



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

Έλεγχος και Δυναμική Συμπεριφορά
Συστήματος Αποθήκευσης με Μπαταρίες

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Π. Λεοντάρης

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου, Καθηγητής ΕΜΠ
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Αθήνα, Οκτώβριος 2018



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Έλεγχος και Δυναμική Συμπεριφορά
Συστήματος Αποθήκευσης με Μπαταρίες

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Π. Λεοντάρης

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου, Καθηγητής ΕΜΠ
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την^η Οκτωβρίου 2018

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επικ. Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2018

.....

ΧΡΗΣΤΟΣ Π. ΛΕΟΝΤΑΡΗΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © ΧΡΗΣΤΟΣ Π. ΛΕΟΝΤΑΡΗΣ, 2018

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) κατέχουν ολοένα και σημαντικότερη θέση στο ισοζύγιο της ηλεκτρικής ενέργειας. Η αύξηση της διείσδυσης των ΑΠΕ καθιστά τα ηλεκτρικά συστήματα λιγότερο ευσταθή, με μεγαλύτερες αποκλίσεις του πλάτους και της συχνότητας της τάσης, γεγονός το οποίο επιδεινώνεται στην περίπτωση μικρών αυτόνομων ηλεκτρικών συστημάτων.

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία πραγματεύεται τη σχεδίαση των ελεγκτών και μοντελοποίηση ενός συστήματος αποθήκευσης με μπαταρίες και τη διερεύνηση ένταξής του σε ένα μικρό αυτόνομο ηλεκτρικό σύστημα με σκοπό τη βελτίωση της συνολικής δυναμικής απόκρισης αυτού σε διαταραχές.

Αρχικά, παρουσιάζονται οι ελεγκτές στροφών και τάσης των ντιζελογεννητριών του συστήματος και δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στη χρήση ενός φίλτρου Μεταβατικού Κέρδους Διεγέρσεως (Transient Gain Reduction Filter) στον ελεγκτή τάσης με στόχο την απαλοιφή των ταλαντώσεων που παρατηρούνται σε άεργο ισχύ και τάση.

Στη συνέχεια, αναλύεται διεξοδικά ο PQ έλεγχος του τριφασικού μετατροπέα ισχύος του συστήματος αποθήκευσης. Ο ελεγκτής ρεύματος στο dq πλαίσιο αναφοράς θεωρείται η πλέον κατάλληλη επιλογή για τον ανεξάρτητο έλεγχο της ροής ενεργού και αέργου ισχύος από τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος, προς και από το δίκτυο. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η ανάλυση του ελέγχου, που υλοποιείται στο ανά μονάδα σύστημα.

Κατόπιν, παρατίθενται τα δεδομένα της διεθνούς βιβλιογραφίας σχετικά με τις προτεινόμενες στρατηγικές έλεγχου ενεργού ισχύος συστημάτων συσσωρευτών και παρουσιάζονται οι διεθνείς κώδικες του ENTSO-E αναφορικά με τα επιτρεπτά όρια μεταβατικής συμπεριφοράς της συχνότητας.

Ακολούθως, περιγράφεται αναλυτικά το υπό μελέτη σύστημα, σχεδιάζονται οι $P - Q$ καμπύλες του τριφασικού μετατροπέα ισχύος, αναλύεται ο προτεινόμενος έλεγχος πρωτεύουσας ρύθμισης, αδρανειακής απόκρισης και τάσης του συστήματος συσσωρευτών και προτείνεται μια αυτόματη τεχνική επαναφόρτισης της μπαταρίας. Στη συνέχεια, γραμμικοποιείται το σύστημα και υπολογίζεται αναλυτικά η σταθερά αδρανείας του συστήματος αποθήκευσης.

Για την αξιολόγηση του συστήματος, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις στο λογισμικό Matlab/Simulink, χρησιμοποιώντας πλήρες διακοπτικό μοντέλο για τον μετατροπέα και παρουσιάζονται οι αντίστοιχες δυναμικές αποκρίσεις που προκύπτουν από προσομοιώσεις στο γραμμικοποιημένο ισοδύναμο.

Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας και εξάγονται τα συμπεράσματα, τα οποία υποδηλώνουν ότι η χρήση ενός συστήματος αποθήκευσης με μπαταρίες είναι δυνατόν να βελτιώσει σημαντικά την απόκριση συχνότητας και τάσης ενός αυτόνομου ηλεκτρικού δικτύου.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Ρύθμιση Συχνότητας, Ρύθμιση Τάσης, Πρωτεύουσα Ρύθμιση, Ευστάθεια Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Μόνιμη Κατάσταση, Αδρανειακή Απόκριση, Σύστημα Αποθήκευσης, Συσσωρευτές, Δυναμικά Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας, Αυτόνομο Ηλεκτρικό Σύστημα

ABSTRACT

The Renewable Energy Sources (RES) play an important role in the electricity balance. Large-scale RES integration results in less stable power grids with greater frequency and voltage deviations, which are becoming worse in the case of a small isolated power system.

The present Diploma Thesis deals with the design of the controllers and modeling of a Battery Energy Storage System (BESS) as well as with the investigation of its integration into a small isolated power system. The main goal of the study is the improvement of the system's overall dynamic response during disturbances.

Initially, the governors and automatic voltage regulators of the diesel units are presented. A particular emphasis is given on the use of a Transient Gain Reduction Filter on the voltage controller, in order for the oscillations of the reactive power and voltage to be eliminated.

Subsequently, the PQ control of the three-phase power converter of the storage system is thoroughly analyzed. The current controller in the dq reference frame is considered as the most appropriate choice for the independent control of the active and reactive power flow of the three-phase power converter. The analysis of the control, which is performed in the per unit system, is also of interest.

Additionally, the relevant literature related with the proposed active battery control strategies and the ENTSO-E international guidelines regarding the limitations of the transient frequency behavior are also presented.

Furthermore, the case-study system is presented, the P-Q curves of the three-phase power converter are designed and the proposed control of the primary frequency, inertial response and voltage of the battery energy storage system are described. Moreover, an automatic recharging strategy of the battery is proposed. Subsequently, the system is linearized and the inertia constant of the storage system is modeled through analytical calculations.

