστημα ορίζονται ώστε οι ανά μονάδα τιμές των δύο τάσεων να είναι ίσες. Συνεπώς, οι χρονικές αποκρίσεις των μεγεθών  $I_{fexc}$  και  $V_f$  είναι ίδιες.



Σχήμα 4.2: Κυκλωματική διάταξη για δοκιμή ανοικτοκύκλωσης γεννήτριας.

Η διαδικασία προσδιορισμού της χρονικής σταθεράς  $T_E$  προκύπτει μέσω ανάλυσης της απόκρισης της βαθμίδας πρώτης τάξης σε βηματική μεταβολή. Εφαρμόζεται συνάρτηση βηματικής μεταβολής  $au(t)$  τη χρονική στιγμή  $t_0=0$ , όπου  $a$  θετική σταθερά και  $u(t)$  η μοναδιαία βηματική συνάρτηση. Η αρχική τιμή ισορροπίας στην έξοδο της βαθμίδας πριν την εφαρμογή της βηματικής μεταβολής είναι  $V_f(0)=V_{f0}$ . Η απόκριση της βαθμίδας στο πεδίο του μετασχηματισμού Laplace είναι ίση με:

$$V_f(s) = a \frac{1}{s} \frac{1}{(1+sT_E)} + V_{f0} \frac{1}{s} \quad (4.1)$$

Η σχέση (4.1) αναλύεται σε μερικά κλάσματα πρωτοβάθμιων παραγόντων ως εξής:

$$V_f(s) = \frac{a}{s} - \frac{aT_E}{1+sT_E} + V_{f0} \frac{1}{s} \quad (4.2)$$

Με εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού Laplace στην (4.2), η χρονική απόκριση της  $V_f$  είναι:

$$V_f(t) = a(1 - e^{-\frac{t}{T_E}}) + V_{f0} \quad (4.3)$$

Η παράγωγος  $V'_f(t)$  ισούται με:

$$V'_f(t) = \frac{a}{T_E} e^{-\frac{t}{T_E}} \quad (4.4)$$

Η κλίση της εφαπτομένης στην χρονική απόκριση για τη χρονική στιγμή  $t_0=0$  είναι ίση με την τιμή της παραγώγου  $V'_f(0)$  και συνεπώς η εξίσωση της εφαπτομένης είναι η ακόλουθη:

$$y = V'_f(0)t + V_{f0} = \frac{a}{T_E}t + V_{f0} \quad (4.5)$$

Η τελική τιμή της  $V_f(t)$  προκύπτει μέσω της σχέσης (4.3) ως εξής:

$$V_{f,final} = \lim_{t \rightarrow \infty} V_f(t) = V_{f0} + a \quad (4.6)$$

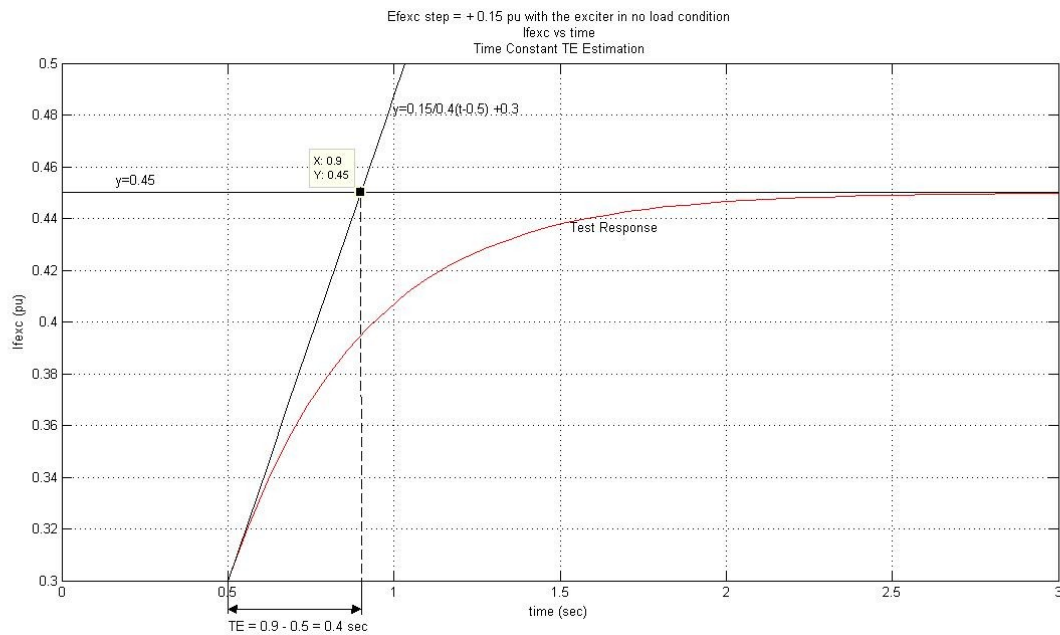
Για  $y = V_{f,final} = V_{f0} + a$  μέσω της (4.5) προκύπτει  $t = T_E$ . Συνεπώς, η χρονική σταθερά  $T_E$  προκύπτει από την τομή των ευθειών  $y = V'_f(0)t + V_{f0}$  και  $y = V_{f,final}$ .

Θεωρητικά η χρονική απόκριση του ρεύματος  $I_{fexc}$  σε αμ κατά τη δοκιμή ανοικτοκύκλωσης της διεγέρτριας πρέπει να ταυτίζεται με τη βηματική απόκριση της βαθμίδας πρώτης τάξης σταθεράς χρόνου  $T_E$ . Συνεπώς, διατυπώνεται η παρακάτω διαδικασία γραφικού προσδιορισμού της σταθεράς χρόνου  $T_E$  μέσω της χρονικής απόκρισης του  $I_{fexc}$  κατά τη δοκιμή ανοικτοκύκλωσης. Έστω ότι η βηματική μεταβολή τάσης εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή  $t_0=0$ . Η σταθερά χρόνου  $T_E$  προσδιορίζεται μέσω της χρονικής απόκρισης του  $I_{fexc}$ , ως εξής:

1. Χαράσσεται η εφαπτομένη στη χρονική απόκριση του  $I_{fexc}$  την χρονική τιμή  $t_0=0$ .
2. Χαράσσεται μια ευθεία παράλληλη στον άξονα του χρόνου και με εξίσωση  $y = I_{fexc,final}$ , όπου  $I_{fexc,final}$  η τιμή του ρεύματος πεδίου της διεγέρτριας μετά την αποκατάσταση ισορροπίας για το τύλιγμα πεδίου της διεγέρτριας.
3. Η τιμή του χρόνου που αντιστοιχεί τομή των δύο ευθειών δίνει τη χρονική σταθερά της διεγέρτριας  $T_E$ .

Η διαδικασία φαίνεται στο σχήμα 4.3.:





Σχήμα 4.3.: Γραφικός προσδιορισμός της σταθεράς χρόνου διεγέρτριας  $T_E$ .

Η εκτίμηση της σταθεράς χρόνου της διεγέρτριας επαληθεύεται μέσω προσομοίωσης της βηματικής απόκρισης της βαθμίδας πρώτης τάξης στο Simulink. Η χρονική απόκριση της  $V_f$ , όπως προέκυψε από την προσομοίωση, και η χρονική απόκριση του  $I_{fexc}$ , όπως προέκυψε από τη δοκιμή, απεικονίζονται σε κοινούς άξονες και επιβεβαιώνεται η ταύτισή τους. Σε περίπτωση που η χρονική απόκριση δοκιμής παρουσιάζει χρονική καθυστέρηση ή προήγηση σε σχέση με την χρονική απόκριση προσομοίωσης, τότε πρέπει να ξαναγίνει ο γραφικός προσδιορισμός του  $T_E$  και η επαλήθευση μέσω της προσομοίωσης, καθώς έχει γίνει κάποιο λάθος, πιθανότατα στην χάραξη της εφαπτομένης της χρονικής απόκρισης δοκιμής την χρονική στιγμή  $t_0$ .

Τα αποτελέσματα για την περίπτωση των μονάδων 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς παρουσιάζονται στην ενότητα 5.2.

### 4.3. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων – Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας

#### 4.3.1. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων – Ανάλυση Fourier

Για τη μελέτη των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων που παρατηρούνται ανάμεσα στον άξονα της σύγχρονης γεννήτριας και το υπόλοιπο σύστημα, μπορεί να γίνει μια σειρά δοκιμών. Μια βασική δοκιμή είναι η εφαρμογή βηματικής μεταβολής στην τάση αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης της γεννήτριας. Η δοκιμή γίνεται με τον σταθεροποιητή ΣΗΕ εκτός λειτουργίας. Η αύξηση της τιμής της τάσης αναφοράς οδηγεί στην εμφάνιση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων ανάμεσα στη γεννήτρια και το υπόλοιπο ΣΗΕ, καθώς η γεννήτρια προσεγγίζει ένα νέο σημείο λειτουργίας. Οι ταλαντώσεις αυτές μπορούν να παρατηρηθούν στο σήμα της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας. Το νέο σημείο λειτουργίας παρουσιάζει τα εξής χαρακτηριστικά σε σχέση με το αρχικό σημείο λειτουργίας της γεννήτριας:

- Η τάση ακροδεκτών  $V_t$  της γεννήτριας αυξάνεται, όπως επιβάλλεται από την αύξηση της τάσης διέγερσης  $E_f$ . Η αύξηση της τάσης διέγερσης  $E_f$  γίνεται ανάλογα με την αύξηση της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$ , η οποία σε συνδυασμό με τη δράση του συστήματος

αντιστάθμισης φορτίου ορίζουν την νέα τιμή για την τάση ακροδεκτών  $V_t$ .

- Η αύξηση της τάσης διέγερσης  $E_f$  οδηγεί σε ανάλογη αύξηση της αέργου ισχύος εξόδου  $Q_t$  της γεννήτριας.
- Η ενεργός ισχύς εξόδου  $P_t$  στο νέο σημείο μονίμου κατάστασης είναι ίση με την ενεργό ισχύ εξόδου στο αρχικό σημείο μονίμου κατάστασης, καθώς μόνιμη αλλαγή στην παραγόμενη ηλεκτρική ισχύς μπορεί να επέλθει μόνο μέσω αλλαγής της μηχανικής ισχύος που παρέχεται στον άξονα μέσω του ατμοστροβίλου.

Η συχνότητα των ταλαντώσεων του σήματος της ενεργού ισχύος εξόδου  $P_t$  αποτελεί τη συχνότητα του ρυθμού ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Βεβαίως, ανάλογα με το αρχικό σημείο λειτουργίας και το μέγεθος της βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$ , η τιμή της συχνότητας μπορεί να παρουσιάζει μικρές διαφορές. Η δοκιμή γίνεται συνήθως με τη γεννήτρια κοντά στο πλήρες φορτίο.

Βασικός στόχος της ενότητας αυτής είναι η σύγκριση της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως αυτή προκύπτει μέσω της απόκρισης της  $P_t$  που λαμβάνεται μέσω της δοκιμής σε ένα σταθμό παραγωγής, και της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, η οποία προκύπτει μέσω της απόκρισης που λαμβάνεται μέσω της προσομοίωσης της δοκιμής με το μοντέλο του συστήματος στο Simulink. Η συχνότητα αποτελεί ένα βασικό χαρακτηριστικό μιας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης και συνεπώς η συχνότητα της προσομοίωσης πρέπει να παρουσιάζει μικρό σφάλμα σε σχέση με τη συχνότητα δοκιμής, ώστε το μοντέλο προσομοίωσης να αποτελεί μια καλή αναπαράσταση του πραγματικού συστήματος.

Η σύγκριση των συχνοτήτων δοκιμής και προσομοίωσης μπορεί να γίνει μέσω της γραφικής απεικόνισης των αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης σε σύστημα κοινών αξόνων. Για περισσότερη ακρίβεια στον προσδιορισμό και στη σύγκριση των συχνοτήτων δοκιμής και προσομοίωσης, μπορεί να εφαρμοστεί ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier στο σήμα της απόκρισης της  $P_t$ . Στο φάσμα συχνότητας του μετασχηματισμού Fourier, η κυρίαρχη αρμονική συνιστώσα δίνει τη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης.

Η ανάλυση Fourier του σήματος απόκρισης της  $P_t$  γίνεται με τη βοήθεια του εργαλείου “FFT Analysis”, που βρίσκεται στο block “Powergui” της βιβλιοθήκης “SimPowerSystems” του Simulink. Το εργαλείο χρησιμοποιεί ένα αλγόριθμο FFT για τον υπολογισμό του διακριτού φάσματος συχνοτήτων του DFT. Η διαδικασία εισαγωγής του σήματος απόκρισης περιγράφεται ακολούθως για την περίπτωση επεξεργασίας του σήματος απόκρισης προσομοίωσης και του σήματος απόκρισης δοκιμής.

Στο μοντέλο προσομοίωσης της σύγχρονης γεννήτριας (Σχήμα 3.25) φαίνεται ότι στο scope “FFT” απεικονίζεται το σήμα της διαφοράς της απόκρισης  $P_t$  από την τιμή μονίμου κατάστασης για την ενεργό ισχύ  $P_{t0}$ . Η τιμή μονίμου κατάστασης  $P_{t0}$  αφαιρείται από το σήμα  $P_t$ , για να μην εμφανιστεί στο φάσμα συχνότητας η αρμονική συνιστώσας μηδενικής συχνότητας που αντιστοιχεί στην τιμή μόνιμης κατάστασης. Το σήμα  $P_t - P_{t0}$  αποθηκεύεται σε μορφή “Structure with time”, ώστε να είναι σε κατάλληλη μορφή μεταβλητής για επεξεργασία από το εργαλείο “FFT analysis”. Η προσομοίωση της απόκρισης  $P_t$  πρέπει να έχει γίνει με σταθερό χρονικό βήμα.

Για την ανάλυση Fourier της απόκρισης δοκιμής, αρχικά πρέπει να αποθηκευτεί το σήμα της απόκρισης  $P_t$  ως μεταβλητή στο χώρο εργασίας του Matlab. Αυτό μπορεί να γίνει μέσω της εισαγωγής ενός αρχείου τύπου .txt, που περιέχει τα ζεύγη μέτρησης – χρόνου (σημεία) του σήματος. Ακολούθως, μέσω του μοντέλου “FFTAnalysisToolImport.mdl” αφαιρείται η τιμή μονίμου κατάστασης και γίνεται η εισαγωγή του σήματος  $P_t - P_{t0}$  σε κατάλληλη μορφή στο

εργαλείο “FFT analysis”. Στο εργαλείο “FFT analysis” επιλέγεται η συχνότητα της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας του φάσματος και η μορφή απεικόνισης των αποτελεσμάτων. Όσο μικρότερη επιλεγεί η συχνότητα της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας, τόσο αυξάνεται η ακρίβεια του προσδιορισμού της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Τα μοντέλα Simulink που χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται στο Παράρτημα Β.

Τα αποτελέσματα για τις περιπτώσεις των μονάδων 1 – 2 και των μονάδων 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς παρουσιάζονται στις παραγράφους 5.3.3 και 6.2.1. αντίστοιχα.

#### 4.3.2. Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας Η

Σε όλους τους ατμοηλεκτρικούς σταθμούς παραγωγής όλες οι βαθμίδες του αμοστροβίλου και η σύγχρονη γεννήτρια είναι στέρεα συνδεδεμένες στον ίδιο άξονα. Στο στρόβιλο γίνεται η μετατροπή από θερμική ενέργεια του ατμού σε μηχανική ενέργεια των πτερυγίων. Τα πτερύγια επιταχύνονται και ως αποτέλεσμα αυξάνεται η κινητική ενέργεια του κοινού άξονα στρόβιλου – γεννήτριας. Η ενέργεια αυτή μέσω της γεννήτριας, μετατρέπεται τελικά σε ηλεκτρική ενέργεια στην έξοδο της γεννήτριας.

Ο κοινός άξονας χαρακτηρίζεται από μια ροπή αδράνειας  $J$  που περιλαμβάνει όλα τα στάδια του στρόβιλου, την γεννήτρια, καθώς και την διεγέρτρια, στην περίπτωση που η γεννήτρια έχει στρεφόμενη διέγερση. Η κινητική ενέργεια του άξονα, όταν αυτός στέφεται με την ονομαστική γωνιακή ταχύτητα  $\omega_o$ , εκφράζεται συναρτήσει της ονομαστικής ισχύος ως εξής:

$$\frac{1}{2} J \omega_o^2 = H P_o \quad (4.7)$$

Η σταθερά  $H$  ονομάζεται σταθερά αδράνειας της γεννήτριας και έχει διαστάσεις χρόνου και μονάδα μέτρησης  $MJ/MW$  ή απλούστερα sec. Η κανονικοποίηση της αδράνειας της γεννήτριας, είναι εύκολο να γίνει μέσω της σταθεράς αδράνειας  $H$ , καθώς παίρνει συνήθως τιμές μεταξύ 3 και 5 sec [12].

Η ροπή αδράνειας  $J$  μπορεί να δοθεί μέσω του ακόλουθου τύπου:

$$J = GR^2 \quad (4.8)$$

όπου:

$G$  : η μάζα του άξονα σε kg.

$R$  : η ισοδύναμη ακτίνα περιστροφής (radius of gyration) του άξονα σε m, αν θεωρηθεί ότι όλη η μάζα του άξονα είναι συγκεντρωμένη σε μια στοιχειώδη κυκλική περιφέρεια (αμελητέου όγκου).

Σε ορισμένα εγχειρίδια χαρακτηριστικών γεννητριών αντί της ροπής αδράνειας δίνεται το γινόμενο  $GD^2$  ( $kg \cdot m^2$ ), όπου  $D$  η ισοδύναμη διάμετρος περιστροφής του άξονα. Προφανώς, αφού  $D=2R$ , σ' αυτή την περίπτωση η ροπή αδράνειας του άξονα δίνεται από τη σχέση:

$$J = \frac{GD^2}{4} \quad (4.9)$$

Η σταθερά αδράνειας του άξονα είναι ένας από τους σημαντικότερους παράγοντες που διαμορφώνουν τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Στην ενότητα 1.5 δόθηκε μια απλοποιημένη ανάλυση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων και αποδείχθηκε ότι η τιμή της συχνότητας μπορεί να δοθεί προσεγγιστικά μέσω της σχέσης (1.11):

$$\omega_{em} = \sqrt{\frac{\omega_o K_s}{2H}} \quad (4.10)$$

Από τη σχέση αυτή είναι εμφανής η εξάρτηση της συχνότητας των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων από τη σταθερά αδράνειας της γεννήτριας.

Σε περίπτωση που στη διαδικασία εύρεσης της συχνότητας (Παράγραφος 4.2.1.) το μοντέλο προσομοίωσης αποτύχει να δώσει συχνότητα ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων κοντά στην πραγματική, τότε η πρώτη παράμετρος του μοντέλου που πρέπει να ελεγχθεί ως προς την ορθότητα της τιμής της είναι η σταθερά αδράνειας του άξονα. Ο έλεγχος έγκειται στον υπολογισμό της σταθεράς αδράνειας για τα διαφορετικά τμήματα του άξονα, δηλαδή για τη γεννήτρια, τις βαθμίδες του στροβίλου και τη διεγέρτρια. Ο πιο ενδεδειγμένος τρόπος υπολογισμού είναι μέσω των στοιχείων που δίνονται στα εγχειρίδια χαρακτηριστικών του σταθμού παραγωγής. Εναλλακτικά, αν δίνονται ελλιπή στοιχεία για κάποια τμήματα μπορεί να γίνει μια εκτίμηση της σταθεράς αδράνειας μέσω δοκιμών. Στην περίπτωση αυτή, γίνονται προσομοιώσεις για διαφορετικές τιμές αδράνειας του άξονα και έπειτα από σύγκριση των αποκρίσεων  $P_t$  των προσομοιώσεων με την απόκριση  $P_t$  της δοκιμής, επιλέγεται η τιμή της σταθεράς αδράνειας για την οποία η απόκριση  $P_t$  της προσομοίωσης ταιριάζει καλύτερα με την απόκριση  $P_t$  της δοκιμής.

#### 4.4. Εκτίμηση Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος και Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης

Στόχος αυτής της ενότητας είναι η ανάλυση της μεθοδολογίας για την εκτίμηση των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$  του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000. Η εκτίμηση γίνεται με κριτήριο να μειωθεί κατά το δυνατόν η απόκλιση των αποκρίσεων προσομοίωσης για τα μεγέθη  $Q_t$  και  $V_t$  ως προς τις αντίστοιχες αποκρίσεις της δοκιμής. Η μεταβολή που εφαρμόζεται κατά την προσομοίωση ή τη δοκιμή είναι βηματική αύξηση της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  (Παράγραφος 4.2.1). Βασικός περιορισμός κατά την εκτίμηση των παραμέτρων είναι η επίδραση που μπορεί να έχει η μεταβολή των παραμέτρων στη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Για το λόγο αυτό οι τελικές τιμές των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$  θα πρέπει να είναι τέτοιες, ώστε η μεταβολή τους σε σχέση με τις αρχικές τους τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση κατά τη διαδικασία εύρεσης συχνότητας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης (Παράγραφος 4.2.1) να μην επηρεάζει τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων της απόκρισης. Έπειτα από τη διαδικασία εκτίμησης των παραμέτρων, το μοντέλο θα αναπαριστά με μεγαλύτερη ακρίβεια τις μεταβολές της αέργου ισχύος  $Q_t$  και της τάσης ακροδεκτών  $V_t$  της γεννήτριας. Η διαδικασία μπορεί να χωριστεί σε τρία στάδια:

- 1) Προσεγγιστικός προσδιορισμός του  $K_{IR}$ , μέσω των αρχικών και τελικών τιμών δοκιμής.
- 2) Σύγκριση αποκρίσεων δοκιμής με αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$ .
- 3) Τελική επιλογή παραμέτρων μέσω δοκιμών και ελαχιστοποίησης του αθροίσματος τετραγώνων σφαλμάτων.

##### 4.4.1. Προσεγγιστικός Προσδιορισμός του Κέρδους $K_{IR}$ μέσω Μετρήσεων

Στο πρώτο στάδιο της διαδικασίας εκτίμησης των κερδών  $K_{IR}$  και  $K_R$  εκτελείται ένας προσεγγιστικός υπολογισμός του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$ . Μέσω των μετρήσεων προσδιορίζονται οι αρχικές και οι τελικές τιμές για τα μεγέθη  $V_t$  και  $Q_t$ , οι οποίες

δίνουν τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής, πριν και μετά τη διεξαγωγή της δοκιμής. Η ανάλυση των μετρήσεων για ΑΗΣ του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος [20,21] γίνεται στο Παράρτημα Β. Η τιμή αρχικής και τελικής μόνιμης κατάστασης λειτουργίας συμβολίζονται με τους δείκτες Α και Τ αντίστοιχα. Στο λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000 (Σχήμα 3.13.), αν αμελήσουμε το κλάδο σταθεροποίησης και τον κλάδο αντιστάθμισης ενεργού ισχύος, προκύπτει ένα λειτουργικό διάγραμμα 3 εισόδων ( $V_t, Q_t, V_{REF}$ ) και μιας εξόδου ( $E_f$ ). Η έξοδος  $E_f(s)$  ορίζεται μέσω του λειτουργικού διαγράμματος από τη σχέση (4.11):

$$E_f(s) = [(K_{IR}Q_t(s) - V_t(s)) \frac{1}{1+sT_r} + V_{REF}] \frac{1+sT_{C2}}{1+sT_{B2}} \frac{1+sT_{CI}}{1+sT_{BI}} K_R \frac{1}{1+sT_s} \quad (4.11)$$

Για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή  $t \rightarrow \infty, s=0$ , από τη σχέση (4.11) προκύπτει:

$$K_R (V_{REF,steady} - V_{t,steady} + K_{IR}Q_{t,steady}) = E_{f,steady} \quad (4.12)$$

Η σχέση (4.12) ισχύει για την αρχική και την τελική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Αφαιρώντας την έκφραση της σχέσης (4.12) για την αρχική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας από την έκφραση της (4.12) για την τελική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, λαμβάνουμε την εξής σχέση:

$$(\Delta V_{REF} - \Delta V_{t,steady} + K_{IR} \Delta Q_{t,steady}) = \frac{\Delta E_{f,steady}}{K_R} \quad (4.13)$$

όπου  $\Delta V_{REF} = V_{REF,T} - V_{REF,A}$  και αντίστοιχα για τα μεγέθη  $\Delta V_t$ ,  $\Delta V_t$  και  $\Delta E_f$ . Αν θεωρηθεί στη σχέση (4.13) ότι το κέρδος  $K_R$  είναι αρκετά μεγάλο, ώστε να ισχύει η προσέγγιση  $\Delta E_f / K_R \approx 0$ , το κέρδος  $K_{IR}$  μπορεί να υπολογιστεί μέσω της προσεγγιστικής σχέσης:

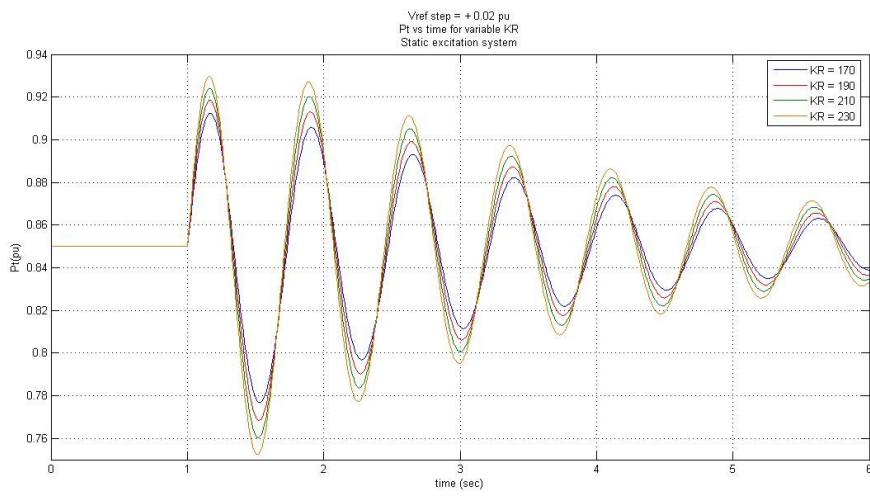
$$K_{IR,1} = \frac{\Delta V_t - \Delta V_{REF}}{\Delta Q_t} \quad (4.14)$$

Η τιμή αυτή μας δίνει μια ένδειξη για την περιοχή κοντά στην οποία πρέπει να γίνει η τελική επιλογή του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$ .

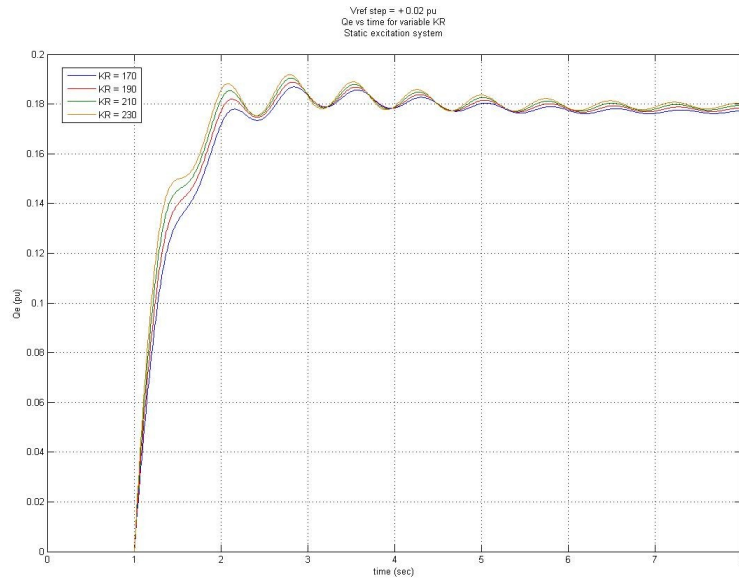
#### 4.4.2. Επίδραση του Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης $K_R$ στη Δυναμική Απόκριση

Στο δεύτερο στάδιο της διαδικασίας εκτίμησης των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$  γίνεται σύγκριση των αποκρίσεων δοκιμής για τα μεγέθη  $V_t$  και  $Q_t$  με αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$ . Σε κάθε μια εκ των δύο συγκρίσεων, εκτελούνται προσομοιώσεις διατηρώντας τη μια εκ των δύο παραμέτρων σταθερή και μεταβάλλοντας την άλλη. Οι αποκρίσεις των προσομοιώσεων απεικονίζονται σε κοινούς άξονες με την απόκριση δοκιμής για τα μεγέθη  $V_t, P_t, Q_t$ . Επιλέγεται το ζεύγος τιμών  $K_{IR}, K_R$  που δίνει την καλύτερη προσέγγιση της απόκρισης δοκιμής από την απόκριση προσομοίωσης  $Q_t$  και  $V_t$  και στις δύο συγκρίσεις, λαμβάνοντας υπόψιν τους περιορισμούς που προκύπτουν από τις αποκρίσεις  $P_t$  ως προς τη μεταβολή της συχνότητας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης.

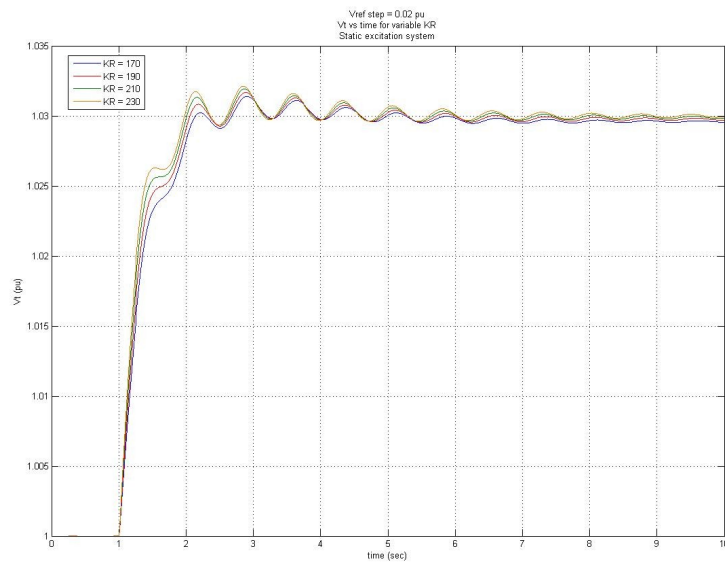
Ακολούθως, αναλύεται η επίδραση του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$  στη δυναμική απόκριση του συστήματος. Στα σχήματα 4.4. και 4.5. παρουσιάζονται τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης σε βηματική αύξηση της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$ , για διαφορετικές τιμές του κέρδους  $K_R$  με το κέρδος  $K_{IR}$  σταθερό. Στο σχήμα 4.4. φαίνεται η εφαρμογή σε στατό σύστημα διέγερσης UNITROL 5000, ενώ στο σχήμα 4.5. σε στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000.



(α)

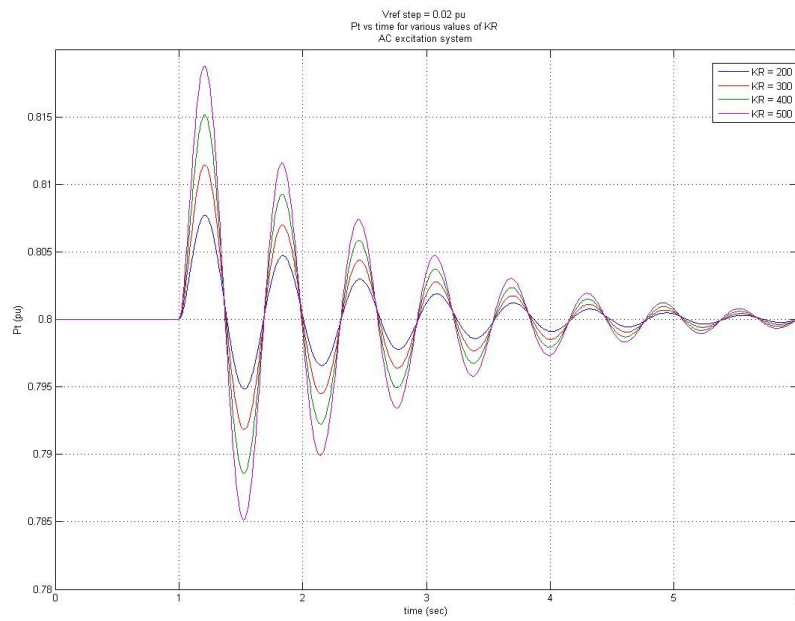


(β)

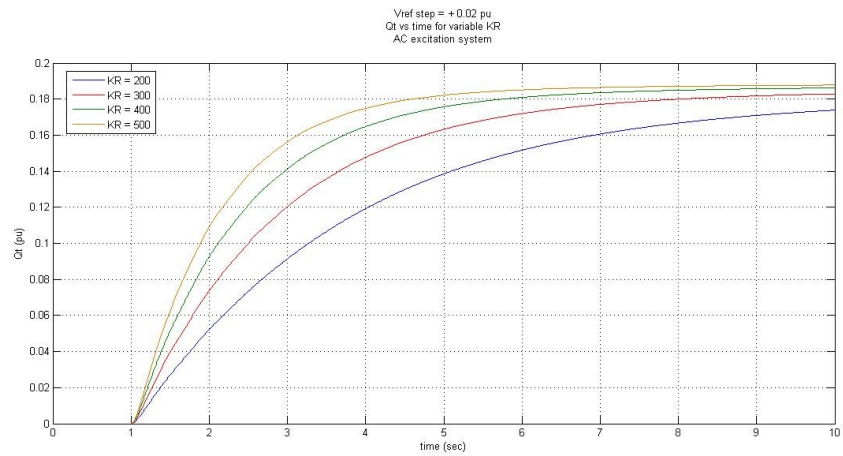


(γ)

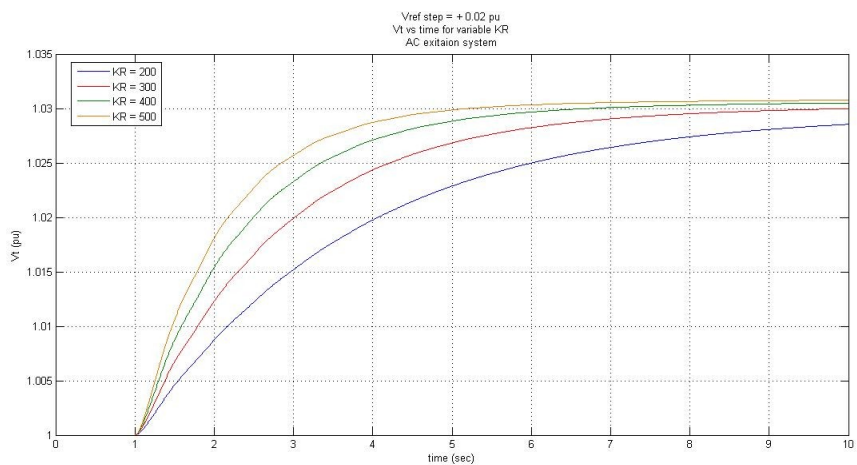
Σχήμα 4.4.: Τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης (α)  $P_t$ , (β)  $Q_t$ , (γ)  $V_t$  για διαφορετικές τιμές του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$ , σε στατό σύστημα διέγερσης UNITROL 5000.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 4.5.: Τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης (α)  $P_t$ , (β)  $Q_t$ , (γ)  $V_t$  για διαφορετικές τιμές του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$ , σε στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000.

Συγκρίνοντας τις τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές του  $K_R$  για στατό και στρεφόμενο σύστημα διέγερσης, όπως φαίνονται στα 2 προηγούμενα σχήματα, παρατηρούμε ότι:

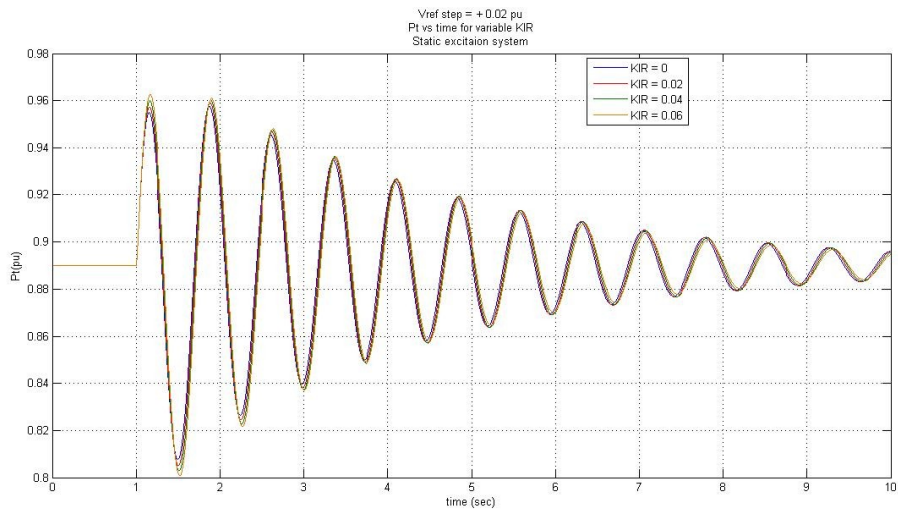
- Στο στρεφόμενο σύστημα διέγερσης, διαδοχικές αλλαγές στο κέρδος  $K_R$  με βήμα 100 δεν προκαλούν απόκλιση στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, σε σχέση με την αρχική τιμή  $K_R=200$ . Επιπρόσθετα, οι αλλαγές αυτές προκαλούν σημαντική μεταβολή της μορφής της απόκρισης  $Q_i$  και  $V_i$ . Η κλίση της εφαπτομένης της απόκρισης τη χρονική στιγμή της διαταραχής αυξάνεται σημαντικά με τη διαδοχική αύξηση του  $K_R$ . Η τελική τιμή μόνιμης κατάστασης παρουσιάζει μικρή αύξηση ( $\sim 0.02$  αμ για την  $Q_i$  και  $\sim 0.025$  αμ για την  $V_i$ , για αύξηση του  $K_R$  από 200 σε 500). Τέλος, αυξάνεται το πλάτος των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Η τελική τιμή που θα επιλεγεί για το κέρδος  $K_{IR}$ , μπορεί να οδηγήσει σε συντηρητική παρουσίαση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων μέσω του μοντέλου, η οποία μπορεί να διορθωθεί μέσω προσθήκης ενός συντελεστή απόσβεσης  $D$  στο μοντέλο, ο οποίος επηρεάζει τη δυναμική του δρομέα σύμφωνα με τη διαφορική εξίσωση (3.13).
- Στο στατό σύστημα διέγερσης, διαδοχικές αλλαγές στο κέρδος  $K_R$  με βήμα 20 προκαλούν εμφανή, αλλά ανεκτή απόκλιση στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, σε σχέση με την αρχική τιμή  $K_R=170$ . Η μεταβολή του  $K_R$  επηρεάζει τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων και για το λόγο αυτό οι μεταβολές γίνονται με μικρότερο βήμα και η αντίστοιχη επίδραση στις αποκρίσεις  $Q_i$  και  $V_i$  είναι σχετικά μικρή. Ως συμπέρασμα, η ρύθμιση του κέρδους  $K_R$  δεν μπορεί να προκαλέσει σημαντικές αλλαγές στη μορφή των αποκρίσεων  $Q_i$  και  $V_i$ , για ένα εύρος μεταβολών του  $K_R$  που δεν επηρεάζει σημαντικά τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.
- Η μορφή της απόκρισης  $Q_i$  είναι όμοια μ' αυτή της απόκρισης  $V_i$ , και για τους δύο τύπους συστήματος διέγερσης και δεν επηρεάζεται από την αύξηση του κέρδους  $K_R$ .

Συμπερασματικά, η εκτίμηση της παραμέτρου  $K_R$  μπορεί να γίνει σε στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000, καθώς οι μεταβολές στην τιμή της δεν επηρεάζουν σημαντικά τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Η τιμή που θα επιλεγεί τελικά είναι αυτή που δίνει την καλύτερη προσέγγιση της αρχικής κλίσης στις αποκρίσεις  $Q_i$  και  $V_i$  προσομοίωσης, σε σχέση με τις αντίστοιχες αποκρίσεις δοκιμής.

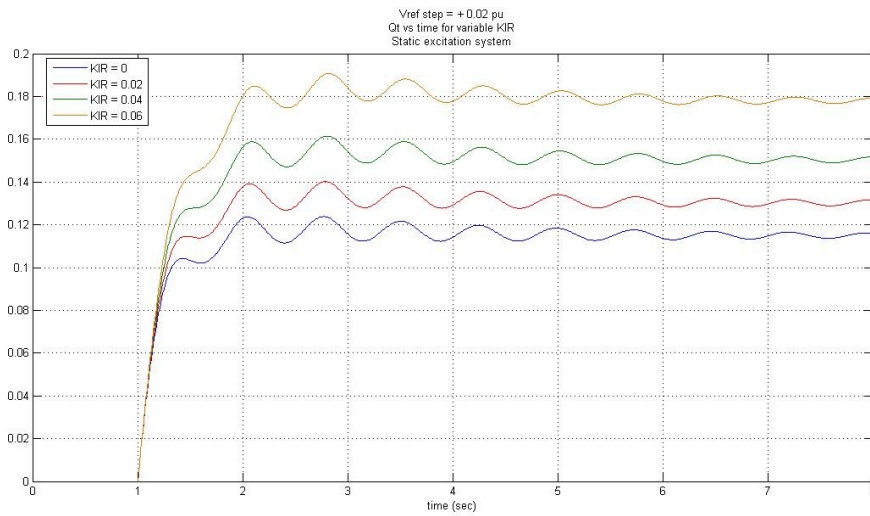
#### 4.4.3. Επίδραση του Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος $K_{IR}$ στη Δυναμική Απόκριση

Αντίστοιχα με την ανάλυση της παραγράφου 4.4.2. για το κέρδος  $K_R$ , την παρούσα παράγραφο αναλύεται η επίδραση του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$  στη δυναμική απόκριση του συστήματος. Στα σχήματα 4.6. και 4.7. παρουσιάζονται τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης για εφαρμογή βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  σε στατό και στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000, για διαφορετικές τιμές του κέρδους  $K_{IR}$  με το κέρδος  $K_R$  σταθερό. Οι μεταβολές του κέρδους  $K_{IR}$  γίνονται για τιμές γύρω από την προσεγγιστική τιμή  $K_{IR,1}$  που βρέθηκε στο στάδιο 1 (Παράγραφος 4.4.1).

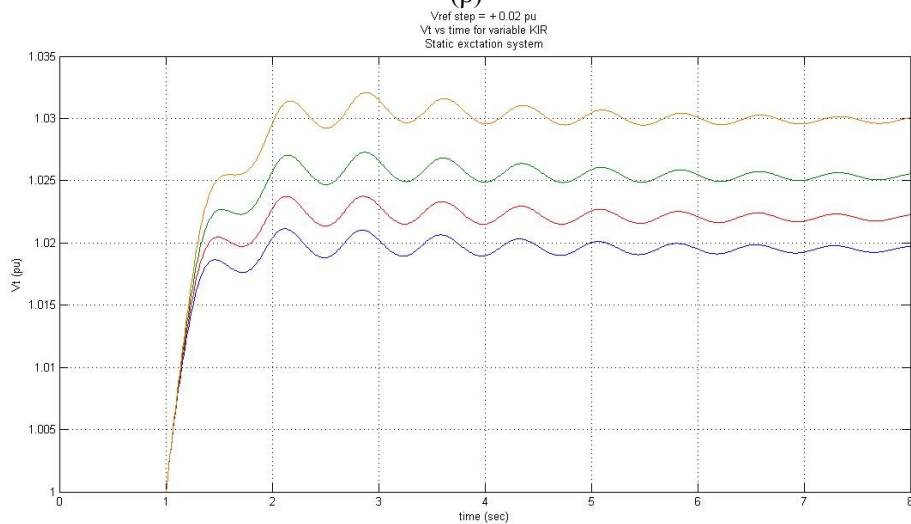




(α)

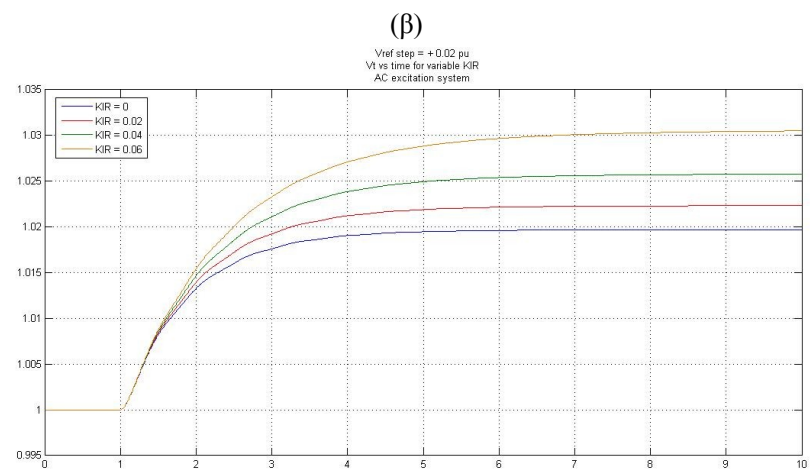
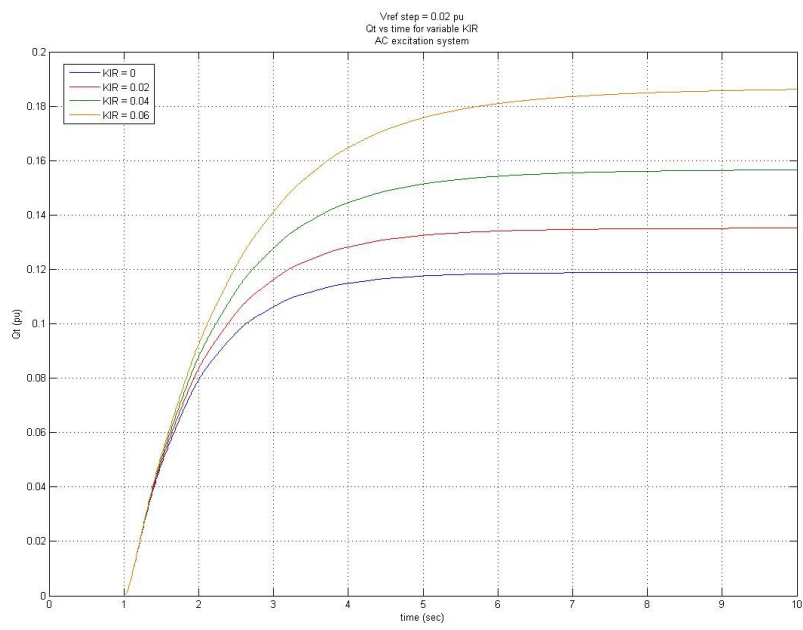
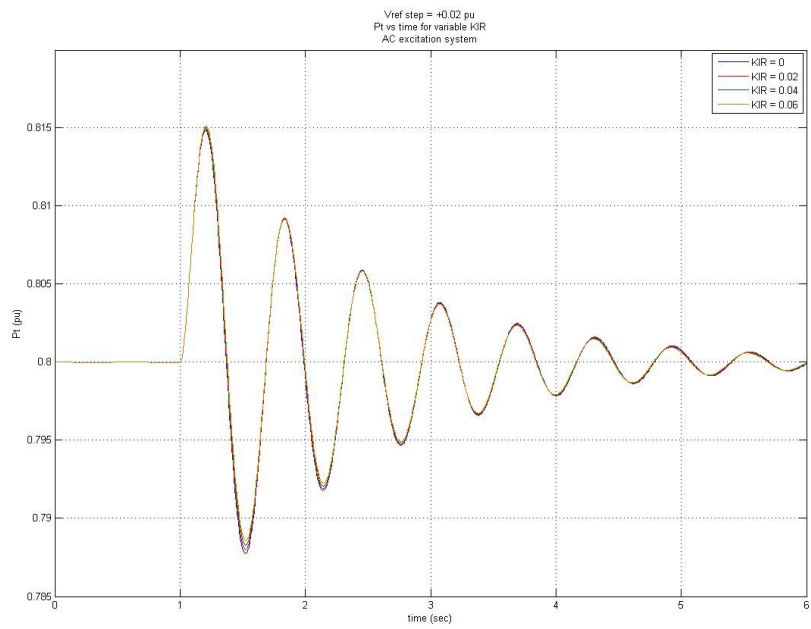


(β)



(γ)

Σχήμα 4.6.: Τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης (α)  $P_t$ , (β)  $Q_t$ , (γ)  $V_t$  για διαφορετικές τιμές του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$ , σε στατό σύστημα διέγερσης UNITROL 5000.



Σχήμα 4.7.: Τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης  $P_t$ ,  $Q_t$ ,  $V_t$  για διαφορετικές τιμές του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$ , σε στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000.

Συγκρίνοντας τις τυπικές αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές του  $K_{IR}$ , για στατό και στρεφόμενο σύστημα διέγερσης, όπως φαίνονται στα σχήματα 4.6. και 4.7, παρατηρούμε ότι:

- Στο στατό σύστημα διέγερσης, η αύξηση του κέρδους  $K_{IR}$  επιφέρει μια ανεπαίσθητη αύξηση της περιόδου της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, ή ισοδύναμα μια μικρή μείωση της συχνότητας. Συγκεκριμένα, για αύξηση της τιμής του  $K_{IR}$  από 0 σε 0.06 παρατηρείται μείωση της συχνότητας κατά 0.01 Hz, όπως προκύπτει από την απόκριση της  $P_t$ . Η μείωση αυτή μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Ακόμη, παρατηρείται μια μικρή αύξηση του αρχικού πλάτους της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Στις αποκρίσεις της αέργου ισχύος και της τάσης ακροδεκτών, η αύξηση του  $K_{IR}$ , έχει ως αποτέλεσμα σημαντική μεταβολή της τελικής τιμής μόνιμης κατάστασης, ενώ η μεταβολή της κλίσης της εφαπτομένης της απόκρισης στη χρονική στιγμή της διαταραχής μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα.
- Στο στρεφόμενο σύστημα διέγερσης, η αύξηση του κέρδους  $K_{IR}$  δεν επηρεάζει τη συχνότητα ή το πλάτος της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως φαίνεται από την απόκριση της ενεργού ισχύος. Στις αποκρίσεις της αέργου ισχύος και της τάσης ακροδεκτών, η αύξηση του  $K_{IR}$ , έχει ως αποτέλεσμα σημαντική αύξηση της τελικής τιμής μόνιμης κατάστασης, ενώ η κλίση της εφαπτομένης της απόκρισης στη χρονική στιγμή της διαταραχής μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα.
- Η μορφή της απόκρισης της αέργου ισχύος είναι όμοια μ' αυτή της απόκρισης της τάσης ακροδεκτών, και για τους δύο τύπους συστήματος διέγερσης και δεν επηρεάζεται από την αύξηση του κέρδους  $K_{IR}$ .

Συμπερασματικά, η εκτίμηση του κέρδους  $K_{IR}$  μπορεί να γίνει σε στρεφόμενο και στατό σύστημα διέγερσης UNITROL 5000, χωρίς ιδιαίτερους περιορισμούς, καθώς η απόκριση της  $P_t$  δε μεταβάλλεται σημαντικά ως προς τη συχνότητα και το πλάτος. Στο στατό σύστημα, η εκτίμηση πρέπει να γίνεται με μεγαλύτερη προσοχή, λόγω της μεγαλύτερης ευαισθησίας της συχνότητας των ταλαντώσεων ως προς το  $K_{IR}$ . Πιθανότατα μικρή αύξηση του  $K_{IR}$  (μείωση συχνότητας) να πρέπει να συνδυαστεί με μικρή αύξηση του  $K_R$  (αύξηση συχνότητας) για να επιτευχθεί καλύτερη προσέγγιση των αποκρίσεων δοκιμής της αέργου ισχύος και της τάσης ακροδεκτών από τις αντίστοιχες αποκρίσεις προσομοίωσης. Γενικά, η τελική επιλογή του  $K_{IR}$  γίνεται με κριτήριο την καλύτερη προσέγγιση της τιμής της τελικής μόνιμης κατάστασης μέσω των αποκρίσεων προσομοίωσης. Με την επιλογή μιας τιμής του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR,2}$  και του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_{R,2}$  ολοκληρώνεται το δεύτερο στάδιο της διαδικασίας.