For the evaluation of the proposed system, simulations with the Matlab/Simulink software are performed by using a switching model for the inverter and the corresponding dynamic responses of the linearized system are presented.

Finally, the results of the Diploma Thesis are presented. The conclusions which are drawn based on the results suggest that by using a BESS, the overall response of frequency and voltage of a small isolated power system is significantly improved.

KEY WORDS

Frequency Control, Voltage Regulation, Primary Frequency Response, Power System Stability, Steady-state, Inertial Response, Energy Storage System, Batteries, Power System Dynamics, Autonomous Electrical System

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση της Διπλωματικής μου Εργασίας σηματοδοτεί το πέρας των προπτυχιακών σπουδών μου στην Σχολή των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Στο διάστημα αυτό, κατακτήθηκαν πολλοί και διαφορετικοί στόχοι, οι οποίοι δεν θα μπορούσαν να εκπληρωθούν χωρίς τη συμβολή, υποστήριξη και καθοδήγηση κάποιων ανθρώπων που στάθηκαν δίπλα μου.

Πρωτίστως, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Σταύρο Παπαθανασίου, Καθηγητή της Σχολής των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και Επιβλέποντα της εν λόγω Διπλωματικής Εργασίας. Το άψογο κλίμα συνεργασίας μεταξύ μας, η συστηματική καθοδήγηση, οι πολύτιμες επιστημονικές επισημάνσεις και η διάθεσή του να αφιερώσει πολλές ώρες παρά το απαιτητικό του πρόγραμμα, συνετέλεσαν στο να ξεπεράσω τις όποιες δυσκολίες παρουσιάστηκαν κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της Διπλωματικής μου Εργασίας και στο να κλείσει με ιδιαίτερα όμορφο τρόπο ο κύκλος των σπουδών μου στη Σχολή αυτή.

Επίσης, εκφράζω θερμότερα εγκάρδιες ευχαριστίες στον κ. Αποστόλη Παπακωνσταντίνου, Ηλεκτρολόγο Μηχανικό και Μηχανικό Υπολογιστών και υποψήφιο διδάκτορα του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, ο οποίος προσφέροντας κάθε δυνατή βοήθεια, επιστημονική υποστήριξη και συμπαράσταση συνέβαλλε καταλυτικά στην προσέγγιση και ολοκλήρωση του θέματος της εν λόγω Εργασίας.

Θα ήταν παράλειψη να μην ευχαριστήσω τους φίλους μου και ιδιαίτερα τον Παναγιώτη, οι οποίοι με στήριξαν με την εμπιστοσύνη τους και μοιραστήκαν μαζί μου πολύ όμορφες στιγμές.

Τέλος, ευχαριστώ βαθύτατα τους γονείς μου, Πέτρο και Άννα καθώς και τον αδελφό μου Κωνσταντίνο για την αγάπη, την υπομονή και την ηθική υποστήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια.

Χρήστος Λεοντάρης
Οκτώβριος 2018

Στους γονείς μου Πέτρο και Άννα
Στον αδελφό μου Κωνσταντίνο

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	15
1.1	Μαζική Διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας	15
1.2	Επιπτώσεις της Μεγάλης Διείσδυσης ΑΠΕ στην Ευστάθεια του Συστήματος	16
1.3	Προοπτικές Κυριαρχίας των ΑΠΕ - Αποθήκευση Ενέργειας	18
1.4	Πεδία Εφαρμογών Συστημάτων Αποθήκευσης	20
1.5	Τεχνολογικές Προκλήσεις Συστημάτων Αποθήκευσης και Προοπτικές .	21
1.6	Αντικείμενο - Δομή Εργασίας	21
2	Ρύθμιση Συχνότητας - Ρυθμιστές Στροφών και Τάσεως	25
2.1	Ρύθμιση Συχνότητας	25
2.1.1	Πρωτεύουσα Ρύθμιση	25
2.1.2	Δευτερεύουσα Ρύθμιση	26
2.1.3	Τριτεύουσα Ρύθμιση	26
2.2	Έλεγχος Συχνότητας-Ενεργού Ισχύος και Τάσης-Αέργου Ισχύος . . .	27
2.2.1	Θεμελιώδεις Αρχές του Ελεγκτή Στροφών	28
2.2.2	Θεμελιώδεις Αρχές του Ελεγκτή Τάσης	49
2.3	Παρουσίαση Ελεγκτών των Γεννητριών του υπό μελέτη Συστήματος . .	56
2.3.1	Ελεγκτής Στροφών	56
2.3.2	Ελεγκτής Τάσης	60
3	Έλεγχος Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος	63
3.1	Εισαγωγή στα Δύο Διαστάσεων Πλαίσια-Επίπεδα	63
3.2	Ορισμός του Space Phasor	64
3.3	Παρουσίαση του $\alpha\beta$ -Πλαισίου	69
3.4	Παρουσίαση του dq -Πλαισίου	72
3.5	PQ Έλεγχος του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος Συνδεδεμένου σε Δίκτυο που αυτό καθορίζει τη Συχνότητα	77
3.5.1	Έλεγχος στο $\alpha\beta$ -Πλαίσιο	77
3.5.2	Έλεγχος στο dq -Πλαίσιο	82
3.5.3	Επιλογή της κατάλληλης DC Τάσης	89
3.6	Επιλεγμένη Υλοποίηση Ελέγχου του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος .	93
4	Στρατηγικές Ελέγχου Ενεργού Ισχύος Συσσωρευτών και Κώδικες ENTSO-E	99
4.1	Στρατηγικές Ελέγχου από Βιβλιογραφία	100
4.1.1	Εκτίμηση Μεγέθους Συσσωρευτή	100

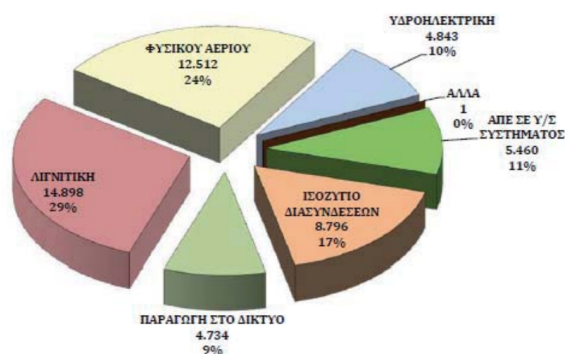
4.1.2	Τεχνική Ελέγχου: Coefficient Diagram Method	102
4.1.3	Τεχνικές Επαναφοράς SOC	102
4.1.4	Μαθηματική Προσέγγιση Πρωτεύουσας Ρύθμισης και Αδρανειακής Απόκρισης	108
4.1.5	Ηλεκτρικά Αυτοκίνητα για Ρύθμιση Συχνότητας	112
4.1.6	Grid Forming BESS	115
4.2	Κώδικες ENTSO-E	116
5	Υπό Μελέτη Σύστημα - Προτεινόμενες Στρατηγικές Ελέγχου	121
5.1	Τοπολογία Συστήματος	121
5.2	Μετατροπέας Ισχύος Συστήματος Αποθήκευσης	132
5.3	Σχεδιασμός Ελέγχου Συχνότητας-Τάσης Συστήματος Αποθήκευσης . .	142
5.3.1	Ρύθμιση Συχνότητας - Τάσης	142
5.3.2	Επαναφόρτιση Συστήματος Αποθήκευσης - Έλεγχος SOC . . .	149
6	Γραμμικοποίηση Συστήματος	155
6.1	Γενική Θεωρία - Εξίσωση Κίνησης	155
6.2	Γραμμικοποίηση Υπό Μελέτη Συστήματος	159
6.2.1	Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Χωρίς BESS	159
6.2.2	Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Με BESS	161
6.3	Μοντελοποίηση Αδράνειας Συστήματος Αποθήκευσης	164
7	Υπολογισμοί - Αποτελέσματα	167
7.1	Μελέτη Αδρανειακής Απόκρισης BESS - K_{ir}	167
7.2	Μελέτη Στατισμού BESS - R_{bess}	176
7.3	Μελέτη Χρονικής Καθυστέρησης Απόκρισης BESS - T_{bess}	181
7.4	Μελέτη Μοντέλου Μικροδικτύου	185
7.5	Μελέτη Settling Time	201
7.6	Μελέτη Τεχνικής Επαναφόρτισης SOC	206
8	Σύνοψη - Συμπεράσματα - Προτάσεις	211
8.1	Σύνοψη	211
8.2	Συμπεράσματα	213
8.3	Προτάσεις	215
	ΠαράρτημαΑ'	217
	ΠαράρτημαΒ'	221
	ΠαράρτημαΓ' Ηλεκτρικά Χαρακτηριστικά Γεννητριών	223
	Βιβλιογραφία	224

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Μαζική Διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

Το ενεργειακό μείγμα της Ελλάδας για ηλεκτροπαραγωγή προέρχεται αφενός από εγχώριες πηγές, που είναι ο λιγνίτης, το υδατικό δυναμικό (υδροηλεκτρικά εργοστάσια) και οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) και αφετέρου από εισαγόμενες πηγές, οι οποίες είναι το φυσικό αέριο και το πετρέλαιο (κυρίως μαζούτ). Από αυτές, ορισμένες (λιγνίτης, φυσικό αέριο, πετρέλαιο) είναι διαθέσιμες όλες τις ώρες του χρόνου, ενώ οι ΑΠΕ (αιολικές και ηλιακές) εξαρτώνται από τις καιρικές συνθήκες και είναι επομένως στοχαστικές. Επιπλέον, αξιoσημείωτες πηγές ηλεκτρικής ενέργειας είναι η βιομάζα και Σταθμοί Συμπαράγωγής Ηλεκτρικής ενέργειας και Θερμότητας Υψηλής Απόδοσης (ΣΗΘΥΑ). Το ενεργειακό μείγμα της Ελλάδος για την χρονιά 2016 παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.

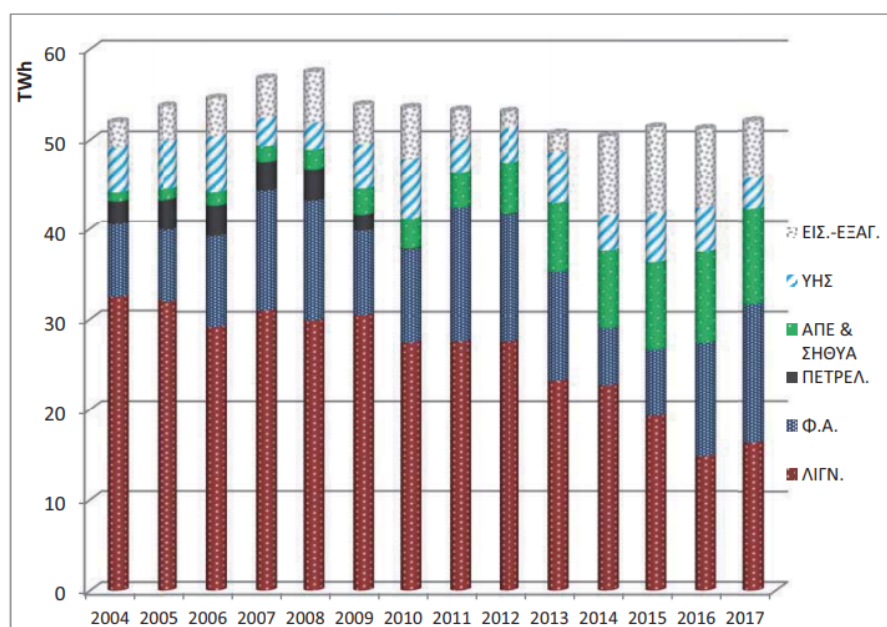


Σχήμα 1.1: Ενεργειακό Μείγμα Ελλάδος την περίοδο του 2016 [28]