#### 4.4.4. Υπολογισμός Αθροίσματος Τετραγώνων Σφαλμάτων

Στο τρίτο στάδιο της διαδικασίας εκτίμησης των  $K_{IR}$  και  $K_R$  επιλέγονται οι τελικές τιμές των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$ . Η εκτίμηση γίνεται με τη μέθοδο της δοκιμής και επιτυχίας. Ανάμεσα σε ορισμένα ζεύγη τιμών των παραμέτρων γύρω από την περιοχή των τιμών  $K_{IR,2}$  και  $K_{R,2}$  (παράγραφος 4.4.3), επιλέγεται το ζεύγος, για το οποίο η σύγκριση της απόκρισης προσομοίωσης  $V_t$  (ή  $Q_t$ ) με την απόκριση δοκιμής  $V_t$  (ή  $Q_t$ ) δίνει το μικρότερο *άθροισμα τετραγώνων σφαλμάτων*  $SSE$ . Γίνεται μια δειγματοληψία με σταθερό χρόνο δειγματοληψίας  $T_\delta$  στην απόκριση δοκιμής και στην απόκριση προσομοίωσης και λαμβάνονται  $n$  δείγματα από κάθε απόκριση. Το άθροισμα τετραγώνων σφαλμάτων ορίζεται ως εξής:

$$SSE = \sum r_i^2 \quad (4.15)$$

όπου:

$r_i = y_i - f_i(K_{IR}, K_R)$  : το σφάλμα του  $i$  δείγματος.  
 $y_i$  : το  $i$  δείγμα της απόκρισης δοκιμής.  
 $f_i(K_{IR}, K_R)$  : το  $i$  δείγμα της απόκρισης προσομοίωσης.

Το  $i$  δείγμα μιας απόκρισης αντιστοιχεί στην τιμή της απόκρισης για την χρονική στιγμή  $iT_s$ . Η δειγματοληψία γίνεται για χρόνο δειγματοληψία  $T_s \geq 0.1$  sec. Με τον τρόπο αυτό, μειώνεται η επίδραση του θορύβου του σήματος απόκρισης δοκιμής στον υπολογισμό του σφάλματος που υφίσταται ανάμεσα στην απόκριση δοκιμής και την απόκριση προσομοίωσης. Η δειγματοληψία λειτουργεί ως ένα είδος φίλτρου, που απορρίπτει το υψίσυχο σήμα θορύβου.

Η διαδικασία υπολογισμού του άθροισματος τετραγωνικών σφαλμάτων γίνεται με τη βοήθεια του Matlab και του περιβάλλοντος Simulink. Ακολουθεί περιγραφή της διαδικασίας σε βήματα:

- 1) Αποθήκευση των αποκρίσεων προσομοίωσης και δοκιμής για το μέγεθος  $V_i$  (ή  $Q_i$ ) αποθηκεύονται ως μεταβλητές στο χώρο εργασίας του Matlab. Οι αποκρίσεις προσομοίωσης αποθηκεύονται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης μέσω των blocks "Scope", που χρησιμοποιούνται για την απεικόνιση των αποκρίσεων. Οι αποκρίσεις δοκιμής εισάγονται στο χώρο εργασίας μέσω αρχείων .txt.
- 2) Μέσω του προγράμματος "ErrorInput.m" οι μεταβλητές αποκρίσεων μετατρέπονται σε κατάλληλη μορφή για την εισαγωγή τους στο μοντέλο Simulink "Error.mdl"
- 3) Μέσω του μοντέλου "Error.mdl" γίνεται η δειγματοληψία των σημάτων απόκρισης δοκιμής και προσομοίωσης, υπολογίζονται τα τετράγωνα των σφαλμάτων και αποθηκεύονται σε μεταβλητές στο περιβάλλον εργασίας.
- 4) Μέσω του προγράμματος "ErrorSum.m", υπολογίζεται το άθροισμα των τετραγώνων σφαλμάτων.

Τα προγράμματα και τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται, παρουσιάζονται στο Παράρτημα Β.

#### 4.5. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης $D$

Στο μοντέλο μηχανής – άπειρου ζυγού που αναπτύχθηκε για τις μελέτες της εργασίας, η δυναμική της γεννήτριας αναπαριστάται μέσω ενός μοντέλου γεννήτριας 4ης τάξης. Ως αποτέλεσμα, η απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης όπως παρουσιάζεται στην απόκριση προσομοίωσης είναι μικρότερη από την απόσβεση στην απόκριση δοκιμής. Για την καλύτερη αναπαράσταση της απόσβεσης από το μοντέλο προσομοίωσης προστίθεται ένας συντελεστής απόσβεσης  $D$  στην εξίσωση της δυναμικής του δρομέα (3.13):

$$2H\Delta \dot{\omega} = T_m - T_e - D\Delta\omega \quad (4.16)$$

Η επιλογή της τιμής του συντελεστή απόσβεσης γίνεται μέσω δοκιμής και επιτυχίας. Η απόκριση προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές του  $D$  και η απόκριση δοκιμής απεικονίζονται σε σύστημα κοινών αξόνων και επιλέγεται η τιμή του παράγοντα απόσβεσης που δίνει το καλύτερο ταίριασμα ανάμεσα στις δύο αποκρίσεις. Τυπικές τιμές για τον παράγοντα απόσβεσης είναι στο διάστημα από 1 έως 3 αμ. Σε περίπτωση που η τιμή του  $D$  για το βέλτιστο ταίριασμα των αποκρίσεων είναι μεγαλύτερη του 3 αμ, τότε ως τελική τιμή του  $D$  επιλέγεται η τιμή 3, ώστε να δοθεί μια ασφαλής εκτίμηση της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης.

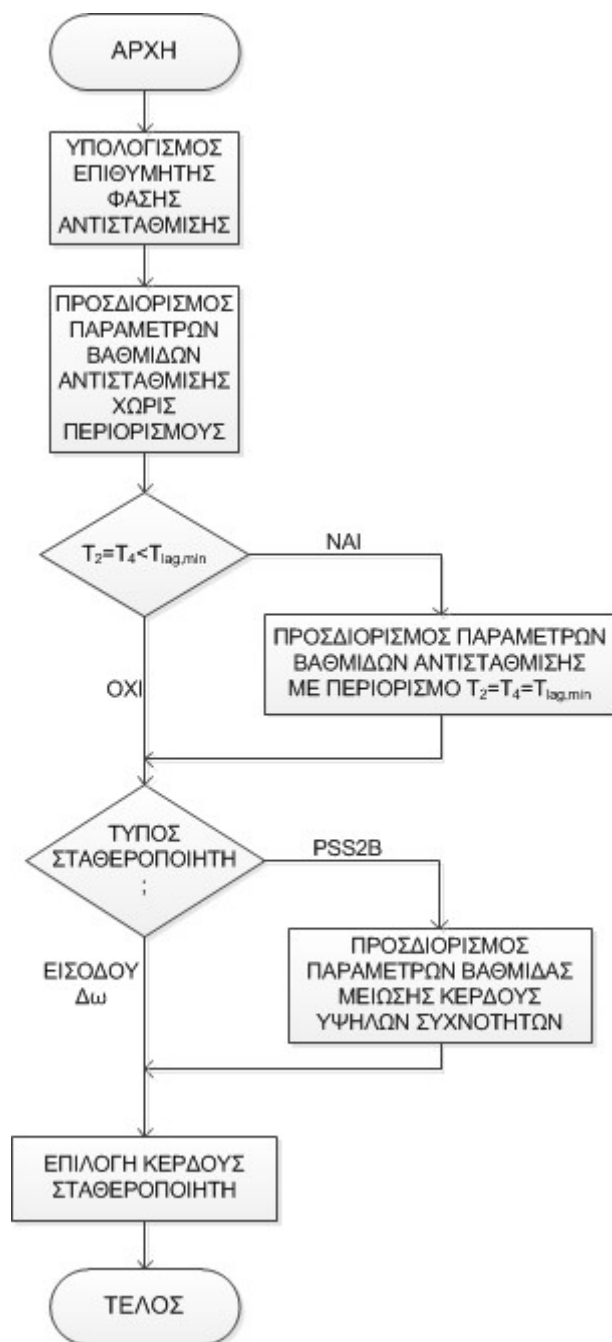
## 4.6. Σχεδίαση Σταθεροποιητών ΣΗΕ

Στο εύρος συχνοτήτων των τοπικών ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, η σχεδίαση του σταθεροποιητή γίνεται μέσω ενός μοντέλου μηχανής – άπειρου ζυγού. Με την ανάπτυξη των δικτύων μεταφοράς και τη διασύνδεση πολλών γεννητριών, τα βασικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων (απόσβεση και συχνότητα) επηρεάζονται από πολλές σύγχρονες γεννήτριες. Ακόμη, όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 1.2.3, η δράση των διαφόρων διατάξεων ρύθμισης και η πιθανή αλληλεπίδραση ορισμένων ρυθμών μπορεί να οδηγήσει στην εμφάνιση ασταθών ρυθμών, λόγω μη προσεκτικής σχεδίασης ενός σταθεροποιητή. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητο να προσαρτηθούν σταθεροποιητές σε περισσότερες μονάδες και η σχεδίαση τους να γίνει μέσω μια συστηματικής διαδικασίας, η οποία περιλαμβάνει την αναπαράσταση του συστήματος μέσω γραμμικοποιημένων μοντέλων, την ανάλυση ρυθμών του συστήματος και τη σταδιακή προσθήκη των σταθεροποιητών, με σκοπό τη διασφάλιση της ευστάθειας όλου του συστήματος. Η διαδικασία αυτή παρουσιάζεται στην αναφορά [8].

Στις ακόλουθες ενότητες παρουσιάζεται μια προτεινόμενη μέθοδος σχεδίασης σταθεροποιητών για την ενίσχυση της απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης που εμφανίζεται ανάμεσα σε μια γεννήτρια και το δίκτυο. Η σχεδίαση γίνεται μέσω γραμμικοποίησης του μοντέλου γεννήτριας – άπειρου ζυγού, το οποίο παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.5.1, και χρήσης τεχνικών ανάλυσης συστημάτων στο πεδίο της συχνότητας. Οι βασικοί στόχοι της μεθόδου σχεδίασης είναι οι εξής:

- Η ενίσχυση της απόσβεσης, δηλαδή εξασφάλιση θετικής ροπής απόσβεσης, για ένα σημαντικό εύρος των συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.
- Η αποφυγή εμφάνισης φαινομένων αλληλεπίδρασης ρυθμών, τα οποία μπορεί να οδηγήσουν στην αστάθεια. Επειδή η αναπαράσταση του συστήματος δεν μας δίνει οπτική των αλληλεπιδράσεων και των ρυθμών του συστήματος, ένας σημαντικός περιορισμός κατά τη σχεδίαση είναι πως η αύξηση του κέρδους δεν θα πρέπει να οδηγεί σε σημαντική μεταβολή της συχνότητας του ρυθμού ταλάντωσης, η οποία πιθανόν να οδηγούσε σε φαινόμενα αλληλεπίδρασης ρυθμών.

Τα στάδια της διαδικασίας σχεδίασης σταθεροποιητή παρουσιάζονται μέσω του διαγράμματος ροής του σχήματος 4.8.:



Σχήμα 4.8.: Στάδια διαδικασίας σχεδίασης σταθεροποιητή ηλεκτρικής ενέργειας σε ΑΗΣ.

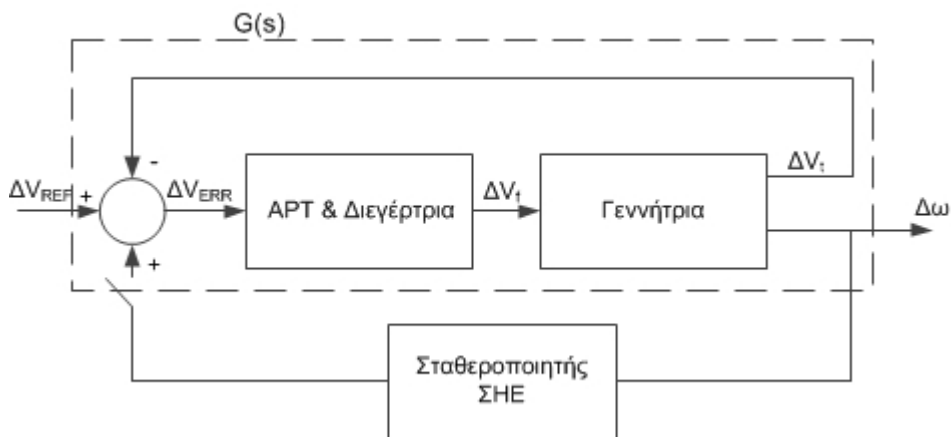
#### 4.7. Υπολογισμός Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 1.2.3, βασικός στόχος της δράσης των σταθεροποιητών είναι η αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης της συνάρτησης μεταφοράς που εισάγεται μέσω του πεδίου διέγερσης και της δράσης του αυτόματου ρυθμιστή τάσης. Η αντιστάθμιση φάσης είναι απαραίτητη για την ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, καθώς μέσω αυτής μπορεί να εξασφαλιστεί ότι η παραγωγή θετικής ροπής απόσβεσης στον άξονα της γεννήτριας.

Η διάταξη του σταθεροποιητή δρα μέσω του συστήματος διέγερσης. Όταν ενεργοποιηθεί ο σταθεροποιητής, κλείνει ένα βρόχος θετικής ανάδρασης στη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Η ενεργοποίηση του σταθεροποιητή πρέπει να οδηγεί στη

μετατόπιση της ιδιοτιμής του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού προς τα αριστερά στο μιγαδικό επίπεδο, αυξάνοντας την απόσβεση του και συμβάλλοντας στην ευστάθεια. Στην παρούσα ενότητα, η επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης, υπολογίζεται μέσω του ορίσματος του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης.

Τα μοντέλα των σταθεροποιητών που χρησιμοποιούνται στις μελέτες της εργασίας αυτής παρουσιάστηκαν στην ενότητα 3.4. Πρόκειται για το τυπικό μοντέλο σταθεροποιητή με σήμα εισόδου  $\Delta\omega$  και το μοντέλο σταθεροποιητή PSS2B με σήματα εισόδου  $P_e$  και  $\Delta\omega$ . Ο σταθεροποιητής PSS2B χρησιμοποιεί ως είσοδο για το στάδιο αντιστάθμισης φάσης (3 βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης, κέρδος  $K_{sl}$  και περιοριστής) το σύνθετο σήμα της του ολοκληρώματος της επιταχύνουσας ισχύος  $\int P'_{acc}$ . Όπως ειπώθηκε στην παράγραφο 3.4.2, το σύνθετο σήμα της επιταχύνουσας ισχύος είναι ισοδύναμο της απόκλισης της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$  και για το λόγο αυτό συμβολίζεται εναλλακτικά με  $\Delta\omega'_{eq}$ . Η ισοδυναμία αυτή ισχύει μόνο εφόσον γίνει η επιλογή των παραμέτρων των φίλτρων του σταθεροποιητή PSS2B σύμφωνα με τον τρόπο που υποδεικνύεται στην παράγραφο 3.4.2. Λόγω της ισοδυναμίας των σημάτων  $\Delta\omega$  και  $\Delta\omega'_{eq}$ , η επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης, είτε για το τυπικό μοντέλο σταθεροποιητή είτε για το μοντέλο σταθεροποιητή PSS2B, μπορεί να υπολογιστεί μέσω του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού της συνάρτησης μεταφοράς  $\Delta\omega / \Delta V_{REF}$ .



Σχήμα 4.9.: Η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$ .

Μέσω του Matlab/Simulink, το σύστημα γραμμικοποιείται και προκύπτει η ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$G(s) = \frac{\Delta\omega(s)}{\Delta V_{REF}(s)} \quad (4.17)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  δείχνει τη μεταβολή της ταχύτητας του δρομέα  $\Delta\omega$  ως προς μια μεταβολή της τάσης αναφοράς  $\Delta V_{REF}$ . Συνεπώς, ορίζεται μια συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου (Σχήμα 4.9). Ο βρόχος θετικής ανατροφοδότησης με την ενεργοποίηση του σταθεροποιητή. Η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  εμπεριέχει την πληροφορία της υστέρησης φάσης του συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού. Σύμφωνα με τη σχέση (2.49) του δευτέρου κεφαλαίου, η  $G(s)$  μπορεί να αναλυθεί σε επιμέρους κλάσματα, καθένα από τα οποία σχετίζεται με ένα ρυθμό απόκρισης του συστήματος:

$$G(s) = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{s - \lambda_i} \quad (4.18)$$

όπου  $R_i$  το ολοκληρωτικό υπόλοιπο της ιδιοτιμής  $\lambda_i$ .

Μέσω της ανάλυσης της παραγράφου 2.3.3, το ολοκληρωτικό υπόλοιπο  $R_i$  αποτελεί ένα δείκτη ευαισθησίας για την ιδιοτιμή  $\lambda_i$ . Η κατεύθυνση μετατόπισης ενός πόλου  $i$  του γραμμικού συστήματος, για το κλείσιμο του βρόχου εξόδου – εισόδου μέσω στατικής συνάρτησης ανατροφοδότησης μπορεί να βρεθεί μέσω του ολοκληρωτικού υπολοίπου της ιδιοτιμής του. Ακόμη, μέσω επιλογής κατάλληλης συνάρτησης ανατροφοδότησης μπορεί να επιβληθεί η μετατόπιση της ιδιοτιμής  $\lambda_i$  προς τα αριστερά, ώστε να εξασφαλιστεί η ευστάθεια. Το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\varphi_{em} = \arg(R_{em})$  ισούται με την κατεύθυνση μεταβολής της ιδιοτιμής στο μιγαδικό επίπεδο, ενώ το φανταστικό μέρος της ιδιοτιμής ισούται με τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $\omega_{em}$  (rad/sec).

Για να αντισταθμιστεί πλήρως η γωνία αναχώρησης  $\varphi_{em}$  της ιδιοτιμής  $\lambda_{em}$ , η φάση της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή  $\varphi_{PSS}$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$  πρέπει να ισούται με:

$$\begin{aligned} \varphi_{PSS} &= 180^\circ - \varphi_{em} & \varphi_{em} &\in (0^\circ, 180^\circ) \\ \varphi_{PSS} &= -180^\circ - \varphi_{em} & \varphi_{em} &\in (-180^\circ, 0^\circ) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Η εύρεση των ιδιοτιμών και των ολοκληρωτικών υπολοίπων της συνάρτησης  $G(s)$  γίνεται μέσω του αρχείου Lin\_Res.m στο Matlab (Παράρτημα Β). Ο ρυθμός  $i$ , του οποίου η συχνότητα  $f_i$  είναι πολύ κοντινή με τη συχνότητα  $f_{em,est}$  των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, όπως υπολογίστηκε στην παράγραφο 4.3.1, είναι ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός ταλάντωσης. Υπολογίζεται το όρισμα του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού και συνακόλουθα η επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης του σταθεροποιητή δίνεται μέσω της σχέσης (4.19) [4,7,26].

#### 4.8. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται δύο διαφορετικές μεθοδολογίες για τον προσδιορισμό των παραμέτρων των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή. Η αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης επιτυγχάνεται μέσω της λειτουργίας δύο βαθμίδων προήγησης φάσης. Η προτεινόμενη σχεδίαση των βαθμίδων αντιστάθμισης μπορεί να εφαρμοστεί και για τα δύο μοντέλα σταθεροποιητών που παρουσιάστηκαν στην ενότητα 3.4.

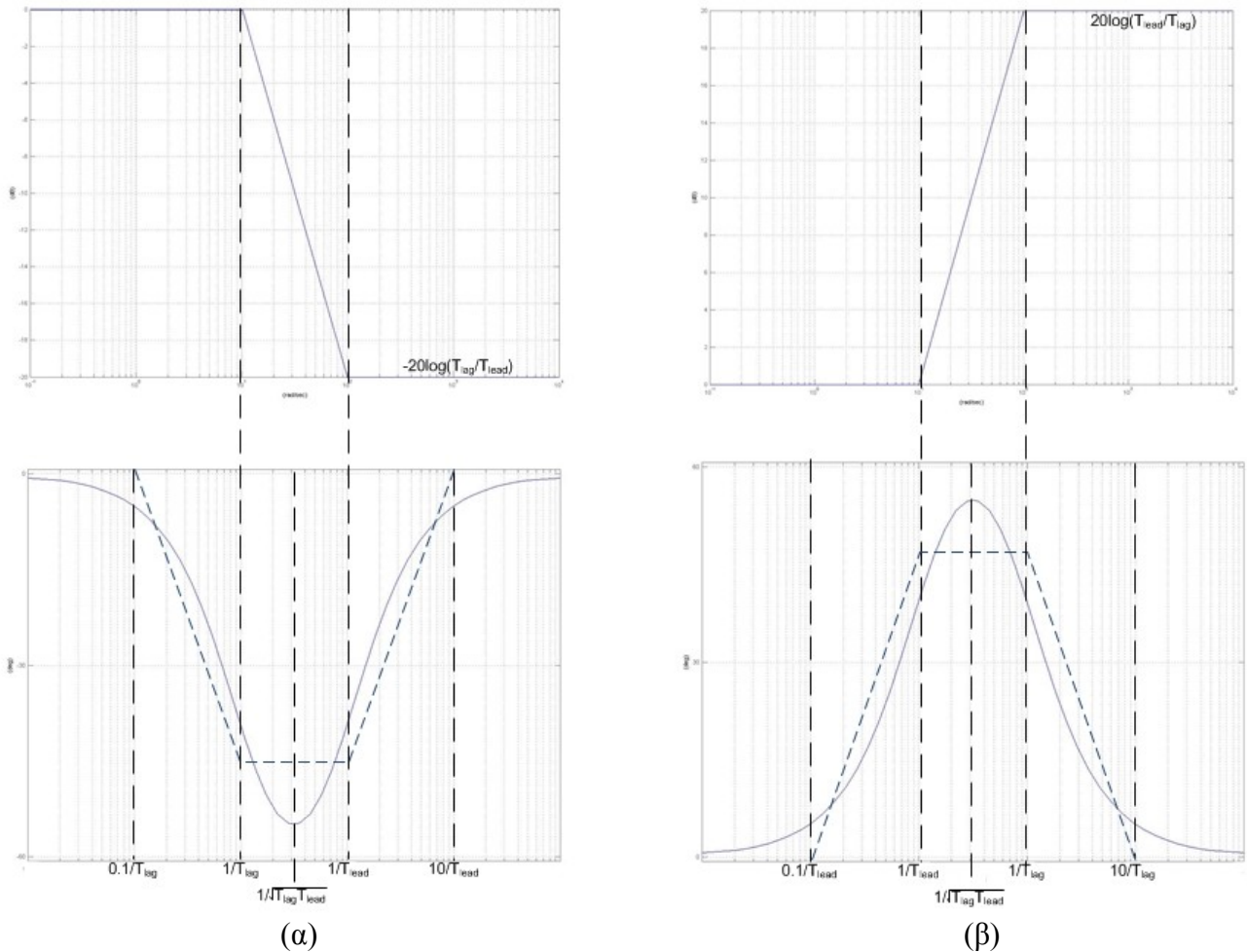
Το βασικό κριτήριο για τη σχεδίαση είναι η πλήρης αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $f_{em}$ . Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.4.1, συνήθως είναι επιθυμητή η υποαντιστάθμιση της υστέρησης φάσης στην περιοχή των συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, διότι μ' αυτό το τρόπο επιτυγχάνεται μια μικρή ενίσχυση της ροπής συγχρονισμού της σύγχρονης γεννήτριας. Στην παρούσα εργασία, κατά τη σχεδίαση ενός σταθεροποιητή PSS2B η υποαντιστάθμιση επιτυγχάνεται μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου, το οποίο υλοποιείται μέσω της τρίτης βαθμίδας προήγησης – υστέρησης φάσης του κλάδου αντιστάθμισης του PSS2B, το οποίο έχει ως βασικό στόχο τη μείωση του κέρδους υψηλών συχνοτήτων του σταθεροποιητή. Η σχεδίαση του φίλτρου παρουσιάζεται στην ενότητα 4.9.



Ακολούθως, δίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά της συμπεριφοράς μιας βαθμίδας προήγησης – υστέρησης φάσης, χρήσιμα για την κατανόηση της διαδικασίας των ενοτήτων 4.8. και 4.9. Η συνάρτηση μεταφοράς μιας βαθμίδας προήγησης – υστέρησης είναι η εξής:

$$H_{lead-lag}(s) = \frac{1 + sT_{lead}}{1 + sT_{lag}} \quad (4.20)$$

Μια βαθμίδα προήγησης – υστέρησης φάσης λειτουργεί ως αντισταθμιστής με υστέρηση φάσης όταν ισχύει  $T_{lag} > T_{lead} > 0$ , ενώ λειτουργεί ως αντισταθμιστής με προήγηση φάσης όταν ισχύει  $T_{lead} > T_{lag} > 0$ . Τα διαγράμματα Bode κέρδους και φάσης μιας βαθμίδας προήγησης – υστέρησης φάσης φαίνονται στο σχήμα 4.10.:



Σχήμα 4.10.: Διαγράμματα Bode κέρδους και φάσης μιας βαθμίδας προήγησης φάσης (α) και μιας βαθμίδας υστέρησης φάσης.

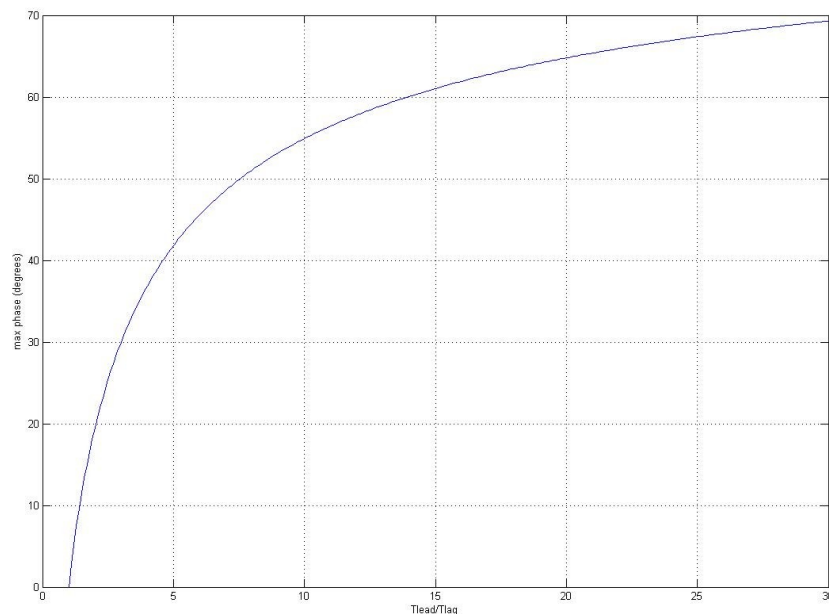
Σημειώνεται ότι στο σχήμα 4.10. φαίνεται μόνο το ασυμπτωτικό διάγραμμα Bode κέρδους και σε κοινούς άξονες το ακριβές διάγραμμα Bode φάσης μαζί με το ασυμπτωτικό διάγραμμα Bode φάσης, το οποίο εμφανίζεται με διακεκομμένη γραμμή.

Για τη βαθμίδα υστέρησης φάσης (σχήμα 4.10 (α)), παρατηρούμε ότι το διάγραμμα Bode φάσης είναι συμμετρικό ως προς μια κεντρική συχνότητα  $\omega_c = 1/\sqrt{T_{lag} T_{lead}}$ , όπου η βαθμίδα παρουσιάζει τη μέγιστη υστέρηση φάσης. Το ασυμπτωτικό διάγραμμα φάσης αποτελείται από μια ευθεία κλίσης  $45^\circ$  για το διάστημα συχνοτήτων από  $0.1/T_{lead}$  έως  $1/T_{lead}$ , μια ευθεία σταθερής θετικής

φάσης για το διάστημα συχνοτήτων από  $1/T_{lead}$  έως  $1/T_{lag}$  και μια ευθεία κλίσης  $-45^\circ$  για το διάστημα συχνοτήτων από  $1/T_{lag}$  έως  $10/T_{lag}$ , ενώ στις υπόλοιπες συχνότητες η βαθμίδα δίνει μηδενική φάση. Ακόμη, το ασυμπτωτικό διάγραμμα Bode κέρδους αποτελείται από μια ευθεία κλίσης  $-20$  dB/dec ανάμεσα στις συχνότητες  $1/T_{lag}$  και  $1/T_{lead}$ , ενώ για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_{lead}$  το σήμα εισόδου εξασθενεί με κέρδος  $T_{lag}/T_{lead}$ .

Για τη βαθμίδα προήγησης φάσης (σχήμα 4.10 (β)), παρατηρούμε ότι το διάγραμμα Bode φάσης είναι συμμετρικό ως προς μια κεντρική συχνότητα  $\omega_c = 1/\sqrt{T_{lag}T_{lead}}$ , όπου η βαθμίδα εισάγει τη μέγιστη προήγηση φάσης. Το ασυμπτωτικό διάγραμμα φάσης αποτελείται από μια ευθεία κλίσης  $-45^\circ$  για το διάστημα συχνοτήτων από  $0.1/T_{lag}$  έως  $1/T_{lag}$ , μια ευθεία σταθερής αρνητικής φάσης για το διάστημα συχνοτήτων από  $1/T_{lag}$  έως  $1/T_{lead}$  και μια ευθεία κλίσης  $45^\circ$  για το διάστημα συχνοτήτων από  $1/T_{lead}$  έως  $10/T_{lead}$ , ενώ στις υπόλοιπες συχνότητες η βαθμίδα δίνει μηδενική φάση. Ακόμη, το ασυμπτωτικό διάγραμμα Bode κέρδους αποτελείται από μια ευθεία κλίσης  $20$  dB/dec ανάμεσα στις συχνότητες  $1/T_{lead}$  και  $1/T_{lag}$ , ενώ για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_{lag}$  το σήμα εισόδου ενισχύεται με κέρδος  $T_{lead}/T_{lag}$ .

Ένας κατασκευαστικός περιορισμός των βαθμίδων προήγησης – υστέρησης φάσης αφορά τη μέγιστη τιμή της μέγιστης γωνίας φάσης που μπορεί να εισάγει. Η τιμή της μέγιστης γωνίας φάσης εξαρτάται από το λόγο των σταθερών χρόνου  $T_{lag}/T_{lead}$ . Για μια βαθμίδα προήγησης φάσης η εξάρτηση της μέγιστης γωνίας φάσης από το λόγο των σταθερών χρόνου  $T_{lag}/T_{lead}$  μπορεί να φανεί μέσω του σχήματος 4.11:

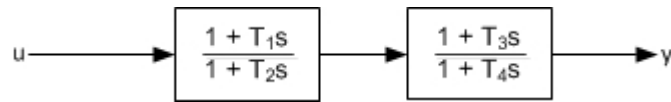


Σχήμα 4.11: Μέγιστη γωνία φάσης βαθμίδας προήγησης φάσης συναρτήσει με το λόγο  $T_{lag}/T_{lead}$ .

Μέσω του σχήματος 4.11 παρατηρούμε ότι η μέγιστη γωνία φάσης μιας βαθμίδας προήγησης φάσης δεν μπορεί να υπερβαίνει τις  $70^\circ$  για λόγο  $T_{lag}/T_{lead}$  μικρότερο του 30. Στη σχεδίαση των βαθμίδων αντιστάθμισης ενός σταθεροποιητή, οι τυπικές τιμές των σταθερών χρόνου κυμαίνονται στο διάστημα 0.02 έως και 0.5 sec, συνεπώς η μέγιστη τιμή του λόγου  $T_{lag}/T_{lead}$  είναι ίση με 25, και η αντίστοιχη μέγιστη φάση που δίνει η βαθμίδα είναι περίπου  $67^\circ$ . Σε περίπτωση που είναι επιθυμητό να εισάγεται γωνία φάσης μεγαλύτερη των  $67^\circ$ , θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν δύο βαθμίδες προήγησης φάσης συνδεδεμένες σε σειρά [9].

#### 4.8.1. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή χωρίς Περιορισμούς

Το λειτουργικό διάγραμμα των δύο βαθμίδων προήγησης – υστέρησης φάσης φαίνεται στο σχήμα 4.12.:



Σχήμα 4.12.: Λειτουργικό διάγραμμα βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης σταθεροποιητή.

Η συνάρτηση μεταφοράς του λειτουργικού διαγράμματος του σχήματος 4.10. είναι:

$$H_{comp}(s) = \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \frac{1 + sT_3}{1 + sT_4} \quad (4.21)$$

Συνήθως θεωρούμε ότι οι σταθερές χρόνου υστέρησης και προήγησης φάσης των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης λαμβάνουν την ίδια τιμή:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_3 \\ T_2 &= T_4 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Η πρώτη συνθήκη για τη σχεδίαση των βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης είναι η επιλογή της τιμής της κεντρικής συχνότητας  $\omega_c$ . Στην κεντρική συχνότητα δίνεται μια τιμή στο διάστημα 2 με 5 Hz, ώστε να προσφέρεται προήγηση φάσης σε όλο το φάσμα συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

Ακολουθώς, αναζητείται η έκφραση της κεντρικής συχνότητας του διαγράμματος Bode φάσης συναρτήσει των σταθερών χρόνων. Στο πεδίο της συχνότητας, αφού ληφθεί υπόψιν η σχέση (4.22), η συνάρτηση μεταφοράς (4.21) γίνεται:

$$H_{comp}(j\omega) = \left( \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T_2} \right)^2 = \left( \frac{1 + ja\omega T}{1 + j\omega T} \right)^2 = \left( \frac{1 + ja\omega}{1 + j\omega} \right)^2 \quad (4.23)$$

όπου για λόγους απλούστευσης, θεωρήθηκε ότι:

$$T_1 = aT \quad a > 1, \quad T_2 = T, \quad \omega = \omega T \quad (4.24)$$

Χωρίζοντας σε πραγματικά και φανταστικά μέρη, η σχέση (4.23) λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$H_{comp}(\omega) = \left( \frac{1 + a\omega^2}{1 + \omega^2} + j \frac{(a-1)\omega}{1 + \omega^2} \right)^2 \quad (4.25)$$

Συνεπώς, το όρισμα της συνάρτησης  $H_{comp}(\omega)$  είναι το εξής:

$$\varphi_{comp} = \arg(H_{comp}(\omega)) = 2 \tan^{-1} \left( \frac{(a-1)\omega}{1 + a\omega^2} \right) \quad (4.26)$$

Η κεντρική συχνότητα  $\omega_c$  αντιστοιχεί στο μέγιστο της γωνίας προήγησης φάσης  $\varphi_{comp}$ . Επομένως, για τη συχνότητα  $\omega_c$  ισχύει:

$$\frac{d\varphi_{comp}}{d\omega} = 0 \quad (4.27)$$

Μετά την εκτέλεση πράξεων, η σχέση (4.27) γίνεται:

$$\frac{d\varphi_{comp}}{d\omega} = \frac{(a-1)(1+aw^2) - 2aw^2(a-1)}{(1+aw^2)^2 + (a-1)^2 w^2} = 0 \quad (4.28)$$

Επειδή  $a > 1$ , ο παρανομαστής της (4.28) είναι διάφορος του μηδενός. Από τη λύση της (4.28) προκύπτει:

$$\omega_{max \varphi} = \frac{1}{\sqrt{a}} \quad (4.29)$$

Μέσω των σχέσεων (4.24) και (4.29) προκύπτει ότι η κεντρική συχνότητα ισούται με:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad (4.30)$$

Η σχέση (4.30) αποτελεί την πρώτη συνθήκη σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης.

Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης προκύπτει από την απαίτηση να αντισταθμίζεται πλήρως η γωνία αναχώρησης της ιδιοτιμής  $\lambda_{em}$  του κλειστού βρόχου στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $\omega_{em}$ . Η απαίτηση αυτή εκφράζεται μέσω της σχέσης (4.19). Το όρισμα της μιγαδικής συνάρτησης  $H_{comp}(j\omega)$  (4.22) δίνεται από την εξής σχέση:

$$\varphi_{comp}(\omega) = \arg \left( \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T_2} \right)^2 \quad (4.31)$$

Με χρήση των ιδιοτήτων της συνάρτησης του ορίσματος  $\arg$ , η σχέση (4.31) γίνεται:

$$\varphi_{comp}(\omega) = 2 \tan^{-1}(\omega T_1) - 2 \tan^{-1}(\omega T_2) \quad (4.32)$$

Για τη συχνότητα  $\omega_{em}$  πρέπει το όρισμα της  $H_{comp}(j\omega)$  να ισούται με την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης, όπως αυτή ορίζεται στην (4.19), άρα:

$$\pi - \varphi_{em} = \varphi_{comp}(\omega_{em}) = 2 \tan^{-1}(\omega_{em} T_1) - 2 \tan^{-1}(\omega_{em} T_2) \quad (4.33)$$

Η σχέση (4.33) αποτελεί τη δεύτερη συνθήκη σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης. Από επίλυση του μη γραμμικού συστήματος των σχέσεων (4.30) και (4.33) προκύπτουν οι τιμές των χρονικών σταθερών  $T_1$  και  $T_2$ . Η επίλυση του συστήματος εξισώσεων γίνεται στο Matlab, μέσω των προγραμμάτων PPSPar.m και PSSDesign.m, τα οποία μπορούν να βρεθούν στο Παράρτημα Β [4,7,26].

#### 4.8.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Χρονικής Σταθεράς

Στην προηγούμενη παράγραφο παρουσιάστηκε μια μεθοδολογία σχεδίασης του σταδίου αντιστάθμισης φάσης του σταθεροποιητή (Σχήμα 4.12). Στη μεθοδολογία αυτή, κατά τη διάρκεια της σχεδίασης, δεν υφίσταται κανένας περιορισμός αναφορικά με τις τιμές που μπορεί να λάβουν οι χρονικές σταθερές των δύο βαθμίδων προήγησης φάσης. Στην πραγματικότητα, οι βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης υπόκεινται σε κατασκευαστικούς περιορισμούς, οι οποίοι περιορίζουν το εύρος των τιμών που μπορούν να λάβουν οι χρονικές σταθερές χρόνου. Στην παρούσα παράγραφο, θεωρείται ότι η σχεδίαση του σταδίου αντιστάθμισης φάσης σύμφωνα με τη μεθοδολογία της 4.8.1. οδηγεί σε τιμές της χρονικής σταθεράς υστέρησης φάσης χαμηλότερες της ελάχιστης επιτρεπόμενης και παρουσιάζεται μια διαδικασία σχεδίασης κατά την οποία ικανοποιείται ο συγκεκριμένος περιορισμός.

Στην περίπτωση αυτή, η πρώτη συνθήκη σχεδίασης είναι ότι η τιμή των δύο σταθερών χρόνου υστέρησης φάσης πρέπει να ισούται με την ελάχιστη επιτρεπόμενη τιμή. Επομένως, ισχύει:

$$T_2 = T_4 = T_{lag, min} \quad (4.34)$$

Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης είναι η πλήρης αντιστάθμιση της υστέρησης φάσης  $\varphi_{em}$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$ . Η απαίτηση αυτή εκφράζεται μέσω της σχέσης (4.19). Λαμβάνοντας υπόψιν τη συνθήκη (4.34), το όρισμα της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{comp}$  ισούται με:

$$\varphi_{comp}(\omega) = \arg \left( \frac{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_3)}{(1 + j\omega T_2)^2} \right) \quad (4.35)$$

Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες της συνάρτησης  $\arg$  καταλήγουμε στην σχέση (4.36):

$$\varphi_{comp}(\omega) = \tan^{-1}(\omega T_1) + \tan^{-1}(\omega T_3) - 2\tan^{-1}(\omega T_2) \quad (4.36)$$

Για τη συχνότητα  $\omega_{em}$  πρέπει το όρισμα της  $H_{comp}(j\omega)$  να ισούται με την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης, όπως αυτή ορίζεται στην (4.19), άρα:

$$\pi - \varphi_{em} = \varphi_{comp}(\omega_{em}) = \tan^{-1}(\omega_{em} T_1) + \tan^{-1}(\omega_{em} T_3) - 2\tan^{-1}(\omega_{em} T_2) \quad (4.37)$$

Η σχέση (4.37) αποτελεί τη δεύτερη συνθήκη σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης.

Η τρίτη συνθήκη σχεδίασης προκύπτει από την επιλογή της κεντρικής συχνότητας  $\omega_c$  των δύο βαθμίδων προήγησης φάσης. Η κεντρική συχνότητα  $\omega_c$  αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή της γωνίας προήγησης φάσης  $\varphi_{comp}$ . Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 4.8.1, η τιμή της κεντρικής συχνότητας επιλέγεται στο διάστημα 2 με 5 Hz. Στη μέγιστη της τιμή της φάσης  $\varphi_{comp}$  η πρώτη παράγωγος της συνάρτησης  $\varphi_{comp}$  μηδενίζεται, επομένως ισχύει:

$$\left[ \frac{d\varphi_{comp}}{d\omega} \right]_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (4.38)$$

Αντικαθιστώντας μέσω της σχέσης (4.36) και εκτελώντας πράξεις, προκύπτει:

$$\frac{T_1}{1+\omega_c^2 T_1^2} + \frac{T_3}{1+\omega_c^2 T_3^2} = \frac{2T_2}{1+\omega_c^2 T_2^2} \quad (4.39)$$

Η σχέση (4.39) αποτελεί την τρίτη συνθήκη σχεδίασης των βαθμίδων προήγησης φάσης. Η επίλυση του συστήματος μη γραμμικών εξισώσεων (4.37) και (4.39) για την τιμή του  $T_2$  που καθορίζεται από τη σχέση (4.34) οδηγεί στην εύρεση των τιμών των χρονικών σταθερών προήγησης φάσης  $T_1$  και  $T_3$ . Η επίλυση του συστήματος γίνεται στο Matlab, μέσω των προγραμμάτων PSSPar1.m και PSSDesign1.m, τα οποία μπορούν να βρεθούν στο Παράρτημα Β.

Στο πρόγραμμα PSSDesign1.m, η επίλυση των εξισώσεων γίνεται μέσω επαναληπτικής διαδικασίας, η οποία ξεκινάει από ένα αρχικό σημείο. Επειδή, εκτός του σημείου μεγίστου, η συνάρτηση της φάσης  $\varphi_{comp}$  μηδενίζεται και στο διάστημα εκτός του  $[\min(0.1/T_1, 0.1/T_3), 10/T_2]$ , όπως φαίνεται και μέσω του σχήματος 4.10, το αρχικό σημείο  $(1/T_{1,0}, 1/T_{3,0})$  πρέπει να επιλεγεί ώστε να βρίσκεται κοντά στη λύση του συστήματος. Το διάστημα επιλογής της κεντρικής συχνότητας  $\omega_c$  είναι 2 με 5 Hz, δηλαδή 12.6 με 31.4 rad/sec, ενώ τυπικές τιμές των σταθερών προήγησης φάσης  $T_1, T_3$  είναι μεγαλύτερες του 0.1, συνεπώς μπορεί να θεωρηθεί  $1 \ll \omega_c^2 T_1^2$  και  $1 \ll \omega_c^2 T_3^2$ . Συνεπώς, για το αρχικό σημείο  $(1/T_{1,0}, 1/T_{3,0})$ , μέσω της σχέσης (4.39) ισχύει:

$$\frac{1}{T_{1,0}} + \frac{1}{T_{3,0}} = \frac{2T_2 \omega_c^2}{1+\omega_c^2 T_2^2} \quad (4.40)$$

Επιλέγουμε ότι  $T_{1,0} = T_{3,0}$ , οπότε προκύπτει:

$$T_{1,0} = T_{3,0} = \frac{1+T_2^2 \omega_c^2}{T_2 \omega_c^2} \quad (4.41)$$

Με αυτές τις αρχικές συνθήκες, επιλύεται στη συνέχεια το σύστημα εξισώσεων (4.37) και (4.39).

Σε ορισμένες περιπτώσεις παρουσιάζεται αδυναμία επίλυσης του συστήματος εξισώσεων (4.37) και (4.39). Σε μια τέτοια περίπτωση, ακολουθείται ένα διαφορετικός τρόπος επιλογής των χρονικών σταθερών  $T_1$  και  $T_3$ . Ανάμεσα στις δύο συνθήκες σχεδίασης, πιο σημαντική θεωρείται η συνθήκη (4.37), μέσω της οποίας εξασφαλίζεται ότι οι δύο βαθμίδες αντιστάθμισης θα αντισταθμίζουν πλήρως τη γωνία αναχώρησης του πόλου  $\lambda_{em}$  στο μιγαδικό επίπεδο. Συνεπώς, η συνθήκη σχεδίασης (4.37) πρέπει να ικανοποιείται, ενώ η συνθήκη για την επιλογή της κεντρικής συχνότητας των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης μπορεί να χαλαρώσει.

Χαράσσεται σε σύστημα αξόνων  $T_1, T_3$  η καμπύλη που ικανοποιεί τη συνθήκη σχεδίασης (4.37) με τη βοήθεια των προγραμμάτων dPSS.m και designPSSA.m. Οποιοδήποτε ζεύγος τιμών  $T_1$  και  $T_3$  της καμπύλης είναι υποψήφιο για την τελική επιλογή των παραμέτρων.

Για να μην ξεφεύγει σημαντικά η κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης από το διάστημα 2 έως 5 Hz μπορεί να επιλεγεί η χρονική σταθερά  $T_1$ , ώστε η κεντρική συχνότητα  $f_{cl}$  της μιας βαθμίδας αντιστάθμισης να βρίσκεται στο διάστημα 2 έως 5 Hz. Αν επιλυθεί η σχέση (4.30) ως προς  $T_1$ , προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_{cl}^2 T_2} \quad (4.42)$$

Για την τιμή της χρονικής σταθεράς  $T_1$  που προκύπτει μέσω της (4.42) επιλέγεται η τιμή της χρονικής σταθεράς  $T_3$  μέσω της καμπύλης της συνθήκης σχεδίασης (4.37) στο επίπεδο  $T_1, T_3$ .

#### 4.9. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων (Βαθμίδα Υστέρησης Φάσης Κύριου Κλάδου Σταθεροποίησης PSS2B)

Ο κύριος κλάδος σταθεροποίησης του σταθεροποιητή PSS2B αποτελείται από 3 βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης, ένα κέρδος και ένα περιοριστή. Οι δύο πρώτες βαθμίδες προήγησης υστέρησης φάσης λειτουργούν ως αντισταθμιστές φάσης και η σχεδίαση τους μπορεί να γίνει με μια εκ των διαδικασιών που περιγράφηκαν στην ενότητα 4.8. Η τρίτη βαθμίδα λειτουργεί ως βαθυπερατό φίλτρο και κύριος ρόλος της είναι η μείωση του κέρδους υψηλών συχνοτήτων του σταθεροποιητή. Η συνάρτηση μεταφοράς του κύριου κλάδου σταθεροποίησης δίνεται μέσω της σχέσης (4.43). Η διαδικασία σχεδίασης της βαθμίδας υστέρησης φάσης παρουσιάζεται στην παρούσα ενότητα.

$$F_{main}(s) = K_{sl} \frac{(1+T_1s)(1+T_3s)(1+T_{10}s)}{(1+T_2s)(1+T_4s)(1+T_{11}s)} = K_{sl} H_{main}(s) \quad (4.43)$$

Μέσω της σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης με μια εκ των δύο διαδικασιών των παραγράφων 4.8.1. και 4.8.2, η τιμή των χρονικών σταθερών υστέρησης φάσης των είναι ίδια, επομένως  $T_2 = T_4$ . Συνεπώς, όπως προκύπτει από το σχήμα 4.10, το κέρδος των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης παραμένει σταθερό για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_2$  (rad/sec) και ονομάζεται κέρδος υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF}$ . Το κέρδος που εισάγουν τα στάδια φίλτρων του σταθεροποιητή είναι μηδέν για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_2$ . Επομένως, για το συνολικό κέρδος που εισάγουν τα στάδια φίλτρων και οι δύο βαθμίδες αντιστάθμισης φάσης ισούται με την τιμή κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF}$  για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_2$ . Εφόσον το κέρδος  $K_{HF}$  παραμένει σταθερό για συχνότητες μεγαλύτερες του  $1/T_2$ , ως αποτέλεσμα θα ισούται με το μεταβατικό κέρδος ( $t \rightarrow 0 \Rightarrow s \rightarrow \infty$ ) της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{comp}(s)$  της σχέσης (4.21), συνεπώς ισχύει:

$$K_{HF} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1+sT_1}{1+sT_2} \frac{1+sT_3}{1+sT_4} = \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} \quad (4.44)$$

Είναι επιθυμητό το συνολικό κέρδος του σταθεροποιητή να περιορίζεται από μια μέγιστη τιμή  $K_{max}$  σε όλες τις συχνότητες λειτουργίας του σταθεροποιητή. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι η δράση των φίλτρων του σταθεροποιητή δεν αυξάνει το κέρδος του σταθεροποιητή στο φάσμα συχνοτήτων λειτουργίας του σταθεροποιητή, ο περιορισμός αυτός μπορεί να εκφραστεί μέσω της σχέσης (4.45):

$$|F_{main}(j\omega)| = K_{sl, max} |H_{main}(j\omega)| \leq K_{max} \quad (4.45)$$

Επιλέγονται οι ακόλουθες τιμές για τη μέγιστη τιμή κέρδους  $K_{max}$  για στατό και στρεφόμενο σύστημα διέγερσης:

- Στρεφόμενο σύστημα διέγερσης:  $K_{max} = 960$ .
- Στατό σύστημα διέγερσης:  $K_{max} = 120$ .

Ως μέγιστη τιμή του κέρδους  $K_{sl}$  επιλέγεται:

- $K_{sl, max} = 12$ .

Οι λόγοι περιορισμού της τιμής του κέρδους  $K_{sl}$  αναφέρονται στην ενότητα 4.10.

Το μέγιστο κέρδος του σταθεροποιητή εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες, στις οποίες το κέρδος των φίλτρων είναι μηδενικό, ισούται με το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς  $F_{main}(s)$  της σχέσης (4.43). Επομένως, η μέγιστη τιμή κέρδους  $K_{max}$  του σταθεροποιητή μπορεί να εκφραστεί μέσω της σχέσης (4.46):

$$K_{max} = K_{sl, max} K_{HF, des} \quad (4.46)$$

όπου  $K_{HF, des}$  το επιθυμητό κέρδος υψηλών συχνοτήτων της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{main}(s)$ .

Επιλύοντας τη σχέση (4.46) ως προς  $K_{HF, des}$ , προκύπτει:

$$K_{HF, des} = \frac{K_{max}}{K_{sl, max}} \quad (4.47)$$

Μέσω των τιμών που επιλέχθηκαν για τα κέρδη  $K_{sl, max}$  και  $K_{max}$  προκύπτουν οι ακόλουθες τιμές για το κέρδος  $K_{HF, des}$  για στρεφόμενο και στατό σύστημα διέγερσης:

- Στρεφόμενο σύστημα διέγερσης:  $K_{HF, des} = 80$ .
- Στατό σύστημα διέγερσης:  $K_{HF, des} = 10$ .