Στην Ελλάδα μέχρι προ οχταετίας περίπου, στη σύνθεση του μείγματος ηλεκτροπαραγωγής κυρίαρχη θέση είχαν οι σταθμοί συνεχούς διαθεσιμότητας (λιγνιτικοί και φυσικού αερίου). Οι περίοδοι αυξημένων αναγκών (φορτία αιχμής) καλύπτονταν με ένταξη των υδροηλεκτρικών σταθμών, ενώ η εγκαταστημένη ισχύς των ΑΠΕ ήταν σχεδόν αμελητέα. Ο όρος «συνεχούς διαθεσιμότητας» αναφέρεται σε μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, που αν εξαιρεθούν οι περιπτώσεις βλαβών ή συντηρήσεων, είναι πάντα διαθέσιμες,

δηλαδή το καύσιμο τους είναι μόνιμα διαθέσιμο, όπως το πετρέλαιο, το φυσικό αέριο, ο λιγνίτης. Αντίθετα, ο όρος «μη συνεχούς διαθεσιμότητας» έχει τον ακριβώς ανάποδο ορισμό, αναφέρεται, δηλαδή, κυρίως σε μερικές ΑΠΕ που το αντίστοιχο «καύσιμο» έχει στοχαστικότητα και άρα δεν μπορεί να είναι πάντα διαθέσιμο, όπως ο αέρας, ο ήλιος.

Η κατάσταση άλλαξε την τελευταία οχταετία λόγω της ακολουθούμενης ενεργειακής πολιτικής. Ο εθνικός στόχος για την κάλυψη του 20% των συνολικών ενεργειακών αναγκών της χώρας από ΑΠΕ το 2020, ειδικά δε της ηλεκτροπαραγωγής κατά 40% ([1] σελίδα 15), η οποία συνέβαλε στην παροχή ισχυρών οικονομικών κινήτρων, οδήγησε, ιδιαίτερα από το 2010 και μετά, σε μια ραγδαία αύξηση της εγκατεστημένης ισχύος των ΑΠΕ σε όλη την έκταση της χώρας. Η εγκατεστημένη αυτή ισχύς, σε μια περίοδο κατά την οποία, λόγω της οικονομικής κρίσης, υπήρξε μείωση στη ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας, ανέτρεψε την προϋπάρχουσα αναλογία μεταξύ συνεχούς και μη διαθεσιμότητας μονάδων και παράλληλα υπήρξαν τοπικές αδυναμίες στο σύστημα μεταφοράς. Η αλλαγή αυτή στον ενεργειακό κόσμο της Ελλάδος μέσα από την πάροδο των χρόνων φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



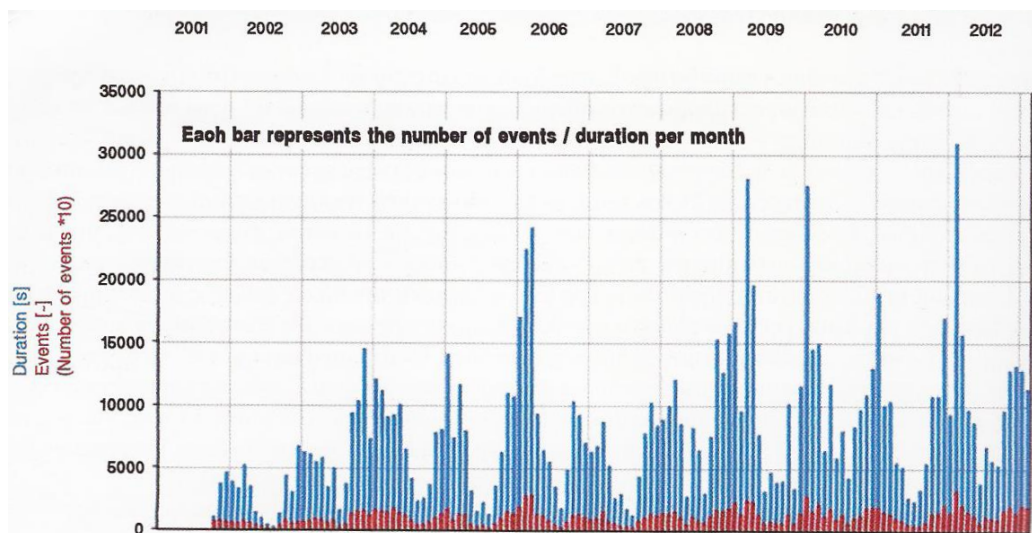
Σχήμα 1.2: Συμμετοχή των διαφόρων τύπων καυσίμου και των εισαγωγών στην κάλυψη της ζήτησης στο ΕΣΜΗΕ τη χρονική περίοδο 2004-2017 [28]

1.2 Επιπτώσεις της Μεγάλης Διείσδυσης ΑΠΕ στην Ευστάθεια του Συστήματος

Η ύπαρξη στοχαστικών μονάδων σε ένα σύστημα ηλεκτροπαραγωγής, το οποίο πρέπει να καλύψει την επίσης συνεχώς μεταβαλλόμενη κατανάλωση, σε συνδυασμό με τη δυσχέρεια αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας (με την υπάρχουσα τουλάχιστον τεχνολογία), έχει

επιπτώσεις στην ευστάθεια του συστήματος μεταφοράς και διανομής, προκαλώντας εντονότερες μεταβολές στο πλάτος και τη συχνότητα της τάσης. Τα προβλήματα ευστάθειας είναι διαχειρίσιμα όταν η αναλογία στοχαστικών προς συνεχούς διαθεσιμότητας μονάδων είναι σχετικά μικρή και αντιμετωπίζονται με αυξομείωση της λειτουργίας των συμβατικών μονάδων, ενώ η παραγωγή από τις μη συνεχώς διαθέσιμες πηγές απορροφάται πάντοτε κατά προτεραιότητα και στο σύνολό της. Έντονα προβλήματα ευστάθειας όμως, παρουσιάζονται όταν η παραπάνω αναλογία ανέρχεται σε όρια που υπερβαίνουν τις τεχνικές δυνατότητες αυξομείωσης των συμβατικών μονάδων ([1] σελίδα 15).

Επιπρόσθετα, σημαντική είναι η επίδραση των ΑΠΕ στη μείωση της αδράνειας του συστήματος με επιπτώσεις στην ευσταθή λειτουργία του κατά τη μεταβατική περίοδο. Πολλές τεχνολογίες ΑΠΕ συνδέονται στο Σύστημα με ασύγχρονα μέσα (ηλεκτρονικά ισχύος), γεγονός που μειώνει τη συνολική αδράνεια του Συστήματος (ανάλογη των στρεφόμενων μαζών των ηλεκτρικών μηχανών που συνδέονται στο σύστημα) σε σχέση με αντίστοιχες συνθήκες στο παρελθόν. Επομένως, το Σύστημα καθίσταται πολύ πιο ευαίσθητο σε διαταραχές του ισοζυγίου παραγωγής-φορτίου (αιφνίδια απώλεια παραγωγής ή φορτίου). Δεδομένου ότι σε μαζική διείσδυση ΑΠΕ μειώνεται η αδράνεια του Συστήματος, η αντιμετώπιση θα απαιτήσει την ανάπτυξη και εφαρμογή τεχνολογιών που συμβάλουν στην αύξηση της στρεφόμενης μάζας ή/και αποθηκευμένης ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα, από τη μία πλευρά μέσω της στρεφόμενης εφεδρείας αυξάνονται οι στρεφόμενες μάζες μηχανών του συστήματος, άρα αυξάνεται και η συνολική αδράνεια του και από την άλλη πλευρά οι αποθηκευτικές μονάδες έχουν την δυνατότητα να παρέχουν ισχύ στο σύστημα, όταν αυτό τη χρειάζεται, άρα κατά κάποιο τρόπο προσομοιάζουν την λειτουργία μιας στρεφόμενης εφεδρείας. Το παραπάνω ζήτημα έχει ήδη επισημανθεί από την διεθνής κοινότητα, καθώς το Ευρωπαϊκό Σύστημα, τα τελευταία χρόνια, λειτουργεί για σημαντικά χρονικά διαστήματα με αποκλίσεις από την ονομαστική τιμή των 50Hz πολύ μεγαλύτερες από ό,τι στο παρελθόν (σχήμα 1.3) ([1] σελίδα 111).



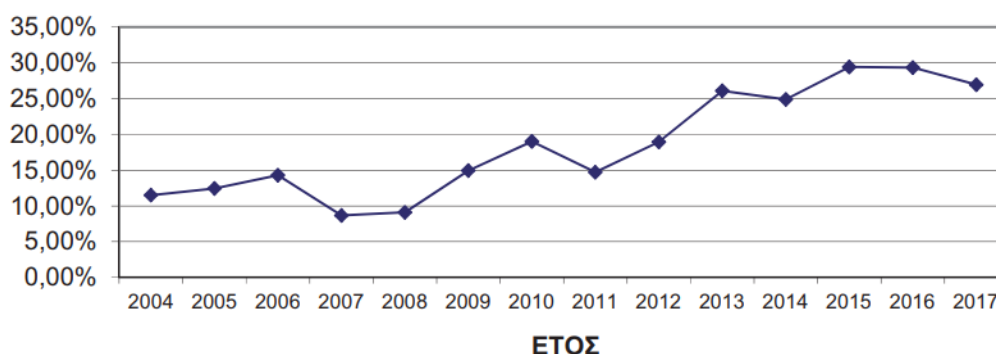
Σχήμα 1.3: Διάρκεια και πλήθος διαταραχών συχνότητας [1]

Η κατάσταση δυσχεραίνει στην περίπτωση των **Αυτόνομων Ηλεκτρικών Συστημάτων**. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι τα **μικρά αυτόνομα νησιωτικά**

συστήματα της Ελλάδος, τα οποία δεν είναι διασυνδεδεμένα με τον κεντρικό ηλεκτρικό κορμό της χώρας. Τα περισσότερα νησιά σήμερα στην Ελλάδα (κυρίως στο Αιγαίο) ηλεκτροδοτούνται από αυτόνομα ηλεκτρικά συστήματα με παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας κατά κύριο λόγο από τοπικούς θερμικούς σταθμούς παραγωγής, οι οποίοι λειτουργούν με καύσιμο πετρέλαιο, βαρύ (μαζούτ) ή και ελαφρύ (ντίζελ), και τους σταθμούς ΑΠΕ (αιολικούς και φωτοβολταϊκούς). Τα νησιά αυτά δεν έχουν διασυνδεθεί μέχρι σήμερα με το ηπειρωτικό ηλεκτρικό σύστημα, λόγω κυρίως μεγάλου κόστους, δοσμένου ότι η κατασκευή υποβρύχιων διασυνδέσεων αποτελεί έργο μεγάλης έντασης κεφαλαίο. Οι τεχνικές δυσκολίες έχουν εν γένει ξεπεραστεί, εκτός από ορισμένες διασυνδέσεις πολύ μεγάλους μήκους (π.χ. Αττική-Κρήτη), όπου τα μεγάλα βάθη προσθέτουν επιπλέον τεχνική δυσκολία [29]. Στα νησιωτικά συστήματα, τα χαρακτηριστικά των δικτύων (μικρή αδράνεια) και η διαχρονική διακύμανση της ζήτησης (λόγω π.χ. του τουρισμού) δεν επιτρέπουν την πλήρη κατάργηση των σταθμών βάσης που λειτουργούν με συμβατικά καύσιμα (πετρέλαιο) και περιορίζουν τη διείσδυση των ΑΠΕ. Επιπλέον η λειτουργία αυτόνομων νησιωτικών συστημάτων με πολύ υψηλή διείσδυση ΑΠΕ παρουσιάζει σοβαρά τεχνικά προβλήματα, όπως διακυμάνσεις σε πλάτος και συχνότητα τάσης, για τα οποία υπάρχει πολύ περιορισμένη εμπειρία, τόσο στην Ελλάδα όσο και διεθνώς. Αυτά τα μειονεκτήματα μπορούν εν μέρει να αναιρεθούν είτε με τη διασύνδεση των νησιών με το ηπειρωτικό δίκτυο - με μεγάλο όμως κόστος - είτε με την επιστράτευση συστημάτων αποθήκευσης της ενέργειας, είτε με την δημιουργία έξυπνων ενεργειακών δικτύων (smart energy networks). Βέβαια, η αποθήκευση ενέργειας αποτελεί τον πιο ελπιδοφόρο τομέα μελέτης [1],[30].