Μέσω των σχέσεων (4.45) και (4.46), προκύπτει ο ακόλουθος περιορισμός για το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{main}(s)$ :

$$|H_{main}(j\omega)| = \left| \frac{(1+T_1 j\omega)(1+T_3 j\omega)(1+T_{10} j\omega)}{(1+T_2 j\omega)(1+T_4 j\omega)(1+T_{11} j\omega)} \right| \leq K_{HF, des} \quad (4.48)$$

Για την περιοχή των υψηλών συχνοτήτων ( $t \rightarrow 0, s \rightarrow \infty$ ), η σχέση (4.48) γίνεται:

$$\frac{T_{10}}{T_{11}} \leq K_{HF, des} \frac{T_2 T_4}{T_1 T_3} = \frac{K_{HF, des}}{K_{HF}} \quad (4.49)$$

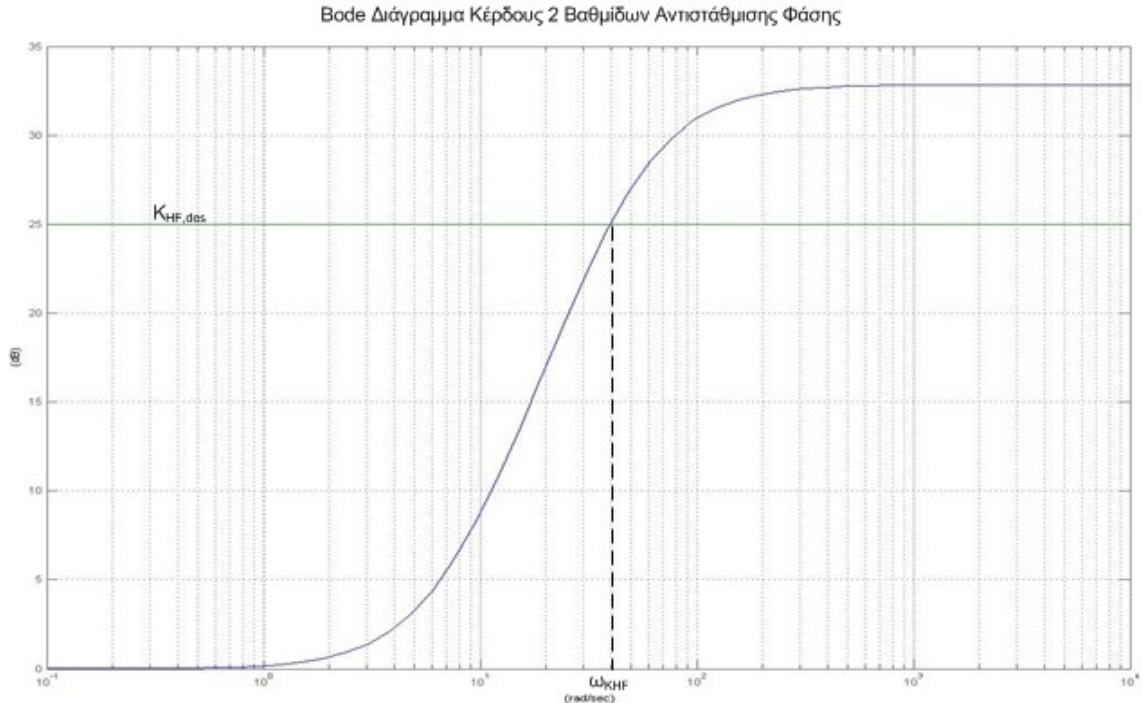
Η σχέση (4.49) αποτελεί την πρώτη συνθήκη σχεδίασης του βαθυπερατού φίλτρου. Η πρώτη συνθήκη σχεδίασης εξασφαλίζει ότι το κέρδος υψηλών συχνοτήτων του σταθεροποιητή δεν θα ξεπερνάει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή  $K_{max}$ . Με την τήρηση της σχέσης (4.49) δεν ικανοποιείται κατ' ανάγκη ο περιορισμός της (4.48), για την τήρηση του οποίου πρέπει να οριστεί η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης.

Ονομάζουμε  $\omega_{KHF}$  τη συχνότητα για την οποία ισχύει:

$$|H_{comp}(j\omega_{KHF})| = K_{HF, des} \quad (4.50)$$



Ο γραφικός προσδιορισμός της συχνότητας  $\omega_{KHF}$  περιγράφεται ακολούθως. Σε σύστημα κοινών αξόνων, χαράσσεται το διάγραμμα Bode κέρδους της συνάρτησης μεταφοράς των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης  $H_{comp}(s)$  (σχέση 4. και μια ευθεία σταθερού λογαριθμικού κέρδους  $20\log(K_{HF,des})$ . Το σημείο τομής των δύο καμπυλών υποδεικνύει τη συχνότητα  $\omega_{KHF}$  (Σχήμα 4.13):



Σχήμα 4.13.: Προσδιορισμός συχνότητας μέσω διαγράμματος Bode κέρδους της.

Για συχνότητες μεγαλύτερες  $\omega_{KHF}$ , η βαθμίδα υστέρησης φάσης να εισάγει αρνητικό κέρδος με μέτρο μεγαλύτερο ή ίσο της διαφοράς  $K_{HF} - K_{HF,des}$ , ώστε να ικανοποιείται ο περιορισμός της σχέσης (4.48). Μέσω του σχήματος 4.10, φαίνεται ότι η βαθμίδα υστέρησης φάσης δίνει σταθερό αρνητικό κέρδος για συχνότητες μεγαλύτερες της  $1/T_{10}$  (rad/sec). Ακόμη, είναι εμφανές ότι η συνάρτηση μεταφοράς  $H_{comp}(s)$  δίνει αυξανόμενο κέρδος από τη συχνότητα  $\min(1/T_1, 1/T_3)$  και το κέρδος της γίνεται σταθερό και ίσο με  $K_{HF}$  για συχνότητες μεγαλύτερες της  $1/T_2$ . Επιλέγοντας η συχνότητα  $1/T_{10}$  να είναι μικρότερη από τη συχνότητα  $\omega_{KHF}$ , η βαθμίδα υστέρησης φάσης δίνει σταθερό μέγιστο αρνητικό κέρδος  $K_{HF,lag}$  για συχνότητες μεγαλύτερες της  $\omega_{KHF}$ . Το κέρδος  $K_{HF,lag}$  έχει οριστεί κατάλληλα μέσω της πρώτης συνθήκης σχεδίασης (4.49), ώστε να ισούται με  $K_{HF} - K_{HF,des}$ . Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης του βαθυπερατού φίλτρου δίνεται μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\frac{1}{T_{10}} < \omega_{KHF} \quad (4.51)$$

Μέσω της ικανοποίησης των δύο πρώτων συνθηκών σχεδίασης (4.49) και (4.51), ικανοποιείται ο περιορισμός για το κέρδος της  $F_{main}(s)$  της (4.45).

Το βαθυπερατό φίλτρο, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.10, εισάγει μια μεταπορεία φάσης  $\phi_{lag}(\omega)$  στην περιοχή των συχνοτήτων  $[1/(10T_{11}), 10/T_{10}]$ . Ένα τμήμα του διαστήματος

συχνοτήτων  $[1/(10T_{11}), 10/T_{10}]$  συμπίπτει με το διάστημα συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων ή με ένα τμήμα του, συνεπώς αποκόπτεται φάση  $\varphi_{lag}(\omega)$  από την προπορεία φάσης  $\varphi_{comp}(\omega)$  που εισάγουν οι δύο βαθμίδες αντιστάθμισης φάσης της  $H_{comp}(s)$ , δηλαδή μειώνεται η φάση αντιστάθμισης του σταθεροποιητή. Η μείωση της φάσης αντιστάθμισης είναι επιθυμητή σε ένα βαθμό, καθώς η υποαντιστάθμιση της γωνίας αναχώρησης του πόλου  $\lambda_{em}$  ενισχύει και τη ροπή συγχρονισμού παράλληλα με τη ροπή απόσβεσης, όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 3.4.1. Η υποαντιστάθμιση της γωνίας αναχώρησης του πόλου  $\lambda_{em}$  περιορίζεται με σκοπό η γωνία αντιστάθμισης του σταθεροποιητή στη συχνότητα  $\omega_{em}$  να μη διαφέρει σημαντικά από τη γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{comp}(\omega_{em})$ , η οποία προκύπτει μέσω της διαδικασίας σχεδίασης των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης της παραγράφου 4.8.1. ή 4.8.2. Ο περιορισμός που τίθεται είναι ότι η υστέρηση φάσης που εισάγει το βαθυπερατό φίλτρο στην συχνότητα  $\omega_{em}$  πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση των  $10^\circ$ , δηλαδή των  $\pi/18$  rad. Συνεπώς, πρέπει να ισχύει η σχέση:

$$\arg\left(\frac{1+j\omega_{em}T_{10}}{1+j\omega_{em}T_{11}}\right) \geq -\frac{\pi}{18} \quad (4.52)$$

Χρησιμοποιώντας ιδιότητες της συνάρτησης  $\arg$ , η σχέση (4.52) γίνεται:

$$\tan^{-1}(\omega_{em}T_{10}) - \tan^{-1}(\omega_{em}T_{11}) \leq \frac{\pi}{18} \quad (4.53)$$

Η σχέση (4.53) αποτελεί την τρίτη συνθήκη σχεδίασης του βαθυπερατού φίλτρου.

Η επιλογή των παραμέτρων του βαθυπερατού φίλτρου γίνεται μέσω της επίλυσης του συστήματος των ανισοτήτων (4.49), (4.51) και (4.53). Η επίλυση γίνεται γραφικά. Σε σύστημα αξόνων με τετμημένη  $T_{10}$  και τεταγμένη  $T_{11}$  σχεδιάζονται στο Matlab οι εξισώσεις:

$$\frac{T_{10}}{T_{11}} = \frac{K_{HF,des}}{K_{HF}}$$

$$\frac{1}{T_{10}} = \omega_{KHF} \quad (4.54)$$

$$\tan^{-1}(\omega_{em}T_{10}) - \tan^{-1}(\omega_{em}T_{11}) = \frac{\pi}{18}$$

Ακολούθως βρίσκεται η περιοχή συναλήθευσης των σχέσεων (4.49), (4.51) και (4.53) και επιλέγεται το σημείο  $(T_{10}, T_{11})$  που δίνει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$  και τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή υστέρησης φάσης  $|\varphi_{lag}(\omega_{em})|$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$ .

Το πρόγραμμα dLag.m και η συνάρτηση designLag.m που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση των εξισώσεων (4.54) παρουσιάζονται στο Παράρτημα Β.

#### 4.10. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή

Η επιλογή του κέρδους του σταθεροποιητή αποτελεί το τελευταίο στάδιο της σχεδίασης του σταθεροποιητή. Η ενεργοποίηση του σταθεροποιητή προκαλεί μετατόπιση της ιδιοτιμής που αντιστοιχεί στον ηλεκτρομηχανικό ρυθμό προς τα αριστερά στο μιγαδικό επίπεδο, για μικρά κέρδη του σταθεροποιητή σύμφωνα με τη σχεδίαση. Η αύξηση του κέρδους όμως μπορεί να οδηγήσει σε ορισμένα ανεπιθύμητα φαινόμενα που αναφέρονται ακολούθως:

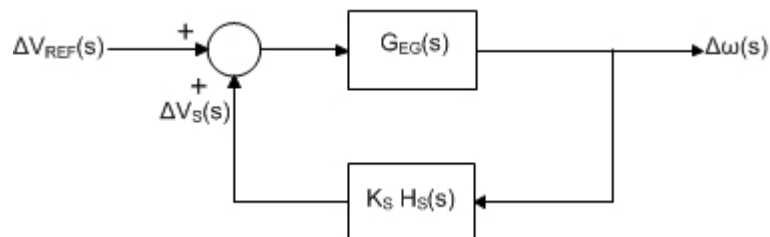
- Υπάρχει η πιθανότητα αλληλεπίδρασης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού και του ρυθμού διέγερσης, η οποία οδηγεί σε μείωση της απόσβεσης του ρυθμού διέγερσης. Παρόμοια φαινόμενα αλληλεπίδρασης ρυθμών μπορεί να εκδηλωθούν και σε σύστημα πολλών μηχανών, όπου η αύξηση του κέρδους ενός σταθεροποιητή μπορεί να οδηγήσει στη διέγερση και μείωση της απόσβεσης κάποιου άλλου ρυθμού του συστήματος. Συνήθως, η αλληλεπίδραση ρυθμών εκδηλώνεται με τη μεγάλη απόκλιση της συχνότητας ενός ρυθμού, σε σχέση με την τιμή που είχε πριν την ενεργοποίηση του σταθεροποιητή [4].
- Ενίσχυση ανεπιθύμητων σημάτων, τα οποία μπορεί να εμφανιστούν μέσω του συστήματος διέγερσης στην τάση ακροδεκτών  $V_i$ , [20,21].

Βασικός στόχος της επιλογής του κέρδους είναι η ενίσχυση της απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού και αποφυγή εμφάνισης των ανεπιθύμητων φαινομένων που αναφέρθηκαν παραπάνω. Τα αριθμητικά κριτήρια που χρησιμοποιούνται για την επιλογή του κέρδους είναι η θέσπιση μιας μέγιστης τιμής κέρδους  $K_{S,max}$ , η θέσπιση ενός ορίου απόκλισης της συχνότητας του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\pm \Delta\omega_{em,max}$  σε σχέση με την τιμή που έχει χωρίς σταθεροποιητή  $\omega_{em,KPSS=0}$  και η θέσπιση ορίου επιθυμητού λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em,des}$  της ιδιοτιμής που αντιστοιχεί στον ηλεκτρομηχανικό ρυθμό.

Η διαδικασία της επιλογής του κέρδους γίνεται μέσω της χάραξης του γεωμετρικού τόπου ριζών του γραμμικοποιημένου συστήματος, καθώς αυξάνεται το κέρδος του σταθεροποιητή με σταθερό βήμα, και επιλογής μιας τιμής κέρδους που ικανοποιεί το αριθμητικό κριτήριο.

Για τις μελέτες της εργασίας χρησιμοποιούνται τα δύο μοντέλα σταθεροποιητών που παρουσιάστηκαν στην ενότητα 3.4. Στο σχήμα 2.1. απεικονίζεται η γενική περίπτωση ενός συστήματος με ανατροφοδότηση. Από το λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 2.1. εξάγεται χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος, η οποία χρησιμοποιείται για την χάραξη του γεωμετρικού τόπου ριζών. Για το σύστημα γεννήτριας – συστήματος διέγερσης, το λειτουργικό διάγραμμα της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου ορίζεται ανάλογα με το σταθεροποιητή που χρησιμοποιείται ανά περίπτωση.

Για την περίπτωση χρήσης του σταθεροποιητή PSS1A με είσοδο  $\Delta\omega$ , το λειτουργικό διάγραμμα του γραμμικοποιημένου συστήματος γεννήτριας – συστήματος διέγερσης φαίνεται στο Σχήμα 4.14.:



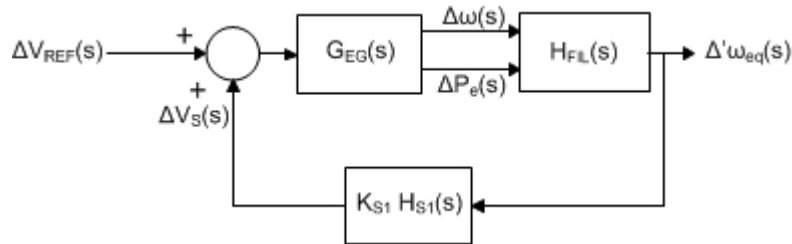
Σχήμα 4.14.: Λειτουργικό διάγραμμα συστήματος με σταθεροποιητή εισόδου  $\Delta\omega$ .

Η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς της γεννήτριας και του συστήματος διέγερσης, όπως ορίστηκε στο σχήμα 4.9. Η συνάρτηση μεταφοράς του κλάδου θετικής ανατροφοδότησης  $K_S H_S(s)$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του σταθεροποιητή PSS1A. Η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος είναι η εξής:

$$1 - K_S H_S(s) G(s) = 0 \quad (4.55)$$

Οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης (4.55) δίνουν τους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου για μια συγκεκριμένη τιμή του κέρδους  $K_S$ . Μέσω της σχέσης (4.55) μπορεί να χαραχθεί ο γεωμετρικός τόπος ριζών, καθώς το κέρδος  $K_S$  αυξάνεται με σταθερό βήμα 1 και αρχική τιμή 0. Η γραμμικοποίηση του συστήματος και η χάραξη του γεωμετρικού τόπου ριζών γίνεται με το πρόγραμμα `root_locus_kPSS.m` στο Matlab (Παράρτημα Β). Παράλληλα, τα σημεία του γεωμετρικού τόπου ριζών για καθεμία τιμή του κέρδους  $K_S$  αποθηκεύονται στο χώρο εργασίας του Matlab για περαιτέρω επεξεργασία.

Για την περίπτωση χρήσης του σταθεροποιητή PSS2B, το λειτουργικό διάγραμμα του γραμμικοποιημένου συστήματος γεννήτριας – συστήματος διέγερσης φαίνεται στο Σχήμα 4.15.:



Σχήμα 4.15.: Λειτουργικό διάγραμμα συστήματος με σταθεροποιητή PSS2B.

Η συνάρτηση μεταφοράς  $\mathbf{G}_{EG}(s)$  είναι ο πίνακας  $1 \times 2$  συναρτήσεων μεταφοράς με μια είσοδο και δύο εξόδους της γεννήτριας και του συστήματος διέγερσης. Η συνάρτηση μεταφοράς  $\mathbf{H}_{FIL}(s)$  είναι ο πίνακας συναρτήσεων  $2 \times 1$  μεταφοράς με δύο εισόδους και μια έξοδο του σταδίου φίλτρων του σταθεροποιητή PSS2B, η οποία ορίζεται στο λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 3.18. Η συνάρτηση μεταφοράς ευθέως κλάδου του λειτουργικού διαγράμματος του σχήματος 4.15. συμβολίζεται με  $G_{EG,FIL}(s)$  και ισούται με:

$$G_{EG,FIL} = \mathbf{G}_{EG}(s) \mathbf{H}_{FIL}(s) = [G_{EG,1} \quad G_{EG,2}] \begin{bmatrix} H_{FIL,1} \\ H_{FIL,2} \end{bmatrix} = G_{EG,1} H_{FIL,1} + G_{EG,2} H_{FIL,2} \quad (4.56)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του κλάδου θετικής ανατροφοδότησης  $K_{S1} H_{main}(s)$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του κύριου κλάδου σταθεροποίησης του σταθεροποιητή PSS2B (3 βαθμίδες προήγησης – υστέρησης φάσης και κέρδος), η οποία ορίστηκε μέσω της σχέσης (4.41). Η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος είναι η εξής:

$$1 - K_{S1} H_{main}(s) G_{EG,FIL}(s) = 0 \quad (4.57)$$

Οι λύσεις της χαρακτηριστικής εξίσωσης (4.57) δίνουν τους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου για μια συγκεκριμένη τιμή του κέρδους  $K_{S1}$ . Μέσω της σχέσης (4.57) μπορεί να χαραχθεί ο γεωμετρικός τόπος ριζών, καθώς αυξάνεται το κέρδος  $K_{S1}$  αυξάνεται με σταθερό βήμα 1 και αρχική τιμή 0. Η γραμμικοποίηση του συστήματος και η χάραξη του γεωμετρικού τόπου ριζών γίνεται με το πρόγραμμα `root_locus_Ks1_Dual.m` στο Matlab (Παράρτημα Β). Παράλληλα, τα σημεία του γεωμετρικού τόπου ριζών για κάθε τιμή του κέρδους αποθηκεύονται στο χώρο εργασίας του Matlab για περαιτέρω επεξεργασία.

Μετά την χάραξη του γεωμετρικού τόπου ριζών του συστήματος είναι δυνατή η εφαρμογή κατάλληλου αλγορίθμου για την επιλογή του κέρδους του σταθεροποιητή. Ο αλγόριθμος είναι εφαρμόσιμος ανεξάρτητα από τον σταθεροποιητή που χρησιμοποιείται (PSS1A ή PSS2B). Στην ανάλυση που ακολουθεί υιοθετείται ο συμβολισμός  $K_S$  για το κέρδος του σταθεροποιητή.

Η απόκλιση της συχνότητας  $\omega_{em}$  του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού για  $K_S = i$  ορίζεται ως εξής:

$$\Delta\omega_{em, K_S=i} = \frac{|\omega_{em, K_S=i} - \omega_{em, K_S=0}|}{\omega_{em, K_S=0}} \quad (4.58)$$

όπου:

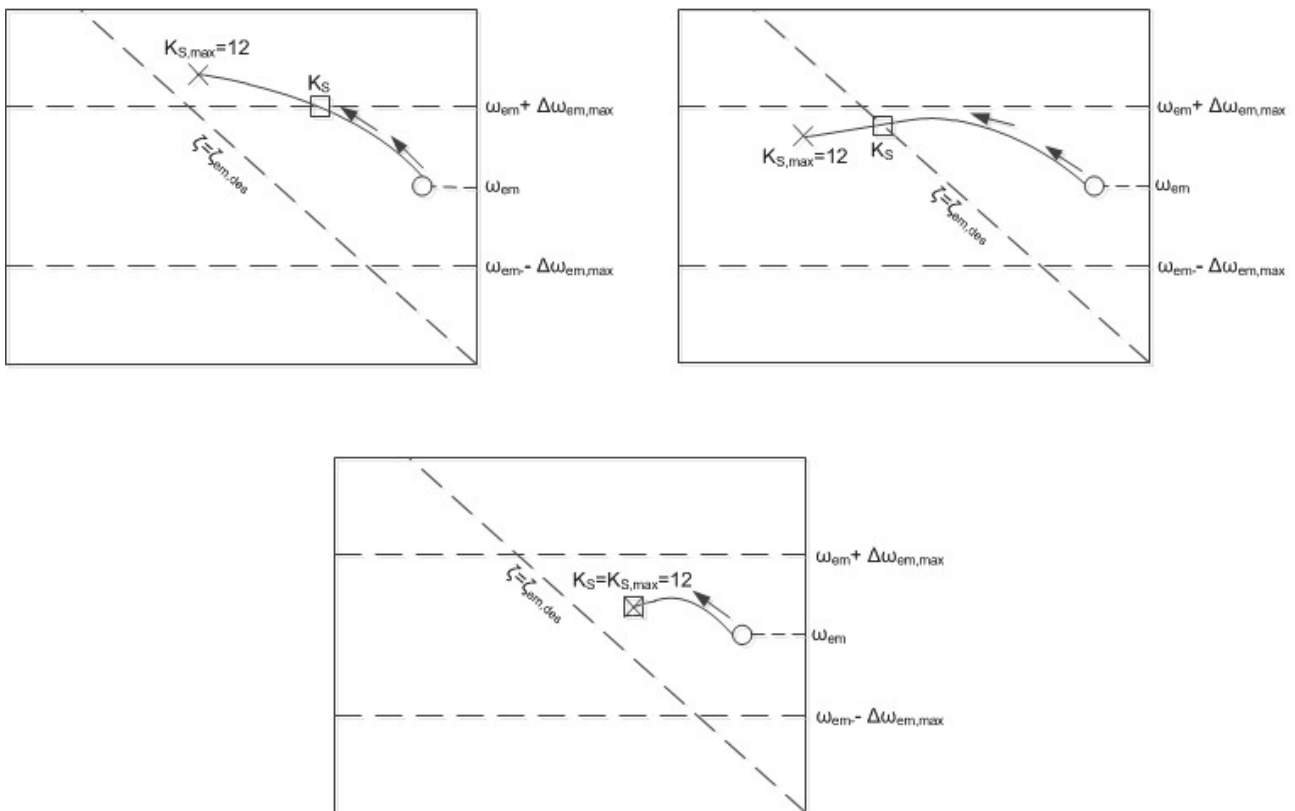
$\omega_{em, K_S=i}$  : η συχνότητα του ρυθμού για  $K_S=i$  .

$\omega_{em, K_S=0}$  : η συχνότητα του ρυθμού για  $K_S=0$  .

Ορίζονται τρία βασικά κριτήρια για την επιλογή του κέρδους  $K_S$  με σειρά προτεραιότητας ισχύος κατά τον αλγόριθμο επιλογής:

- 1) Η απόκλιση της συχνότητας  $\omega_{em}$  του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού για την επιλεγμένη τιμή κέρδους  $K_S$  πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση με την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή  $\Delta\omega_{em, max}=0.1$  .
- 2) Η τιμή του λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em}$  του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή ίση με τον ελάχιστο επιθυμητό λόγο απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\zeta_{em, des}$  . Η τιμή του ελάχιστου επιθυμητού λόγου απόσβεσης επιλέγεται στο διάστημα ανάμεσα στο 0.05 και το 0.25 [8].
- 3) Η τιμή του κέρδους  $K_S$  πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή  $K_{S, max}=12$  .

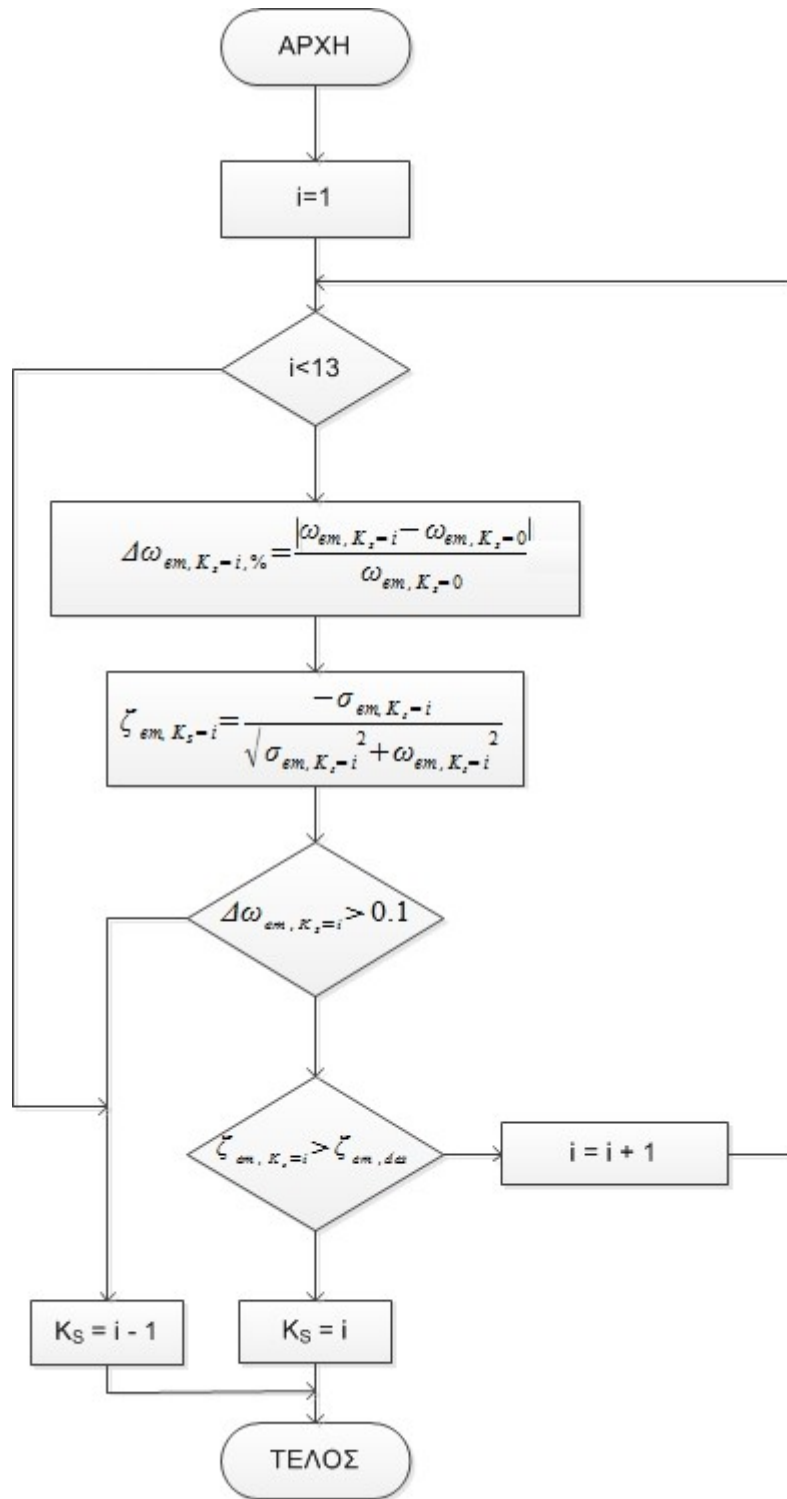
Στο σχήμα 4.16. παρουσιάζονται 3 διαφορετικές περιπτώσεις ικανοποίησης των κριτηρίων επιλογής του κέρδους  $K_S$  .



Σχήμα 4.16.: Επιλογή του κέρδους  $K_S$  του σταθεροποιητή μέσω του γεωμετρικού τόπου ριζών.

Ο αλγόριθμος επιλογής του κέρδους  $K_S$  παρουσιάζεται μέσω του διαγράμματος ροής του

σχήματος 4.17.:



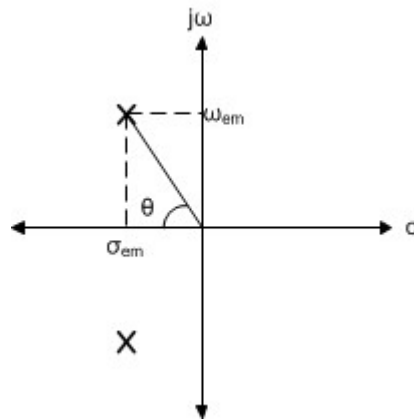
Σχήμα 4.17.: Αλγόριθμος επιλογής του κέρδους σταθεροποιητή  $K_S$ .

Ο αλγόριθμος υλοποιείται στο Matlab μέσω του προγράμματος find\_Ks.m (Παράρτημα Β).

Η επιλογή του κέρδους  $K_S$  επαληθεύεται μέσω σχεδίασης του γεωμετρικού τόπου ριζών σε κοινούς άξονες με τις ευθείες που ορίζουν οι οριακές επιτρεπόμενες τιμές  $\Delta\omega_{em, max}=0.1$  και  $\zeta=\zeta_{em, des}$  των κριτηρίων 1 και 2.

Η εύρεση της εξίσωσης του γεωμετρικού τόπου των σημείων του μιγαδικού επιπέδου που

χαρακτηρίζονται από σταθερό λόγο απόσβεσης  $\zeta_{em,des}$ . Όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.18., ο γεωμετρικός τόπος των σημείων του μιγαδικού επιπέδου  $(x,y)$ ,  $x < 0$  και  $y > 0$ , για τα οποία ισχύει  $\zeta_{(x,y)} = \zeta_{em,des}$  είναι μια ευθεία που διέρχεται από την αρχή των αξόνων και σχηματίζει γωνία  $\theta$  με τον αρνητικό ημιάξονα των πραγματικών, τέτοια ώστε να ισχύει  $\zeta_{em,des} = \cos\theta$  (2.41).



Σχήμα 4.18.: Πόλοι ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης  $\lambda_{em} = \sigma_{em} + j\omega_{em}$ .

Για ένα σημείο  $(x,y)$  της ευθείας ισχύει:

$$\frac{-x}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \zeta_{em,des} \quad (4.59)$$

Η ευθεία διέρχεται από την αρχή των αξόνων, συνεπώς ισχύει:

$$y = ax \quad (4.60)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.59) και (4.60) προκύπτει:

$$a = \pm \frac{\sqrt{1 - \zeta_{em,des}^2}}{\zeta_{em,des}} \quad (4.61)$$

Η θετική λύση απορρίπτεται, καθώς η ευθεία ανήκει στο τέταρτο του μιγαδικού ημιεπιπέδου για το οποίο ισχύει  $x < 0$  και  $y > 0$ . Τελικά, η εξίσωση της ευθείας των σημείων  $\zeta_{(x,y)} = \zeta_{em,des}$  είναι η εξής:

$$y = -\frac{\sqrt{1 - \zeta_{em,des}^2}}{\zeta_{em,des}} x \quad (4.60)$$

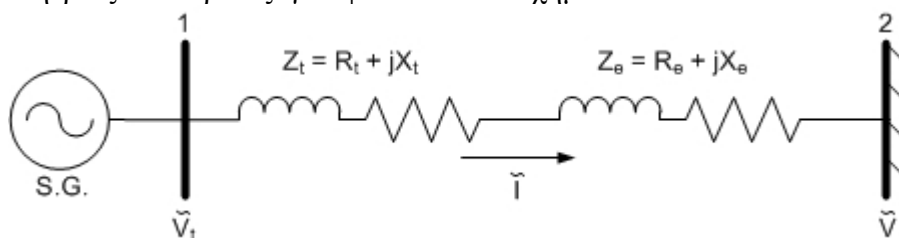
## Κεφάλαιο 5

### Εφαρμογή στις Μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς

#### 5.1. Εισαγωγή – Δεδομένα Συστήματος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η εφαρμογή της μεθοδολογίας του κεφαλαίου 4 στην εκτίμηση παραμέτρων και τη ρύθμιση των σταθεροποιητών ΣΗΕ στις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Οι γεννήτριες των μονάδων 1 – 2 χρησιμοποιούν στρεφόμενο σύστημα σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 (Παράγραφοι 3.3.3. και 3.3.4). Μελετάται η δυναμική συμπεριφορά μιας εκ των δύο όμοιων γεννητριών του ΑΗΣ, με χρήση του μοντέλου συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού της παραγράφου 3.5.1. Τα δεδομένα για τα δυναμικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας και του συστήματος διέγερσης λαμβάνονται μέσω της τεχνικής αναφοράς [20]. Στην τεχνική αναφορά [20] παρουσιάζεται η διαδικασία ρύθμισης του σταθεροποιητή και οι απαιτούμενες δοκιμές, όπως πραγματοποιήθηκαν το 2009 από την ABB Switzerland Ltd στις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Πρώτος στόχος του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι η εκτίμηση παραμέτρων του συστήματος διέγερσης με σκοπό τη βελτίωση της αναπαράστασης του συστήματος από το μοντέλο, ώστε η τελική αναπαράσταση του συστήματος να βρίσκεται ικανοποιητικά κοντά στην πραγματικότητα. Δεύτερος στόχος του κεφαλαίου είναι η σχεδίαση του σταθεροποιητή για την ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Στο τέλος του κεφαλαίου συγκρίνεται η σχεδίαση του σταθεροποιητή με τη σχεδίαση που προτείνεται στην αναφορά [20].

Το σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού φαίνεται στο σχήμα 5.1.:



Σχήμα 5.1.: Σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού.

Με  $Z_t$  συμβολίζεται η σύνθετη αντίσταση του μετασχηματιστή ανύψωσης του ΑΗΣ και με  $Z_e$  η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin του δικτύου (Παράγραφος 3.1.4).

Υιοθετείται ενιαία βάση ισχύος για το σύστημα  $S_B=353 \text{ MVA}$ , η οποία είναι ίση με την ονομαστική φαινόμενη ισχύ της γεννήτριας. Τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή ανύψωσης και του δικτύου δίνονται στον πίνακα 5.1, ενώ τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας δίνονται στον πίνακα 5.2.

Πίνακας 5.1.: Χαρακτηριστικά ΜΣ ανύψωσης και δικτύου για τον ΑΗΣ Καρδιάς (Μονάδες 1 - 2).

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή (αμ)
Αντίσταση ΜΣ Ανύψωσης	$R_t$	0.010
Αντίδραση ΜΣ Ανύψωσης	$X_t$	0.151
Ισοδύναμη Αντίσταση Δικτύου	$R_e$	0.015

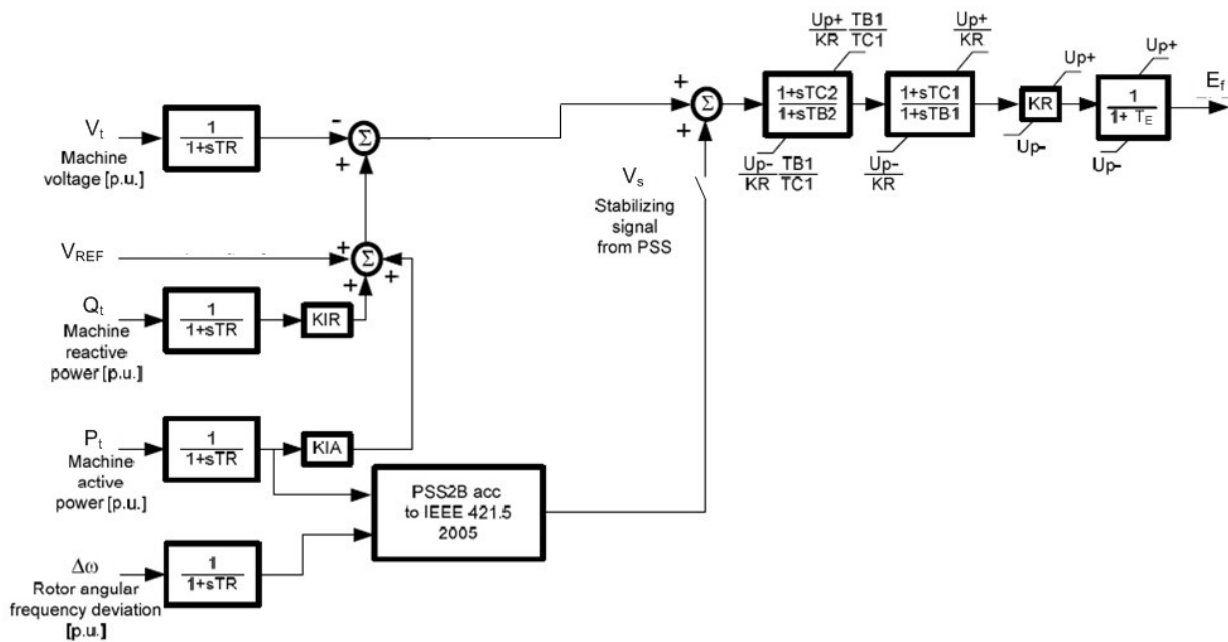


Ισοδύναμη Αντίδραση Δικτύου	$X_e$	0.001
-----------------------------	-------	-------

Πίνακας 5.2.: Χαρακτηριστικά γεννητριών μονάδων 1 – 2 ΑΗΣ Καρδιάς.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Ονομαστική Φαινόμενη ισχύς	$S_n$	353	MVA
Ονομαστική Τάση Στάτη	$V_n$	21	kV
Ονομαστική Συχνότητα	$f_n$	50	Hz
Αντίδραση Ευθέος Άξονα	$X_d$	1.823	αμ
Μεταβατική Αντίδραση Ευθέος Άξονα	$X'_d$	0.264	αμ
Αντίδραση Εγκάρσιου Άξονα	$X_q$	1.720	αμ
Μεταβατική Αντίδραση Εγκάρσιου Άξονα	$X'_q$	0.380	αμ
Χρονική Σταθερά Ανοικτοκύκλωσης Τυλίγματος Διέγερσης	$T'_{do}$	5.830	sec
Χρονική Σταθερά Ανοικτοκύκλωσης Τυλίγματος Απόσβεσης	$T'_{qo}$	1	sec
Ανηγμένη Σταθερά Αδράνειας	$H$	3.320	sec

Στις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς χρησιμοποιείται στρεφόμενο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000. Το λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος διέγερσης UNITROL 5000 φαίνεται στο σχήμα 3.13 και επαναλαμβάνεται στο σχήμα 5.2. για ευκολία ανάγνωσης. Τα χαρακτηριστικά του συστήματος διέγερσης δίνονται στον πίνακα 5.3.



Σχήμα 5.2.: Λειτουργικό διάγραμμα στρεφόμενου συστήματος διέγερσης UNITROL 5000.

Πίνακας 5.3.: Χαρακτηριστικά συστήματος διέγερσης μονάδων 1 – 2 ΑΗΣ Καρδιάς.

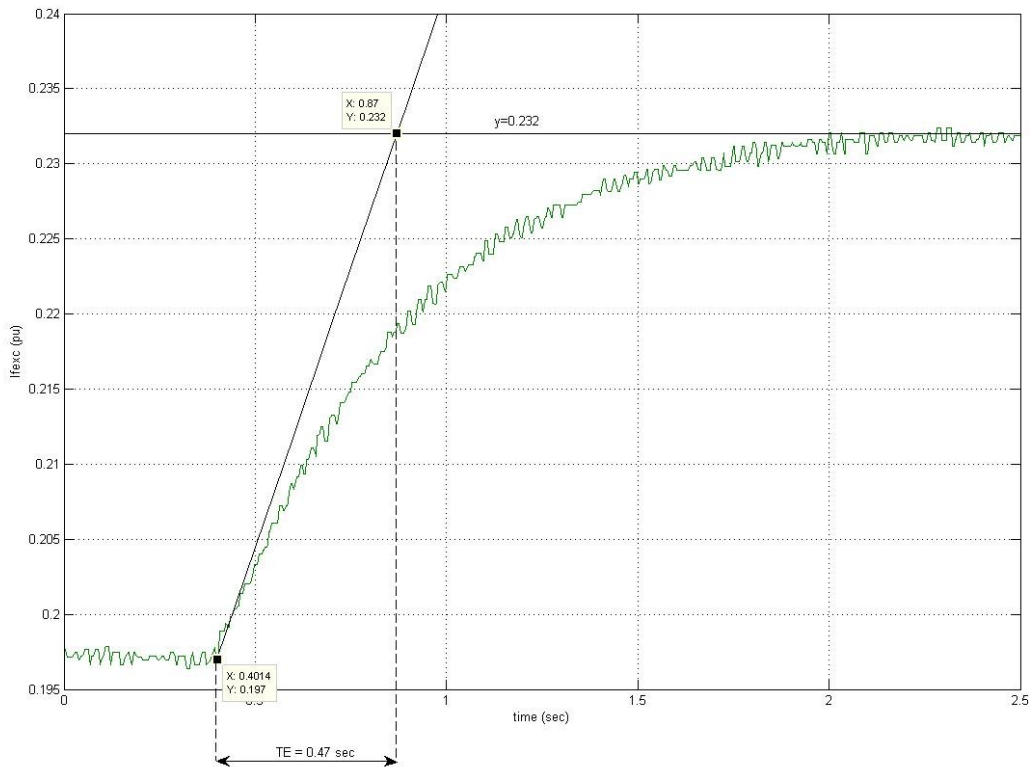
Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονική Σταθερά Διάταξης Μέτρησης	$T_R$	0.020	sec
Κέρδος Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος	$K_{IR}$	0.060	αμ
Κέρδος Αντιστάθμισης Ενεργού Ισχύος	$K_{IA}$	0	αμ
Κέρδος Μονίμου Κατάστασης	$K_R$	312.5	αμ
Χρονική Σταθερά Υστέρησης Φάσης (1η Βαθμίδα)	$T_{B1}$	62.50	sec
Χρονική Σταθερά Υστέρησης Φάσης (2η Βαθμίδα)	$T_{B2}$	0.056	sec
Χρονική Σταθερά Προήγησης Φάσης (1η Βαθμίδα)	$T_{C1}$	5.000	sec
Χρονική Σταθερά Προήγησης Φάσης (2η Βαθμίδα)	$T_{C2}$	0.350	sec
Τιμή Θετικού Ορίου Εξόδου APT	$V_{Amax}$	10	αμ
Τιμή Αρνητικού Ορίου Εξόδου APT	$V_{Amin}$	-8.50	αμ
Χρονική Σταθερά Διεγέρτριας	$T_E$	<del>0.40</del> 0.47	sec sec

Η τιμή της χρονικής σταθεράς διεγέρτριας  $T_E=0.4\text{ sec}$  που φαίνεται στον πίνακα 5.3 βασίζεται σε μια παλιά εκτίμηση. Η διαδικασία ακριβέστερου προσδιορισμού της χρονικής σταθεράς εκτίθεται στην ακόλουθη ενότητα 5.2.

## 5.2. Εκτίμηση Χρονικής Σταθεράς Διεγέρτριας από Δοκιμή Ανοικτοκύκλωσης

Στη συγκεκριμένη παράγραφο παρουσιάζεται η διαδικασία εκτίμησης της χρονικής σταθεράς διεγέρτριας, στις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Η δοκιμή που πραγματοποιείται είναι η εφαρμογή βηματικής αύξησης της τάσης  $\Delta V_{fexc}=+0.035\text{ αμ}$  στο τύλιγμα πεδίου της διεγέρτριας, ενώ η διεγέρτρια είναι ανοικτοκυκλωμένη. Στον παλμογράφο καταγράφεται η απόκριση του ρεύματος πεδίου  $I_{fexc}$  της διεγέρτριας.

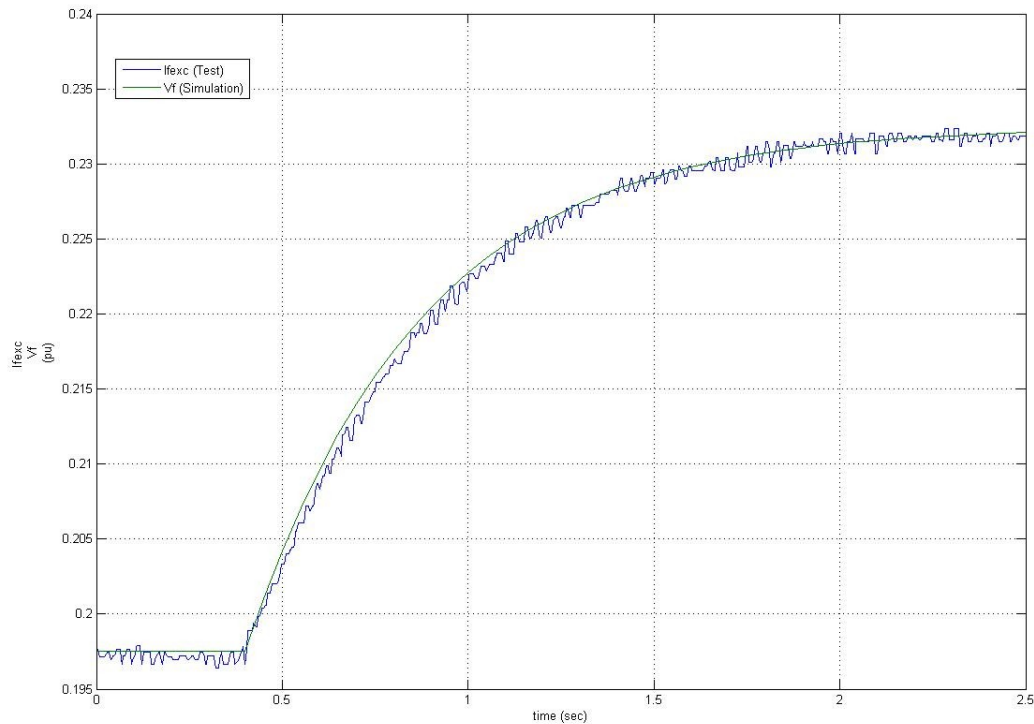
Η εκτίμηση της χρονικής σταθεράς  $T_E$  πραγματοποιείται μέσω εύρεσης του σημείου τομής της εφαπτομένης στην απόκριση δοκιμής  $I_{fexc}$  για τη χρονική στιγμή που αυξάνεται βηματικά η τάση  $V_{fexc}$  και της ευθείας που αντιστοιχεί στην τιμή της τελικής μόνιμης κατάστασης του ρεύματος διέγερσης της διεγέρτριας  $I_{fexc,max}$ . Η θεωρητική ανάλυση της διαδικασίας παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.2. Η διαδικασία εκτίμησης παρουσιάζεται στο σχήμα 5.3.:



Σχήμα 5.3.: Εκτίμηση χρονικής σταθεράς διέγερσης  $T_E$  .

Μέσω του σχήματος 5.3, εκτιμάται ότι η τιμή της σταθεράς χρόνου διέγερσης  $T_E$  είναι ίση με 0.47 sec.

Για την επαλήθευση της εκτίμησης της χρονικής σταθεράς  $T_E$  , προσομοιώνεται η απόκριση της βαθμίδας πρώτης τάξης με σταθερά χρόνο  $T_E$  , η οποία αποτελεί την αναπαράσταση της διεγέρτριας στο μοντέλο προσομοίωσης (Σχήμα 5.2). Η απόκριση προσομοίωσης και η απόκριση δομικής απεικονίζονται σε κοινούς άξονες στο σχήμα 5.4.:



Σχήμα 5.4.: Σύγκριση αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης για δοκιμή ανοικτοκύκλωσης.

Μέσω του σχήματος 5.4. είναι εμφανές ότι η απόκριση προσομοίωσης και η απόκριση δοκιμής ουσιαστικά ταυτίζονται αν δε ληφθεί υπόψιν ο θόρυβος που υπάρχει στην απόκριση δοκιμής.

### 5.3. Δοκιμή Βηματικής Αύξησης της Τάσης Αναφοράς

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.3.1., μια βασική δοκιμή που εφαρμόζεται για την παρατήρηση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων ανάμεσα στη γεννήτρια του ΑΗΣ και το υπόλοιπο ΣΗΕ, είναι η εφαρμογή βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης με τον σταθεροποιητή ΣΗΕ απενεργοποιημένο. Η παρατήρηση των χαρακτηριστικών της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης γίνεται μέσω του σήματος της ισχύος ακροδεκτών  $P_t$  της γεννήτριας.

Η παρούσα ενότητα αναφέρεται στις δοκιμές βηματικής αύξησης της  $V_{REF}$  που πραγματοποιήθηκαν σε μια εκ των δύο γεννητριών των μονάδων 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς [20]. Μέσω προσομοίωσης των δοκιμών και παρατήρησης των χρονικών αποκρίσεων  $P_t$ ,  $Q_t$  και  $V_t$ , οι ακόλουθες παράγραφοι στοχεύουν:

- Στον προσδιορισμό βασικών χαρακτηριστικών των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.
- Στην αξιολόγηση της αναπαράστασης του συστήματος μέσω του μοντέλου προσομοίωσης.
- Στη βελτίωση της αναπαράστασης μέσω εκτίμησης παραμέτρων του μοντέλου.

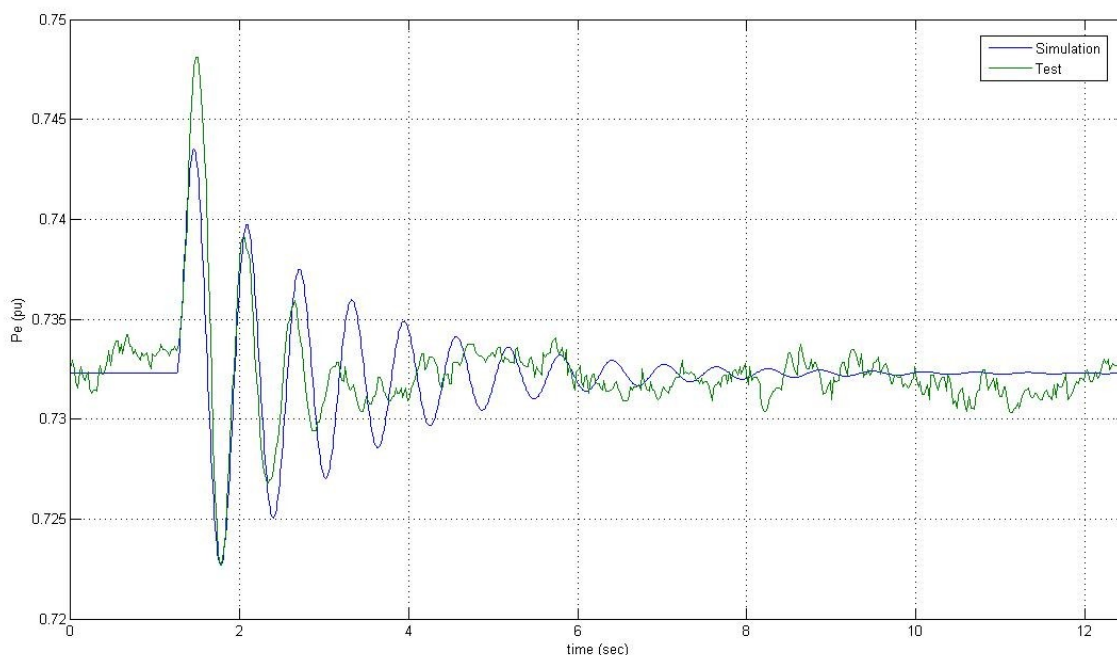
### 5.3.1. Σύγκριση Χρονικών Αποκρίσεων Δοκιμής και Προσομοίωσης

Το αρχικό σημείο λειτουργίας κατά τη διάρκεια της δοκιμής βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς δίνεται στον πίνακα 5.4.:

Πίνακας 5.4.: Αρχικό σημείο λειτουργίας γεννήτριας – Δοκιμή βηματικής αύξησης  $V_{REF}$ .