1.3 Προοπτικές Κυριαρχίας των ΑΠΕ - Αποθήκευση Ενέργειας

Οι μακροπρόθεσμοι στόχοι για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με ελάχιστους ρύπους και μικρότερο κόστος, ασφαλώς παραμένουν αμετάβλητοι. Στο πλαίσιο αυτό, οι ΑΠΕ συνιστούν πολύτιμο ελληνικό ενεργειακό πόρο και είναι φανερό ότι ενδείκνυται η λήψη όλων των αναγκαίων μέτρων ώστε αυτός να καταστεί μακροχρόνια βιώσιμος.



Σχήμα 1.4: Συμμετοχή ΑΠΕ-ΥΗΣ-ΣΗΘΥΑ στο ενεργειακό ισοζύγιο του Ελληνικού ΕΣΜΗΕ [28]

Οι ΑΠΕ ήδη καταλαμβάνουν σημαντική θέση στο ισοζύγιο της ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα, η συμμετοχή της «καθαρής» παραγωγής (ΑΠΕ-ΤΗΣ-ΣΗΘΥΑ) στην κάλυψη της ζήτησης αυξήθηκε από το $\approx 15\%$ το 2004 σε $\approx 30\%$ στα έτη 2015 και 2016. Μάλιστα, από το 2013 και έπειτα η συμμετοχή αυτή είναι σταθερά άνω του 25% ([28] σελίδα 17084-17087). Η παραπάνω συνεισφορά δείχνει ότι ο σχετικός στόχος διεύθυνσης των ΑΠΕ μέχρι το 2020 είναι δυνατόν να καλυφθεί. Αυτά φαίνονται στο σχήμα 1.4.

Οι προοπτικές κυριαρχίας των ΑΠΕ θα ολοκληρωθούν όταν επιλυθεί κατά τρόπο αξιόπιστο και οικονομικό το πρόβλημα συντονισμού της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από μη συνεχούς διαθεσιμότητας πηγές, με την κατανάλωση. Οι δύο κρίσιμοι παράγοντες για την επιτυχία του σκοπού αυτού είναι **η αποθήκευση ενέργειας και κατάλληλα δίκτυα μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας** ([1] σελίδα 16).

Η αποθήκευση ηλεκτρισμού συνεπάγεται τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κάποια πρωτογενή ενεργειακή μορφή και αποθήκευσή της μέχρις ότου υπάρξει ανάγκη κατανάλωσης, οπότε μετατρέπεται πάλι σε ηλεκτρισμό με αντίστοιχες απώλειες σε κάθε μετατροπή. Τέτοιες πρωτογενείς μορφές αποθήκευσης ενέργειας αποτελούν [1]:

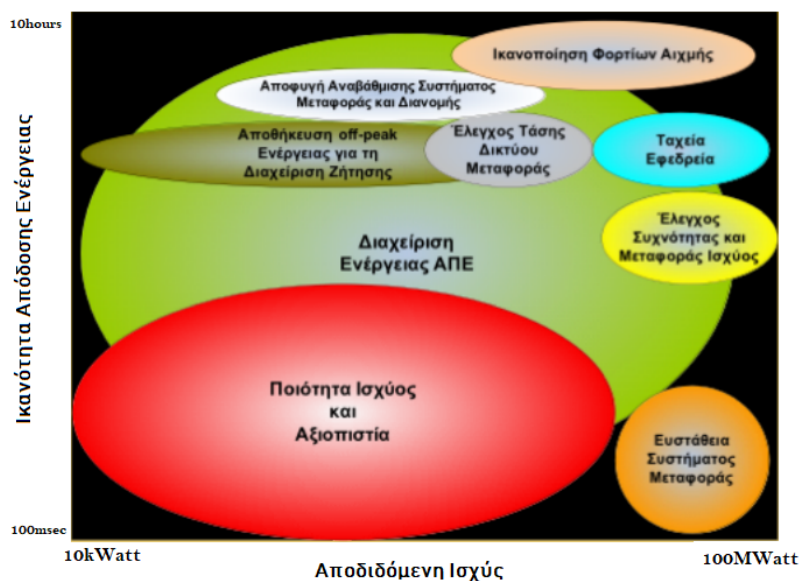
- η μηχανική ενέργεια (π.χ. αντλησιοταμίευση, πεπιεσμένος αέρας)
- η ηλεκτροχημική και ηλεκτροστατική ενέργεια (π.χ. συσσωρευτές, υπερπυκνωτές, υπεραγωγοί, κυψέλες καυσίμου)
- η θερμική και θερμοχημική ενέργεια (π.χ. θερμότητα θερμική ή λανθάνουσα) και
- η χημική ενέργεια (π.χ. υδρογόνο, βιομάζα).

Τα τελευταία χρόνια διεξάγονται, σε διάφορα ανά τον κόσμο πανεπιστήμια και ερευνητικά κέντρα, ερευνητικές προσπάθειες για την ανακάλυψη νέων περισσότερο οικονομικών μεθόδων αποθήκευσης. Για μεν τον χώρο της παραγωγής, οι ερευνητικές προσπάθειες εστιάζονται τόσο στον τομέα της μπαταρίας όσο και των κυψελών καυσίμου, ενώ για τον τομέα της κατανάλωσης (ηλεκτρικά αυτοκίνητα) κυρίως στις μπαταρίες ([1] σελίδα 17). Η επικράτηση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου που θα συμβάλει καθοριστικά στη μείωση των αερίων του θερμοκηπίου, προς το παρόν εμποδίζεται από την περιορισμένη δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας σε συνδυασμό με το μέγεθος της μπαταρίας που μπορεί να τοποθετηθεί μέσα σε ένα αυτοκίνητο.