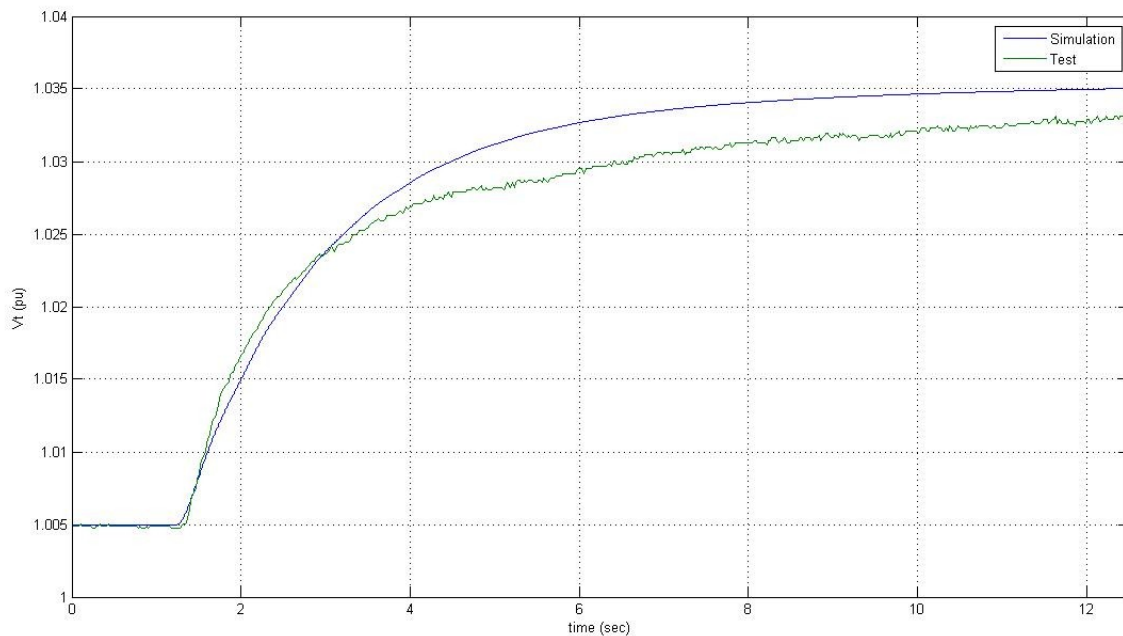
$P_i$ (αμ)	$V_i$ (αμ)	$Q_i$ (αμ)
0.7323	1.005	0.0255

Οι τιμές των παραμέτρων του συστήματος διέγερσης δίνονται στον πίνακα 5.3. Η βηματική αύξηση της τάσης αναφοράς που εφαρμόζεται είναι  $\Delta V_{REF} = +0.02 \text{ αμ}$ . Η δοκιμή προσομοιώνεται μέσω του μοντέλου Simulink. Στα σχήματα 5.5, 5.6. και 5.7. φαίνεται η σύγκριση των χρονικών αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης:

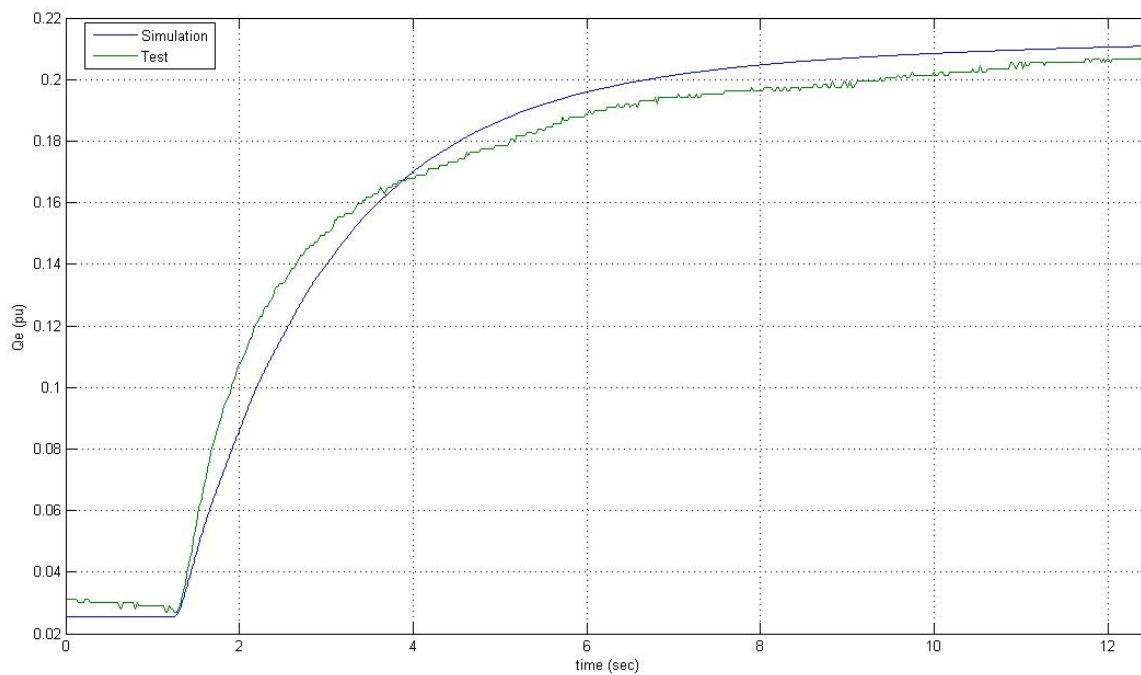


Σχήμα 5.5.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής  $P_i$ .

Στο σχήμα 5.5. φαίνονται οι αποκρίσεις  $P_i$ , μέσω των οποίων μπορεί να παρατηρηθεί η ηλεκτρομηχανική ταλάντωση. Μέσω της απόκρισης δοκιμής, προκύπτει ότι ηλεκτρομηχανική ταλάντωση έχει συχνότητα περίπου 1.65 Hz. Μέσω της απόκρισης προσομοίωσης, η συχνότητα προκύπτει ίση με 1.55 Hz. Το σφάλμα είναι της τάξης του 6% και μπορεί να θεωρηθεί ότι δεν είναι τόσο σημαντικό. Μια σημαντική διαφορά ανάμεσα στις αποκρίσεις είναι πως η απόκριση προσομοίωσης παρουσιάζει σημαντικά μεγαλύτερη απόσβεση κατά τον πρώτο κύκλο, ενώ στους επόμενους κύκλους το σφάλμα μειώνεται. Μια καλύτερη προσαρμογή των αποκρίσεων πιθανότατα να είναι εφικτή μέσω αναπροσαρμογής της δοσμένης τιμής του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_{IR}$ , όπως θα φανεί στη συνέχεια, η μεταβολή του κέρδους μόνιμης κατάστασης δεν επηρεάζει τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, ενώ παρουσιάζει μικρές μεταβολές στις τιμές της τελικής μόνιμης κατάστασης στις αποκρίσεις  $Q_i$  και  $V_i$ .



Σχήμα 5.6.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής  $V_t$ .



Σχήμα 5.7.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής.  $Q_t$

Στα σχήματα 5.6. και 5.7. φαίνονται οι αποκρίσεις προσομοίωσης και δοκιμής  $V_t$  και  $Q_t$  αντίστοιχα. Στις αποκρίσεις  $V_t$  παρατηρείται μια μικρή απόκλιση ανάμεσα στις τιμές της τελικής μόνιμης κατάστασης, περίπου 0.005 αμ, ενώ εμφανής είναι και μια μικρή απόκλιση στις κλίσεις των εφαπτομένων των αποκρίσεων τη χρονική στιγμή που εφαρμόζεται η βηματική αύξηση της τάσης αναφοράς. Παρόμοιες διαφορές παρατηρούνται και ανάμεσα στις χρονικές αποκρίσεις  $Q_t$ . Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 4.4, μια καλύτερη προσαρμογή των αποκρίσεων  $V_t$  και  $Q_t$  είναι δυνατή, μέσω εκτίμησης των τιμών των παραμέτρων  $K_{IR}$  και  $K_R$ , που θα πραγματοποιηθεί στην ακόλουθη ενότητα 5.3.2.

### 5.3.2. Εκτίμηση Κέρδους Μόνιμης Κατάστασης και Κέρδους Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η διαδικασία εκτίμησης του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$  και του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$ , για το σύστημα διέγερσης των μονάδων 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Η εκτίμηση των παραμέτρων έχει ως σκοπό τη βελτίωση της αναπαράστασης του συστήματος μέσω του μοντέλου προσομοίωσης, η οποία θα έχει ως αποτέλεσμα μια καλύτερη προσαρμογή των αποκρίσεων  $P_t$ ,  $V_t$  και  $Q_t$ , απ' αυτή που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 5.3.1. Η μεθοδολογία που ακολουθείται παρουσιάστηκε αναλυτικά στην ενότητα 4.4.

Στο πρώτο στάδιο της εκτίμησης γίνεται ένας προσεγγιστικός υπολογισμός του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος. Για τη διαταραχή που μελετήθηκε στην παράγραφο 5.3.1, οι τιμές τελικής μόνιμης κατάστασης για τα μεγέθη  $P_t$ ,  $V_t$  και  $Q_t$  δίνονται στον πίνακα 5.5.:

Πίνακας 5.5.: Τελικό σημείο λειτουργίας γεννήτριας – Δοκιμή βηματικής αύξησης  $V_{REF}$ .

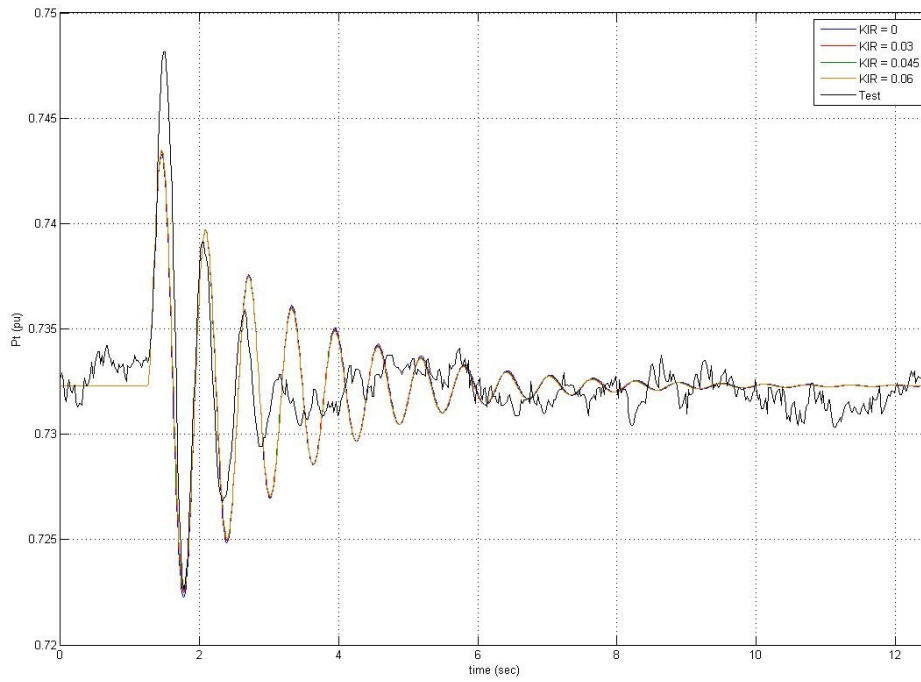
$P_t$ (αμ)	$V_t$ (αμ)	$Q_t$ (αμ)
0.7323	1.033	0.2075

Μέσω της σχέσης (4.14) και λαμβάνοντας υπόψιν τα δεδομένα των πινάκων 5.4. και 5.5, προσεγγιστικά το κέρδος αντιστάθμισης αέργου ισχύος είναι ίσο με:

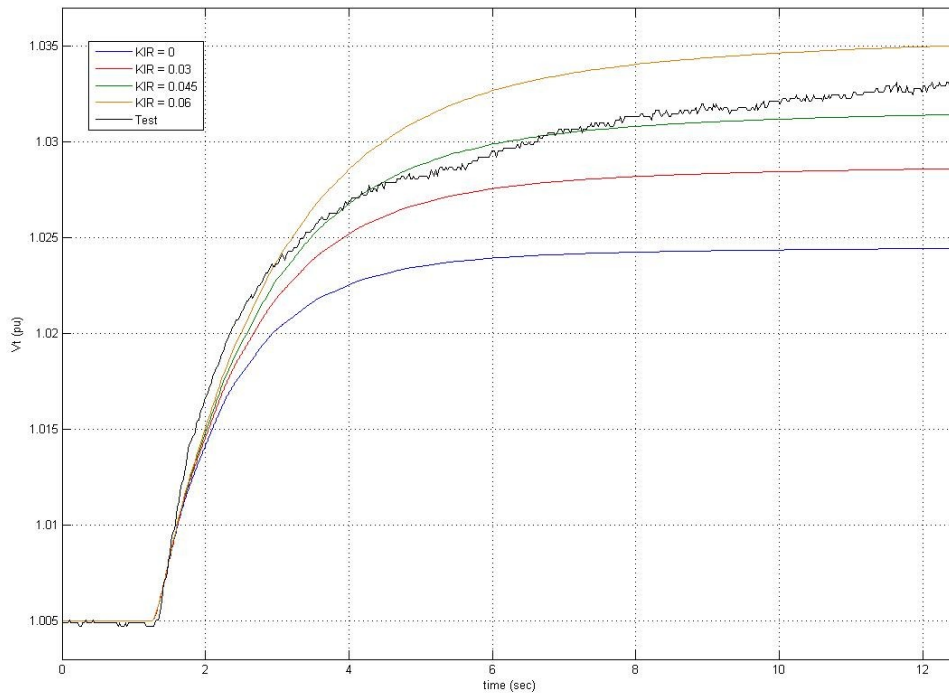
$$K_{IR,1} = \frac{\Delta V_t - \Delta V_{REF}}{\Delta Q_t} = 0.044$$

Αυτή η τιμή αποτελεί μια ένδειξη για το που πρέπει να κυμαίνεται η τελική εκτίμηση του  $K_{IR}$ .

Στο δεύτερο στάδιο επιλέγεται σύγκριση των χρονικών αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές των κερδών  $K_{IR}$  και  $K_R$ . Στα σχήματα 5.8, 5.9. και 5.10. φαίνεται η σύγκριση των αποκρίσεων δοκιμής με αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές του κέρδους  $K_{IR}$ , ενώ το κέρδος  $K_R$  κρατιέται σταθερό και ίσο με 312.5 αμ (δοσμένη τιμή του πίνακα 5.3).

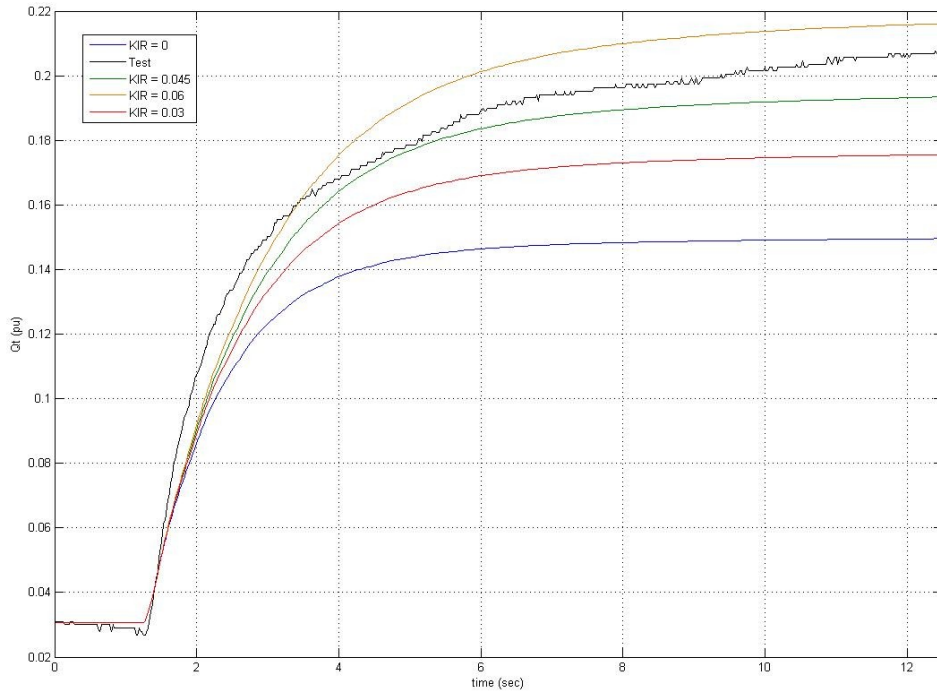


Σχήμα 5.8.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_t$  για  $K_R=312.5$  και διαφορετικές τιμές του  $K_{IR}$ .



Σχήμα 5.9.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $V_t$  για  $K_R=312.5$  και διαφορετικές τιμές του  $K_{IR}$ .



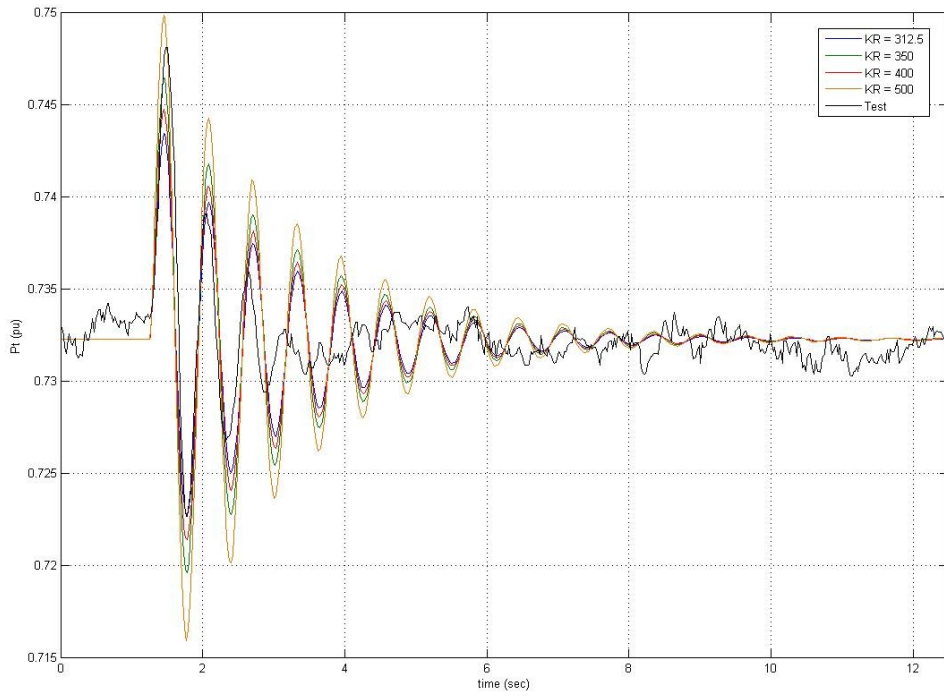


Σχήμα 5.10.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $Q_i$  για  $K_R=312.5$  και διαφορετικές τιμές του  $K_{IR}$ .

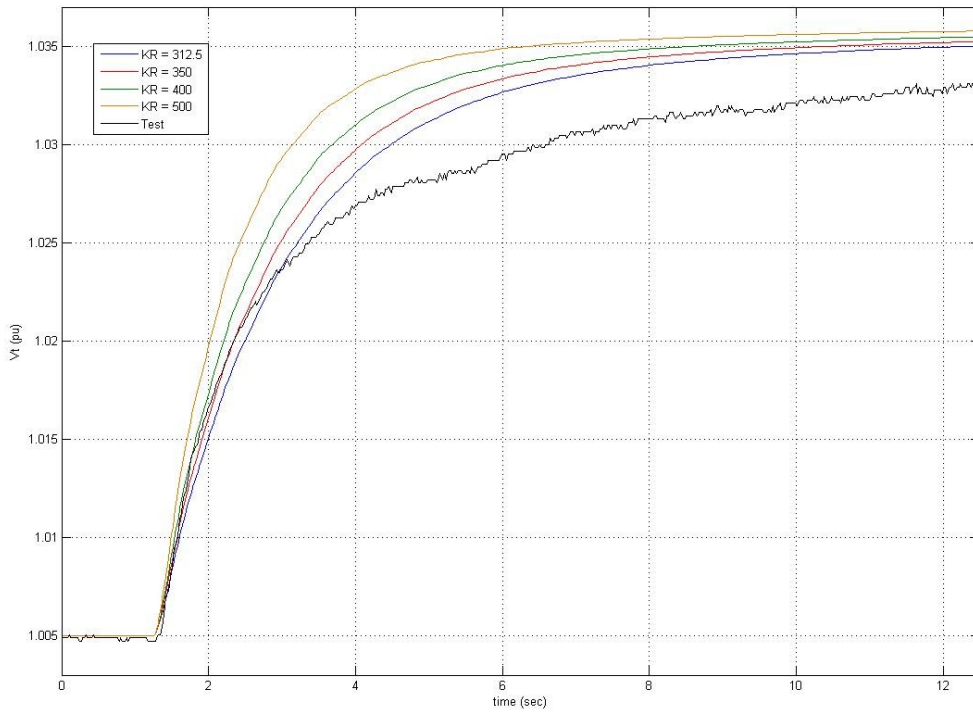
Από τα σχήματα 5.8, 5.9. και 5.10. παρατηρούμε ότι:

- Η χρονική απόκριση προσομοίωσης  $P_i$  δεν επηρεάζεται σημαντικά ούτε ως προς τη συχνότητα ούτε ως προς την απόσβεση, γεγονός σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε για στρεφόμενο σύστημα διέγερσης στην ενότητα 4.4.
- Μέσω των χρονικών αποκρίσεων  $Q_i$  και  $V_i$  μπορεί να επιλεγεί μια τιμή του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος, η οποία θα δίνει την καλύτερη προσέγγιση των αποκρίσεων δοκιμής ως προς την τελική τιμή μόνιμης κατάστασης, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 4.4. Είναι εμφανές ότι μια τιμή στο διάστημα (0.045, 0.06) ικανοποιεί το κριτήριο αυτό. Η τιμή που επιλέγεται είναι  $K_{IR,2}=0.05$ .

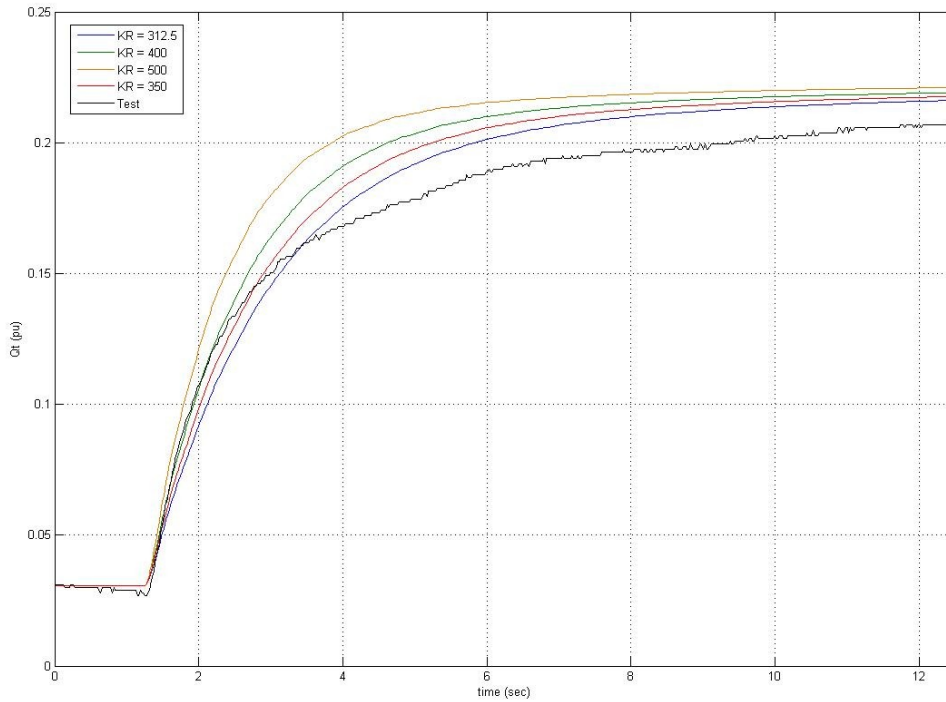
Στα σχήματα 5.11, 5.12. και 5.13. φαίνεται η σύγκριση των αποκρίσεων δοκιμής με αποκρίσεις προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές του κέρδους  $K_R$ , ενώ το κέρδος  $K_{IR}$  κρατιέται σταθερό και ίσο με 0.06 αμ (δοσμένη τιμή του πίνακα 5.3.).



Σχήμα 5.11.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_i$ , για  $K_{IR}=0.06$  και διαφορετικές τιμές του  $K_R$ .



Σχήμα 5.12.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $V_i$ , για  $K_{IR}=0.06$  και διαφορετικές τιμές του  $K_R$ .



Σχήμα 5.13.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $Q_i$  για  $K_{IR}=0.06$  και διαφορετικές τιμές του  $K_R$ .

Από τα σχήματα 5.11, 5.12. και 5.13. παρατηρούμε ότι:

- Η χρονική απόκριση προσομοίωσης  $P_i$  δεν επηρεάζεται σημαντικά ως προς τη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, γεγονός που είναι σύμφωνο με την ανάλυση της ενότητας 4.4. για στρεφόμενο σύστημα. Για καλύτερη προσέγγιση της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης κατά τον πρώτο κύκλο, πρέπει να αυξηθεί η τιμή του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$  σε σχέση με τη δοσμένη τιμή  $K_R=312.5$ .
- Μέσω των χρονικών αποκρίσεων  $V_i$  και  $Q_i$  μπορεί να επιλεγεί μια τιμή κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_{IR}$ , η οποία θα δίνει μια καλύτερη προσέγγιση της κλίσης της εφαπτομένης στην απόκριση για τη χρονική στιγμή εφαρμογής της βηματικής αύξησης  $V_{REF}$ , όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 4.4. Η τιμή που επιλέγεται σύμφωνα μ' αυτό το κριτήριο είναι  $K_{R,2}=400$ .

Το τελευταίο στάδιο της διαδικασίας εκτίμησης, γίνονται δοκιμές τιμών για τα κέρδη  $K_R$  και  $K_{IR}$  γύρω από τις τιμές που επιλέχθηκαν στο δεύτερο στάδιο ( $K_{R,2}=400$ ,  $K_{IR,2}=0.05$ ) με σκοπό να βρεθεί το ζεύγος τιμών για το οποίο ελαχιστοποιείται το άθροισμα τετραγώνων σφαλμάτων  $SSE$ , το οποίο αποτελεί ένα δείκτη σφάλματος για την προσαρμογή των αποκρίσεων  $V_i$  και  $Q_i$ . Για κάθε πιθανό ζεύγος τιμών  $K_R$  και  $K_{IR}$  γίνεται δειγματοληψία των σημάτων των αποκρίσεων προσομοίωσης με χρόνο δειγματοληψίας  $T_\delta=0.1\text{sec}$  και υπολογίζεται το  $SSE$ . Η διαδικασία περιγράφηκε αναλυτικά στην ενότητα 4.4. Στον πίνακα 5.6. δίνονται τα αθροίσματα τετραγώνων σφαλμάτων των αποκρίσεων  $V_i$  και  $Q_i$  για διαφορετικά ζεύγη τιμών  $K_R$  και  $K_{IR}$ .

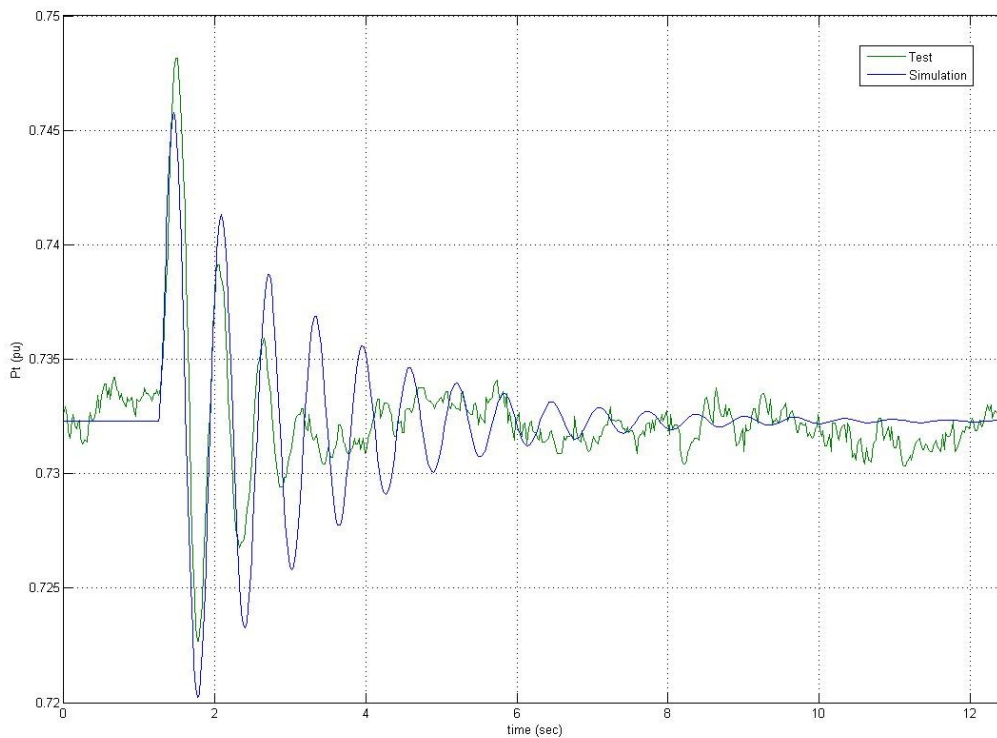
Πίνακας 5.6.: Αθροίσματα τετραγώνων σφαλμάτων για τις χρονικές αποκρίσεις  $V_t$  και  $Q_t$ .

$K_R$	$K_{IR}$	$SSE_Q$	$SSE_V$
312.5	0.06	0.0146	0.0006
380	0.05	0.0034	0.0002
380	0.052	0.0052	0.0004
400	0.05	0.0048	0.0003
400	0.052	0.0072	0.0004
420	0.05	0.0065	0.0004
420	0.052	0.0096	0.0005

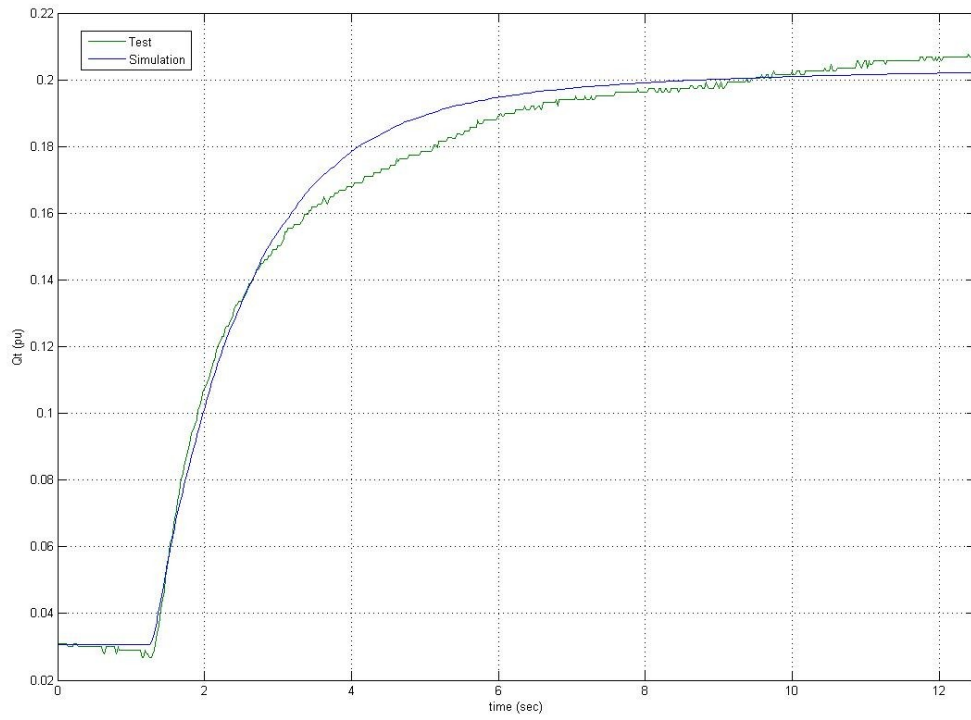
Μέσω του πίνακα 5.6, επιλέγονται ως τελικές τιμές των κερδών  $K_R$  και  $K_{IR}$  αυτές που ελαχιστοποιούν τους δείκτες σφάλματος  $SSE_Q$  και  $SSE_V$ . Συνεπώς, η τελική επιλογή τιμών είναι η εξής:

$$K_R=380 \text{ και } K_{IR}=0.05$$

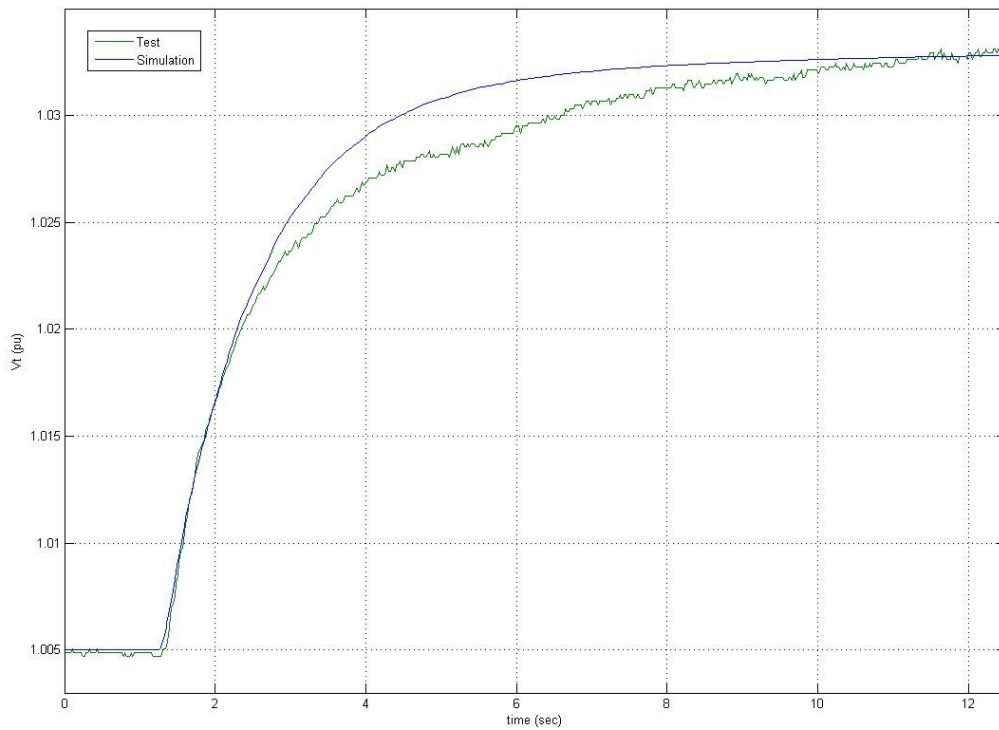
Στα σχήματα 5.14, 5.15. και 5.16. συγκρίνονται οι αποκρίσεις προσομοίωσης  $P_t$ ,  $V_t$  και  $Q_t$  για τις τελικές τιμές των κερδών  $K_R$  και  $K_{IR}$  με τις αντίστοιχες αποκρίσεις δοκιμής:



Σχήμα 5.14.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής  $P_t$  ( $K_R=380$  ,  $K_{IR}=0.05$  ).



Σχήμα 5.15.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής  $Q_i$  ( $K_R=380$  ,  $K_{IR}=0.05$  ).



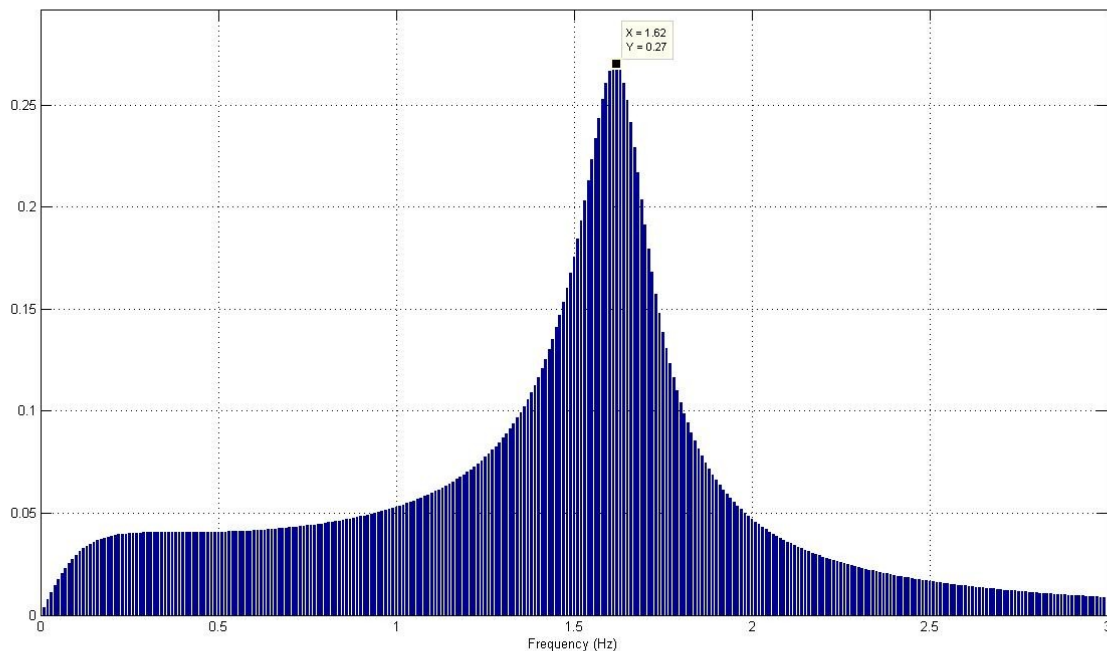
Σχήμα 5.16.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης και δοκιμής  $V_t$  ( $K_R=380$  ,  $K_{IR}=0.05$  ).

Μέσω των σχημάτων 5.14, 5.15 και 5.16, παρατηρούμε ότι:

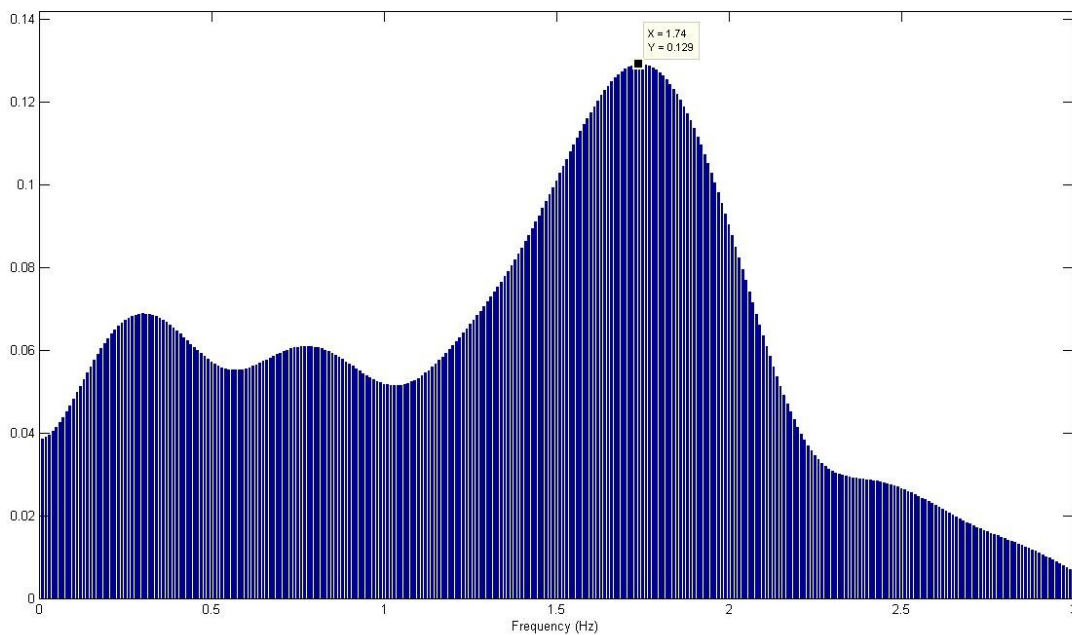
- Η χρονική απόκριση προσομοίωσης  $P_t$  παρουσιάζει βελτίωση όσον αφορά την προσέγγιση της απόσβεσης κατά την πρώτη περίοδο της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, σε σχέση με την χρονική απόκριση προσομοίωσης  $P_i$  για τις δοσμένες τιμές των κερδών  $K_R$  και  $K_{IR}$  (Σχήμα 5.5).
- Οι χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης  $V_t$  και  $Q_t$  αποτελούν μια καλύτερη προσέγγιση της χρονικής απόκρισης δοκιμής, σε σχέση με τις χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης  $V_i$  και  $Q_i$  για τις δοσμένες τιμές των κερδών  $K_R$  και  $K_{IR}$  (Σχήματα 5.6. και 5.7). Πιο συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι προσεγγίζεται πολύ καλά η τιμή της τελικής μόνιμης κατάστασης, ενώ οι χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης σχεδόν ταυτίζονται με τις αντίστοιχες χρονικές αποκρίσεις δοκιμής κατά τα πρώτα 0.5 sec του μεταβατικού φαινομένου.

### 5.3.3. Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικής Ταλάντωσης

Η εύρεση της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης πραγματοποιείται μέσω εφαρμογής του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Ενότητα 2.4.) στις χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης και δοκιμής  $P_t$ . Η μεθοδολογία παρουσιάστηκε αναλυτικά στην παράγραφο 4.3.1. Το φάσμα Fourier της απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  φαίνεται στο σχήμα 5.17, ενώ στο σχήμα 5.18. φαίνεται το φάσμα Fourier της απόκρισης δοκιμής  $P_t$ .



Σχήμα 5.17.: Φάσμα Fourier της απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$ .



Σχήμα 5.18.: Φάσμα Fourier της απόκρισης δοκιμής  $P_t$ .

Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 3.4.1, η κυρίαρχη αρμονική συνιστώσα αντιστοιχεί στην συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Όπως είναι φυσικό στο σχήμα 5.18. εμφανίζονται και χαμηλότερες συχνότητες ταλάντωσης λόγω της ύπαρξης και άλλων μηχανών στο σύστημα. Στον πίνακα 5.7. γίνεται η σύγκριση των αποτελεσμάτων για δοκιμή και προσομοίωση:

Πίνακας 5.7.: Αποτελέσματα εύρεσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

Συχνότητα Δοκιμής $f_{em,test}$ (Hz)	Συχνότητα Προσομοίωσης $f_{em,sim}$ (Hz)	Σφάλμα (%)
1.62	1.74	6.8

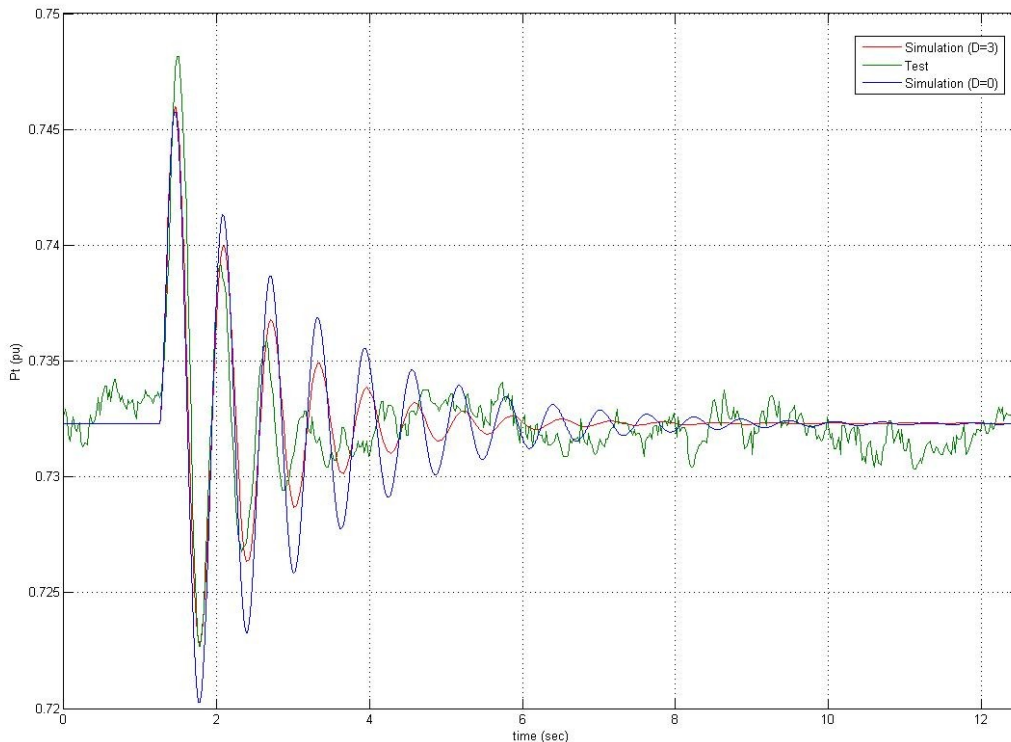
Το σφάλμα του πίνακα 5.6. θεωρείται αποδεκτό, ώστε η προσέγγιση της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης μέσω του μοντέλου προσομοίωσης να θεωρηθεί ικανοποιητική.

### 5.3.4. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης D

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 4.5, η προσθήκη του συντελεστή απόσβεση στο μοντέλο προσομοίωσης γίνεται με σκοπό τη βελτίωση της αναπαράστασης της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Έπειτα από δοκιμές, η τιμή που επιλέγεται για το συντελεστή απόσβεσης είναι  $D = 3$ .

Στο σχήμα 5.19. παρουσιάζονται σε κοινούς άξονες η χρονική απόκριση δοκιμής και οι χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης (για  $D=0$  και  $D=3$ ) της ενεργού ισχύος:





Σχήμα 5.19: Σύγκριση απόκρισης προσομοίωσης  $P_i$  για  $D=3$  και απόκρισης δοκιμής.

Μέσω του σχήματος 5.19, παρατηρούμε σημαντική βελτίωση της αναπαράστασης της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης από το μοντέλο σε σύγκριση με την απόκριση προσομοίωσης  $P_i$  χωρίς την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης. Η διαφορά στην απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης κατά τον πρώτο κύκλο, η οποία προκύπτει από την σύγκριση των αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης, διατηρείται μετά την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης  $D$ .

## 5.4. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σχεδίασης του σταθεροποιητή ΣΗΕ για τις μονάδες 1–2 του ΑΗΣ Καρδιάς, η οποία έγινε σύμφωνα με τη μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 4.

### 5.4.1. Εύρεση Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην ενότητα 4.7, το μοντέλο γεννήτριας – συστήματος διέγερσης (χωρίς το σταθεροποιητή ΣΗΕ) γραμμικοποιείται, υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  με είσοδο την τάση αναφοράς  $\Delta V_{REF}$  και έξοδο την απόκλιση της ταχύτητας του δρομέα  $\Delta\omega$ , η οποία ορίστηκε και στο κεφάλαιο 4 μέσω του σχήματος 4.9, και αναλύεται σε επιμέρους κλάσματα μέσω του προγράμματος Lin\_Res.m στο Matlab (Παράρτημα Β). Οι πόλοι  $\lambda_i$  και τα ολοκληρωτικά υπόλοιπα  $R_i$  της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$  του συστήματος παρουσιάζονται στον πίνακα 5.8. Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2. και για τις τιμές των παραμέτρων του συστήματος διέγερσης του πίνακα 5.3, το σύστημα διέγερσης είναι 5ης τάξης. Δεδομένου ότι χρησιμοποιείται μοντέλο γεννήτριας 4ης τάξης, ο αριθμός των πόλων του συστήματος είναι 9.



Πίνακας 5.8.: Πόλοι  $\lambda_i$  και ολοκληρωτικά υπόλοιπα  $R_i$  της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$ .

Ρυθμός	$\lambda_i$	$\omega_i$ (rad/sec)	$f_i$ (Hz)	$\zeta_i$	$R_i$	$\varphi(R_i)$
Διατάξεις Μέτρησης $V_i$ και $Q_i$ $T_R=0.02 \text{ sec}$	-50.3781	0	0	1	-0.0001	$180^\circ$
	-50	0	0	1	$4.8 \cdot 10^{-13}$	$0^\circ$
Σύστημα Διέγερσης $T_{B2}=0.056 \text{ sec}$	-16.7126	0	0	1	-0.0566	$180^\circ$
Ηλεκτρομηχανικός Ρυθμός Ταλάντωσης	$-0.8097 \pm 10.0082i$	10.0082	1.5929	0.0806	$0.0314 \pm 0.0468i$	$\pm 56.17^\circ$
Τύλιγμα Απόσβεσης $T'_{qo}=1 \text{ sec}$	-3.0253	0	0	1	-0.0016	$180^\circ$
Διεγέρτρια $T_E=0.47 \text{ sec}$	-2.2362	0	0	1	-0.0187	$180^\circ$
Τύλιγμα Διέγερσης και Σύστημα Διέγερσης $T_{B1}=62.5 \text{ sec}$	-0.6775	0	0	1	0.0143	$0^\circ$
	-0.2001	0	0	1	$-1.02 \cdot 10^{-6}$	$180^\circ$

Μέσω του πίνακα 5.8, είναι εμφανές ότι ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός αντιστοιχεί στη διπλό πόλο  $-0.8097 \pm 10.0082i$ . Όπως αναμενόταν, η συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}$  βρίσκεται πολύ κοντά στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $f_{em, sim}$ , η οποία έχει υπολογιστεί μέσω της χρονικής απόκρισης της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας (Πίνακας 5.7). Ο υπολογισμός της επιθυμητής γωνίας αντιστάθμισης στη συχνότητα  $f_{em}$  γίνεται μέσω του ορίσματος του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\varphi_{em} = \arg(R_{em})$ , σύμφωνα με τη σχέση (4.19):

$$\varphi_{PSS} = 180^\circ - \varphi_{em} \quad \varphi_{em} \in (0^\circ, 180^\circ) \quad (5.1)$$

Στον πίνακα 5.9, δίνεται ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός και η επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS}$ :

Πίνακας 5.9.: Ηλεκτρομηχανικός ρυθμός ταλάντωσης και επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης σταθεροποιητή.

$\lambda_{em}$	$\omega_{em}$	$f_{em}$	$\varphi_{em}$	$\varphi_{PSS}$
$-0.8097 \pm 10.0082i$	10.0082	1.5929	$56.17^\circ$	$123.83^\circ$

## 5.4.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η σχεδίαση των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή. Η ελάχιστη επιτρεπόμενη τιμή για τις χρονικές σταθερές υστέρησης φάσης, λόγω κατασκευαστικών περιορισμών, είναι:

$$T_{lag, min} = 0.02 \text{ sec}$$

Σύμφωνα με το διάγραμμα ροής του σχήματος 4.8, αρχικά η σχεδίαση πραγματοποιείται αρχικά χωρίς περιορισμούς, σύμφωνα με τη μεθοδολογία της παραγράφου 4.8.1. Σε περίπτωση που προκύψουν μέσω της σχεδίασης τιμές των χρονικών σταθερών υστέρησης φάσης μικρότερες της  $T_{lag, min}$ , η σχεδίαση πραγματοποιείται ξανά με χρήση της μεθοδολογίας 4.8.2, ώστε να ικανοποιείται ο περιορισμός για την ελάχιστη επιτρεπόμενη τιμή για τις σταθερές χρόνου υστέρησης φάσης.

### Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης χωρίς Περιορισμούς

Η επιθυμητή τιμή της φάσης αντιστάθμισης στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em} = 1.5929 \text{ Hz}$  πρέπει να είναι ίση με  $\varphi_{PSS} = 123.83^\circ$ , δηλαδή  $\varphi_{PSS} = 2.1612 \text{ rad}$ , σύμφωνα με τον πίνακα 5.8. Η πρώτη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.33), δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\varphi_{comp}(\omega_{em}) = 2 \tan^{-1}(\omega_{em} T_1) - 2 \tan^{-1}(\omega_{em} T_2) = 2.1612 \quad (5.2)$$

Επειδή η μέγιστη γωνίας φάσης μιας βαθμίδας προήγησης φάσης δεν μπορεί να υπερβεί τις  $67^\circ$  (σχήμα 4.10), για δύο βαθμίδες προήγησης φάσης η μέγιστη γωνία φάσης δεν μπορεί να υπερβεί τις  $134^\circ$ . Η επιθυμητή τιμή της φάσης αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS} = 123.83^\circ$  είναι πολύ κοντά στη μέγιστη γωνία φάσης  $\varphi_{max} = 140^\circ$  και για το λόγο αυτό η κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης πρέπει να επιλεγεί κοντά στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em} = 1.5929 \text{ Hz}$ . Για το λόγο αυτό, ως κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης επιλέγεται:

$$f_c = 2 \text{ Hz} \quad \text{ή} \quad \omega_c = 4\pi \text{ rad/sec}$$

Συνεπώς, η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.30), δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} = 4\pi \quad (5.3)$$

Μέσω της αριθμητικής επίλυσης του συστήματος των μη γραμμικών εξισώσεων (5.2) και (5.3), προκύπτουν οι τιμές των χρονικών σταθερών των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή (Πίνακας 5.10):

Πίνακας 5.10.: Σχεδίαση βαθμίδων αντιστάθμισης χωρίς περιορισμούς.

$T_1$ (sec)	$T_2$ (sec)	$T_3$ (sec)	$T_4$ (sec)
0.3027	0.0173	0.3027	0.0173

Από τον πίνακα 5.10, προκύπτει η ανάγκη επανασχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης με τη μεθοδολογία της 4.8.2, καθώς η σταθερά χρόνου  $T_2$  προέκυψε μικρότερη από την ελάχιστη τιμή

που έχουμε θεσπίσει για κατασκευαστικούς λόγους.

### Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Χρονικής Σταθεράς Υστέρησης Φάσης

Για να ικανοποιηθεί ο περιορισμός που έχουμε θέσει, η τιμή των σταθερών υστέρησης φάσης τίθεται ίση με την ελάχιστη επιτρεπόμενη, σύμφωνα με την πρώτη συνθήκη σχεδίασης (4.34):

$$T_2 = T_4 = 0.02 \text{ sec} \quad (5.4)$$

Η επιθυμητή τιμή της φάσης αντιστάθμισης στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em} = 1.5929 \text{ Hz}$  πρέπει να είναι ίση με  $\varphi_{PSS} = 123.83^\circ$ , σύμφωνα με τον πίνακα 5.8. Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.37), δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\tan^{-1}(\omega_{em} T_1) + \tan^{-1}(\omega_{em} T_3) - 2\tan^{-1}(\omega_{em} T_2) = 2.1612 \quad (5.5)$$

Ως κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης επιλέγεται:

$$f_c = 2 \text{ Hz} \quad \text{ή} \quad \omega_c = 4\pi \text{ rad/sec}$$

Η τρίτη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.39), δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{T_1}{1 + \omega_c^2 T_1^2} + \frac{T_3}{1 + \omega_c^2 T_3^2} = \frac{2T_2}{1 + \omega_c^2 T_2^2} \quad (5.6)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων  $T_2$  και  $\omega_c$  στη σχέση (5.6), λαμβάνουμε:

$$\frac{T_1}{1 + 157.9136T_1^2} + \frac{T_3}{1 + 157.9136T_3^2} = 0.03762 \quad (5.7)$$

Η επίλυση του συστήματος των εξισώσεων (5.5) και (5.7) γίνεται μέσω επαναληπτικής μεθόδου στο Matlab και το αρχικό σημείο επιλέγεται μέσω της σχέσης (4.41):

$$T_{1,0} = T_{3,0} = \frac{1 + T_2^2 \omega_c^2}{T_2 \omega_c^2} \quad (5.8)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων  $T_2$  και  $\omega_c$  στη σχέση (5.8), λαμβάνουμε:

$$T_{1,0} = T_{3,0} = 0.3366 \text{ sec} \quad (5.9)$$

Μέσω του προγράμματος PSSDesign1.mdl προκύπτει αδυναμία λύσης του συστήματος εξισώσεων (5.5) και (5.6). Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.8.2, σ' αυτή την περίπτωση επιλέγεται η χρονική σταθερά  $T_1$  μέσω της σχέσης (4.41):

$$T_1 = \frac{1}{\omega_{cl}^2 T_3} \quad (5.10)$$

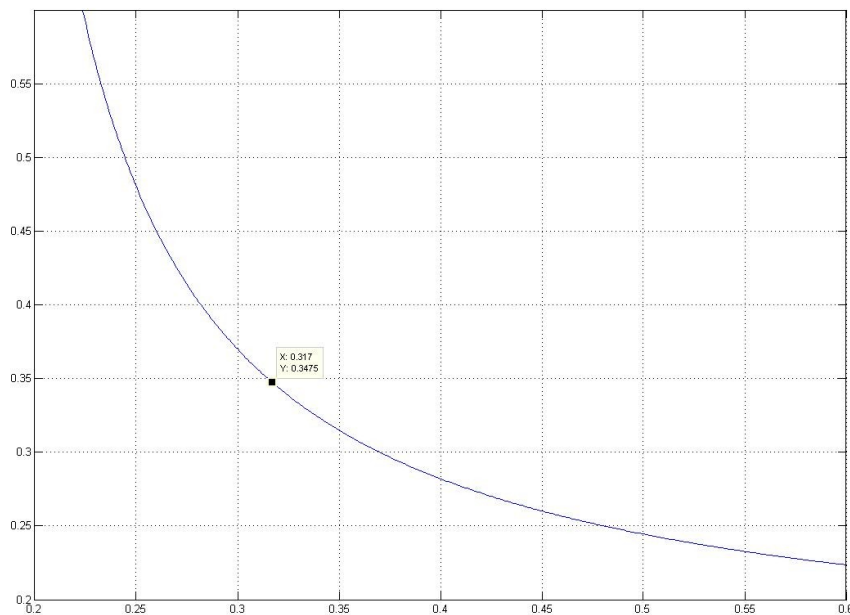
Ως κεντρική συχνότητα  $\omega_{cl}$  της μιας βαθμίδας προήγησης φάσης επιλέγεται:

$$f_{cl}=2 \text{ Hz} \quad \text{ή} \quad \omega_{cl}=4\pi \text{ rad/sec}$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων  $T_2$  και  $\omega_c$  στη σχέση (5.10), λαμβάνουμε:

$$T_1=0.317 \tag{5.11}$$

Για την εύρεση της χρονικής σταθεράς  $T_3$  σχεδιάζεται σε σύστημα αξόνων  $T_1, T_3$  ο γεωμετρικός τόπος των σημείων  $(T_1, T_3)$  για τα οποία ικανοποιείται η συνθήκη σχεδίασης (5.5) και επιλέγεται η τιμή  $T_3$  που αντιστοιχεί στην επιλεγμένη τιμή της χρονικής σταθεράς  $T_1$  (5.11). Η επιλογή της χρονικής σταθεράς  $T_3$  φαίνεται στο σχήμα 5.20. Στον πίνακα 5.11. δίνονται οι τιμές των χρονικών σταθερών των βαθμίδων αντιστάθμισης.

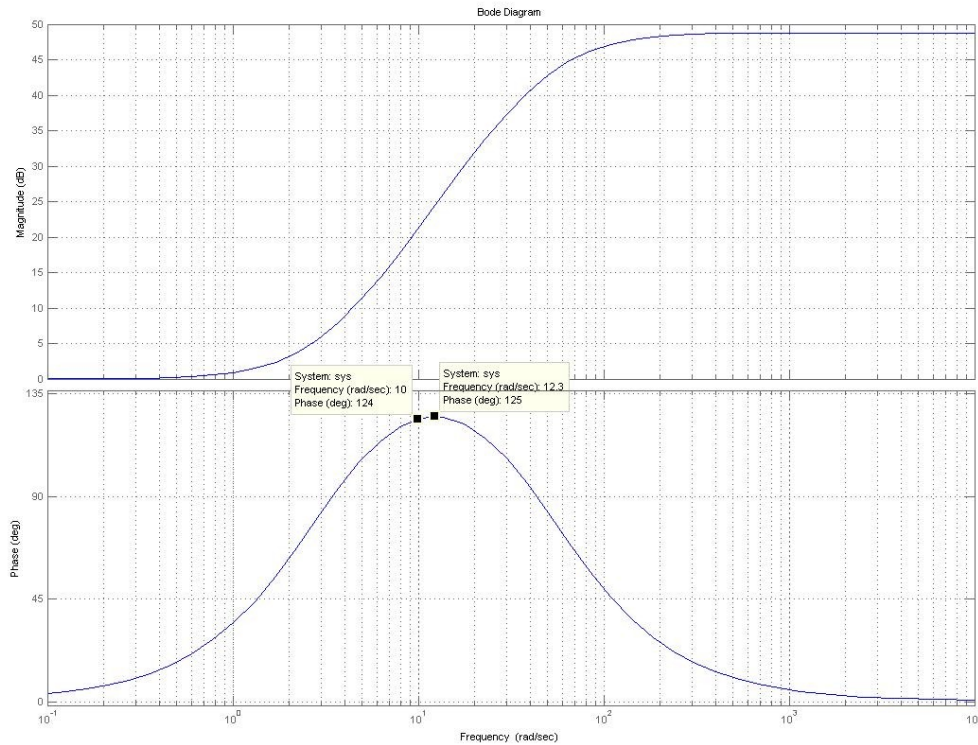


Σχήμα 5.20: Επιλογή χρονικών σταθερών  $T_1, T_3$ .

Πίνακας 5.11.: Σχεδίαση βαθμίδων αντιστάθμισης με περιορισμό στην τιμή της χρονικής σταθεράς υστέρησης φάσης.

$T_1$ (sec)	$T_2$ (sec)	$T_3$ (sec)	$T_4$ (sec)
0.317	0.02	0.3475	0.02

Για την επαλήθευση της σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή ΣΗΕ, σχεδιάζεται το διάγραμμα Bode των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης (σχήμα 5.21):



Σχήμα 5.21.: Διάγραμμα Bode βαθμίδων αντιστάθμισης σταθεροποιητή.

Μέσω του σχήματος 5.21, παρατηρούμε ότι στην συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em} = 1.5929 \text{ Hz}$  ( $\omega_{em} \approx 10 \text{ rad/sec}$ ) οι βαθμίδες αντιστάθμισης εισάγουν φάση  $124^\circ$ , δηλαδή περίπου ίση την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS} = 123.83^\circ$ . Ακόμη, η μέγιστη φάση των βαθμίδων αντιστάθμισης εισάγεται στη συχνότητα  $\omega_c = 12.3 \text{ rad/sec}$  ( $f_c \approx 1.96 \text{ Hz}$ ). Συνεπώς, οι βαθμίδες αντιστάθμισης δίνουν προήγηση φάσης σε όλο το φάσμα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, όπως είναι το επιθυμητό.

### 5.4.3. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η σχεδίαση της βαθμίδας μείωσης του κέρδους υψηλών συχνοτήτων. Στο κεφάλαιο 4 ορίστηκε η συνάρτηση μεταφοράς  $H_{main}(s)$ :

$$H_{main}(s) = \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \frac{1 + sT_3}{1 + sT_4} \frac{1 + sT_{10}}{1 + sT_{11}} \quad (5.12)$$

Σύμφωνα με την παράγραφο 4.9, η επιθυμητή τιμή του κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$  της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{main}(s)$ :

$$K_{HF,des} = 80$$

Στο κεφάλαιο 4 ορίστηκε η συνάρτηση μεταφοράς  $H_{comp}(s)$ :

$$H_{comp}(s) = \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \frac{1 + sT_3}{1 + sT_4} \quad (5.13)$$

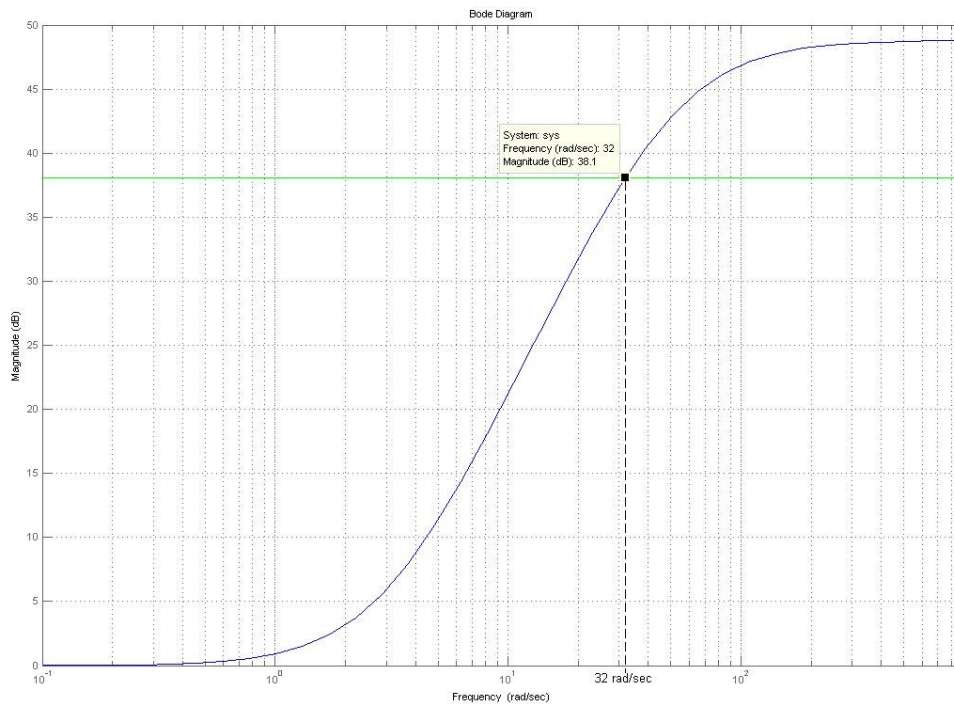
Για τις τιμές των σταθερών χρόνου του πίνακα 5.11, το κέρδος της συνάρτησης  $H_{comp}(s)$ , μέσω της σχέσης (4.44) είναι ίσο με:

$$K_{HF} = \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} = 275.39 \quad (5.14)$$

Μέσω της σχέσης (4.49) και για την τιμή  $K_{HF}$  της (5.14), προκύπτει η πρώτη συνθήκη σχεδίασης:

$$\frac{T_{10}}{T_{11}} \leq \frac{K_{HF,des}}{K_{HF}} = 0.2905 \quad (5.15)$$

Για τον προσδιορισμό της δεύτερης συνθήκης σχεδίασης, αρχικά πρέπει να βρεθεί η τιμή της συχνότητας  $\omega_{KHF}$ , πάνω από την οποία το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{comp}(s)$  ξεπερνά το επιθυμητό κέρδος υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$ . Η εύρεση της συχνότητας  $\omega_{KHF}$  φαίνεται στο σχήμα 5.22.:



Σχήμα 5.22.: Εύρεση συχνότητας  $\omega_{KHF}$ .

Από το σχήμα 5.22, προκύπτει η τιμή της συχνότητας  $\omega_{KHF}$ :

$$\omega_{KHF} = 32 \text{ rad/sec} \quad (5.16)$$

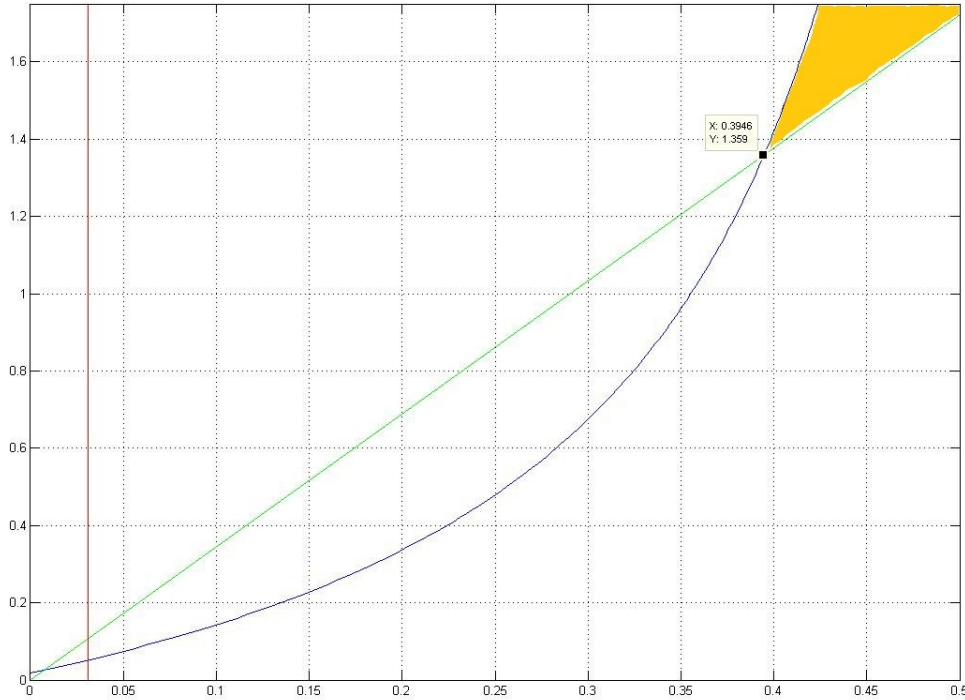
Από τις σχέσεις (4.51) και (5.16) προκύπτει η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης:

$$\frac{1}{T_{10}} < \omega_{KHF} = 32 \quad (5.17)$$

Για τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $\omega_{em}$  (πίνακας 5.9), προκύπτει μέσω της σχέσης (4.53) η τρίτη συνθήκη σχεδίασης:

$$\tan^{-1}(10.01T_{10}) - \tan^{-1}(10.01T_{11}) \leq \frac{\pi}{18} \quad (5.18)$$

Στο σχήμα 5.23. φαίνεται η περιοχή συναλήθευσης των ανισώσεων (5.15), (5.17) και (5.18):

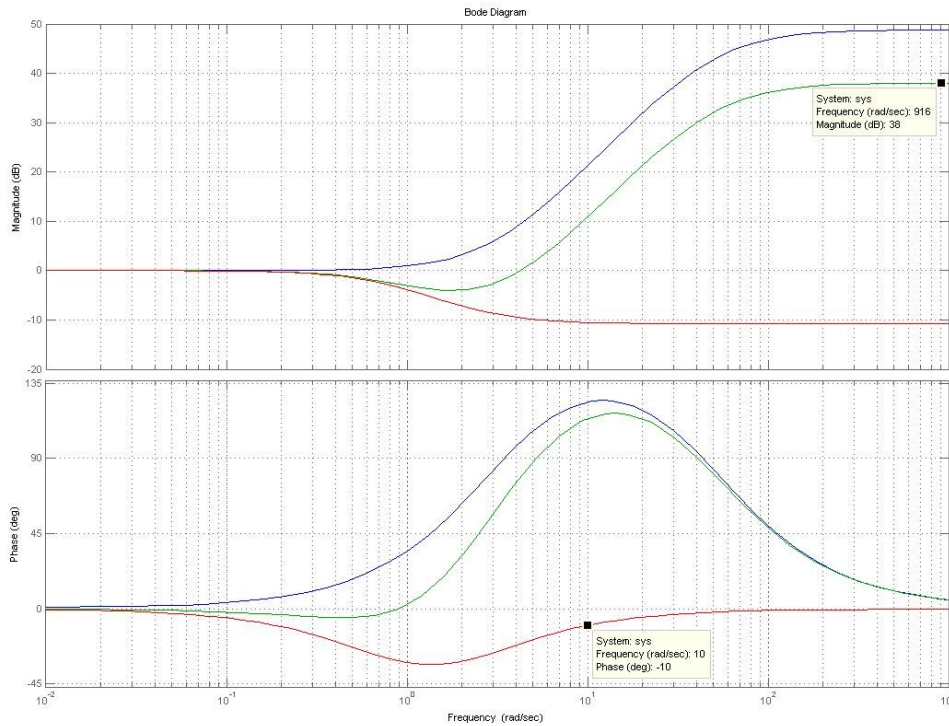


Σχήμα 5.23.: Εύρεση σταθερών χρόνου βαθμίδας μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων.

Μέσω του σχήματος 5.23. επιλέγεται το ζεύγος τιμών για τις χρονικές σταθερές  $T_{10}$  και  $T_{11}$  που δίνει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$  και τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή υστέρησης φάσης  $|\varphi_{lag}(\omega_{em})|$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$ :

$$\begin{aligned} T_{10} &= 0.3946 \text{ sec} \\ T_{11} &= 1.359 \text{ sec} \end{aligned}$$

Για την επαλήθευση της σχεδίασης της βαθμίδας μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων χαράσσονται σε κοινούς άξονες τα διαγράμματα Bode της συνάρτησης μεταφοράς της βαθμίδας μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων, των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή, καθώς και η  $H_{main}(s)$  (5.12). Τα διαγράμματα Bode των παραπάνω συναρτήσεων μεταφοράς φαίνονται στο σχήμα 5.24.:



Σχήμα 5.24.: Διαγράμματα Bode βαθμίδων κύριου κλάδου σταθεροποίησης.

Μέσω του σχήματος 5.24. παρατηρούμε ότι:

- Η βαθμίδα μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων δίνει σταθερό αρνητικό κέρδος ίσο με  $-10.7 \text{ dB}$  για συχνότητες μεγαλύτερες των  $22 \text{ rad/sec}$ . Ως αποτέλεσμα, το μέγιστο κέρδος της  $H_{main}(s)$  εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες και είναι ίσο με την επιθυμητή τιμή  $38 \text{ dB} = 20 \log(K_{HF, des}) = 20 \log(80)$ .
- Στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\omega_{em} = 10 \text{ rad/sec}$ , η βαθμίδα μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων εισάγει υστέρηση φάσης ίση με  $10^\circ$ , όπως είναι το επιθυμητό σύμφωνα με την τρίτη συνθήκη σχεδίασης (5.18).

#### 5.4.4. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή

Μέσω του αλγορίθμου επιλογής κέρδους σταθεροποιητή που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.10. και για τιμή επιθυμητού ελάχιστου λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em, des} = 0.22$  επιλέγεται το κέρδος του σταθεροποιητή  $K_{s1}$ . Στον πίνακα 5.12. δίνεται η επιλεγμένη τιμή κέρδους και οι τιμές του λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em}$  και της απόκλισης της συχνότητας  $\Delta\omega_{em}$  του πόλου  $\lambda_{em}$  για την επιλεγμένη τιμή κέρδους.

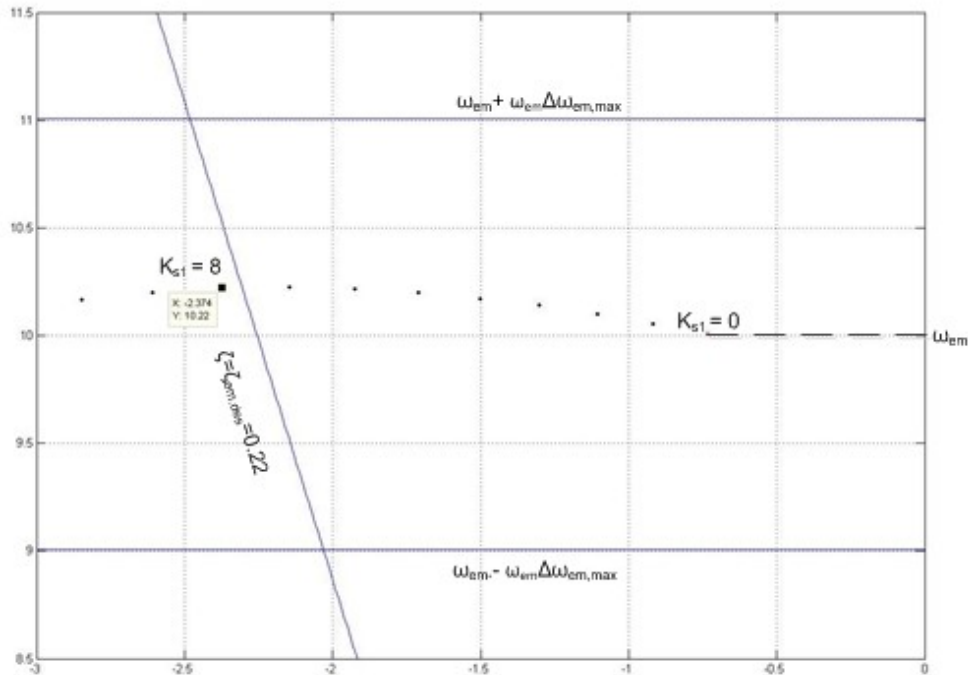
Πίνακας 5.12.: Επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_{s1}$ .

$K_{s1}$	$\lambda_{em, Ks1}$	$\Delta\omega_{em, Ks1}$	$\zeta_{em, Ks1}$
8	$-2.374 + 10.22i$	0.0212	0.2262

Στο σχήμα 5.25. παρουσιάζεται η γραφική επαλήθευση των κριτηρίων για την επιλογή του κέρδους



σταθεροποιητή.



Σχήμα 5.25.: Γεωμετρικός τόπος ριζών για την επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_{s1}$ .

Στο σχήμα 5.25. παρατηρούμε ότι:

- Η γωνία αναχώρησης του πόλου είναι περίπου ίση με την επιθυμητή γωνία αναχώρησης που είναι  $170^\circ$ , καθώς στη σχεδίαση έχει επιλεγεί να υποαντισταθμίζεται η γωνία αναχώρησης κατά  $10^\circ$ .
- Τα όρια μεταβολής της συχνότητας δεν παραβιάζονται μέχρι την τιμή για την οποία επιτυγχάνεται η επιθυμητή απόσβεση.

## 5.5. Αξιολόγηση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ

Στην παρούσα ενότητα αναλύεται η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος γεννήτριας – συστήματος διέγερσης, μετά τη σχεδίαση του σταθεροποιητή ΣΗΕ. Βασικοί στόχοι της ενότητας είναι:

- Η παρατήρηση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης γεννήτριας – άπειρου ζυγού, μετά τη σχεδίαση του σταθεροποιητή ΣΗΕ, και η επαλήθευση της βελτίωσης της απόσβεσης της ταλάντωσης.
- Η διερεύνηση βασικών χαρακτηριστικών κέρδους και φάσης του σταθεροποιητή στο πεδίο της συχνότητας, μέσω χάραξης του διαγράμματος Bode της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή ΣΗΕ.
- Η μελέτη βασικών χαρακτηριστικών του γεωμετρικού τόπου ριζών του συστήματος.
- Η σύγκριση της σχεδίασης του σταθεροποιητή με την προτεινόμενη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [20].

Στον πίνακα 5.13. δίνονται συγκεντρωτικά οι τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή ΣΗΕ, όπως προέκυψαν από τη σχεδίαση του παρόντος κεφαλαίου. Οι τιμές των φίλτρων επιλέγονται σύμφωνα με όσα ειπώθηκαν στην παράγραφο 3.4.2.

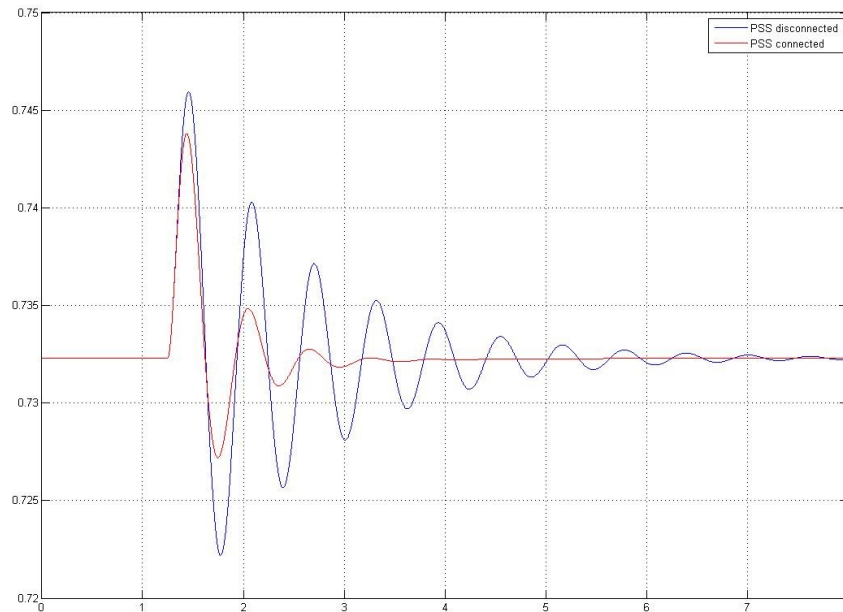
Πίνακας 5.13.: Τιμές παραμέτρων σταθεροποιητή του ΣΗΕ που σχεδιάστηκε.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Απαλοιφής	$T_{w1} = T_{w2} = T_{w3}$ $T_{w4}$	7 παρακάμπτεται	sec
Κέρδος Σταθεροποιητή	$K_{s1}$	8	αμ
Συντελεστής Αντιστάθμισης στον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$K_{s2}$	1.05	αμ
Συντελεστής Προσαρμογής Σημάτων	$K_{s3}$	1	αμ
Χρονικές Σταθερές Προήγησης Φάσης	$T_1, T_3, T_{10}$	0.317, 0.3475, 0.3946	sec
Χρονικές Σταθερές Υστέρησης Φάσης	$T_2, T_4, T_{11}$	0.02, 0.02, 1.359	sec
Χρονική Σταθερά για τον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$T_7$	7	sec
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$T_8, T_9$	0.20, 0.11	sec
Βαθμός Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$M, N$	5, 1	–
Άνω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,max}$	0.05	αμ
Κάτω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,min}$	– 0.05	αμ

Επειδή στους ΑΗΣ οι ρυθμοί ανάληψης φορτίου είναι πολύ βραδείς και οι μεταβολές πολύ αργές, ο περιορισμός (3.87) για την απαλοιφή της ράμπας φορτίου δεν είναι απαραίτητος. Για το λόγο αυτό, για τις χρονικές σταθερές  $T_8$  και  $T_9$  επιλέγονται οι δοσμένες τιμές της τεχνικής αναφοράς [20].

### 5.5.1. Μελέτη της Δυναμικής Συμπεριφοράς του Σταθεροποιητή

Αρχικά, πρέπει να μελετηθεί η επίδραση που έχει η δράση του σταθεροποιητή στην απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, αφού βασικός στόχος της λειτουργίας του είναι η ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Πραγματοποιείται μια προσομοίωση βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς κατά  $\Delta V_{REF} = +0.02$  αμ με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή και με αρχικό σημείο λειτουργίας τη γεννήτριας αυτό του πίνακα 5.4. και συγκρίνεται η χρονική απόκριση της ενεργού ισχύος εξόδου με την αντίστοιχη απόκριση για την περίπτωση που ο σταθεροποιητής ΣΗΕ είναι απενεργοποιημένος. Η σύγκριση των αποκρίσεων παρουσιάζεται στο σχήμα 5.26.:



Σχήμα 5.26.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_t$ , για σταθεροποιητή ενεργοποιημένο και για σταθεροποιητή απενεργοποιημένο.

Από το σχήμα 5.26 είναι εμφανές ότι με την ενεργοποίηση του σταθεροποιητή ενισχύεται η απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης γεννήτριας – άπειρου ζυγού και η ταλάντωση αποσβένεται σε πολύ συντομότερο χρονικό διάστημα μετά την ενεργοποίηση του σταθεροποιητή.

Η παρατήρηση βασικών χαρακτηριστικών του σταθεροποιητή στο φάσμα των συχνοτήτων λειτουργίας μπορεί να γίνει μέσω του διαγράμματος Bode της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή. Σύμφωνα με την παράγραφο 2.2.3, η χάραξη του διαγράμματος Bode είναι δυνατή για μια συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος μιας εισόδου – μιας εξόδου. Ο σταθεροποιητής PSS2B είναι ένα σύστημα δύο εισόδων – μιας εξόδου. Για την χάραξη του διαγράμματος Bode του σταθεροποιητή απαιτείται η μετατροπή του σταθεροποιητή σε ένα ισοδύναμο σύστημα μιας εισόδου – μιας εξόδου.

Το ισοδύναμο σύστημα μιας εισόδου μπορεί να προκύψει εκφράζοντας το σήμα της ηλεκτρικής ισχύος  $P_e$  συναρτήσει της απόκλισης της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα  $\Delta\omega$ . Η δυναμική του δρομέα περιγράφεται μέσω της σχέσης (3.13), η οποία για μηδενικό συντελεστή απόσβεση  $D=0$  και λαμβάνοντας υπόψιν ότι στο ανά μονάδα σύστημα ισχύει  $P_m=T_m$  και  $P_e=T_e$  γράφεται:

$$2H\Delta\dot{\omega} = P_m - P_e \quad (5.19)$$

Αν η σχέση (5.19) γραμμικοποιηθεί και μετασχηματιστεί κατά Laplace, τότε γράφεται:

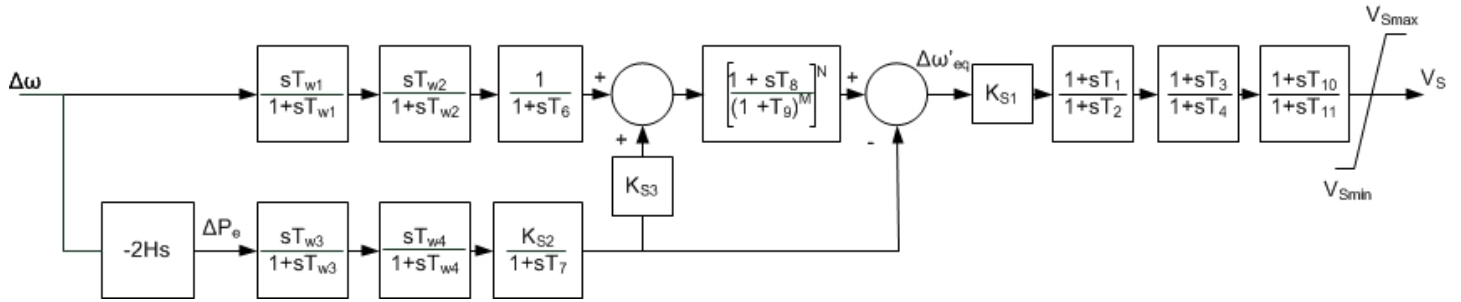
$$2Hs\Delta\omega(s) = \Delta P_m(s) - \Delta P_e(s) \quad (5.20)$$

Λόγω της δράσης των φίλτρων απαλοιφής του σταθεροποιητή, τα οποία απορρίπτουν την τιμή μόνιμου κατάστασης στο σήμα εισόδου της ηλεκτρικής ισχύος  $P_e$  μπορεί να θεωρηθεί ότι στην είσοδο της ηλεκτρικής ισχύος του σταθεροποιητή εφαρμόζεται το σήμα της απόκλισης της ηλεκτρικής ισχύος  $\Delta P_e$  χωρίς να αλλάξει η λειτουργία του σταθεροποιητή. Θεωρώντας ότι η

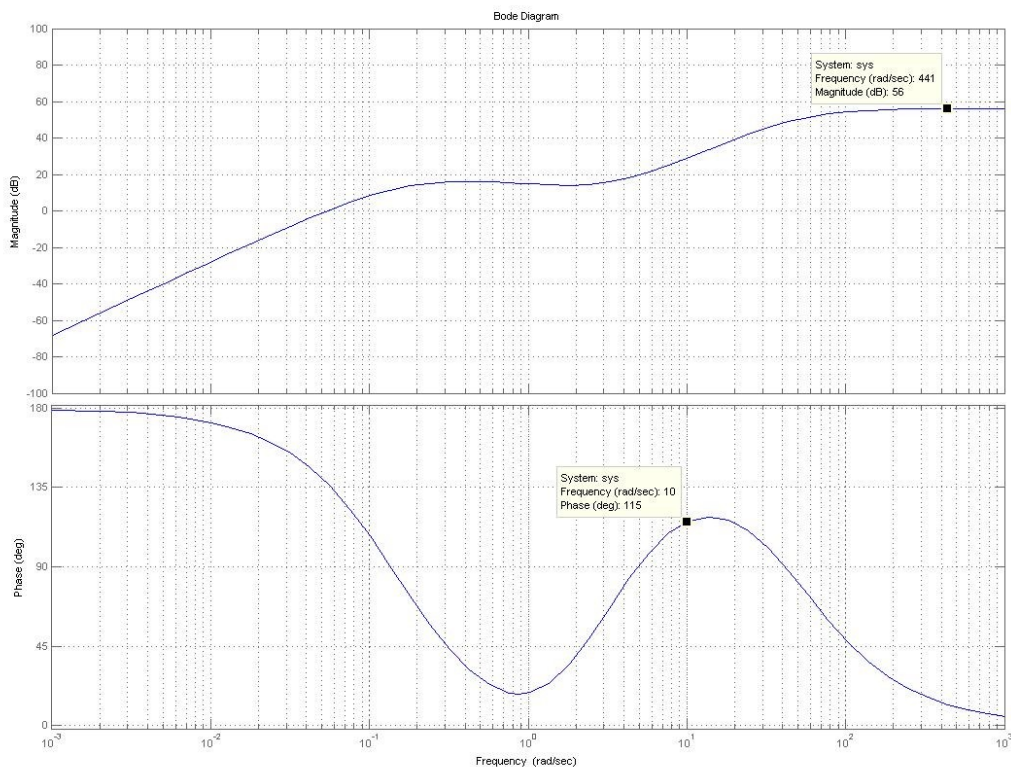
μηχανικής ισχύς παραμένει σταθερή, δηλαδή  $\Delta P_m(s)=0$ , η απόκλιση της ηλεκτρικής ισχύος  $\Delta P_e$  εκφράζεται μέσω της (5.20) ως εξής:

$$\Delta P_e(s) = -2Hs \Delta \omega(s) \quad (5.21)$$

Μέσω της σχέσης (5.21) μπορεί να εκφραστεί η απόκλιση της ηλεκτρικής ισχύος  $\Delta P_e$  συναρτήσει της απόκλισης της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta \omega$  και να μετατραπεί ο σταθεροποιητής PSS2B σ' έναν ισοδύναμο σταθεροποιητή με είσοδο  $\Delta \omega$ . Το λειτουργικό διάγραμμα του ισοδύναμου σταθεροποιητή φαίνεται στο σχήμα 5.27. Στο σχήμα 5.28. φαίνεται το διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή του σχήματος 5.27.



Σχήμα 5.27.: Ισοδύναμος σταθεροποιητής του PSS2B (με είσοδο μόνο το  $\Delta \omega$ ).

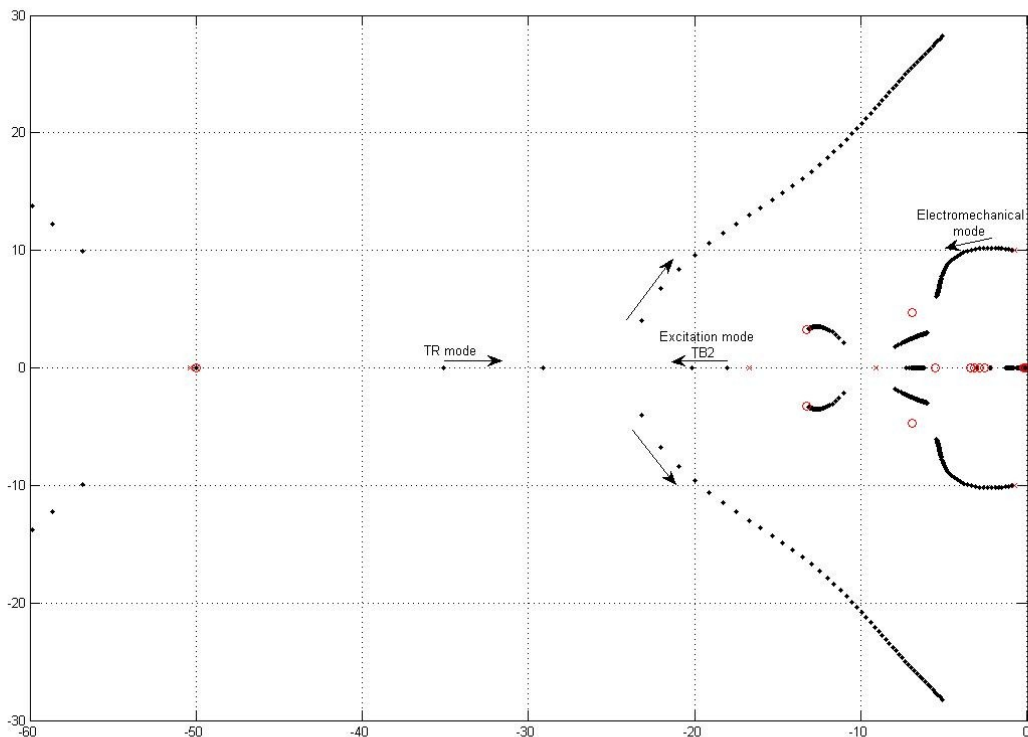


Σχήμα 5.28.: Διαγράμματα Bode του σταθεροποιητή ΣΗΕ.

Μέσω του σχήματος 5.28. παρατηρούμε ότι:

- Στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}=1.59\text{Hz}$  ( $\omega_{em}=10\text{rad/sec}$ ) ο σταθεροποιητής εισάγει φάση ίση με  $115^\circ$ , δηλαδή υποαντισταθμίζεται κατά  $10^\circ$  η γωνία αναχώρησης της ιδιοτιμής  $\lambda_{em}$  στο μιγαδικό επίπεδο. Το γεγονός αυτό είναι σύμφωνο με την επιθυμητή συμπεριφορά του σταθεροποιητή, όπως αυτή καθορίστηκε μέσω της σχεδίασης των παραγράφων 5.4.2. και 5.4.3.
- Το μέγιστο κέρδος του σταθεροποιητή εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες και ισούται με 56.1 db, δηλαδή με 640 το οποίο είναι ίσο με το γινόμενο  $K_{sl}K_{HF,des}$ , όπως καθοριστεί από τις παραγράφους 5.4.3. και 5.4.4.
- Στις χαμηλές συχνότητες τα φίλτρα απαλοιφής δρουν απορρίπτοντας το σήμα εισόδου.

Η μελέτη του γεωμετρικού τόπου ριζών της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος για μεταβαλλόμενο κέρδος σταθεροποιητή  $K_{sl}$  είναι σημαντική, καθώς μέσω του γεωμετρικού τόπου ριζών μπορούν να φανούν πιθανές αλληλεπιδράσεις ρυθμών, οι οποίες μπορεί να αποδειχθούν κρίσιμες για την ευστάθεια του συστήματος. Στο σχήμα 5.29. απεικονίζεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών του συστήματος για τιμές κέρδους  $K_{sl}$  από 0 μέχρι 50.



Σχήμα 5.29.: Γεωμετρικός τόπος ριζών συστήματος για τιμές κέρδους  $K_{sl} \leq 50$ .

Από το σχήμα 5.29. παρατηρούμε ότι ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός ταλάντωσης δεν αλληλεπιδρά με άλλους ρυθμούς του συστήματος, καθώς αυξάνεται το κέρδος  $K_{sl}$ . Παρατηρούμε ότι για μικρή τιμή του κέρδους  $K_{sl}$  (ανάμεσα στο 2 και στο 3) εμφανίζεται μια αλληλεπίδραση ανάμεσα στο ρυθμό που οφείλεται στη διάταξη μέτρησης και στο ρυθμό του συστήματος διέγερσης, που οφείλεται στη σταθερά χρόνου  $T_{B2}=0.056$ . Οι ιδιοτιμές των δύο ρυθμών “συγκρούονται”, γίνονται συζυγείς μιγαδικές και απομακρύνονται προς τα δεξιά, με γωνίες  $45^\circ$  και  $-45^\circ$  ως προς των άξονα των πραγματικών αντίστοιχα. Η αλληλεπίδραση αυτή θα οδηγούσε σε αστάθεια μόνο για πολύ μεγάλες τιμές κέρδους  $K_{sl} > 50$ , συνεπώς η εμφάνιση της δε μας απασχολεί

ιδιαίτερα, καθώς για το εύρος πιθανών τιμών του κέρδους  $K_{sl}$ , δηλαδή για  $K_{sl}$  από 1 έως και 12, οι συζυγείς μιγαδικές ιδιοτιμές παρουσιάζουν πολύ μεγάλη τιμή λόγου απόσβεσης ζ.

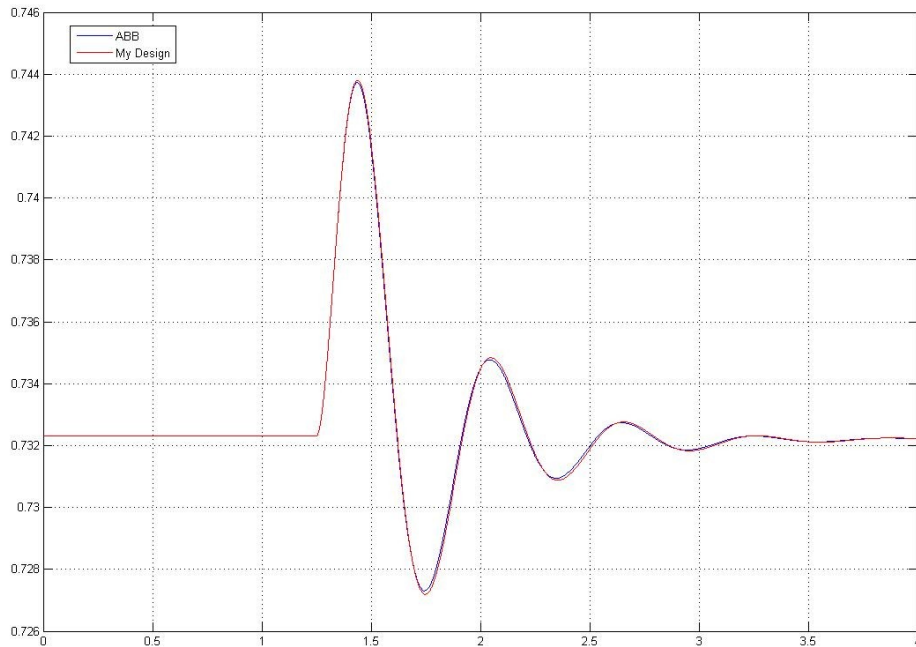
### 5.5.2. Σύγκριση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ με τη Σχεδίαση της Τεχνικής Αναφοράς [20]

Στην παρούσα παράγραφο συγκρίνεται η σχεδίαση του σταθεροποιητή ΣΗΕ με τη σχεδίαση του σταθεροποιητή που προτείνεται στην τεχνική αναφορά [20], η οποία πραγματοποιήθηκε από την ABB Switzerland Ltd. Οι τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή για τη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [20] δίνονται στον πίνακα 5.14.

Πίνακας 5.14.: Τιμές παραμέτρων σταθεροποιητή ΣΗΕ [20].

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Απαλοιφής	$T_{w1} = T_{w2} = T_{w3}$ $T_{w4}$	7 παρακάμπτεται	sec
Κέρδος Σταθεροποιητή	$K_{s1}$	8	αμ
Συντελεστής Αντιστάθμισης στον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$K_{s2}$	1.05	αμ
Συντελεστής Προσαρμογής Σημάτων	$K_{s3}$	1	αμ
Χρονικές Σταθερές Προήγησης Φάσης	$T_1, T_3, T_{10}$	0.3, 0.4, 0.3	sec
Χρονικές Σταθερές Υστέρησης Φάσης	$T_2, T_4, T_{11}$	0.02, 0.02, 1.1	sec
Χρονική Σταθερά για τον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$T_7$	7	sec
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$T_8, T_9$	0.20, 0.11	sec
Βαθμός Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$M, N$	5, 1	–
Άνω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,max}$	0.05	αμ
Κάτω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,min}$	– 0.05	αμ

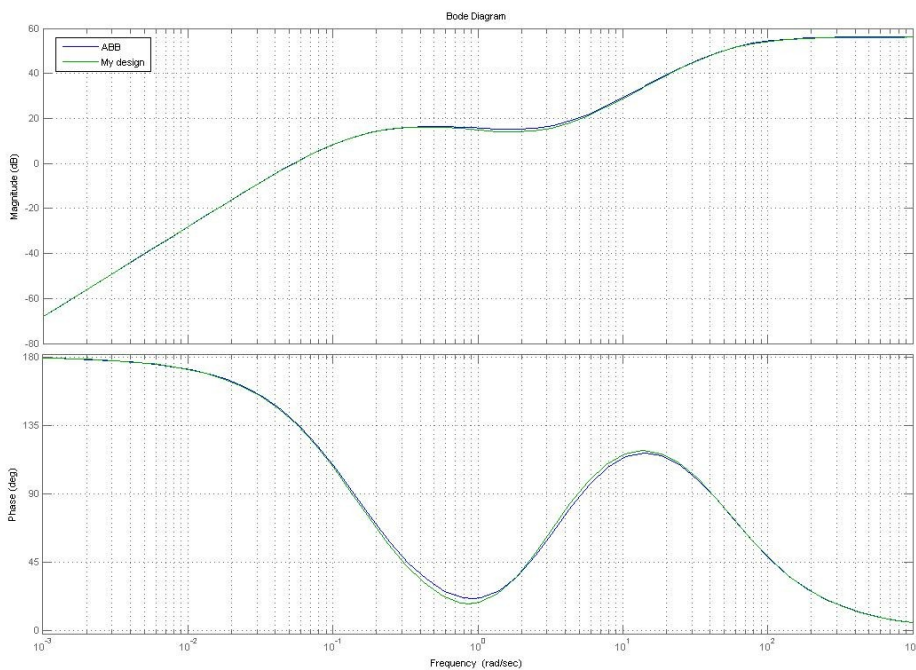
Αρχικά, πραγματοποιούνται δύο προσομοιώσεις βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς κατά  $\Delta V_{REF} = +0.02$  αμ με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή ΣΗΕ, για τις τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή ΣΗΕ όπως αυτές προέκυψαν από τις δύο διαφορετικές σχεδιάσεις (πίνακες 5.13. και 5.14) και απεικονίζονται σε κοινούς άξονες οι χρονικές αποκρίσεις της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας (σχήμα 5.30).



Σχήμα 5.30.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_t$  με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή ΣΗΕ.

Από το σχήμα 5.30. παρατηρούμε ότι οι δύο χρονικές αποκρίσεις πρακτικά ταυτίζονται, παρά τις μικρές διαφορές στις ρυθμίσεις  $T_1, T_3, T_{10}, T_2, T_4, T_{11}$ , συνεπώς η συμπεριφορά των δύο σταθεροποιητών  $f_{em}$  είναι ίδια. Αυτή η σύγκλιση των δύο σχεδιάσεων επιτευχθεί μέσω υιοθέτησης κατάλληλων κριτηρίων για τη φάση και την απόσβεση του σταθεροποιητή.

Για τη σύγκριση των σταθεροποιητών στο πεδίο της συχνότητας, χαράσσονται σε κοινό άξονα τα διαγράμματα Bode των δύο σταθεροποιητών. Η διαδικασία χάραξης του διαγράμματος Bode περιγράφηκε στην παράγραφο 5.5.1. Τα διαγράμματα Bode των δύο σταθεροποιητών φαίνονται στο σχήμα 5.31.



Σχήμα 5.31.: Σύγκριση διαγραμμάτων Bode σταθεροποιητών ΣΗΕ.

Από το σχήμα 5.31 παρατηρούμε ότι τα διαγράμματα των δύο σταθεροποιητών δε διαφέρουν σημαντικά. Ως αποτέλεσμα, οι δύο σταθεροποιητές παρουσιάζουν παρόμοια δυναμική συμπεριφορά σε όλο το φάσμα λειτουργίας τους. Ο σταθεροποιητής που σχεδιάστηκε σύμφωνα με τη μεθοδολογία του κεφαλαίου 4 δίνει ελάχιστα μεγαλύτερη προπορεία φάσης στο φάσμα συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων σε σχέση με τον σταθεροποιητή που σχεδιάστηκε σύμφωνα με την τεχνική αναφορά [20].



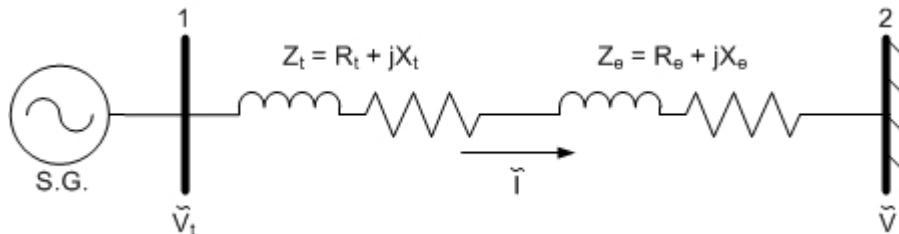
## Κεφάλαιο 6

### Εφαρμογή στις Μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς

#### 6.1. Εισαγωγή – Δεδομένα Συστήματος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η εφαρμογή της μεθοδολογίας του κεφαλαίου 4 στις μονάδες 3 και 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Οι γεννήτριες των μονάδων 3 – 4 χρησιμοποιούν στατό σύστημα σύστημα διέγερσης UNITROL 5000 (Παράγραφος 3.3.3). Μελετάται η δυναμική συμπεριφορά μιας εκ των δύο όμοιων γεννητριών του ΑΗΣ, με χρήση του μοντέλου συστήματος γεννήτριας – άπειρου ζυγού της παραγράφου 3.5.1. Τα δεδομένα για τα δυναμικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας και του συστήματος διέγερσης λαμβάνονται μέσω της τεχνικής αναφοράς [21]. Στην τεχνική αναφορά [21] παρουσιάζεται η διαδικασία ρύθμισης του σταθεροποιητή και οι απαιτούμενες δοκιμές, όπως πραγματοποιήθηκαν το 2009 από την ABB Switzerland Ltd στις μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Πρώτος στόχος του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι η εκτίμηση παραμέτρων του συστήματος διέγερσης με σκοπό τη βελτίωση της αναπαράστασης του συστήματος από το μοντέλο, ώστε να βρίσκεται ικανοποιητικά κοντά στην πραγματικότητα. Δεύτερος στόχος του κεφαλαίου είναι η σχεδίαση δύο σταθεροποιητών, ενός με είσοδο την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$  και ενός με είσοδο το ολοκλήρωμα της επιταχύνουσας ισχύος, για την ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Στο τέλος του κεφαλαίου πραγματοποιούνται δύο συγκρίσεις, μια ανάμεσα στους δύο σταθεροποιητές που θα σχεδιαστούν και μια ανάμεσα στη σχεδίαση για το σταθεροποιητή επιταχύνουσας ισχύος και την προτεινόμενη σχεδίαση του σταθεροποιητή της τεχνικής αναφοράς [21].

Το σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού φαίνεται στο σχήμα 6.1.:



Σχήμα 6.1.: Σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού.

Με  $Z_t$  συμβολίζεται η σύνθετη αντίσταση του μετασχηματιστή ανύψωσης του ΑΗΣ και με  $Z_e$  η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin δικτύου (Παράγραφος 3.1.4).

Υιοθετείται ενιαία βάση ισχύος για το σύστημα  $S_B=353 \text{ MVA}$ , η οποία είναι ίση με την ονομαστική φαινόμενη ισχύ της γεννήτριας. Τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή ανύψωσης και του δικτύου δίνονται στον πίνακα 6.1. Η ισοδύναμη αντίσταση δικτύου είναι υπολογισμένη στο ζυγό μετά το ΜΣ ανύψωσης στην Καρδιά και είναι ίδια με το κεφάλαιο 5.

Πίνακας 6.1.: Χαρακτηριστικά ΜΣ ανύψωσης και δικτύου για τον ΑΗΣ Καρδιάς.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή (αμ)
Αντίσταση ΜΣ Ανύψωσης	$R_t$	0.010
Αντίδραση ΜΣ Ανύψωσης	$X_t$	0.154
Ισοδύναμη Αντίσταση Δικτύου	$R_e$	0.001
Ισοδύναμη Αντίδραση Δικτύου	$X_e$	0.015

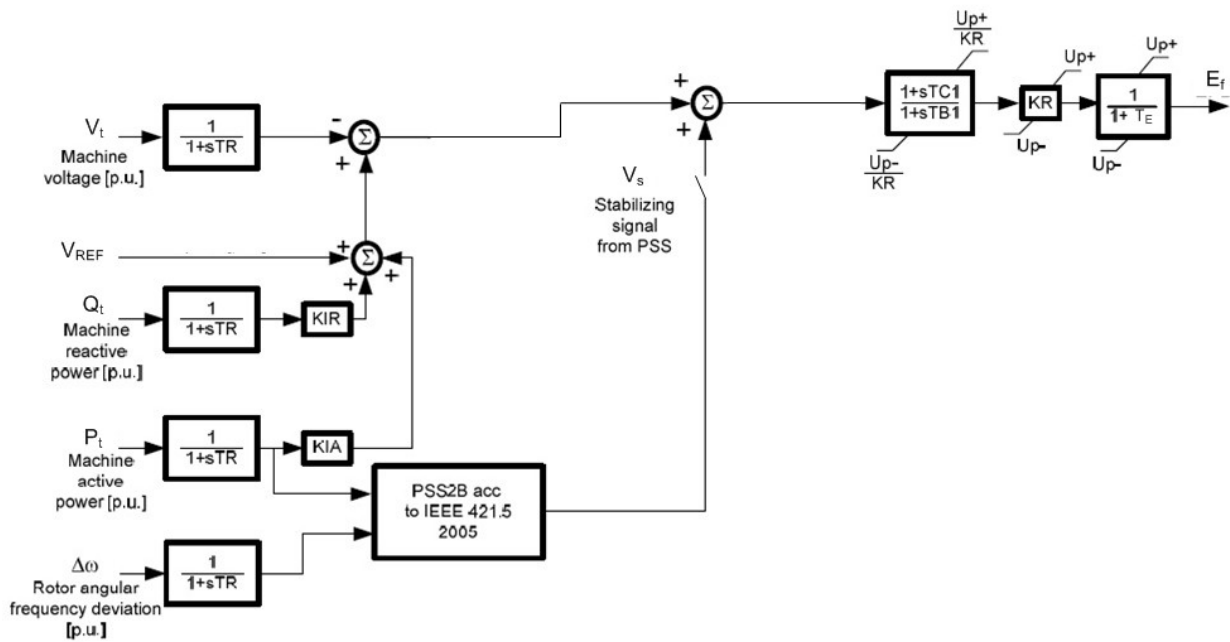
Τα χαρακτηριστικά των γεννητριών στις μονάδες 3 - 4 δίνονται στον πίνακα 6.2.:

Πίνακας 6.2.: Χαρακτηριστικά γεννητριών μονάδων 3 - 4 ΑΗΣ Καρδιάς.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Ονομαστική Φαινόμενη ισχύς	$S_n$	353	MVA
Ονομαστική Τάση Στάτη	$V_n$	20	kV
Ονομαστική Συχνότητα	$f_n$	50	Hz
Αντίδραση Ευθέος Άξονα	$X_d$	1.72	αμ
Μεταβατική Αντίδραση Ευθέος Άξονα	$X'_d$	0.258	αμ
Αντίδραση Εγκάρσιου Άξονα	$X_q$	1.7	αμ
Μεταβατική Αντίδραση Εγκάρσιου Άξονα	$X'_q$	0.293	αμ
Χρονική Σταθερά Ανοικτοκύκλωσης Τυλίγματος Διέγερσης	$T'_{do}$	5.8	sec
Χρονική Σταθερά Ανοικτοκύκλωσης Τυλίγματος Απόσβεσης	$T'_{qo}$	0.129	sec
Ανηγμένη Σταθερά Αδράνειας	$H$	2.980 5.240	sec

Η τιμή της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας  $H = 2.98 \text{ sec}$  αποτελεί την αρχική εκτίμηση. Η διόρθωση της τιμής της σταθεράς αδράνειας γίνεται στην παράγραφο 6.2.1.

Το λειτουργικό διάγραμμα του στατού συστήματος διέγερσης UNITROL 5000 φαίνεται στο σχήμα 3.13. και επαναλαμβάνεται στο σχήμα 6.2. για ευκολία ανάγνωσης. Τα χαρακτηριστικά του συστήματος διέγερσης δίνονται στον πίνακα 6.3.



Σχήμα 6.2.: Λειτουργικό διάγραμμα στατού συστήματος διέγερσης UNITROL 5000.

Πίνακας 6.3.: Χαρακτηριστικά συστήματος διέγερσης μονάδων 3 – 4 ΑΗΣ Καρδιάς.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονική Σταθερά Διάταξης Μέτρησης	$T_R$	0.020	sec
Κέρδος Αντιστάθμισης Αέργου Ισχύος	$K_{IR}$	0.060	αμ
Κέρδος Αντιστάθμισης Ενεργού Ισχύος	$K_{IA}$	0	αμ
Κέρδος Μονίμου Κατάστασης	$K_R$	200	αμ
Χρονική Σταθερά Υστέρησης Φάσης (1η Βαθμίδα)	$T_{BI}$	2	sec
Χρονική Σταθερά Προήγησης Φάσης (1η Βαθμίδα)	$T_{CI}$	1	sec
Τιμή Θετικού Ορίου Εξόδου APT	$V_{Amax}$	6.73	αμ
Τιμή Αρνητικού Ορίου Εξόδου APT	$V_{Amin}$	- 5.72	αμ
Χρονική Σταθερά Ελέγχου Κεντρικής Ανορθωτικής Διάταξης	$T_S$	0.004	sec

## 6.2. Δοκιμή Βηματικής Αύξησης της Τάσης Αναφοράς

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.4.1. και στην ενότητα 5.3, μια βασική δοκιμή που εφαρμόζεται για την παρατήρηση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων ανάμεσα στη γεννήτρια του ΑΗΣ και το υπόλοιπο ΣΗΕ, είναι η εφαρμογή βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης με τον σταθεροποιητή ΣΗΕ απενεργοποιημένο. Η παρατήρηση των χαρακτηριστικών της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης γίνεται μέσω του σήματος της ισχύος ακροδεκτών  $P_t$  της γεννήτριας.

Η παρούσα ενότητα αναφέρεται στις δοκιμές βηματικής αύξησης της  $V_{REF}$  που πραγματοποιήθηκαν σε μια εκ των δύο γεννητριών των μονάδων 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς [21]. Μέσω προσομοίωσης των δοκιμών και παρατήρησης των χρονικών αποκρίσεων  $P_t$ ,  $Q_t$  και  $V_t$ , οι ακόλουθες παράγραφοι στοχεύουν:

- Στον προσδιορισμό βασικών χαρακτηριστικών των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.
- Στη διόρθωση της τιμής της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας  $H$ .
- Στην αξιολόγηση της αναπαράστασης του συστήματος μέσω του μοντέλου προσομοίωσης.

### 6.2.1. Διόρθωση Σταθεράς Αδράνειας $H$

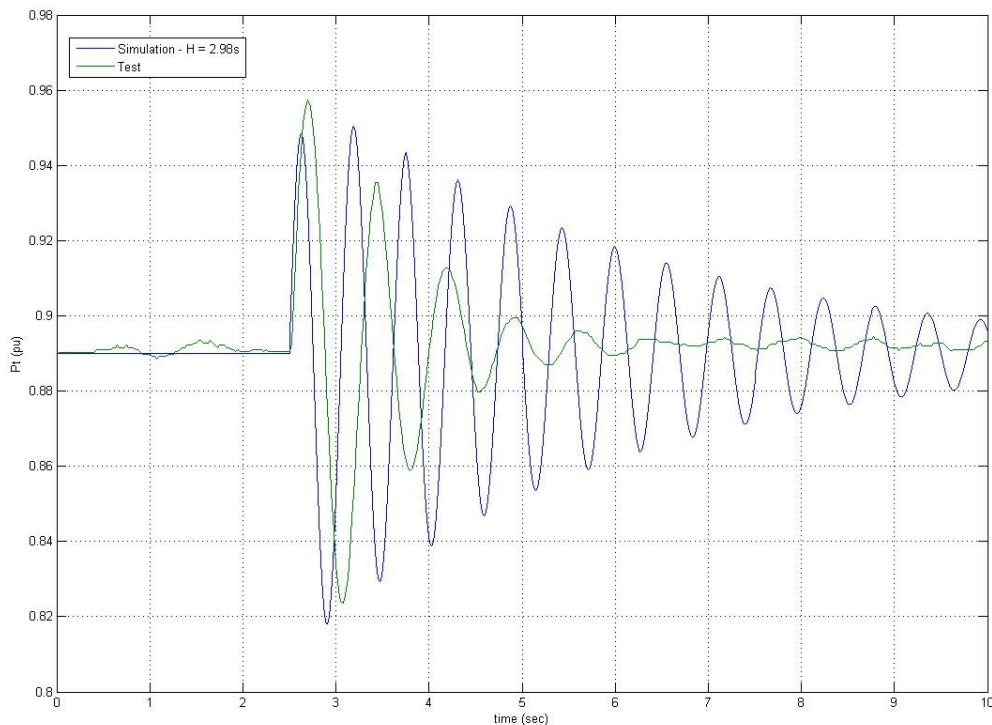
Στην παράγραφο αυτή ελέγχεται η ορθότητα της τιμής της σταθεράς αδράνειας  $H = 2.98 \text{ sec}$ , διορθώνεται σύμφωνα με τα στοιχεία της δοκιμής που δίνονται στην τεχνική αναφορά [21].

Η δοκιμή που πραγματοποιήθηκε στη μια από τις μονάδες 3 – 4 του σταθμού Καρδιάς ήταν η βηματική μεταβολή της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  κατά  $+0.02 \text{ αμ}$ . Το αρχικό σημείο λειτουργίας της γεννήτριας κατά τη δοκιμή δίνεται στον πίνακα 6.4.:

Πίνακας 6.4.: Αρχικό σημείο λειτουργίας γεννήτριας – Δοκιμή βηματικής αύξησης  $V_{REF}$ , Καρδιά 3 – 4.

$P_t$ (αμ)	$V_t$ (αμ)	$Q_t$ (αμ)
0.89	0.999	- 0.033

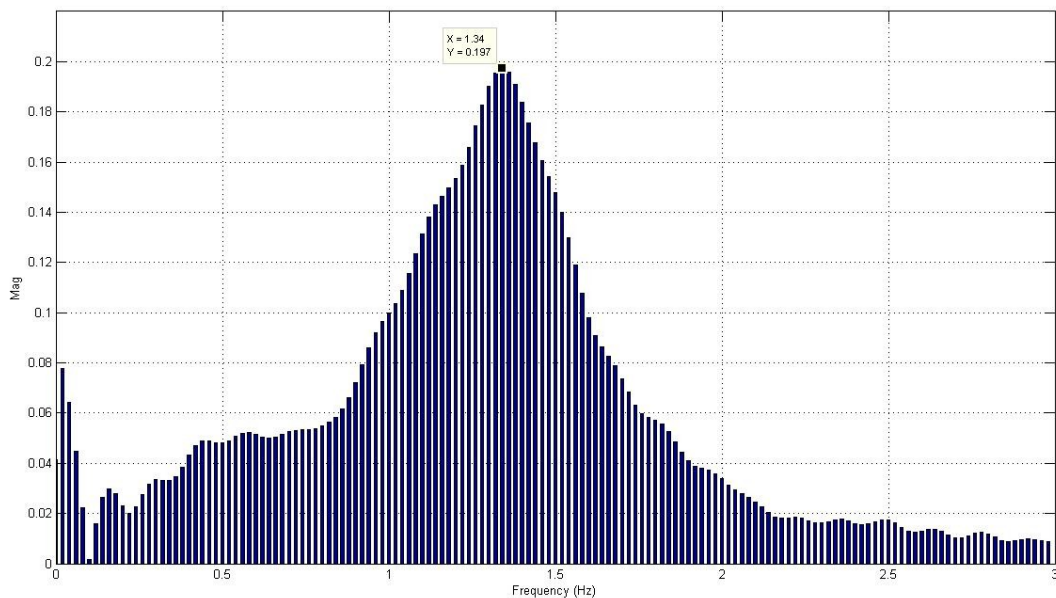
Η βηματική μεταβολή της τάσης αναφοράς προσομοιώνεται στο Matlab/Simulink για τιμή της σταθεράς αδράνειας  $H = 2.98 \text{ sec}$ . Η σύγκριση των χρονικών αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης για την ενεργό ισχύ εξόδου  $P_t$  παρουσιάζεται στο σχήμα 6.3.:



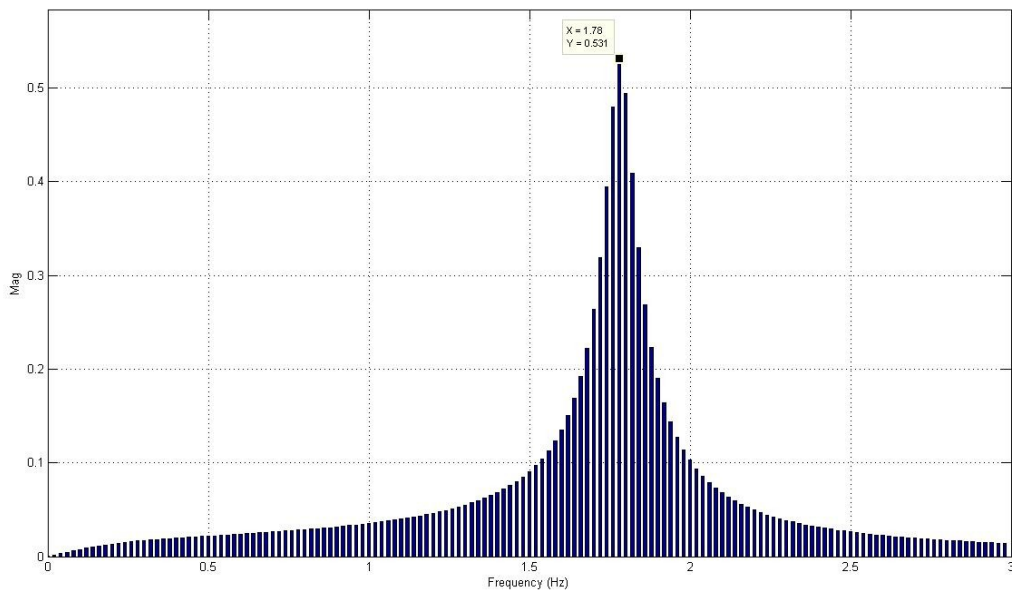
Σχήμα 6.3.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης ( $H=2.98 \text{ sec}$ ) και δοκιμής  $P_t$ .

Στο σχήμα 6.3. παρατηρείται σημαντική απόκλιση στη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως αυτή προκύπτει από την χρονική απόκριση δοκιμής και την χρονική απόκριση προσομοίωσης. Ακόμη, είναι εμφανής η διαφορά στη μορφή των δύο χρονικών αποκρίσεων, η οποία έγκειται στο γεγονός ότι κατά την προσομοίωση η ταλάντωση στον πρώτο κύκλο παρουσιάζει μικρότερο μέγιστο σε σχέση με την ταλάντωση στο δεύτερο κύκλο, ενώ για την χρονική απόκριση της δοκιμής ισχύει το αντίθετο. Μια πρόσθετη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η χρονική απόκριση της προσομοίωσης παρουσιάζει μειωμένη απόσβεση σε σχέση με την χρονική απόκριση της δοκιμής. Οι διαφορές που εμφανίζονται ανάμεσα στις δύο χρονικές αποκρίσεις, με σημαντικότερη την απόκλιση στη συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, υποδεικνύουν την επανεξέταση της τιμής της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας  $H$ .

Για την ποσοτικοποίηση της απόκλισης της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, πραγματοποιείται ανάλυση διακριτού μετασχηματισμού Fourier των σημάτων των χρονικών αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης σύμφωνα με τη διαδικασία που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.3.1. Το φάσμα διακριτού μετασχηματισμού Fourier της απόκρισης δοκιμής  $P_t$ , παρουσιάζεται στο σχήμα 6.4, ενώ το αντίστοιχο για την απόκριση δοκιμής  $P_t$  με σταθερά αδράνειας  $H = 2.98 \text{ sec}$  φαίνεται στο σχήμα 6.5.:



Σχήμα 6.4.: Φάσμα Fourier της απόκρισης δοκιμής  $P_t$ .



Σχήμα 6.5.: Φάσμα Fourier της απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  για ανηγμένη σταθερά αδράνειας  $H = 2.98 \text{ sec}$ .

Στον πίνακα 6.5. παρατίθενται οι τιμές της συχνότητας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως προκύπτουν από τις αποκρίσεις δοκιμής και προσομοίωσης και το σχετικό σφάλμα ανάμεσα στην προσομοίωση και τη δοκιμή.

Πίνακας 6.5.: Αποτελέσματα εύρεσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

Συχνότητα Δοκιμής $f_{em, test}$ (Hz)	Συχνότητα Προσομοίωσης $f_{em, sim}$ (Hz) ( $H = 2.98 \text{ sec}$ )	Σφάλμα (%)
1.34	1.78	32.8

Προφανώς το σφάλμα του πίνακα 6.5. είναι πολύ μεγάλο και δεν είναι αποδεκτό.

Ακολούθως, εκτιμάται η τιμή της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας. Μέσω του εγχειριδίου της γεννήτριας προκύπτουν τα εξής στοιχεία [21]:

- Ονομαστική Φαινόμενη Ισχύς:  $S_o = 353000 \text{ kVA}$  .
- Ονομαστική Ταχύτητα Άξονα:  $n_o = 3000 \text{ ΣΑΛ}$  .
- Ονομαστική Γωνιακή Ταχύτητα Περιστροφής:  $\omega_o = 314.14 \text{ rad/sec}$  .
- Ροπή Αδράνειας Άξονα Γεννήτριας:  $[GD^2]_g = 30000 \text{ kgm}^2$  .

Η ροπή αδράνειας του άξονα της γεννήτριας δίνεται συναρτήσει της ισοδύναμης ακτίνας περιστροφής του άξονα, οπότε μέσω της σχέσης (4.9) προκύπτει η ακόλουθη τιμή για τη ροπή αδράνειας  $J_g$  :

$$J_g = \frac{[GD^2]_g}{4} = 7500 \text{ kgm}^2$$

Επιλύοντας τη σχέση (4.7) ως προς  $H$  προκύπτει η ακόλουθη έκφραση για την ανηγμένη σταθερά αδράνειας:

$$H = \frac{J\omega_o^2}{2P_o} \quad (6.1)$$

Μέσω της σχέσης (6.1) για τη ροπή αδράνειας  $J_g$  προκύπτει:

$$H_g = 1.05 \text{ sec}$$

Η τιμή της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας  $H_g$  αφορά αποκλειστικά τη γεννήτρια. Σύμφωνα με την τεχνική αναφορά [21], η ροπή αδράνειας του άξονα του ατμοστροβίλου εκτιμάται ότι είναι 4 φορές μεγαλύτερη απ' αυτή της γεννήτριας και συγκεκριμένα μπορεί να κατανεμηθεί στα τμήματα Υψηλής Πίεσης και Μέσης/Χαμηλής Πίεσης ως εξής:

- Ροπή Αδράνειας Τμήματος Υψηλής Πίεσης:  $[GD^2]_{HD} = 40000 \text{ kgm}^2$ .
- Ροπή Αδράνειας Τμήματος Μέσης/Χαμηλής Πίεσης:  $[GD^2]_{MD/ND} = 80000 \text{ kgm}^2$ .

Προσθέτοντας τις ροπές αδράνειας των επιμέρους τμημάτων του άξονα του ΑΗΣ  $[GD^2]_g$ ,  $[GD^2]_{HD}$ ,  $[GD^2]_{MD/ND}$  προκύπτει η συνολική ροπή αδράνειας του άξονα στροβίλου – γεννήτριας:

$$[GD^2]_{tot} = 150000 \text{ kgm}^2$$

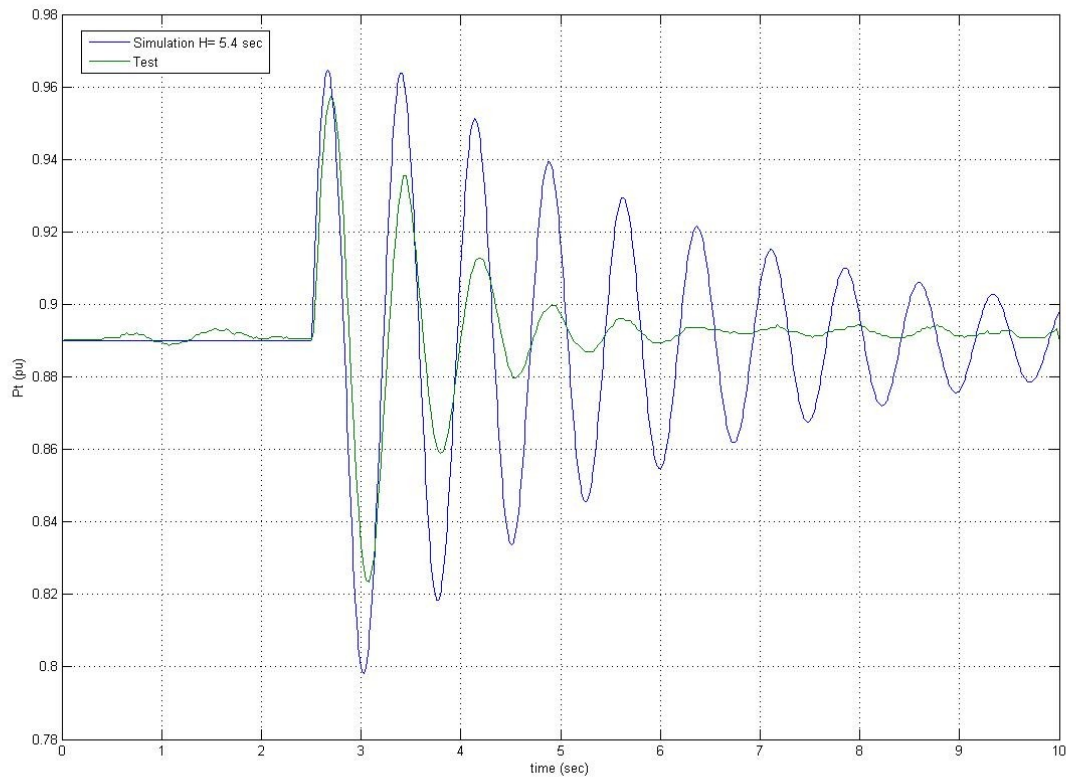
Η αντίστοιχη τιμή της ροπής αδράνειας  $J_{tot}$  προκύπτει μέσω της σχέσης (4.9):

$$J_{tot} = \frac{[GD^2]_g}{4} = 37500 \text{ kgm}^2$$

Μέσω της σχέσης (6.1) υπολογίζεται η ανηγμένη σταθερά αδράνειας του άξονα – στροβίλου γεννήτριας του ΑΗΣ:

$$H_{tot} = 5.24 \text{ sec}$$

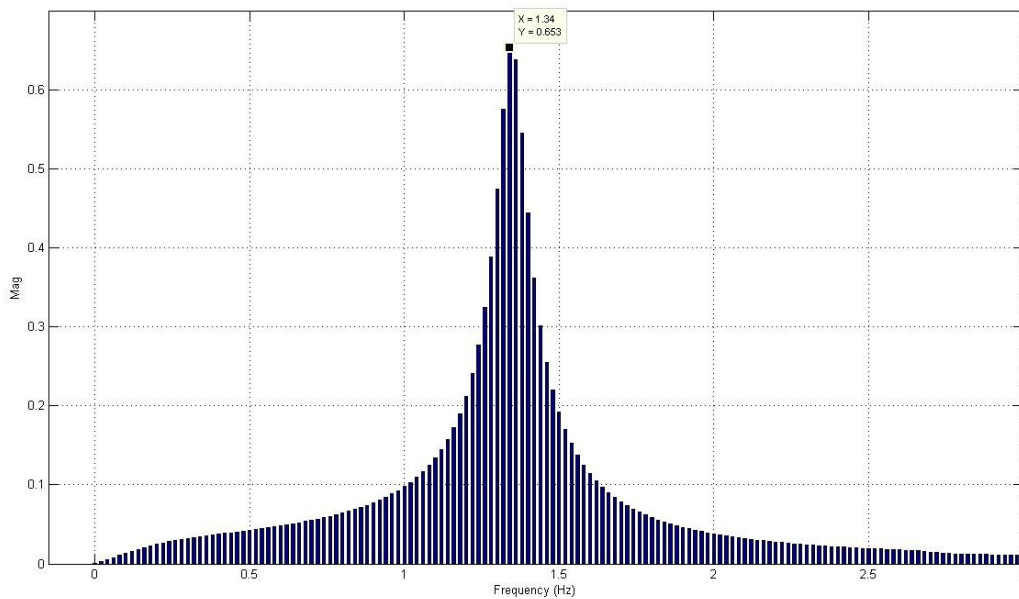
Η διόρθωση της τιμής της ανηγμένης σταθεράς αδράνειας  $H$  επαληθεύεται μέσω προσομοίωσης της βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς κατά  $\Delta V_{REF} = +0.02 \text{ αμ}$ . Το αρχικό σημείο λειτουργίας της γεννήτριας κατά τη διάρκεια της μεταβολής δίνεται στον πίνακα 6.4. Στο σχήμα 6.6. φαίνεται η σύγκριση των χρονικών αποκρίσεων της ενεργού ισχύος εξόδου, όπως αυτές προκύπτουν μέσω της δοκιμής και της προσομοίωσης.



Σχήμα 6.6.: Σύγκριση χρονικής απόκρισης προσομοίωσης (H=5.24 sec) και δοκιμής  $P_t$ .

Μέσω του σχήματος 6.4. φαίνεται ότι η συχνότητα της απόκρισης δοκιμής  $P_t$  δεν διαφέρει από τη συχνότητα της απόκρισης δοκιμή  $P_t$ . Για την ποσοτικοποίηση πιθανής απόκλισης ανάμεσα στις συχνότητες των δύο αποκρίσεων, πραγματοποιείται ανάλυση Fourier του σήματος της χρονικής απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  σύμφωνα με τη διαδικασία που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.3.1. Το φάσμα Fourier της χρονικής απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  φαίνεται στο σχήμα 6.7.:





Σχήμα 6.7.: Φάσμα Fourier της απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  για ανηγμένη σταθερά αδράνειας  $H = 5.24$  sec.

Στον πίνακα 6.6. παρατίθενται οι τιμές της συχνότητας ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως προκύπτουν από το φάσμα Fourier των αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης  $P_t$  (σχήματα 6.5. και 6.7) και το σχετικό σφάλμα ανάμεσα στην προσομοίωση και τη δοκιμή.

Πίνακας 6.6.: Αποτελέσματα εύρεσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

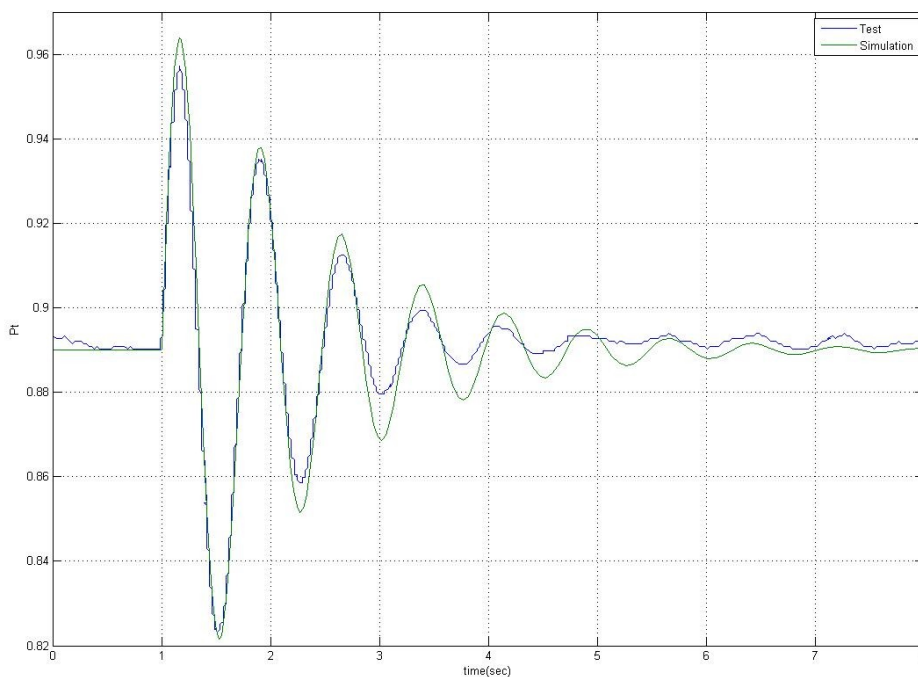
Συχνότητα Δοκιμής $f_{em, test}$ (Hz)	Συχνότητα Προσομοίωσης $f_{em, sim}$ (Hz) ( $H = 5.24$ sec)	Σφάλμα (%)
1.34	1.34	0

Μέσω του πίνακα 6.6. παρατηρείται ταύτιση της συχνότητας δοκιμής με τη συχνότητα προσομοίωσης. Η διαφορά στην απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων παραμένει, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6.

## 6.2.2. Εκτίμηση Συντελεστή Απόσβεσης D

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 4.5, η προσθήκη του συντελεστή απόσβεση στο μοντέλο προσομοίωσης γίνεται με σκοπό τη βελτίωση της αναπαράστασης της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Έπειτα από δοκιμές, η τιμή του συντελεστή απόσβεσης που οδηγεί στην καλύτερη προσέγγιση της χρονικής απόκρισης δοκιμής  $P_t$  είναι  $D = 10$ .

Στο σχήμα 6.8. παρουσιάζονται σε κοινούς άξονες η χρονική απόκρισης δοκιμής και η χρονική απόκριση προσομοίωσης της ενεργού ισχύος εξόδου (για  $D=10$ ) της ενεργού ισχύος:

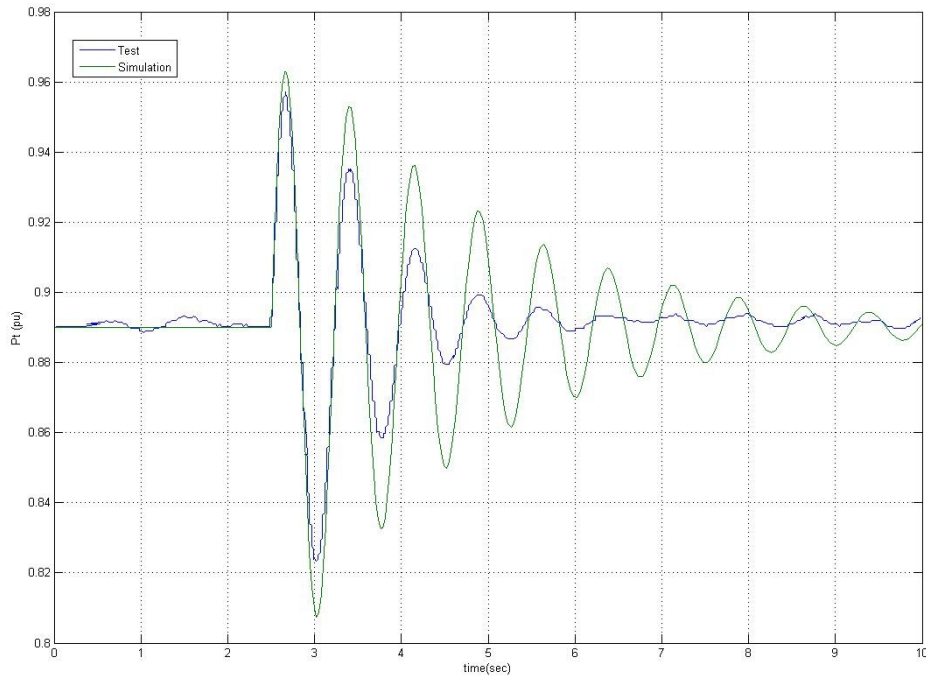


Σχήμα 6.8.: Σύγκριση απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  για  $D=10$  και απόκρισης δοκιμής.

Από το σχήμα 6.8, παρατηρούμε σημαντική βελτίωση της αναπαράστασης της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης από το μοντέλο σε σύγκριση με την απόκριση προσομοίωσης  $P_t$  χωρίς την προσθήκη του συντελεστή απόσβεσης (σχήμα 6.4).

Για τη τιμή του συντελεστή απόσβεσης  $D = 10$ , το μοντέλο προσομοίωσης αναπαριστά πολύ καλά την απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όμως επειδή οι συνήθεις τιμές του συντελεστή απόσβεσης κυμαίνονται στο διάστημα μεταξύ 1 και 3 αμ (ενότητα 4.5), ως τελική τιμή του συντελεστή απόσβεσης επιλέγεται  $D = 3$ .

Στο σχήμα 6.9. παρουσιάζονται σε κοινούς άξονες η χρονική απόκρισης δοκιμής και η χρονική απόκριση προσομοίωσης της ενεργού ισχύος εξόδου (για  $D = 3$ ) της ενεργού ισχύος:



Σχήμα 6.9.: Σύγκριση απόκρισης προσομοίωσης  $P_t$  για  $D=3$  και απόκρισης δοκιμής.

Ο συντελεστής απόσβεσης  $D = 3$  οδηγεί σε υποεκτίμηση της απόσβεσης της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9. Αυτό προφανώς οφείλεται στην απλουστευμένη αναπαράσταση των τυλιγμάτων απόσβεσης στο μοντέλο προσομοίωσης (παράγραφος 3.5.1)

### 6.3. Επαλήθευση Δυναμικής Συμπεριφοράς Μοντέλου

Στην παρούσα ενότητα γίνεται η επαλήθευση της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου προσομοίωσης που αναπτύχθηκε στο Simulink (παράγραφος 3.5.1), μέσω συγκρίσεων με τα προγράμματα CEPEL Pacdyn για τις ιδιοτιμές και Siemens PSS/E για τις χρονικές αποκρίσεις.

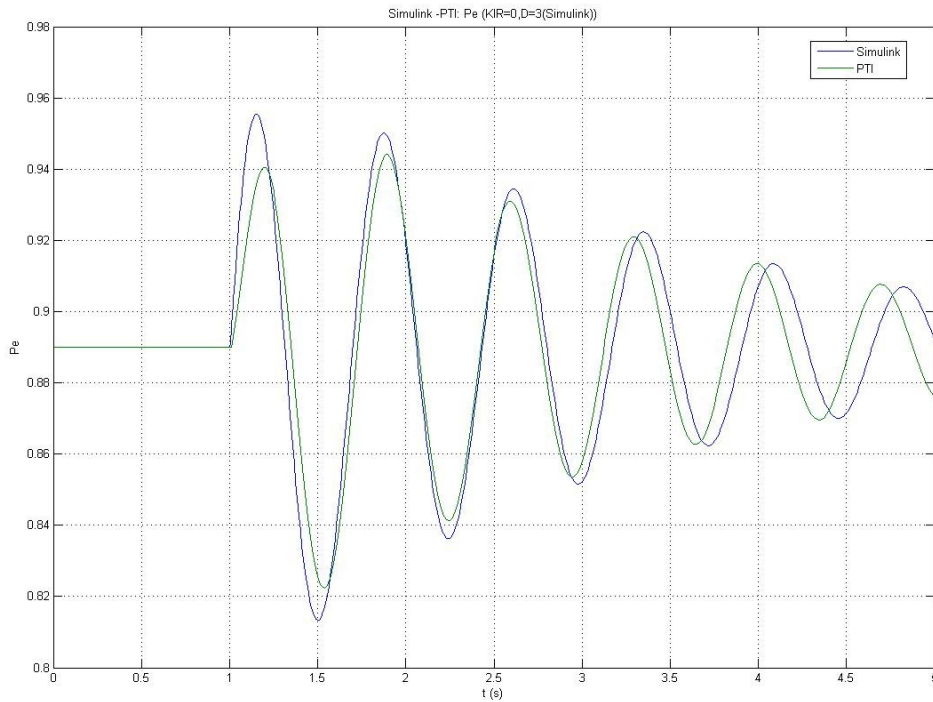
#### 6.3.1. Σύγκριση Χρονικών Αποκρίσεων Προσομοίωσης Siemens PSS/E και Matlab/Simulink

Στη συγκεκριμένη παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σύγκρισης των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης για βηματική μεταβολή της τάσης αναφοράς  $\Delta V_{REF} = +0.02$  αμ. Το αρχικό σημείο λειτουργίας της γεννήτριας κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων δίνεται στον πίνακα 6.7. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.5.2, στην προσομοίωση με το πρόγραμμα Siemens PSS/E χρησιμοποιείται το σύστημα διέγερσης URST5T, το οποίο είναι όμοιο με το UNITROL 5000, όμως δεν υπάρχει η δυνατότητα αντιστάθμισης αέργου ισχύος με τη διάταξη αντιστάθμισης φορτίου που χρησιμοποιείται στο σύστημα διέγερσης UNITROL 5000. Για το λόγο αυτό οι προσομοιώσεις και στα δύο προγράμματα γίνονται χωρίς χρήση των διατάξεων αντιστάθμισης φορτίου, δηλαδή στη προσομοίωση στο Simulink το κέρδος αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$  τίθεται ίσο με 0. Στο PSS/E χρησιμοποιείται μοντέλο γεννήτριας 6ης τάξης, η οποία έχει ένα επιπλέον τυλίγματα απόσβεσης σε κάθε άξονα, σε σύγκριση με το μοντέλο γεννήτριας τέταρτης τάξης (παράγραφος 3.1.3). Στο Simulink, ο συντελεστής απόσβεσης  $D$  τίθεται ίσος με 0, όπως και στο PSS/E. Στην παράγραφο 3.5.2. δόθηκαν ορισμένα στοιχεία για το πακέτο προγραμμάτων Siemens PSS/E.

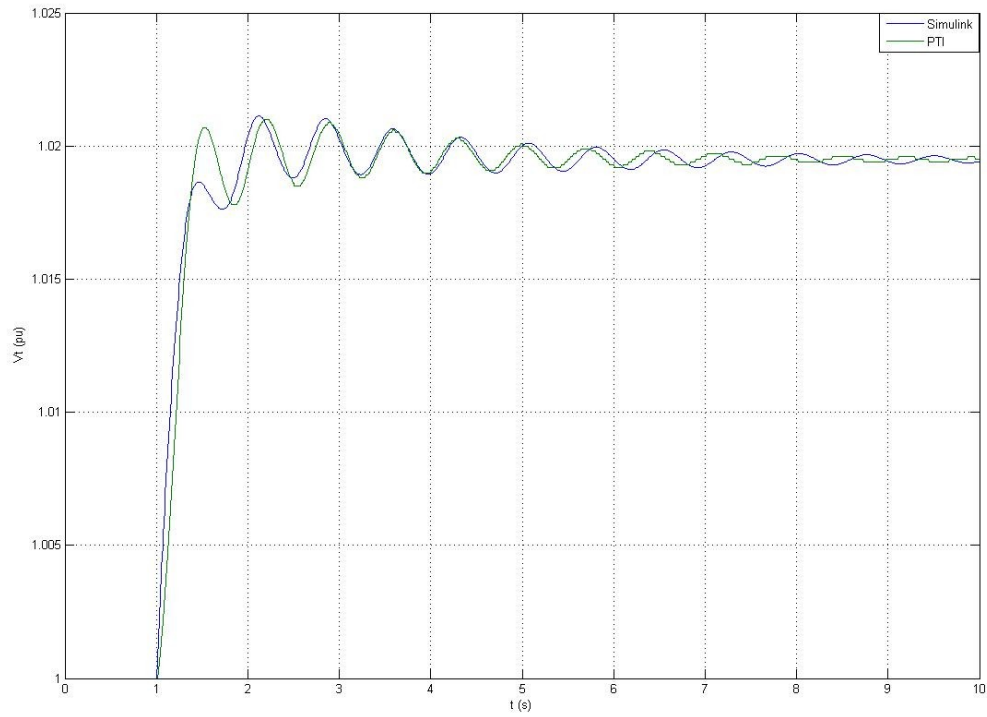
Πίνακας 6.7.: Αρχικό σημείο λειτουργίας γεννήτριας – Προσομοιώσεις βηματικής αύξησης  $V_{REF}$ .

$P_i$ (αμ)	$V_i$ (αμ)	$Q_i$ (αμ)
0.89	1	0

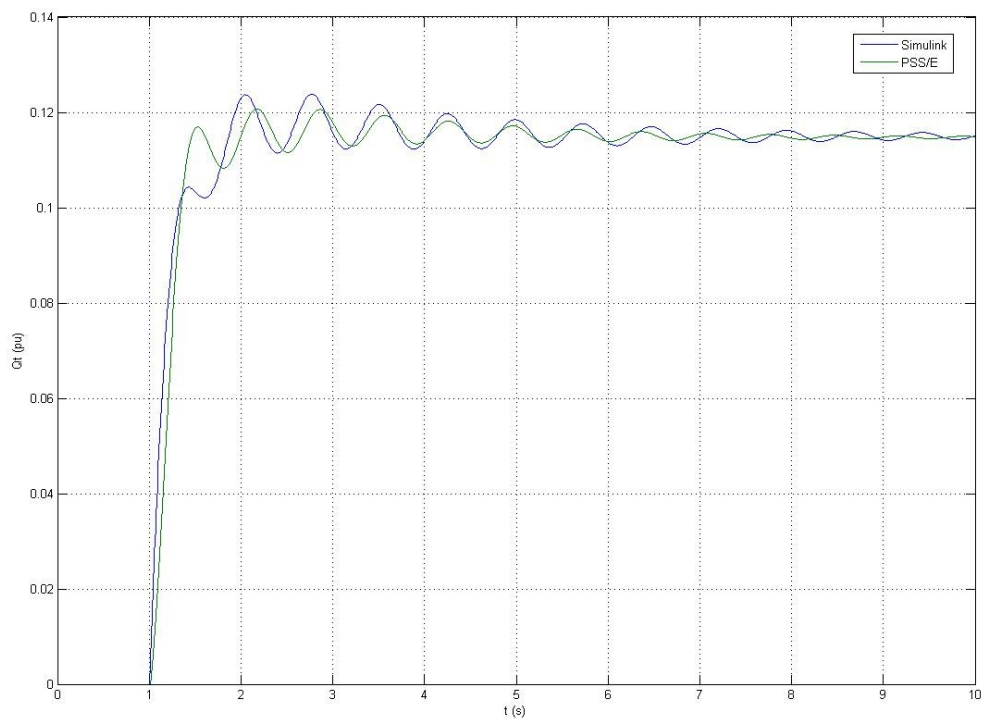
Στα σχήματα 6.10. έως και 6.14. παρουσιάζονται οι συγκρίσεις των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης Siemens PSS/E και Matlab/Simulink, για τα μεγέθη της ενεργού ισχύος εξόδου  $P_i$ , της τάσης ακροδεκτών  $V_i$ , της αέργου ισχύος εξόδου  $Q_i$ , της τάσης διέγερσης  $E_f$  και της εσωτερικής γωνίας δρομέα  $\delta$ .



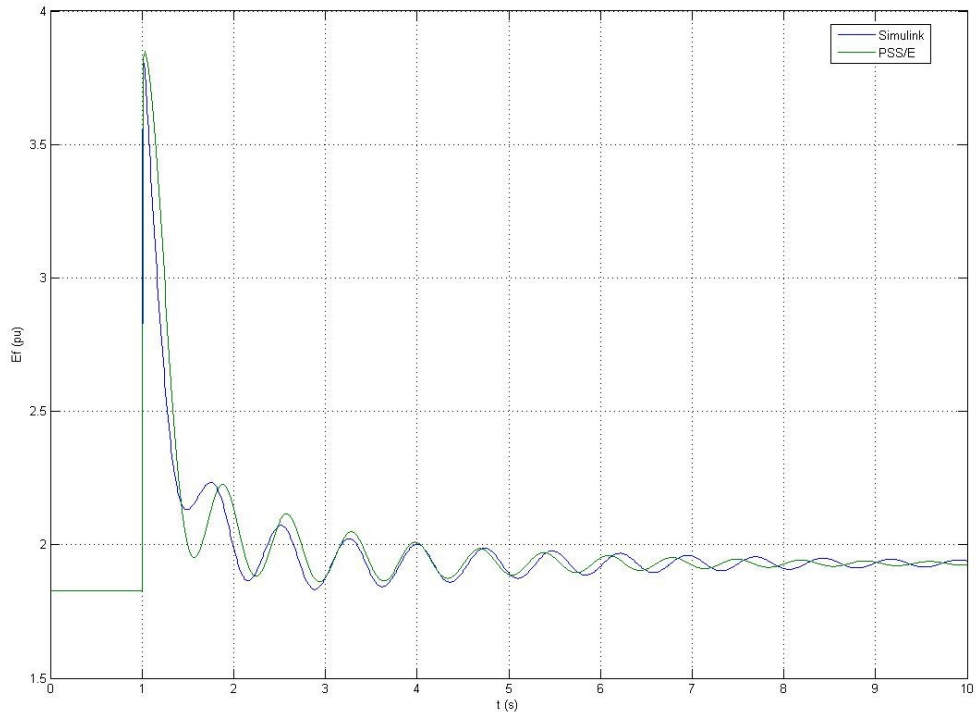
Σχήμα 6.10.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $P_i$  Simulink – PSS/E.



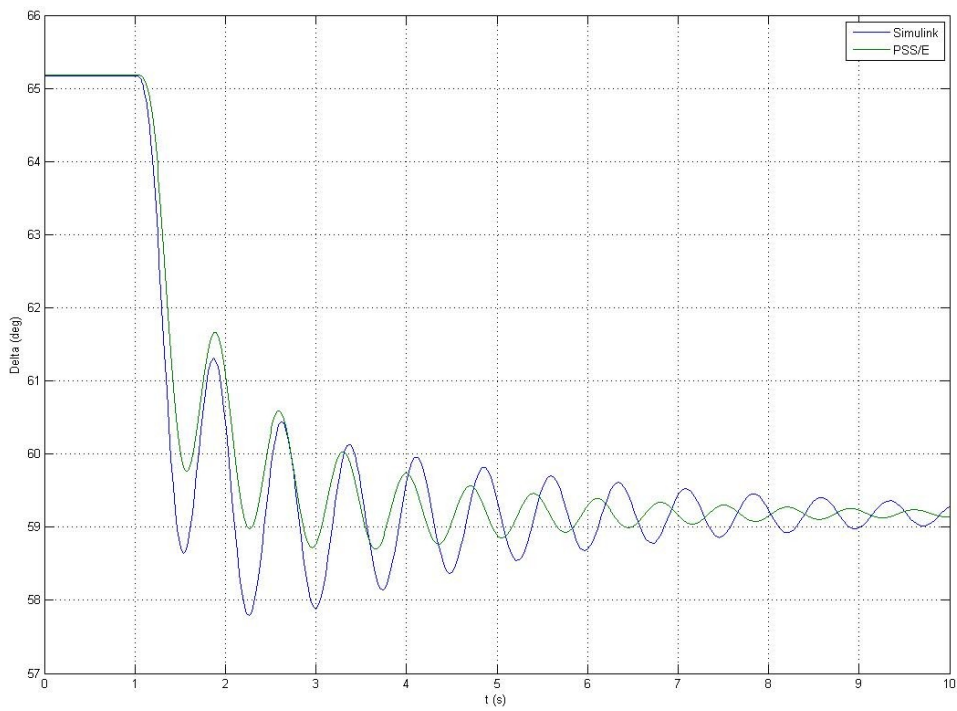
Σχήμα 6.11.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $V_t$  Simulink – PSS/E.