Στην Ελλάδα, εν όψει της μεγάλης σημασίας των ΑΠΕ ως πολύτιμου εγχώριου ενεργειακού πόρου αλλά και του περιορισμού που δημιουργεί στην επέκτασή τους η ασυνεχής διαθεσιμότητά τους, η δημιουργία αποθηκευτικών μονάδων που θα αξιοποιούν την ενέργεια, αποτελεί βασική προϋπόθεση για την επίτευξη των εθνικών ενεργειακών στόχων και των συναφών ευρωπαϊκών δεσμεύσεων της χώρας, που στοχεύουν στην αύξηση της διεύθυνσης των ΑΠΕ στο ενεργειακό ισοζύγιό τους.

1.4 Πεδία Εφαρμογών Συστημάτων Αποθήκευσης

Οι διάφορες εφαρμογές των συστημάτων αποθήκευσης σήμερα παρουσιάζονται παρακάτω: Όσον αφορά τον τομέα της παραγωγής, τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας χρησιμοποιούνται ως μονάδες ταχείας εφεδρείας, για την άμεση εξυπηρέτηση της καταπόνησης, και ως μονάδες υπεύθυνες για τον έλεγχο της συχνότητας του συστήματος και τον έλεγχο μεταφοράς ισχύος εντός μιας περιοχής του δικτύου. Επίσης, τα συστήματα αποθήκευσης είναι αρμόδια για την αποθήκευση χαμηλού κόστους ποσοτήτων ενέργειας (νυχτερινά τιμολόγια) και απόδοση αυτής της ενέργειας σε περιόδους αιχμής. Στον τομέα της μεταφοράς-διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, τα συστήματα αποθήκευσης εξυπηρετούν το συγχρονισμό όλων των τμημάτων που συνθέτουν μια γραμμή μεταφοράς και τον έλεγχο της μεταφερόμενης τάσης με σκοπό τη διατήρηση της τελευταίας εντός επιθυμητών ορίων. Σε επίπεδο τελικού καταναλωτή, τα συστήματα αυτά εξυπηρετούν τη διαχείριση ενέργειας παραγόμενης από ΑΠΕ, με πρωταρχικό στόχο την κατά το δυνατόν παρακολούθηση του προφίλ ζήτησης. Επιπλέον, υποβοηθούν στη σταδιακή υποβάθμιση του μέγιστου εμφανιζόμενου φορτίου καταπόνησης με απώτερο σκοπό την αντιμετώπιση της αντίστοιχης χρέωσης στα τιμολόγια των παραγωγών (peak shaving) και στη βελτίωση της ποιότητας του παρεχόμενου ηλεκτρικού ρεύματος, αντιμετωπίζοντας απότομες και έντονες αυξομειώσεις της ηλεκτρικής τάσης. Το εύρος, λοιπόν, του πεδίου εφαρμογών των συστημάτων αποθήκευσης είναι αρκετά μεγάλο και παρουσιάζεται παραστατικά στο σχήμα 1.5. [1]



Σχήμα 1.5: Πεδία Εφαρμογών Συστημάτων Αποθήκευσης [1]

Στη παρούσα διπλωματική εργασία το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στο πεδίο εφαρμογών της ευστάθειας του συστήματος και στον έλεγχο συχνότητας και τάσης. Ο χρόνος απόκρισης των συστημάτων αποθήκευσης σε τέτοιες εφαρμογές είναι μικρότερος του ενός δευτερολέπτου και η αποδιδόμενη ισχύς των συστημάτων αυτών εξαρτάται από το

μέγεθος του εκάστοτε υπό μελέτη δικτύου.

1.5 Τεχνολογικές Προκλήσεις Συστημάτων Αποθήκευσης και Προοπτικές

Η σημερινή εικόνα σε όλες τις μορφές αποθήκευσης, πλην της αντλησιοταμίευσης, δεν είναι η αναμενόμενη. Σε αρκετές περιπτώσεις το κόστος κτήσης και εγκατάστασης ενός συστήματος αποθήκευσης είναι ιδιαίτερα υψηλό. Αρκετά από τα υφιστάμενα συστήματα, αν και εμφανίζουν σημαντικά περιθώρια εξέλιξης, τη δεδομένη στιγμή δεν μπορούν να χαρακτηρισθούν ως ώριμες τεχνολογίες. Επίσης, με τη χρήση συστημάτων αποθήκευσης υπάρχουν επιπλέον απώλειες μεταφοράς μετατροπής και αποθήκευσης, γεγονός που αποτελεί περιοριστικό παράγοντα στην εξέλιξη αυτών των τεχνολογιών. Η εικόνα, λοιπόν, της σημερινής κατάστασης σε συνδυασμό με την αναγνωρισμένη πλέον σημασία της αποθήκευσης, έχει οδηγήσει πανεπιστήμια, επιστήμονες, επενδυτές και μηχανικούς ανά τον κόσμο, σε αναζήτηση νέας τεχνολογίας που θα αναβαθμίσει ριζικά τα τωρινά μεγέθη αποθηκευτικής ισχύος. Στον τομέα της τεχνολογικής πρόοδου, οι προσπάθειες φαίνεται να επικεντρώνονται στις μπαταρίες, τόσο για τον χώρο της παραγωγής, όσο και της κατανάλωσης (ηλεκτρικά αυτοκίνητα). Μεγαλύτερες ελπίδες συγκεντρώνει η μπαταρία Λίθιο-Ίον όπου έχει επιτευχθεί η πιο εντυπωσιακή πρόοδος. Η ηλεκτροπαραγωγός AES έχει προγραμματίσει δημιουργία μονάδων αποθήκευσης ισχύος 1000MWatt με χρησιμοποίηση κυρίως αυτού του τύπου μπαταρίες [1]. Πρόοδος σημειώνεται και σε μπαταρίες με άλλους συνδυασμούς ηλεκτροδίων. Για παράδειγμα στη Γερμανία η εταιρία Gildemeister παράγει ήδη μπαταρίες που βασίζονται στο άγνωστο μέταλλο vanadium για εφαρμογές σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα και αποθήκευση αιολικής ενέργειας [1]. Στην Ευρώπη, σε επιστημονικό τουλάχιστον επίπεδο, η σημασία της αποθήκευσης και η αναγκαιότητα της σε σχέση με την επίτευξη των Ευρωπαϊκών στόχων για τις ΑΠΕ επισημαίνεται τα τελευταία χρόνια. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι το ερευνητικό πρόγραμμα stoRE που αναδεικνύει τις ανάγκες και προοπτικές για αποθήκευση σε Αυστρία, Δανία, Γερμανία, Ελλάδα, Ιρλανδία και Ισπανία [1].