Σχήμα 6.12.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $Q_t$  Simulink – PSS/E.



Σχήμα 6.13.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $E_f$  Simulink – PSS/E.



Σχήμα 6.14.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $\delta$  Simulink – PSS/E.

Από τα σχήματα 6.10. έως και 6.14. παρατηρούμε τα εξής:

- Ο ρυθμός της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης εμφανίζεται σε όλα τα σήματα.
- Η συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, όπως προκύπτει από τη χρονική απόκριση της προσομοίωσης, είναι μικρότερη στην προσομοίωση στο Simulink σε σχέση με την προσομοίωση στο PSS/E.
- Η απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης είναι μεγαλύτερη στην προσομοίωση στο PSS/E, όπως ήταν αναμενόμενο, καθώς τα τυλίγματα απόσβεσης του μοντέλου έκτης τάξης ενισχύουν την απόσβεση της γεννήτριας.
- Η τελική κατάσταση μόνιμης λειτουργίας είναι ίδια για την προσομοίωση στο μοντέλο Simulink και την προσομοίωση στο μοντέλο PSS/E.

Η διαφορά στην απόσβεση και στη συχνότητα των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης  $P_i$  ήταν αναμενόμενη, λόγω χρησιμοποίησης διαφορετικής τάξης γεννήτριας στα μοντέλα προσομοίωσης που αναπτύχθηκαν στα δύο προγράμματα. Οι ομοιότητες που παρουσιάζουν οι χρονικές αποκρίσεις προσομοίωσης των μοντέλων προσομοίωσης των δύο προγραμμάτων αποτελούν μια ένδειξη για την ορθότητα της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο Simulink (παράγραφος 3.5.1).

### 6.3.2. Σύγκριση Ιδιοτιμών CEPEL Pacdyn – Matlab/Simulink

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σύγκρισης ιδιοτιμών του πίνακα κατάστασης  $A$  του γραμμικοποιημένου συστήματος γεννήτριας – συστήματος διέγερσης, όπως προκύπτουν από τα μοντέλα στα προγράμματα CEPEL Pacdyn και Matlab/Simulink. Το μοντέλο που χρησιμοποιείται στο πρόγραμμα CEPEL Pacdyn είναι ακριβής ανακατασκευή του μοντέλου προσομοίωσης που αναπτύχθηκε στο Simulink. Στο σύστημα περιλαμβάνεται ο σταθεροποιητής PSS2B, ο οποίος είναι απενεργοποιημένος. Οι τιμές για τις παραμέτρους του σταθεροποιητή λαμβάνονται από την προτεινόμενη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [21] και δίνονται στον πίνακα 6.8, ενώ στον πίνακα 6.9. φαίνονται οι ιδιοτιμές του πίνακα  $A$ , όπως προκύπτουν από τα δύο προγράμματα:

Πίνακας 6.8.: Παράμετροι σταθεροποιητή PSS2B (Προτεινόμενη σχεδίαση τεχνικής αναφοράς [21])

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Απαλοιφής	$T_{w1} = T_{w2} = T_{w3}$ $T_{w4}$	7 παρακάμπτεται	sec
Κέρδος Σταθεροποιητή	$K_{s1}$	12	αμ
Συντελεστής Αντιστάθμισης στον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$K_{s2}$	1.17	αμ
Συντελεστής Προσαρμογής Σημάτων	$K_{s3}$	1	αμ
Χρονικές Σταθερές Προήγησης Φάσης	$T_1, T_3, T_{10}$	0.16, 0.23, 0.15	sec
Χρονικές Σταθερές Υστέρησης Φάσης	$T_2, T_4, T_{11}$	0.02, 0.02, 1.42	sec
Χρονική Σταθερά για τον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$T_7$	7	sec

Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$T_8, T_9$	0.20, 0.11	sec
Βαθμός Φίλτρου Στρεπτικών Ταλαντώσεων	$M, N$	5, 1	–
Άνω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,max}$	0.05	αμ
Κάτω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,min}$	– 0.05	αμ

Πίνακας 6.9.: Ιδιοτιμές του πίνακα κατάστασης **A** (Σύγκριση Pacdyn – Simulink).

A/A	Simulink				Pacdyn			
	$\lambda_i$	Πολ\τα	$\zeta$	f(Hz)	$\lambda_i$	Πολ\τα	$\zeta$	f(Hz)
1,2	-0,2810+8,2428i	1	0,0341	1,3118	-0,288+8,2437i	1	0,0349	1,3120
3,4	-1,1678+0,4858i	1	0,9233	0,0773	-1,1705+0,4882i	1	0,9246	0,0768
5	-50	3	1	0	-50	3	1	0
6	-50	2	1	0	-50	2	1	0
7	-250,60	1	1	0	-250,61	1	1	0
8	-46,7717	1	1	0	-46,738	1	1	0
9	-0,90909	5	1	0	-0,90909	5	1	0
10	-5,3211	1	1	0	-5,3297	1	1	0
11	-0,7042	1	1	0	-0,7042	1	1	0
12	-1,429	4	1	0	-1,429	4	1	0

Στον πίνακα 6.9, οι ιδιοτιμές 6, 9, 11, 12 ανήκουν στον σταθεροποιητή ΣΗΕ, ενώ οι υπόλοιπες στο σύστημα διέγερσης και τη γεννήτρια. Παρατηρούνται πολύ μικρές διαφορές στις ιδιοτιμές του πίνακα κατάστασης **A**, όπως προκύπτουν από τα προγράμματα CEPEL Pacdyn και Matlab/Simulink. Οι μικρές διαφορές αυτές οφείλονται στον τρόπο γραμμικοποίησης του συστήματος που χρησιμοποιείται από τα δύο προγράμματα. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι ιδιοτιμές του πίνακα κατάστασης **A** είναι καθοριστικές για τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος, το γεγονός ότι οι ιδιοτιμές από το Matlab/Simulink δεν διαφέρουν από τις ιδιοτιμές από το Pacdyn είναι μια ένδειξη για την ορθότητα της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο Simulink (παράγραφος 3.5.1), το οποίο χρησιμοποιείται για όλες τις μελέτες της εργασίας.

#### 6.4. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο την Απόκλιση της Ταχύτητας Περιστροφής

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η σχεδίαση ενός σταθεροποιητή PSS1A με είσοδο  $\Delta\omega$  (σχήμα 3.16). Η σχεδίαση του σταθεροποιητή ΣΗΕ αποτελεί ένα παράδειγμα εφαρμογής της μεθοδολογίας του κεφαλαίου 4. Το φίλτρο στρεπτικών ταλαντώσεων παραλείπεται, καθώς η προσομοίωση της απόκρισης του συστήματος σε φαινόμενα στρεπτικών ταλαντώσεων ξεφεύγει από το πλαίσιο της παρούσας εργασίας.



### 6.4.1. Εύρεση Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης του Σταθεροποιητή

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην ενότητα 4.7 και την παράγραφο 5.4.1, το μοντέλο γεννήτριας – συστήματος διέγερσης (χωρίς το σταθεροποιητή ΣΗΕ) γραμμικοποιείται, υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)$  με είσοδο την απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega$  και έξοδο την τάση αναφοράς  $V_{REF}$ , η οποία ορίστηκε και στο κεφάλαιο 4 μέσω του σχήματος 4.9, και αναλύεται σε επιμέρους κλάσματα. Οι πόλοι  $\lambda_i$  και τα ολοκληρωτικά υπόλοιπα  $R_i$  της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$  του γραμμικοποιημένου συστήματος παρουσιάζονται στον πίνακα 6.10. Όπως φαίνεται από το σχήμα 6.2. και για τις τιμές των παραμέτρων του συστήματος διέγερσης του πίνακα 6.3, το σύστημα διέγερσης είναι 4ης τάξης. Αν ληφθεί υπόψιν ότι στο μοντέλο προσομοίωσης χρησιμοποιείται γεννήτρια 4ης τάξης, ο αριθμός των πόλων του συστήματος είναι 8.

Πίνακας 6.10.: Πόλοι  $\lambda_i$  και ολοκληρωτικά υπόλοιπα  $R_i$  της συνάρτησης μεταφοράς  $G(s)$ .

Ρυθμός	$\lambda_i$	$\omega_i$ (rad/sec)	$f_i$ (Hz)	$\zeta_i$	$R_i$	$\varphi(R_i)$
Σύστημα Διέγερσης $T_S=0.004\text{sec}$	-250.5788	0	0	1	-0.0145	$180^\circ$
Διατάξεις Μέτρησης $V_t$ και $Q_t$ $T_R=0.02\text{sec}$	-50	0	0	1	$1.21 \times 10^{-12}$	$0^\circ$
	-46.901	0	0	1	-0.0065	$180^\circ$
Ηλεκτρομηχανικός Ρυθμός Ταλάντωσης	$-0.2528 \pm 8.2305i$	8.2305	1.3099	0.0307	$-0.0519 \pm 0.2145i$	$103.59^\circ$
Τύλιγμα Απόσβεσης $T'_{qo}=0.1249\text{sec}$	-5.2865	0	0	1	0.0718	$0^\circ$
Ρυθμός Διέγερσης	$-1.1602 \pm 0.4983i$	0.4983	0.0793	0.9188	$0.0265 \mp 0.0008i$	$-1.8^\circ$

Από τον πίνακα 6.10, φαίνεται ότι ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός αντιστοιχεί στους συζυγείς μιγαδικούς πόλους  $-0.2528 \pm 8.2305i$ . Όπως αναμενόταν, η συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}$  βρίσκεται πολύ κοντά στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $f_{em, sim}$ , η οποία έχει υπολογιστεί μέσω της χρονικής απόκρισης της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας (Πίνακας 6.5). Ο υπολογισμός της επιθυμητής γωνίας αντιστάθμισης στη συχνότητα  $f_{em}$  γίνεται μέσω του ορίσματος του ολοκληρωτικού υπολοίπου του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\varphi_{em} = \arg(R_{em})$ , σύμφωνα με τη σχέση (4.19):

$$\varphi_{PSS} = 180^\circ - \varphi_{em} \quad \varphi_{em} \in (0^\circ, 180^\circ) \quad (6.2)$$

Στον πίνακα 6.11. δίνεται ο ηλεκτρομηχανικός ρυθμός και η επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS}$ :

Πίνακας 6.11.: Ηλεκτρομηχανικός ρυθμός ταλάντωσης και επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης σταθεροποιητή.

$\lambda_{em}$	$\omega_{em}$	$f_{em}$	$\varphi_{em}$	$\varphi_{PSS}$
$-0.2528 \pm 8.2305i$	8.2305	1.3099	$103.59^\circ$	$76.41^\circ$

### 6.4.2. Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης χωρίς Περιορισμούς

Η σχεδίαση γίνεται σύμφωνα με τη μεθοδολογία της παραγράφου 4.8.1. Η επιθυμητή τιμή της φάσης αντιστάθμισης στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}=1.3099 \text{ Hz}$  πρέπει να είναι ίση με  $\varphi_{PSS}=76.41^\circ$ , δηλαδή  $\varphi_{PSS}=1.3336 \text{ rad}$ , σύμφωνα με τον πίνακα 6.11. Η πρώτη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.33), δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\varphi_{comp}(\omega_{em})=2\tan^{-1}(\omega_{em}T_1)-2\tan^{-1}(\omega_{em}T_2)=1.3336 \quad (6.3)$$

Ως κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης επιλέγεται:

$$f_c=3.5 \text{ Hz} \quad \text{ή} \quad \omega_c=7\pi \text{ rad/sec}$$

Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.30), δίνεται από την εξίσωση:

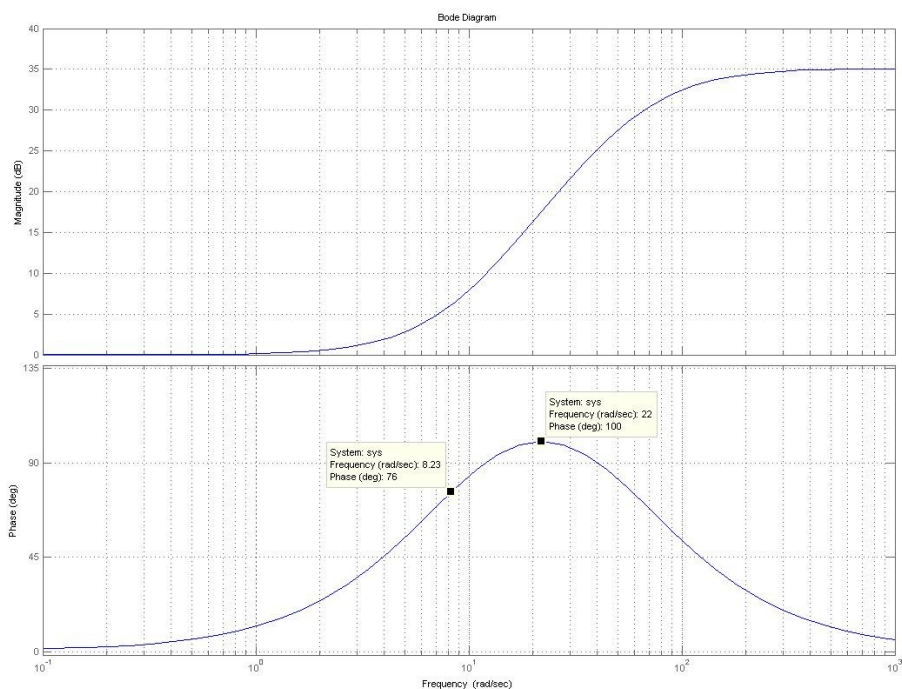
$$\frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}}=7\pi \quad (6.4)$$

Μέσω της επίλυσης του συστήματος των μη γραμμικών εξισώσεων (6.3) και (6.4), προκύπτουν οι τιμές των χρονικών σταθερών των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή (Πίνακας 6.12):

Πίνακας 6.12.: Σχεδίαση βαθμίδων αντιστάθμισης χωρίς περιορισμούς.

$T_1$ (sec)	$T_2$ (sec)	$T_3$ (sec)	$T_4$ (sec)
0.1249	0.0166	0.1249	0.0166

Για την επαλήθευση της σχεδίασης, σχεδιάζεται το διάγραμμα Bode των βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης του σταθεροποιητή ΣΗΕ (σχήμα 6.15).



Σχήμα 6.15.: Διάγραμμα Bode βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης.

Μέσω του σχήματος 6.15, παρατηρούμε ότι στην συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}=1.3099 \text{ Hz}$  ( $\omega_{em}\approx 8.23 \text{ rad/sec}$ ) οι βαθμίδες αντιστάθμισης εισάγουν φάση  $76^\circ$ , η οποία παρουσιάζει μια ελάχιστη απόκλιση από την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS}=76.41^\circ$ . Ακόμη, η μέγιστη φάση των βαθμίδων αντιστάθμισης εισάγεται στη συχνότητα  $\omega_c=22 \text{ rad/sec}$  ( $f_c\approx 3.5 \text{ Hz}$ ), όπως έχει καθοριστεί μέσω της τρίτης συνθήκης σχεδίασης.

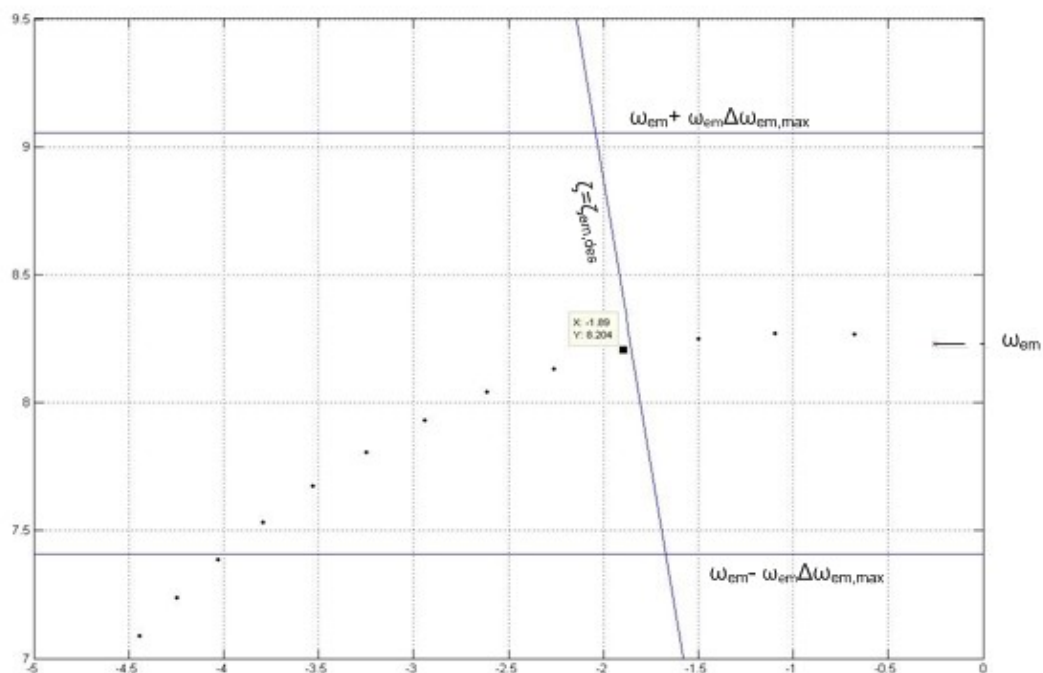
### 6.4.3. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή

Μέσω του αλγορίθμου επιλογής κέρδους σταθεροποιητή που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.10. και για τιμή επιθυμητού ελάχιστου λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em,des}=0.22$  επιλέγεται το κέρδος του σταθεροποιητή  $K_S$ . Στον πίνακα 6.13. δίνεται η επιλεγμένη τιμή κέρδους και οι τιμές του λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em}$  και της απόκλισης της συχνότητας  $\Delta\omega_{em}$  του πόλου  $\lambda_{em}$  για την επιλεγμένη τιμή κέρδους.

Πίνακας 6.13.: Επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_S$ .

$K_S$	$\lambda_{em,KS}$	$\Delta\omega_{em,KS}$	$\zeta_{em,KS}$
4	$-1.8904 + 8.2036i$	0.0033	0.224

Στο σχήμα 6.16. παρουσιάζεται η γραφική επαλήθευση των κριτηρίων για την επιλογή του κέρδους σταθεροποιητή.



Σχήμα 6.16.: Επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_S$ .

Στο σχήμα 6.16. παρατηρούμε ότι:

- Η γωνία αναχώρησης του πόλου είναι περίπου ίση με την επιθυμητή γωνία αναχώρησης που είναι  $180^\circ$ , καθώς στη σχεδίαση έχει επιλεγεί να αντισταθμίζεται πλήρως η γωνία αναχώρησης.
- Τα όρια μεταβολής της συχνότητας δεν παραβιάζονται μέχρι την τιμή για την οποία επιτυγχάνεται η επιθυμητή απόσβεση.

## 6.5. Σχεδίαση Σταθεροποιητή με Είσοδο το Ολοκλήρωμα της Επιταχύνουσας Ισχύος

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σχεδίασης του σταθεροποιητή ΣΗΕ για τις μονάδες 3–4 του ΑΗΣ Καρδιάς, η οποία έγινε σύμφωνα με τη μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 4.

### 6.5.1. Σχεδίαση Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Σταθεράς Χρόνου

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η σχεδίαση των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή. Η σχεδίαση γίνεται σύμφωνα με τη μεθοδολογία της παραγράφου 4.8.2. Η ελάχιστη επιτρεπόμενη τιμή για τις χρονικές σταθερές υστέρησης φάσης είναι:

$$T_{lag,min} = 0.02 \text{ sec}$$

Η τιμή των σταθερών υστέρησης φάσης τίθεται ίση με την ελάχιστη επιτρεπόμενη, σύμφωνα με την πρώτη συνθήκη σχεδίασης (4.34):

$$T_2 = T_4 = 0.02 \text{ sec} \quad (6.5)$$

Η επιθυμητή τιμή της φάσης αντιστάθμισης στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em} = 1.3099 \text{ Hz}$  πρέπει να είναι ίση με  $\varphi_{PSS} = 76.41^\circ$ , δηλαδή  $\varphi_{PSS} = 1.3336 \text{ rad}$ , σύμφωνα με τον πίνακα 6.11. Η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.37), δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\tan^{-1}(\omega_{em} T_1) + \tan^{-1}(\omega_{em} T_3) - 2 \tan^{-1}(\omega_{em} T_2) = 1.3336 \quad (6.6)$$

Ως κεντρική συχνότητα των βαθμίδων αντιστάθμισης επιλέγεται:

$$f_c = 3 \text{ Hz} \quad \text{ή} \quad \omega_c = 6\pi \text{ rad/sec}$$

Η τιμή αυτή επιλέχθηκε, καθώς για την τιμή  $f_c = 3.5 \text{ Hz}$  εμφανίστηκε αδυναμία επίλυσης του συστήματος των μη γραμμικών εξισώσεων για την επιλογή των χρονικών σταθερών  $T_1$  και  $T_3$ .

Η τρίτη συνθήκη σχεδίασης, μέσω της σχέσης (4.39), δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{T_1}{1 + \omega_c^2 T_1^2} + \frac{T_3}{1 + \omega_c^2 T_3^2} = \frac{2T_2}{1 + \omega_c^2 T_2^2} \quad (6.7)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων  $T_2$  και  $\omega_c$  στη σχέση (6.7), λαμβάνουμε:

$$\frac{T_1}{1+355.306T_1^2} + \frac{T_3}{1+355.306T_3^2} = 0.2814 \quad (6.8)$$

Για την επίλυση του συστήματος των εξισώσεων (6.5), (6.6) και (6.8) γίνεται μέσω επαναληπτικής μεθόδου στο Matlab και το αρχικό σημείο επιλέγεται μέσω της σχέσης (4.41):

$$T_{1,0} = T_{3,0} = \frac{1+T_2^2\omega_c^2}{T_2\omega_c^2} \quad (6.9)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων  $T_2$  και  $\omega_c$  στη σχέση (6.9), λαμβάνουμε:

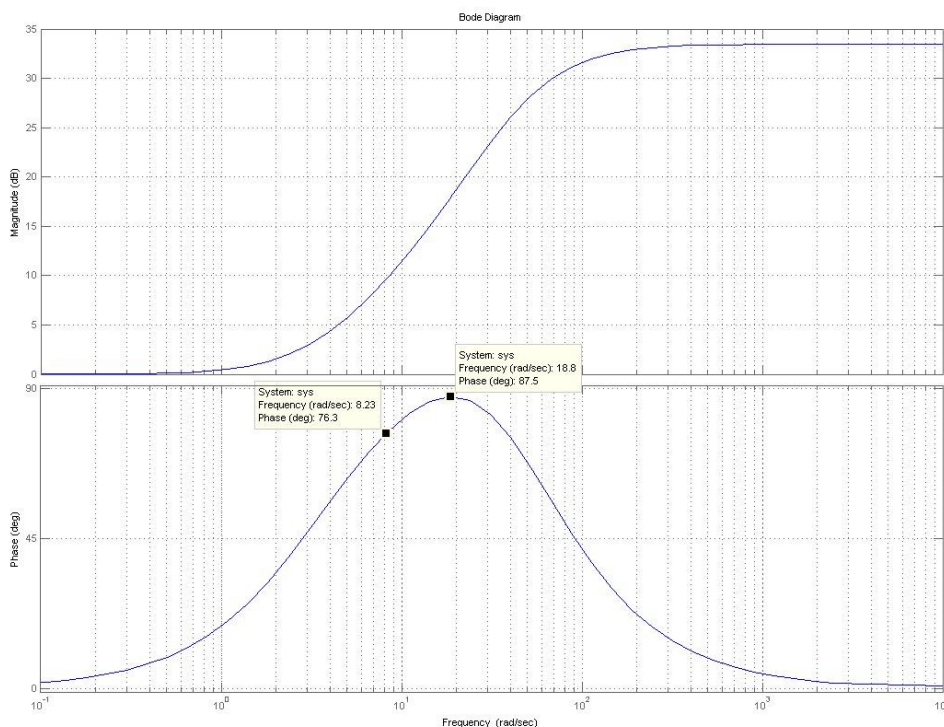
$$T_{1,0} = T_{3,0} = 0.1607 \text{ sec} \quad (6.10)$$

Οι τιμές των χρονικών σταθερών που προκύπτουν από την επίλυση των εξισώσεων (6.8) και (6.10) δίνονται στον πίνακα 6.14.:

Πίνακας 6.14.: Σχεδίαση βαθμίδων αντιστάθμισης με περιορισμό στην τιμή της χρονικής σταθεράς υστέρησης φάσης.

$T_1$ (sec)	$T_2$ (sec)	$T_3$ (sec)	$T_4$ (sec)
0.3152	0.02	0.0597	0.02

Για την επαλήθευση της σχεδίασης των βαθμίδων αντιστάθμισης του σταθεροποιητή ΣΗΕ, σχεδιάζεται το διάγραμμα Bode των δύο βαθμίδων αντιστάθμισης φάσης (σχήμα 6.17):



Σχήμα 6.17.: Διάγραμμα Bode βαθμίδων αντιστάθμισης σταθεροποιητή.

Μέσω του σχήματος 6.17, παρατηρούμε ότι στην συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $f_{em}=1.3099 \text{ Hz}$  ( $\omega_{em}\approx 8.23 \text{ rad/sec}$ ) οι βαθμίδες αντιστάθμισης εισάγουν φάση  $76.3^\circ$ , η οποία παρουσιάζει μια ελάχιστη απόκλιση από την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS}=76.41^\circ$ . Ακόμη, η μέγιστη φάση των βαθμίδων αντιστάθμισης εισάγεται στη συχνότητα  $f_c=3 \text{ Hz}$  ( $\omega_c\approx 18.8 \text{ rad/sec}$ ), όπως έχει καθοριστεί μέσω της τρίτης συνθήκης σχεδίασης.

### 6.5.2. Προσδιορισμός Παραμέτρων Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων

Όπως και στο κεφάλαιο 5, στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η σχεδίαση της βαθμίδας μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων. Στο κεφάλαιο 4 ορίστηκε η συνάρτηση μεταφοράς  $H_{main}(s)$ :

$$H_{main}(s)=\frac{1+sT_1}{1+sT_2}\frac{1+sT_3}{1+sT_4}\frac{1+sT_{10}}{1+sT_{11}} \quad (6.11)$$

Σύμφωνα με την παράγραφο 4.9, η επιθυμητή τιμή του κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$  της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{main}(s)$  για εφαρμογή σε στατό σύστημα διέγερσης, η οποία ορίζεται στη σχέση (4.43), είναι η εξής:

$$K_{HF,des}=10$$

Στο κεφάλαιο 4 ορίστηκε η συνάρτηση μεταφοράς  $H_{main}(s)$ :

$$H_{comp}(s)=\frac{1+sT_1}{1+sT_2}\frac{1+sT_3}{1+sT_4} \quad (6.12)$$

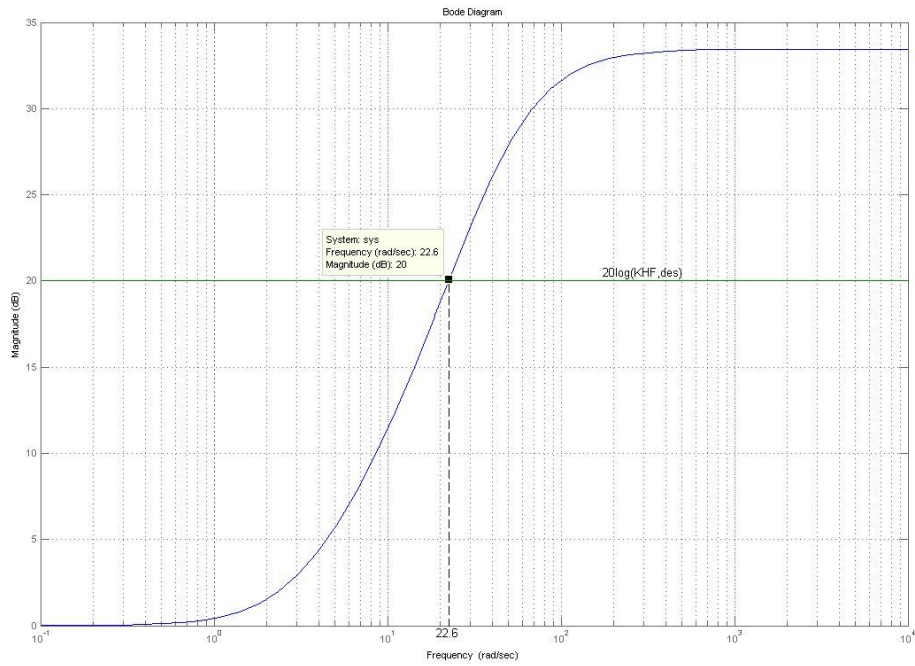
Για τις τιμές των σταθερών χρόνου του πίνακα 6.14, το κέρδος της συνάρτησης  $H_{comp}(s)$  (σχέση (4.21)), μέσω της σχέσης (4.44) είναι ίσο με:

$$K_{HF}=\frac{T_1T_3}{T_2T_4}=47.04 \quad (6.13)$$

Μέσω της σχέσης (4.49) και για την τιμή  $K_{HF}$  της (6.13), προκύπτει η πρώτη συνθήκη σχεδίασης:

$$\frac{T_{10}}{T_{11}}\leq\frac{K_{HF,des}}{K_{HF}}=0.2125 \quad (6.14)$$

Για τον προσδιορισμό της δεύτερης συνθήκης σχεδίασης, αρχικά πρέπει να βρεθεί η τιμή της συχνότητας  $\omega_{KHF}$ , για την οποία το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{comp}(s)$  είναι ίσο με το επιθυμητό κέρδος υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$ . Η εύρεση της συχνότητας  $\omega_{KHF}$  φαίνεται στο σχήμα 6.18.:



Σχήμα 6.18.: Εύρεση συχνότητας  $\omega_{KHF}$ .

Μέσω του σχήματος 6.18, προκύπτει η τιμή της συχνότητας  $\omega_{KHF}$ :

$$\omega_{KHF} = 22.6 \text{ rad/sec} \quad (6.15)$$

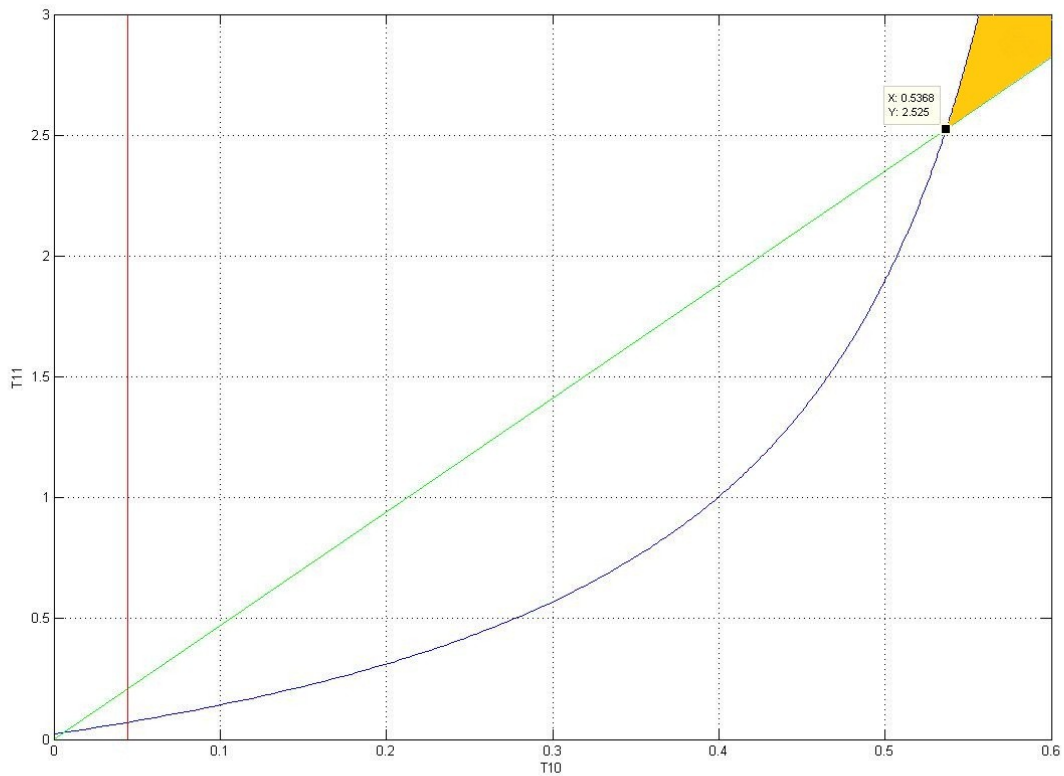
Από τις σχέσεις (4.51) και (6.15) προκύπτει η δεύτερη συνθήκη σχεδίασης:

$$\frac{1}{T_{10}} < \omega_{KHF} = 22.6 \quad (6.16)$$

Για τη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $\omega_{em}$  (πίνακας 6.11), προκύπτει μέσω της σχέσης (4.53) η τρίτη συνθήκη σχεδίασης:

$$\tan^{-1}(8.23T_{10}) - \tan^{-1}(8.23T_{11}) \leq \frac{\pi}{18} \quad (6.17)$$

Στο σχήμα 6.19. φαίνεται η περιοχή συναλήθευσης των ανισώσεων (6.14), (6.16) και (6.17):



Σχήμα 6.19.: Επιλογή σταθερών χρόνου σταδίου μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων.

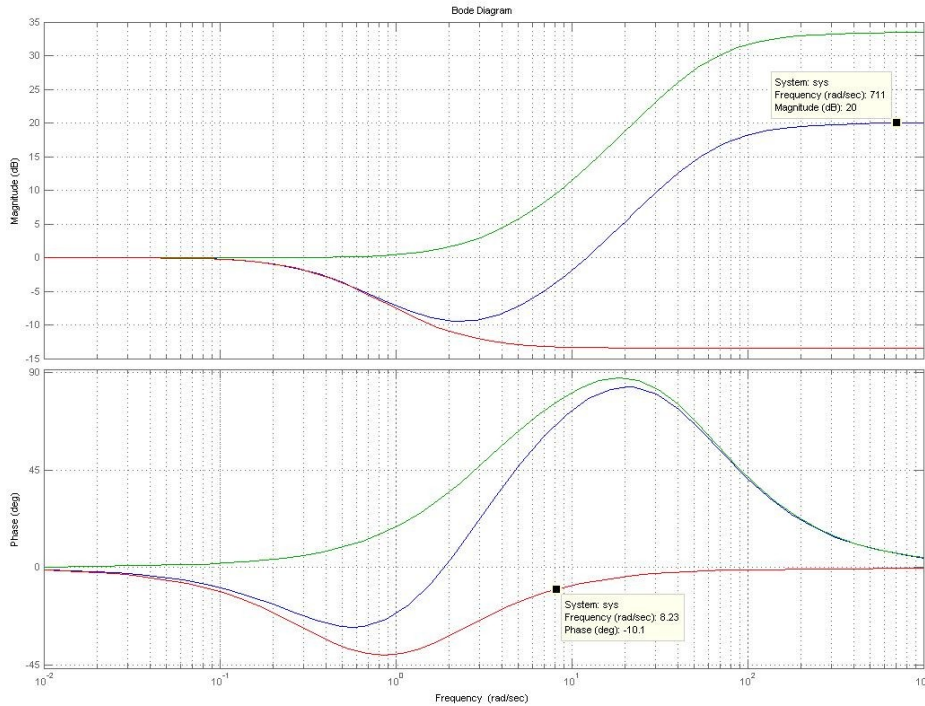
Μέσω του σχήματος 6.19. επιλέγεται το ζεύγος τιμών για τις χρονικές σταθερές  $T_{10}$  και  $T_{11}$  που δίνει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή κέρδους υψηλών συχνοτήτων  $K_{HF,des}$  και τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή υστέρησης φάσης  $|\varphi_{lag}(\omega_{em})|$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$  :

$$T_{10}=0.5368 \text{ sec}$$

$$T_{11}=2.525 \text{ sec}$$

Για την επαλήθευση της σχεδίασης της βαθμίδας μείωσης του κέρδους υψηλών συχνοτήτων, χαράσσονται σε κοινούς άξονες τα διαγράμματα Bode της βαθμίδας μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων, των βαθμίδων αντιστάθμισης και της συνάρτησης μεταφοράς  $H_{main}(s)$ , τα οποία φαίνονται στο σχήμα 6.20.





Σχήμα 6.20.: Διαγράμματα Bode βαθμίδων κύριου κλάδου σταθεροποίησης.

Μέσω του σχήματος 6.20. παρατηρούμε ότι:

- Η βαθμίδα μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων δίνει σταθερό αρνητικό κέρδος ίσο με  $-13.4 \text{ dB}$  για συχνότητες μεγαλύτερες των  $12 \text{ rad/sec}$ . Ως αποτέλεσμα, το μέγιστο κέρδος της  $H_{main}(s)$  εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες και είναι ίσο με την επιθυμητή τιμή  $20 \text{ dB} = 20 \log(K_{HF,des}) = 20 \log(10)$ .
- Στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\omega_{em} = 8.23 \text{ rad/sec}$ , η βαθμίδα μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων εισάγει υστέρηση φάσης ίση με  $10^\circ$ , όπως είναι το επιθυμητό σύμφωνα με την τρίτη συνθήκη σχεδίασης (6.17).

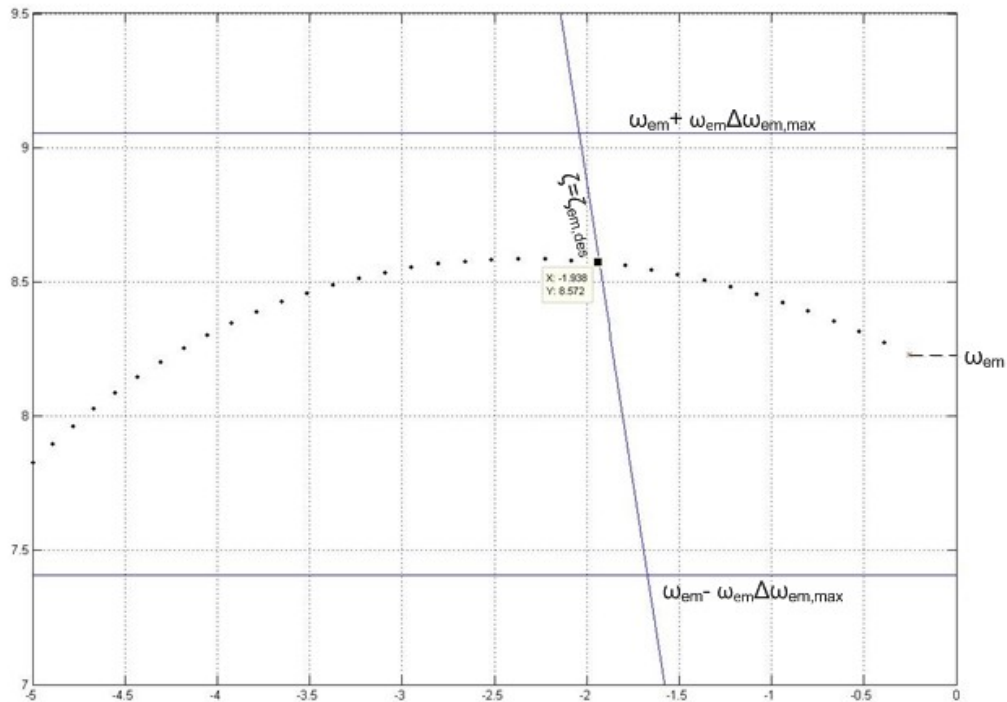
### 6.5.3. Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή

Μέσω του αλγορίθμου επιλογής κέρδους σταθεροποιητή που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.10. και για τιμή επιθυμητού ελάχιστου λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em,des} = 0.22$  επιλέγεται το κέρδος του σταθεροποιητή  $K_{s1}$ . Στον πίνακα 6.15. δίνεται η επιλεγμένη τιμή κέρδους και οι τιμές του λόγου απόσβεσης  $\zeta_{em}$  και της απόκλισης της συχνότητας  $\Delta\omega_{em}$  του πόλου  $\lambda_{em}$  για την επιλεγμένη τιμή κέρδους.

Πίνακας 6.15: Επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_{s1}$ .

$K_{s1}$	$\lambda_{em, Ks1}$	$\Delta\omega_{em, Ks1}$	$\zeta_{em, Ks1}$
12	$-1.937 + 8.572i$	0.0415	0.2204

Στο σχήμα 6.21. παρουσιάζεται η γραφική επαλήθευση των κριτηρίων για την επιλογή του κέρδους σταθεροποιητή.



Σχήμα 6.21.: Επιλογή κέρδους σταθεροποιητή  $K_{sl}$ .

Στο σχήμα 6.21. παρατηρούμε ότι:

- Η γωνία αναχώρησης του πόλου είναι περίπου ίση με την επιθυμητή γωνία αναχώρησης που είναι  $170^\circ$ , καθώς στη σχεδίαση έχει επιλεγεί να υποαντισταθμίζεται η γωνία αναχώρησης κατά  $10^\circ$ .
- Τα όρια μεταβολής της συχνότητας δεν παραβιάζονται μέχρι την τιμή για την οποία επιτυγχάνεται η επιθυμητή απόσβεση.

## 6.6. Αξιολόγηση της Σχεδίασης Σταθεροποιητών ΣΗΕ

Όπως και στο κεφάλαιο 5, στην παρούσα ενότητα αναλύεται η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος γεννήτριας – συστήματος διέγερσης, μετά τη σχεδίαση των δύο σταθεροποιητών ΣΗΕ (Ενότητες 6.5. και 6.6). Βασικοί στόχοι της ενότητας είναι:

- Η παρατήρηση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης γεννήτριας – άπειρου ζυγού, μετά τη σχεδίαση του σταθεροποιητή ΣΗΕ, και η επαλήθευση της βελτίωσης της απόσβεσης της ταλάντωσης.
- Η διερεύνηση βασικών χαρακτηριστικών κέρδους και φάσης του σταθεροποιητή στο πεδίο της συχνότητας, μέσω χάραξης του διαγράμματος Bode της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή ΣΗΕ.
- Η σύγκριση της δυναμικής συμπεριφοράς των δύο σταθεροποιητών.
- Η σύγκριση της σχεδίασης του σταθεροποιητή PSS2B με την προτεινόμενη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [20].

Στον πίνακα 6.16. δίνονται συγκεντρωτικά οι τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή PSS1A, ενώ στον πίνακα 6.17. δίνονται τα χαρακτηριστικά του σταθεροποιητή PSS2B, όπως προέκυψαν από τις σχεδιάσεις του παρόντος κεφαλαίου. Οι τιμές των φίλτρων επιλέγονται σύμφωνα με όσα ειπώθηκαν στην παράγραφο 3.4.2.

Πίνακας 6.16.: Τιμές παραμέτρων σταθεροποιητή με είσοδο  $\Delta\omega$ .

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονική Σταθερά Φίλτρου Απαλοιφής	$T_W$	7	sec
Χρονική Σταθερά Διάταξης Μέτρησης	$T_R$	0.02	sec
Χρονικές Σταθερές Προήγησης Φάσης	$T_1, T_3$	0.1249, 0.1249	sec
Χρονικές Σταθερές Υστέρησης Φάσης	$T_2, T_4$	0.0166, 0.0166	sec
Κέρδος Σταθεροποιητή	$K_S$	4	αμ
Άνω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,max}$	0.05	αμ
Κάτω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,min}$	- 0.05	αμ

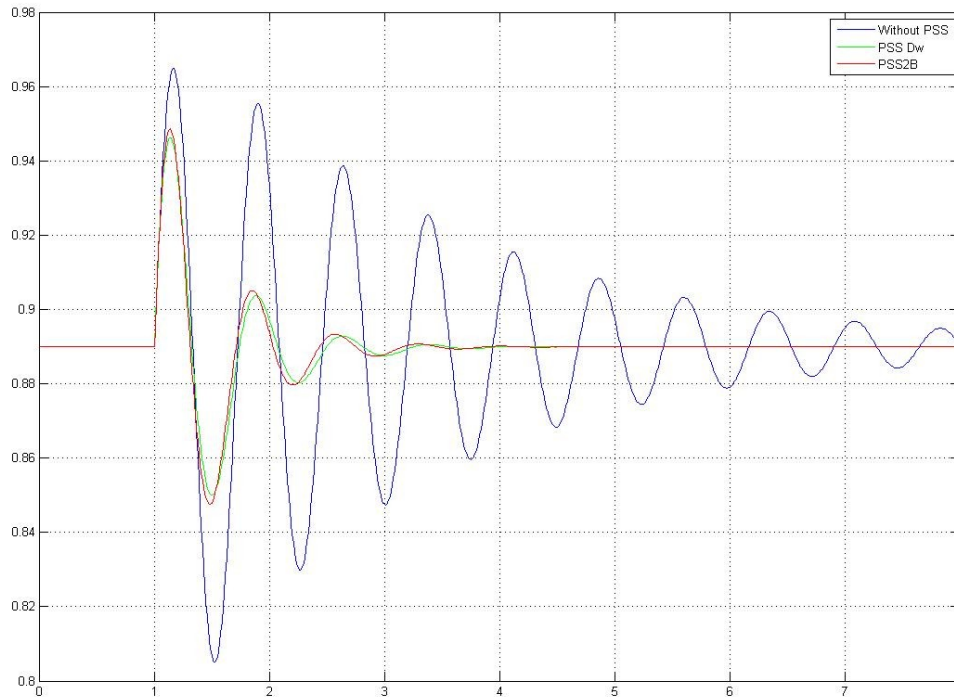
Πίνακας 6.17.: Τιμές παραμέτρων σταθεροποιητή PSS2B.

Περιγραφή	Συμβολισμός	Τιμή	Μονάδα
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Απαλοιφής	$T_{w1} = T_{w2} = T_{w3} = T_{w4}$	7 παρακάμπτεται	sec
Κέρδος Σταθεροποιητή	$K_{s1}$	12	αμ
Συντελεστής Αντιστάθμισης στον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$K_{s2}$	0.668	αμ
Συντελεστής Προσαρμογής Σημάτων	$K_{s3}$	1	αμ
Χρονικές Σταθερές Προήγησης Φάσης	$T_1, T_3, T_{10}$	0.3152, 0.0597, 0.5368	sec
Χρονικές Σταθερές Υστέρησης Φάσης	$T_2, T_4, T_{11}$	0.02, 0.02, 2.525	sec
Χρονική Σταθερά για τον Υπολογισμό του Ολοκληρώματος Ηλεκτρικής Ισχύος	$T_7$	7	sec
Χρονικές Σταθερές Φίλτρου Ανάλυσης Ράμπας Φορτίου	$T_8, T_9$	0.20, 0.11	sec
Βαθμός Φίλτρου Ανάλυσης Ράμπας Φορτίου	$M, N$	5, 1	-
Άνω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,max}$	0.05	αμ
Κάτω Όριο Σήματος Σταθεροποίησης	$V_{ST,min}$	- 0.05	αμ

Για τους λόγους που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 5, για τις χρονικές σταθερές  $T_8$  και  $T_9$  επιλέγονται οι δοσμένες τιμές της τεχνικής αναφοράς [21].

### 6.6.1. Αξιολόγηση και Σύγκριση της Δυναμικής Συμπεριφοράς των Σταθεροποιητών

Αρχικά, πρέπει να μελετηθεί η επίδραση που έχει η δράση καθενός εκ των δύο σταθεροποιητών στην απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, αφού βασικός στόχος της λειτουργίας τους είναι η ενίσχυση της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων. Πραγματοποιείται μια προσομοίωση βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς κατά  $\Delta V_{REF}=+0.02$  αμ χωρίς σταθεροποιητή και με αρχικό σημείο λειτουργίας τη γεννήτριας αυτό του πίνακα 6.4. και συγκρίνεται η χρονική απόκριση της ενεργού ισχύος εξόδου με την αντίστοιχη απόκριση για την περίπτωση που ένας από τους δύο σταθεροποιητές είναι ενεργοποιημένος. Η σύγκριση των αποκρίσεων παρουσιάζεται στο σχήμα 6.22.:

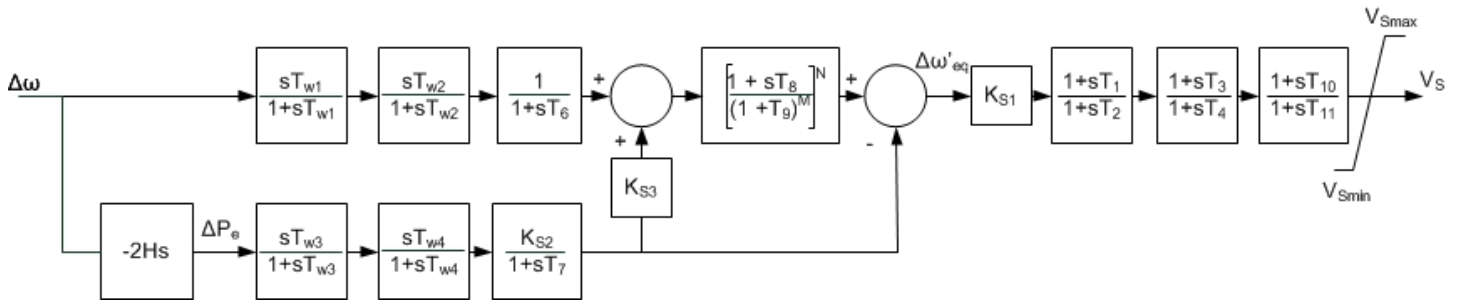


Σχήμα 6.22.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_t$ , χωρίς σταθεροποιητή, με σταθεροποιητή PSS1A και με σταθεροποιητή PSS2B.

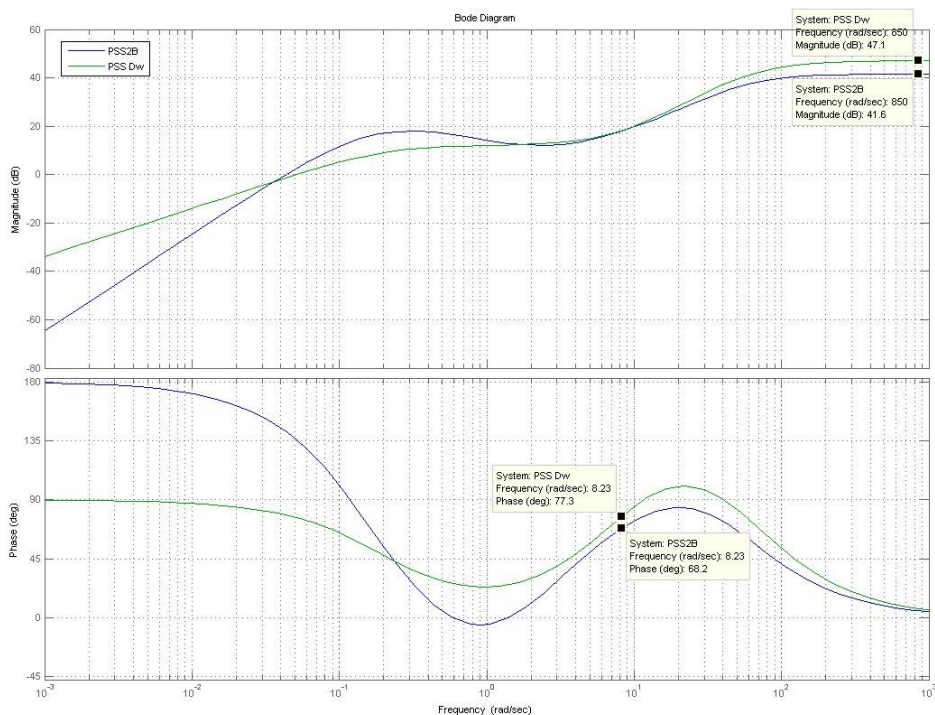
Από το σχήμα 6.22. παρατηρούμε τα εξής:

- Η ενεργοποίηση οποιουδήποτε από τους δύο σταθεροποιητές αυξάνει την απόσβεση του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού, με αποτέλεσμα η ταλάντωση της ροής ενεργού ισχύος να αποσβένεται μέσα σε μικρό χρονικό διάστημα.
- Ο σταθεροποιητής PSS1A δίνει μια ελάχιστα μεγαλύτερη ενίσχυση στην απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης σε σχέση με τον σταθεροποιητή PSS2B. Αυτό ήταν αναμενόμενο, καθώς σύμφωνα με τους πίνακες 6.13. και 6.15, στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\omega_{em}$  και για τις επιλεγμένες τιμές κέρδους των δύο σταθεροποιητών, ο λόγος απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού με σταθεροποιητή PSS2B ισούται με  $\zeta_{em, KS1}=0.2204$  και είναι λίγο μικρότερος του αντίστοιχου λόγου απόσβεσης με σταθεροποιητή  $\Delta\omega$ , ο οποίος ισούται με  $\zeta_{em, KS}=0.2246$ .

Η παρατήρηση βασικών χαρακτηριστικών ενός σταθεροποιητή στο φάσμα των συχνοτήτων λειτουργίας μπορεί να γίνει μέσω του διαγράμματος Bode της συνάρτησης μεταφοράς του σταθεροποιητή. Σύμφωνα με την ανάλυση της ενότητας 5.5.1, το διάγραμμα Bode του σταθεροποιητή PSS2B χαράσσεται έπειτα από τη μετατροπή του σταθεροποιητή σε ένα ισοδύναμο σταθεροποιητή με είσοδο  $\Delta\omega$ , του οποίου το λειτουργικό διάγραμμα δόθηκε στο σχήμα 5.27. και επαναλαμβάνεται στο σχήμα 6.23. Σε κοινούς άξονες χαράσσονται τα διαγράμματα Bode του σταθεροποιητή  $\Delta\omega$  και του ισοδύναμου σταθεροποιητή του PSS2B με είσοδο  $\Delta\omega$ , τα οποία φαίνονται στο σχήμα 6.24.



Σχήμα 6.23.: Ισοδύναμος σταθεροποιητής του PSS2B (με είσοδο  $\Delta\omega$ ).



Σχήμα 6.24.: Διαγράμματα Bode του σταθεροποιητή PSS1A και του ισοδύναμου σταθεροποιητή του PSS2B.

Από το σχήμα 6.24, παρατηρούμε τα εξής:

- Στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού  $\omega_{em}=8.23 \text{ rad/sec}$  ο σταθεροποιητής PSS2B εισάγει φάση ίση με  $68.2^\circ$ , δηλαδή υποαντισταθμίζεται η γωνία αναχώρησης της ιδιοτιμής  $\lambda_{em}$  στο μιγαδικό επίπεδο. Το γεγονός αυτό είναι σύμφωνο με την επιθυμητή συμπεριφορά του σταθεροποιητή, όπως αυτή καθορίστηκε μέσω της σχεδίασης της ενότητας 6.5. Στην ίδια συχνότητα, ο σταθεροποιητής  $\Delta\omega$  εισάγει φάση ίση με  $77.3^\circ$ ,

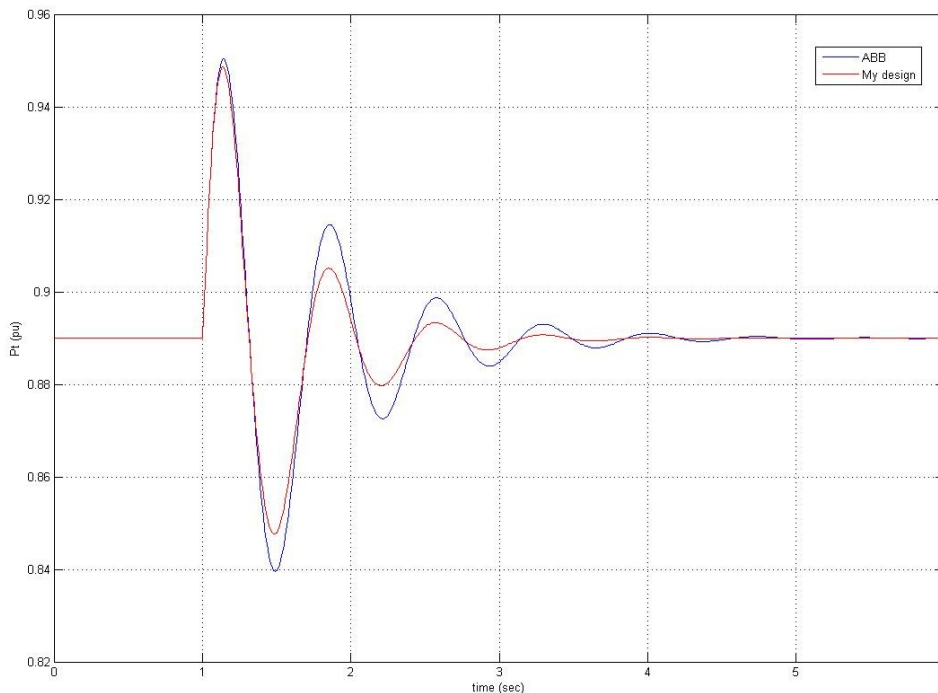
ελάχιστα μεγαλύτερη από την επιθυμητή γωνία αντιστάθμισης  $\varphi_{PSS}=76.41^\circ$  (πίνακας 6.11). Αυτό οφείλεται στην μικρή συμβολή του φίλτρου απαλοιφής του σταθεροποιητή  $\Delta\omega$  στη συχνότητα  $\omega_{em}$ .

- Το μέγιστο κέρδος του σταθεροποιητή PSS2B εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες και ισούται με 41.8 dB, δηλαδή περίπου ίσο με  $K_{s1}K_{HF,des}=120$ , όπως καθορίζεται από την ενότητα 6.5. Το μέγιστο κέρδος του σταθεροποιητή  $\Delta\omega$  είναι μεγαλύτερο του  $K_{s1}K_{HF,des}=120$ , λογικό καθώς κατά τη σχεδίαση του σταθεροποιητή  $\Delta\omega$  δεν είχε τεθεί συγκεκριμένος περιορισμός για το μέγιστο κέρδος του σταθεροποιητή.
- Στις χαμηλές συχνότητες τα φίλτρα απαλοιφής των δύο σταθεροποιητών δρουν απορρίπτοντας τα σήματα εισόδου. Οι διαφορές ανάμεσα στο κέρδος και τη φάση για συχνότητες μικρότερες της 0.1 rad/sec οφείλεται στη διαφορετική δομή των φίλτρων των δύο σταθεροποιητών.

### 6.6.2. Σύγκριση Σχεδίασης Σταθεροποιητή ΣΗΕ με Σχεδίαση της Τεχνικής Αναφοράς [21]

Στην παρούσα παράγραφο συγκρίνεται η σχεδίαση του σταθεροποιητή PSS2B, που παρουσιάστηκε στην ενότητα 6.5, με τη σχεδίαση του σταθεροποιητή που προτείνεται στην τεχνική αναφορά [21], η οποία πραγματοποιήθηκε από την ABB Switzerland Ltd. Οι τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή για τη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [21] δόθηκαν στον πίνακα 6.8.

Αρχικά, πραγματοποιούνται δύο προσομοιώσεις βηματικής μεταβολής της τάσης αναφοράς κατά  $\Delta V_{REF}=+0.02$  αμ με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή ΣΗΕ, για τις τιμές των παραμέτρων του σταθεροποιητή ΣΗΕ όπως αυτές προέκυψαν από τις δύο διαφορετικές σχεδιάσεις (πίνακες 6.7. και 6.17) και απεικονίζονται σε κοινούς άξονες οι χρονικές αποκρίσεις της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας (σχήμα 6.25).

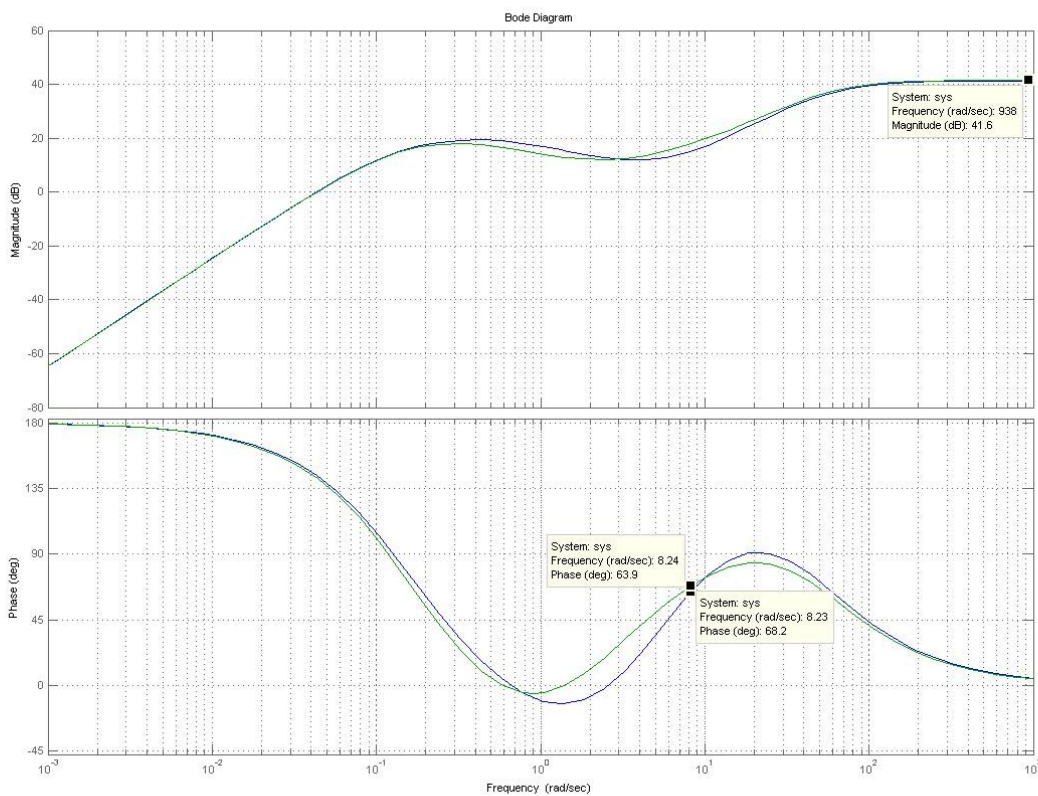


Σχήμα 6.25.: Σύγκριση χρονικών αποκρίσεων  $P_t$  με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή ΣΗΕ.



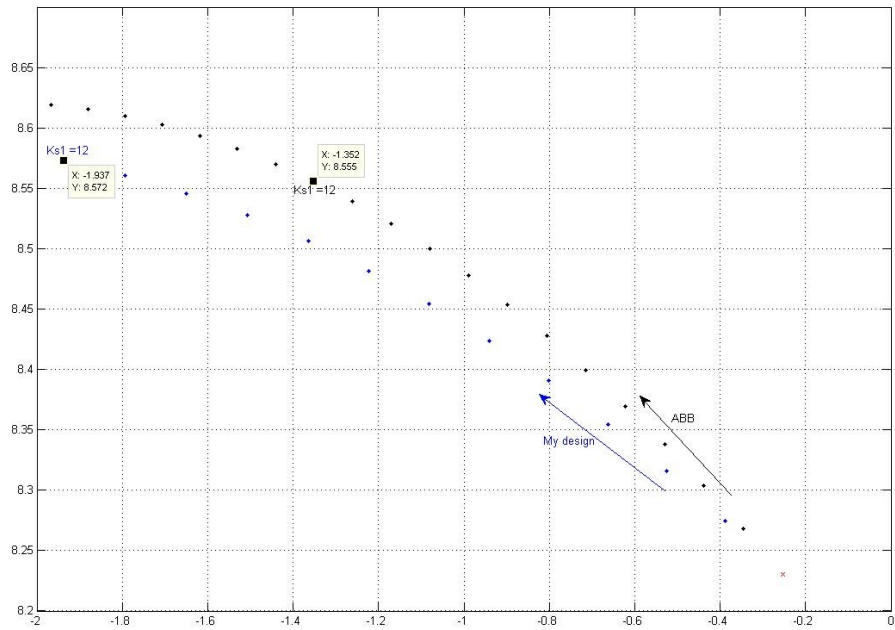
Από το σχήμα 6.25. παρατηρούμε ότι η σχεδίαση της ενότητας 6.5. οδηγεί σε μεγαλύτερη απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης, σε σχέση με την προτεινόμενη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς [21]. Σε αντίθεση με το κεφάλαιο 5, οι αποκρίσεις δεν ταυτίζονται καθώς οι τιμές των χρονικών σταθερών  $T_1, T_3, T_{10}, T_2, T_4, T_{11}$  είναι μεγαλύτερες

Για τη σύγκριση των δύο σταθεροποιητών στο πεδίο της συχνότητας, χαράσσονται σε κοινό άξονα τα διαγράμματα Bode των δύο σταθεροποιητών. Τα διαγράμματα Bode χαράσσονται έπειτα από τη μετατροπή του σταθεροποιητή σε ένα ισοδύναμο σταθεροποιητή με είσοδο  $\Delta\omega$ , του οποίου το λειτουργικό διάγραμμα δόθηκε στο σχήμα 6.23. Τα διαγράμματα Bode των δύο σταθεροποιητών φαίνονται στο σχήμα 6.26.



Σχήμα 6.26.: Σύγκριση διαγραμμάτων Bode σταθεροποιητών ΣΗΕ.

Από το σχήμα 6.26 παρατηρούμε ότι τα διαγράμματα Bode κέρδους των δύο σταθεροποιητών δεν παρουσιάζουν σημαντική διαφορά. Ακόμη, στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων  $\omega_{em}=8.23\text{ rad/sec}$  ο σταθεροποιητής που σχεδιάστηκε στην ενότητα 6.5 δίνει λίγο μεγαλύτερη προήγηση φάσης σε σχέση με τον σταθεροποιητή που σχεδιάστηκε στην τεχνική αναφορά [21]. Η ταύτιση της γωνίας αντιστάθμισης στη συχνότητα  $\omega_{em}$  μπορεί να επιτευχθεί μέσω αλλαγής του περιορισμού που αφορά τη φάση που δίνει η βαθμίδα μείωσης κέρδους υψηλών συχνοτήτων. Ως αποτέλεσμα όταν χρησιμοποιείται η σχεδίαση της ενότητας 6.5, ο πόλος του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης  $\lambda_{em}$  παρουσιάζει γωνία αναχώρησης στο γεωμετρικό τόπο ριζών, η οποία βρίσκεται λίγο πιο κοντά στη γωνία των  $180^\circ$ , και μετατοπίζεται πιο γρήγορα προς τα αριστερά σε σχέση με την περίπτωση εφαρμογής της σχεδίασης της τεχνικής αναφοράς [21] (Σχήμα 6.27).



Σχήμα 6.27.: Πορεία πόλου  $\lambda_{em}$  για διαφορετικούς σταθεροποιητές ΣΗΕ.

Σημειώνεται ότι η κατακόρυφη κλίμακα στο σχήμα 6.27. έχει εστιαστεί στην περιοχή 8.2 με 8.7 rad/sec για καλύτερη ευκρίνεια. Οι πραγματικές γωνίες αναχώρησης είναι πολύ πιο κοντά στις  $180^\circ$  απ' ότι φαίνεται οπτικά στο σχήμα 6.27.



## Κεφάλαιο 7

### Συμπεράσματα και Προοπτικές

Η εργασία αυτή ασχολήθηκε με την εκτίμηση των παραμέτρων στο σύστημα διέγερσης και τη γεννήτρια σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και τη σχεδίαση σταθεροποιητών ΣΗΕ με εφαρμογή σε ορισμένους σταθμούς παραγωγής του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος. Η εργασία πραγματοποιήθηκε σε συνεργασία με την αρμόδια διεύθυνση του ΔΕΣΜΗΕ. Η μελέτη βασίστηκε πάνω στα αποτελέσματα δοκιμών που πραγματοποιήθηκαν στους σταθμούς παραγωγής του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος το 2009. Τις δοκιμές πραγματοποίησε η ABB Switzerland Ltd και τα αποτελέσματα τους είναι από την αρμόδια διεύθυνση του ΔΕΣΜΗΕ. Στόχος της εργασίας ήταν η ανάπτυξη μιας συστηματικής μεθοδολογίας, η οποία να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως οδηγός για την εκτίμηση παραμέτρων και τη σχεδίαση σταθεροποιητών σε αντίστοιχες περιπτώσεις αν και όποτε αυτό χρειαστεί.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάστηκε η εφαρμογή της μεθοδολογίας εκτίμησης παραμέτρων και σχεδίασης σταθεροποιητών ΣΗΕ για τις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς. Οι μελέτες του Κεφαλαίου παρουσιάζονται συνοπτικά παρακάτω και παρατίθενται τα βασικά συμπεράσματα που προκύπτουν απ' αυτές.

Για την εκτίμηση της σταθεράς χρόνου της στρεφόμενης διεγέρτριας  $T_E$ , πραγματοποιήθηκε στον ΑΗΣ δοκιμή βηματικής αύξησης της τάσης διέγερσης της διεγέρτριας  $V_{fexc}$ . Στο μοντέλο προσομοίωσης η διεγέρτρια αναπαριστάται απλοποιημένα μέσω μιας βαθμίδας πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου  $T_E$ . Μέσω της απόκρισης του ρεύματος πεδίου της διεγέρτριας  $I_{fexc}$  εκτιμήθηκε η σταθερά χρόνου  $T_E$ . Ακολούθως, πραγματοποιήθηκε μια προσομοίωση της δοκιμής, μέσω της οποίας παρατηρήθηκε ταύτιση των αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης. Το συγκεκριμένο γεγονός υποδεικνύει ότι η εκτίμηση για την τιμή της σταθεράς χρόνου  $T_E$  είναι η καλύτερη δυνατή που θα μπορούσε να επιλεγεί για τη συγκεκριμένη αναπαράσταση της διεγέρτριας.

Ακολούθως, έγινε επεξεργασία των αποτελεσμάτων της δοκιμής βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης και προσομοίωση της δοκιμής. Μέσω της σύγκρισης των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης και δοκιμής της ενεργού ισχύος εξόδου, παρατηρήθηκε ότι η συχνότητα της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης αναπαριστάται αρκετά καλά μέσω του μοντέλου προσομοίωσης, καθώς η συχνότητα της απόκρισης προσομοίωσης παρουσιάζει ένα σχετικό σφάλμα της τάξης του 6 % σε σχέση με τη συχνότητα της απόκρισης δοκιμής. Από τη σύγκριση των αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης για την τάση ακροδεκτών και την αέργου ισχύ, παρουσιάστηκαν αποκλίσεις των αποκρίσεων δοκιμής όσον αφορά την τελική τιμή μόνιμου κατάστασης. Για το συγκεκριμένο λόγο πραγματοποιήθηκε η διαδικασία εκτίμησης του κέρδους μόνιμης κατάστασης  $K_R$  και του κέρδους αντιστάθμισης αέργου ισχύος  $K_{IR}$  για την επιλογή νέων τιμών των δύο παραμέτρων. Οι δύο νέες τιμές των κερδών  $K_R$  και  $K_{IR}$  οδήγησαν στην ελαχιστοποίηση των τιμών των δεικτών σφάλματος και βελτίωσαν την αναπαράσταση του συστήματος μέσω του μοντέλου προσομοίωσης.

Ανάμεσα στην χρονική απόκριση δοκιμής και την χρονική απόκριση προσομοίωσης της ενεργού ισχύος παρατηρήθηκε διαφορά στην απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης. Η βελτίωση της αναπαράστασης της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων επιτευχθεί με την προσθήκη συντελεστή απόσβεσης στις εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική του δρομέα, στο μοντέλο της γεννήτριας.

Στη συνέχεια, σχεδιάστηκε ο σταθεροποιητής PSS2B. Ο σταθεροποιητής ενίσχυσε την απόσβεση της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης στην συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης. Από το γεωμετρικό τόπο ριζών του συστήματος για ορισμένο εύρος τιμών του κέρδους σταθεροποιητή  $K_{sl}$ , παρατηρήθηκε ότι μέσω της αύξησης του κέρδους  $K_{sl}$  δεν εμφανίζονται αλληλεπιδράσεις ρυθμών που να οδηγούν στην αστάθεια. Η σχεδίαση του σταθεροποιητή συγκρίθηκε με την προτεινόμενη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς της ABB για τις μονάδες 1 – 2 του ΑΗΣ Καρδιάς, όπου παρατηρήθηκε ταύτιση των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης της ενεργού ισχύος με ενεργοποιημένο το σταθεροποιητή και των διαγραμμάτων Bode των δύο σταθεροποιητών.

Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάστηκε η εφαρμογή της μεθοδολογίας εκτίμησης παραμέτρων και σχεδίασης σταθεροποιητών ΣΗΕ για τις μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Οι μελέτες του Κεφαλαίου παρουσιάζονται συνοπτικά παρακάτω και παρατίθενται τα βασικά συμπεράσματα που προκύπτουν απ' αυτές.

Αρχικά, πραγματοποιήθηκε διόρθωση της τιμής της σταθεράς αδράνειας  $H$  της γεννήτριας. Για τη διαδικασία έγιναν συγκρίσεις χρονικών αποκρίσεων δοκιμής και προσομοίωσης της ενεργού ισχύος για βηματική αύξηση της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  του συστήματος διέγερσης, ανάλυση διακριτού μετασχηματισμού Fourier των αποκρίσεων για την εύρεση της συχνότητας των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων και υπολογισμοί σύμφωνα με στοιχεία που λήφθηκαν από την τεχνική αναφορά [21]. Η επιλεγμένη τιμή της σταθεράς αδράνειας οδηγεί σε μηδενικό σφάλμα στην αναπαράσταση της συχνότητας της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης μέσω του μοντέλου προσομοίωσης.

Όπως και στο Κεφάλαιο 5, η αναπαράσταση της απόσβεσης της ηλεκτρομηχανικής ταλάντωσης βελτιώθηκε μέσω προσθήκης συντελεστή απόσβεσης στο μοντέλο της γεννήτριας.

Για την επαλήθευση της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου προσομοίωσης στο Simulink, πραγματοποιήθηκαν συγκρίσεις με ισοδύναμα μοντέλα που αναπτύχθηκαν στα προγράμματα Pacdyn CEPEL και PSS/E Siemens. Η σύγκριση των ιδιοτιμών του πίνακα κατάστασης του συστήματος μέσω των προγραμμάτων Simulink και Pacdyn έδωσε πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Στο πρόγραμμα PSS/E πραγματοποιήθηκε προσομοίωση της βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς  $V_{REF}$  και χρησιμοποιήθηκε μοντέλο γεννήτριας 6ης τάξης για να αναδειχθεί επίδραση των δύο επιπρόσθετων τυλιγμάτων απόσβεσης, τα οποία δεν συμπεριλήφθηκαν στο μοντέλο 4ης τάξης της γεννήτριας που αναπτύχθηκε στο Simulink. Μέσω της σύγκρισης των χρονικών αποκρίσεων προσομοίωσης των δύο προγραμμάτων παρατηρήθηκε ότι μια μικρή απόκλιση στη συχνότητα των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, ενώ οι τελικές τιμές μόνιμης κατάστασης και η μορφή των αποκρίσεων παραμένει ίδια. Τα αποτελέσματα των συγκρίσεων ουσιαστικά αποτελούν μια σημαντική ένδειξη για την ορθότητα της δυναμικής συμπεριφοράς του μοντέλου προσομοίωσης στο Simulink.

Ακολούθως, σχεδιάστηκαν δύο σταθεροποιητές. Ο πρώτος ήταν ένας σταθεροποιητής PSS1A με είσοδο  $\Delta\omega$ , του οποίου οι βαθμίδες αντιστάθμισης σχεδιάστηκαν χωρίς περιορισμούς. Ο δεύτερος ήταν ένας σταθεροποιητής PSS2B, του οποίου οι βαθμίδες αντιστάθμισης σχεδιάστηκαν με κριτήριο την ικανοποίηση συγκεκριμένου κατασκευαστικού περιορισμού στην τιμή της σταθεράς χρόνου υστέρησης φάσης. Και στις δύο σχεδιάσεις χρησιμοποιήθηκε ίδιο κριτήριο στην επιλογή του κέρδους του σταθεροποιητή  $K_{sl}$ , με επιθυμητή τιμή του λόγου απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης μεγαλύτερη του 0.22. Παρατηρήθηκε ενίσχυση της απόσβεσης του ηλεκτρομηχανικού ταλάντωσης με την προσθήκη οποιοδήποτε εκ των δύο σταθεροποιητών στο σύστημα. Από τη σύγκριση των δύο σταθεροποιητών, παρατηρήθηκε ότι ενισχύουν στον ίδιο βαθμό την απόσβεση του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης, όπως ήταν

αναμενόμενο από το κριτήριο επιλογής του κέρδους  $K_{sl}$ .

Συγκρίθηκε η σχεδίαση του σταθεροποιητή PSS2B με την αντίστοιχη σχεδίαση της τεχνικής αναφοράς της ABB για τις μονάδες 3 – 4 του ΑΗΣ Καρδιάς. Η σχεδίαση που προτείνεται στη συγκεκριμένη εργασία, προσφέρει μεγαλύτερη προήγηση φάσης στη συχνότητα του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού ταλάντωσης και για το λόγο αυτό μεγαλύτερη απόσβεση του ηλεκτρομηχανικού ρυθμού.

Ως προοπτική για περαιτέρω μελέτη προτείνεται αντίστοιχη μελέτη για τους υπόλοιπους σταθμούς του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος. Βεβαίως, η μεμονωμένη μελέτη του συστήματος διέγερσης και η σχεδίαση σταθεροποιητών για κάθε ένα σταθμό, δεν εξασφαλίζει την ολική ενίσχυση της ευστάθειας του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος, καθώς μέσω της αναπαράστασης γεννήτριας – άπειρου ζυγού δεν είναι εμφανείς οι αλληλεπιδράσεις ρυθμών που μπορεί να διεγείρονται με την ενεργοποίηση ενός σταθεροποιητή και αφορούν ενδοσυστημικές ταλαντώσεις ή ταλαντώσεις διασύνδεσης. Για το λόγο αυτό προτείνεται η διεξαγωγή μελέτης για τη ρύθμιση των σταθεροποιητών, όπου στα μοντέλα προσομοίωσης θα υπάρχει πλήρης αναπαράσταση όλων των γεννητριών του Ελληνικού Διασυνδεδεμένου Συστήματος.

Ακόμη, αν μελετηθεί μεμονωμένα η εκτίμηση παραμέτρων και η σχεδίαση σταθεροποιητών σε ένα σταθμό παραγωγής, τότε υπάρχει η δυνατότητα μελέτης και ανάπτυξης μεθοδολογίας εκτίμησης παραμέτρων για διαφορετικά συστήματα διέγερσης, εκτός του UNITROL 5000 που μελετήθηκε στην παρούσα εργασία. Τέλος, μια ενδιαφέρουσα επέκταση της εργασίας θα ήταν η δημιουργία ενός προγράμματος με γραφικό περιβάλλον, το οποίο θα είχε τη δυνατότητα έπειτα από εισαγωγή κατάλληλων δεδομένων από το χρήστη να υλοποιεί τη σχεδίαση του σταθεροποιητή με εφαρμογή της μεθοδολογίας που προτείνεται στη συγκεκριμένη εργασία, είτε με χρήση κάποιας άλλης μεθοδολογίας.

## Βιβλιογραφία

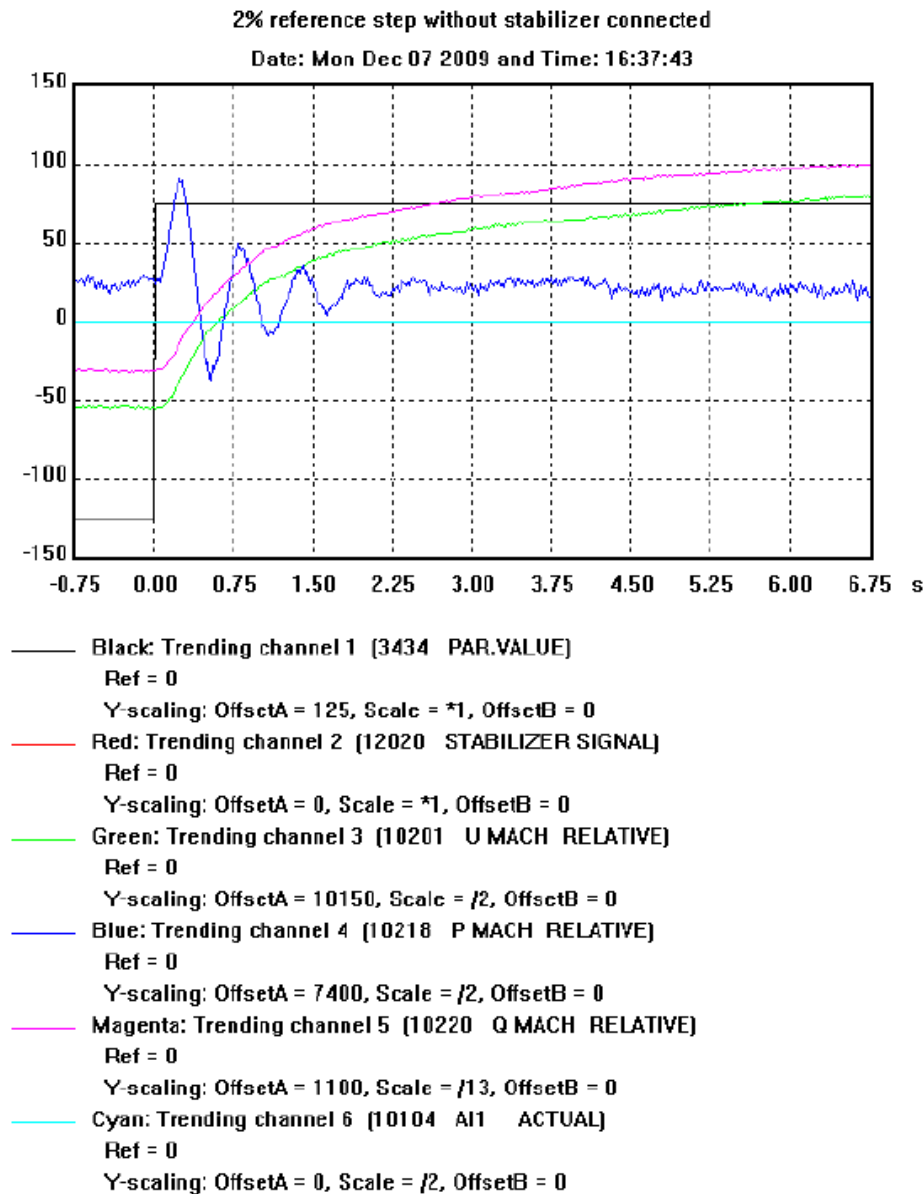
- [1] Κ. Βουρνά, Γ. Κονταξή, “Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας”, Αθήνα 2001.
- [2] Β. Κ. Παπαδιά, “Ανάλυση Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Τόμος 1, Μόνιμη Κατάσταση Λειτουργίας”, Αθήνα 1985.
- [3] P. Kundur, “Power System Stability and Control”, EPRI/McGraw-Hill, 1994.
- [4] Β. Νομικός, “Συστηματική Σχεδίαση Σταθεροποιητών σε Συστήματα με Σύγχρονες και Ασύγχρονες Μηχανές”, Διδακτορική διατριβή, Αθήνα 2005.
- [5] Κ. Βουρνά, “Ευστάθεια Μονίμου Καταστάσεως”, Αθήνα 2004.
- [6] IEEE Std 421.2–1990, “IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems”, 1990.
- [7] Δ. Παπανδρέου, “Σχεδίαση και μελέτη σταθεροποιητών για την απόσβεση τοπικών ρυθμών και ρυθμών διασυνδέσεως σε Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας”, Διπλωματική εργασία, Αθήνα 2008.
- [8] G. Rogers, “Power System oscillations”, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [9] R. Dorf, R. Bishop, “Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου”, 9<sup>η</sup> Έκδοση,
- [10] A.I. Oppenheim, A.I. Willsky, “Signals & Systems”, Second Edition, Prentice Hall International, Inc, 1997.
- [11] Β. Κ. Παπαδιά, “Ανάλυση Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Τόμος 2, Ασύμμετρες και Μεταβατικές Καταστάσεις”, Αθήνα 1985.
- [12] Β. Κ. Παπαδιά, Κ. Βουρνά, “Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας και Έλεγχος Συχνότητας και Τάσεως”, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991.
- [13] IEEE Std 421.5–20005, “IEEE recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies”, April 2006.
- [14] IEEE Committee Report, “Excitation System Models for Power System Stability Studies”, February 1981.
- [15] ABB Switzerland Ltd, “UNITROL 5000. Excitation Systems For Medium and Large Synchronous Machines”, Brochure.
- [16] M. Baechle, ABB Switzerland Ltd, “HTSO Greece, PSS Study”, “HTSO Project Greece. Site data collection”, 2009.
- [17] A. Murdoch and S. Venkataraman, R. A. Lawson and W. R. Pearson, “Integral of Accelerating Power Type PSS Part 1 - Theory, Design, and Tuning Methodology”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999.
- [18] SIEMENS, PSS/E 31.0, Online Documentation, December 2007.
- [19] CEPTEL, Pacdyn Version 9.1, User's Manual.
- [20] M. Baechle, ABB Switzerland Ltd, “Hellenic Projects Kardias U1, U2. PSS Tuning Report incl. site test data.”, 2009.
- [21] M. Baechle, ABB Switzerland Ltd, “Hellenic Projects Kardias U3, U4. PSS Tuning Report incl. site test data.”, 2009.
- [22] J. R. Raol, G. Girija, J. Singh, “Modeling and Parameter Estimation of Dynamic Systems”, The Institution of Electrical Engineers, London UK 2004.
- [23] L. Ljung, T. Glad, “Modeling of Dynamic Systems”, PTR Prentice Hall, 1994.
- [24] D. J. Kim, Y. H. Moon, H. Y. Kim, J. H. Shin, T. K. Kim, “Application of Dual – Input PSS to 343 MVA Pumped Storage Unit and Its Validation.”
- [25] A. Murdoch and S. Venkataraman, R. A. Lawson, “Integral of Accelerating Power Type PSS Part 2 – Field Testing and Performance Verification”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999.
- [26] Β. Ν. Νομικός, C. D. Vournas, “Evaluation of Motor Effects on the Electromechanical Oscillations of Multimachine Systems”.
- [27] W. Sattinger, “Awareness System Based on Synchronized Phasor Measurements”, IEEE PES General Meeting, Calgary, July 2009

[28] B. M. Nomikos, C. D. Vournas, J. Kabouris, “Analysis of the Oscillatory Modes of the European and Greek Interconnected System”, Hellenic CIGRE Session, Athens 3-4 December 2009

## Παράρτημα Α

### Προσδιορισμός Αρχικών και Τελικών Συνθηκών Λειτουργίας από Παλμογραφήματα Δοκιμών (Τεχνικές Αναφορές [20],[21])

Στο σχήμα Α.1. φαίνεται το παλμογράφημα μιας δοκιμής βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς του συστήματος διέγερσης με τον σταθεροποιητή ΣΗΕ αποσυνδεδεμένο [20]:



Σχήμα Α.1.: Παλμογράφημα δοκιμής βηματικής αύξησης της τάσης αναφοράς με το σταθεροποιητή αποσυνδεδεμένο.

Ο παλμογράφος έχει 6 κανάλια, εκ των οποίων χρησιμοποιούνται 4 για την καταγραφή των αποκρίσεων των μεγεθών  $V_{REF}$ ,  $V_l$ ,  $P_l$ ,  $Q_l$ . Αρχικά, δίνονται οι αντίστοιχες καναλιού – καταγραφόμενου μεγέθους:

- Κανάλι 1:
  - Χρώμα: Μαύρο

- Μέγεθος:  $V_{REF}$
- Κανάλι 3:
  - Χρώμα: Πράσινο
  - Μέγεθος:  $V_t$
- Κανάλι 4:
  - Χρώμα: Μπλε
  - Μέγεθος:  $P_t$
- Κανάλι 5:
  - Χρώμα: Ματζέντα
  - Μέγεθος:  $Q_t$

Η τιμή ενός μεγέθους  $Y$  σε αμ προκύπτει μέσω του παλμογραφήματος, με χρήση της ακόλουθης σχέσης:

$$Y_{(pu)} = \frac{OffsetA + Y_{(meas)} (\times \text{or } \div) Scale}{10^4} \quad (B.1)$$

όπου  $Y_{(meas)}$  η τιμή του μεγέθους όπως προκύπτει από το παλμογράφημα. Σημειώνεται ότι όταν στο Scale εμφανίζεται το σύμβολο της διαίρεσης / μπροστά από την τιμή, τότε όλες οι τιμές του σήματος είναι διαιρεμένες με την τιμή αυτή. Συνεπώς, στον τύπο (B.1) χρησιμοποιείται το σύμβολο του πολ/σμού. Αντίστοιχα, όταν εμφανίζεται στο Scale το σύμβολο του πολ/σμού \* μπροστά από την τιμή, στον τύπο (B.1) χρησιμοποιείται το σύμβολο της διαίρεσης.

Δίνονται ορισμένα παραδείγματα για καλύτερη κατανόηση:

- Μέσω του παλμογραφήματος του καναλιού 1, η αρχική και η τελική τιμή της τάσης αναφοράς είναι:
  - $V_{REF, in, (meas)} = -125$
  - $V_{REF, fin, (meas)} = 75$

Με χρήση της σχέσης (B.1) προκύπτουν οι αντίστοιχες τιμές σε αμ:

- $V_{REF, in, (pu)} = 0 \text{ αμ}$
- $V_{REF, in, (pu)} = 0.02 \text{ αμ}$

- Μέσω του παλμογραφήματος του καναλιού 5, η αρχική και η τελική τιμή της αέργου ισχύος εξόδου είναι:
  - $Q_{t, in, (meas)} = -30$
  - $Q_{t, fin, (meas)} = 100$

Με χρήση της σχέσης (B.1) προκύπτουν οι αντίστοιχες τιμές σε αμ:

- $Q_{t, in, (pu)} = 0.071 \text{ αμ}$
- $Q_{t, fin, (pu)} = 0.24 \text{ αμ}$

## Παράρτημα Β

### Μοντέλα Simulink και Προγράμματα Matlab

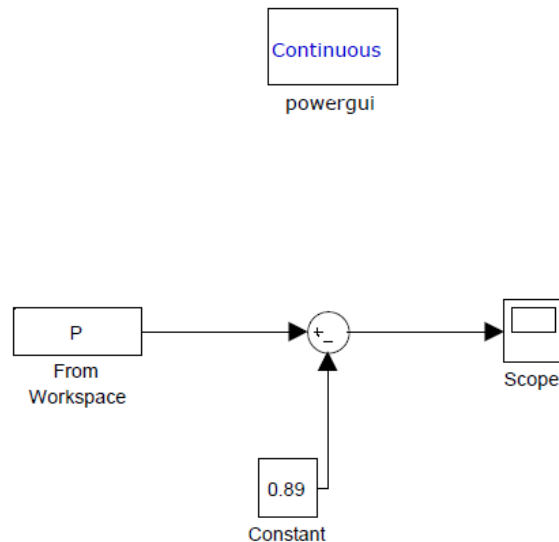
Στο παρόν παράρτημα περιλαμβάνονται τα μοντέλα Simulink και τα προγράμματα Matlab, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για τις μελέτες της εργασίας. Τα αρχεία παρατίθενται με τη σειρά των διαδικασιών που ακολουθείται για την εφαρμογή της μεθοδολογίας του κεφαλαίου 4. Τα αρχεία παρατίθενται με τη σειρά εκτέλεσης για την εκτέλεση μιας διαδικασίας εκτίμησης παραμέτρων ή σχεδίασης σταθεροποιητών. Σημειώνεται ότι ορισμένα αρχεία που αναφέρονται στο σύστημα γεννήτριας – άπειρου ζυγού αποτελούν παραλλαγές του μοντέλου που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.5.1. για τον ορισμό συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος. Με πλάγια γράμματα δίνονται οι ονομασίες των αρχείων.

#### Εύρεση Συχνότητας Ηλεκτρομηχανικών Ταλαντώσεων (Παράγραφος 4.3.1)

##### *FFTModelInput.m*

```
% Conversion of "array" variable type to "structure with time" variable type  
% PtTest Variable that contains the data of the test  
P.time=PtTest(:,1);  
P.signals.values=PtTest(:,2);
```

##### *FFTAnalysisToolImport.mdl*



Σχήμα Β.1.: Μοντέλο FFTAnalysisToolImport.mdl

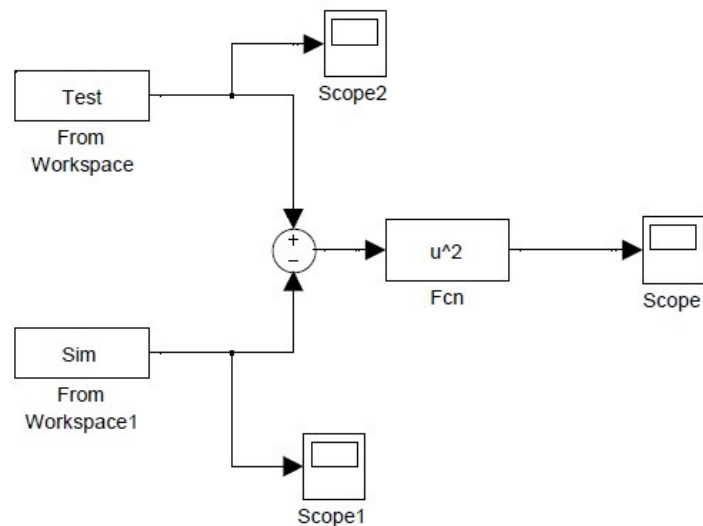


## Εκτίμηση Κερδών $K_{IR}$ και $K_R$ (Ενότητα 4.4)

### *ErrorInput.mdl*

```
% Conversion of "array" variable type to "structure with time" variable type
% QtTest, VtTest: Variables that contain the data of the test
% QtScope, VtScope: Variables that contain the data
% of the results of the simulation
% This program can be used for either Vt signals or Qt signals each time
Test.time=QtTest(:,1)
Test.signals.values=QtTScope(:,2)
Sim.time=QtScope(:,1)
Sim.signals.values=QtScope(:,2)
% Test.time=VtTest(:,1)
% Test.signals.values=VtTest(:,2)
% Sim.time=VtScope(:,1)
% Sim.signals.values=VtScope(:,2)
```

### *Error.mdl*



Σχήμα Β.2.: Μοντέλο Error.mdl

### *ErrorSum.m*

```
% Calculation of Sum of Squared Errors (SSE)
ErrorS=0;
for i = 1:125 %125 samples
    ErrorS = ErrorS + Error(i,2);
end
ErrorS
```

## Υπολογισμός Επιθυμητής Φάσης Αντιστάθμισης Σταθεροποιητή (Ενότητα 4.7)

### *Lin\_Res.m*

```
%Linearization of machine - infinite bus system
%Calculation of Transfer Function DVer/Dw, poles and residues
%
[A,B,C,F]=linmod('KardiaU1U2A');%linearization of system
                                %(input Dver signal and output Dw signal)
sys=ss(A,B,C,F);
[wn,z,p]=damp(sys);
fd=abs(imag(p))/2/pi; % frequency of mode
[num,dom]=ss2tf(A,B,C,F);
[r,p1,k]=residue(num,dom);
fir=angle(r); % angle of residue
```

## Υπολογισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης χωρίς Περιορισμούς (Παράγραφος 4.8.1)

### *PSSDesign.m*

```
%System of nonlinear equations
function F = PSSdesign(x,wd,wc,fir)
%x(1) = T1;
%x(2) = T2;
fir = 0.980430393085003; % angle of the residue of the electromechanical mode
wc = 2*pi*2; %central frequency
wd = 2*pi*1.5929;%frequency of the electromechanical mode
F = [wc - sqrt(1/x(1)/x(2));
     pi/2 - fir/2 - atan(wd*x(1)) + atan(wd*x(2))];
end
```

### *PSSPar.m*

```
%Solution of system of nonlinear equations
x0=[0.35,0.35]; %initial point for recursive method
[x,fval,exitflag] = fsolve(@PSSdesign,x0)
T1 = x(1);
T2 = x(2);
T3 = x(1);
T4 = x(2);
```

## Υπολογισμός Παραμέτρων Βαθμίδων Αντιστάθμισης με Περιορισμό στην Τιμή της Χρονικής Σταθεράς (Παράγραφος 4.8.2)

### *PSSDesign1.m*

```
%System of nonlinear equations
function F = PSSdesign1(x,T2,wd,wc,fir)
%x(1) = T1;
%x(2) = T3;
T2 = 0.02;
fir = 0.980430393085003; %angle of the residue of the electromechanical mode
wc = 2*pi*2; %central frequency
wd = 2*pi*1.5929;%frequency of the electromechanical mode
F = [pi - fir - atan(wd*x(1)) - atan(wd*x(2)) + 2*atan(wd*T2);
     x(1)/(1+(wc^2)*(x(1))^2) + x(2)/(1+(wc^2)*(x(2))^2) - 2*T2/(1+(wc^2)*T2^2)];
end
```

### *PSSPar1.m*

```
%Solution of system of nonlinear equations
x0=[0.35,0.35]; %initial point for recursive method
[x,fval,exitflag] = fsolve(@PSSdesign1,x0)
T1 = x(1);
T3 = x(2);
```

### *DesignPSS.m*

```
%Equation of constant compensation phase
function F = designPSS(x,T2,wd,fir)
%x(1) = T1;
global par
T2 = 0.02;
fir = 0.980430393085003;%angle of the residue of the electromechanical mode
wd = 2*pi*1.5929;%frequency of the electromechanical mode
F = [pi - fir - atan(wd*par) - atan(wd*x(1)) + 2*atan(wd*T2)];
end
```

### *dPSS.m*

```
% Graph of constant compensation phase as a function of T1 and T3
clear all
global par; %T3=par
par = 0.2;
for i=1:500
    xo= [0.7];
    [x,fval,exitflag]= fsolve(@designPSS,xo) %Solution of nonlinear equation
    y(i,1)=par; %T1
    y(i,2)=x1(1); %T3
    par=par+0.001;
end
plot(y(:,1),y(:,2))
hold on
```

## Συναλήθευση Περιορισμών για Σχεδίαση Βαθμίδας Μείωσης Κέρδους Υψηλών Συχνοτήτων (Ενότητα 4.9)

### *designLag.m*

```
%Equation of constant lag phase
function F = designLag(x,wem)
%T11=x(1)
%T10=x(2)
wem=10.01; %frequency of the electromechanical mode
global p %T11
F = [p-x(1);
    atan(wem*x(1))-atan(wem*x(2)) - pi/18];
end
```

## *dLag.m*

```
%Graph for limitation's equations
clear z j;
global p; %T11
p = 0;
wem = 10.01;%frequency of the electromechanical mode
for i=1:300
    xo=[p,0.5];
    [x,fval,exitflag]= fsolve(@designLag,xo)%Solution of nonlinear system
    y(i,1)=x(1);
    y(i,2)=x(2);
    p=p+0.01;
end
plot(y(:,2),y(:,1))
hold on
KHF=0.02*0.02/0.317/0.3475*80; %desirable KHF calculation
for j=0:1
    z(1+j,1)=j;
    z(1+j,2)=j/KHF;
end
plot(z(:,1),z(:,2),'g');
hold on
clear z j;
for j=0:2
    z(1+j,1)=1/32; %1/wKHF
    z(1+j,2)=j;
end
plot(z(:,1),z(:,2),'r');
hold off
```

## Επιλογή Κέρδους Σταθεροποιητή (Ενότητα 4.10)

### *root\_locus\_Ks1\_dual.m*

```
%Root locus for system with PSS2B stabilizer
%Variable rootloc is used for saving all the modes of the system for every value
% of gain Ks1
Ks1 = 0;
[A,B,C,F]=linmod('KardiaU1U2'); %Linearization of system with PSS2B
eigen = sort(eig(A));
rootloc(Ks1+1,1)= Ks1;
for ind = 1:22
    rootloc(Ks1+1,1+ind)=eigen(ind,1);
end
plot(eigen,'rx');
hold on
for Ks1 =1:50
    [A,B,C,F]=linmod('KardiaU1U2');
    eigen = sort(eig(A));
    rootloc(Ks1+1,1)= Ks1;
    for ind = 1:22
        rootloc(Ks1+1,1+ind)=eigen(ind,1);
    end;
    plot(eigen,'k. ');
    hold on
end
% the following section plots the limitation's lines
%for choosing the value of Ks1
z=0.22;
clear x;
```

```

clear y;
clear t;
for t = 0:1000
    x(t+1,1)=-0.01*t;
    y(t+1,1) = -sqrt(1-z^2)/z*x(t+1,1);
end
plot(x,y,'b-');
hold on
wem = abs(imag(rootloc(1,16)));
clear x;
clear y;
clear t;
clear q;
for t = 0:1000
    x(t+1,1)=-0.01*t;
    y(t+1,1) = wem+0.1*wem;
    q(t+1,1) = wem-0.1*wem;
end
plot(x,y,'b-');
hold on
plot(x,q,'b-');
hold on
%End of plotting limitation's lines
%The following section plots the zeros and the poles of the openloop system
[A,B,C,F]=linmod('KardiaU1U2B');%system with transfer function G{eg,fil}(s)
sys=ss(A,B,C,F);
plot(zero(sys),'ro');
hold on
Ks1=1;
[A,B,C,F]=linmod('DualPSS_onlyComp');%stabilization loop KsH(s)
sys=ss(A,B,C,F);
plot(complex(zero(sys),0),'ro');
hold off;

```

### *root\_locus\_kPSS.m*

```

%Root locus for system with PSS1A stabilizer
%Variable rootloc is used for saving all the modes of the system for every value
% of gain kPSS
kPSS = 0; %kPSS=Ks
[A,B,C,F]=linmod('S3_KardiaU3U4_B');%Linearization of system with PSS1A
eigen = eig(A);
rootloc(kPSS+1,1)= kPSS;
for ind = 1:10
    rootloc(kPSS+1,1+ind)=eigen(ind,1);
end
plot(eigen,'rx');
hold on
for kPSS = 1:100
    [A,B,C,F]=linmod('S3_KardiaU3U4_B');
    eigen = eig(A);
    rootloc(kPSS+1,1)= kPSS;
    for ind = 1:10
        rootloc(kPSS+1,1+ind)=eigen(ind,1);
    end;
    plot(eigen,'k. ');
    hold on
end
%The following section plots the zeros and the poles of the openloop system
[A,B,C,F]=linmod('S3_KardiaU3U4_A');%system with transfer function
%G{eg}(s)=Dw/DVer
sys=ss(A,B,C,F);

```

```

plot(complex(zero(sys),0), 'ro');
hold on
[A,B,C,F]=linmod('PSS_Single_Input1');%PSS1A
sys=ss(A,B,C,F);
plot(complex(zero(sys),0), 'ro');
hold off;

```

### *find\_Ks.m*

```

%Choosing the value of PSS Stabilizer
ks=0
wem = abs(imag(rootloc(1,16)))%frequency of the electromechanical mode for Ks=0
for i=2:13
    w(int16(i-1),1)=rootloc(i,15);%frequency of the em mode
                                %for Ks values from 1 to 12
end
i=1;
while (i<=12)
    apw = abs(imag(w(int16(i),1))-wem)/wem; % apw:frequency relative deviation
    zita =
    abs(real(w(int16(i),1))/sqrt((real(w(int16(i),1))^2+imag(w(int16(i),1))^2);
    if (apw>0.1)
        ks=i-1
        i=13
    else if (zita>0.22)
        ks=i
        i=13
    else
        i=i+1
    end
end
end
if (ks == 0)
    ks=12
end

```