1.6 Αντικείμενο - Δομή Εργασίας

Λαμβάνοντας, λοιπόν, υπόψη τη σημερινή πραγματικότητα στον τομέα της Ενέργειας, των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας και της ανάγκης Ευστάθειας του Ηλεκτρικού Συστήματος χρήζει αδήριτη ανάγκη η προσέγγιση του προβλήματος της Ευστάθειας μικρών αυτόνομων ηλεκτρικών συστημάτων που συχνά υπόκεινται σε απρόσμενες διαταραχές. Έτσι, το θέμα της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μοντελοποίηση της απόκρισης ενός αυτόνομου ηλεκτρικού συστήματος σε απότομες διαταραχές, είτε λόγω αυξομείωσης του φορτίου τού, είτε εξαιτίας της μεταβαλλόμενης παραγωγής των στοχαστικών πηγών ΑΠΕ και η μελέτη της συμπεριφοράς της συχνότητας και της τάσης του δικτύου. Η διερεύνηση της συμπεριφοράς του συστήματος πραγματοποιείται με και χωρίς την εγκατάσταση συστήματος συσσωρευτών, το οποίο αποσκοπεί στη βελτίωση της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος, περιορίζοντας τις αποκλίσεις του πλάτους και της συχνότητας της τάσης από τις ονομαστικές τους τιμές.

Στόχος της εργασίας είναι να προταθεί η πλέον κατάλληλη μέθοδος ελέγχου του συστήματος αποθήκευσης, να παραμετροποιηθεί το μοντέλο του και να μελετηθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Οι προσομοιώσεις που καθιστούν εφικτή τη συγκεκριμένη μελέτη πραγματοποιήθηκαν με χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink, το οποίο ενδείκνυται για τέτοιους είδους αναλύσεις. Η διερεύνηση που πραγματοποιήθηκε στο πλαίσιο αυτό, αναδεικνύει τη συμβολή των συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας στην ευστάθεια των αυτόνομων συστημάτων, γεγονός εξαιρετικά σημαντικό για την Ελλάδα, η οποία έχει 29 αυτόνομα νησιωτικά συστήματα.

Πιο συγκεκριμένα η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελείται από τα παρακάτω κεφάλαια :

- **Κεφάλαιο 1** : Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια εισαγωγή στη σημερινή κατάσταση στο παραγωγικό δυναμικό της Ελλάδας, τονίζονται οι μελλοντικές τάσεις στην επέκταση των ΑΠΕ και παρουσιάζονται τα προβλήματα και οι προκλήσεις. Αναγνωρίζεται η ανάγκη της αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας (διαφόρων μορφών, αλλά κυρίως με χρήση μπαταριών) στα μελλοντικά ηλεκτρικά δίκτυα τόσο για την αξιοποίηση της περίσσειας ενέργειας, αλλά κατά βάση για την ευστάθεια του δικτύου. Στο τέλος, παρουσιάζεται το αντικείμενο και ο στόχος της παρούσας εργασίας.
- **Κεφάλαιο 2** : Στο δεύτερο κατά σειρά κεφάλαιο παρουσιάζονται οι έννοιες της πρωτεύουσας, δευτερεύουσας και τριτεύουσας ρύθμισης συχνότητας που είναι απαραίτητες για την ανάλυση της παρούσας εργασίας. Στη συνέχεια αναλύονται οι γενικές αρχές λειτουργίας των ρυθμιστών στροφών και τάσεως που χρησιμοποιούνται στον έλεγχο των γεννητριών του συστήματος και τέλος, παρουσιάζονται οι ελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν για τον έλεγχο των γεννητριών του υπό μελέτη συστήματος. Η ανάλυση επικεντρώνεται στην επεξήγηση του κάθε υποσυστήματος και στην επιλογή των παραμέτρων.
- **Κεφάλαιο 3** : Σε αυτό το μέρος της διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται αναλυτικά η απαραίτητη για την παρακολούθηση της εργασίας θεωρία για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Γίνεται αναφορά τόσο στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο όσο και στο dq -πλαίσιο με βάση το οποίο καταστρώνεται ο έλεγχος. Στο δεύτερο μέρος αυτού του κεφαλαίου αναλύεται ο ελαφρώς τροποποιημένος ελεγκτής του τριφασικού αντιστροφέα που χρησιμοποιήθηκε στο υπό μελέτη μοντέλο.
- **Κεφάλαιο 4** : Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι διάφορες στρατηγικές ελέγχου της συχνότητας του δικτύου μέσω συστημάτων αποθήκευσης μπαταριών, που βρίσκονται στη σχετική βιβλιογραφία. Μέσω της επισκόπησης της διεθνούς βιβλιογραφίας παρουσιάζονται οι βασικές στρατηγικές ελέγχου συχνότητας μέσω μπαταρίας που προτείνονται και χρησιμοποιούνται από την ευρύτερη επιστημονική κοινότητα.
- **Κεφάλαιο 5** : Εδώ παρουσιάζεται η τοπολογία του υπό μελέτη μοντέλου, τα διάφορα υποσυστήματα που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάζονται σαν αναπόσπαστα μέλη του ευρύτερου συστήματος και προτείνεται ο κατάλληλος έλεγχος συχνότητας-τάσης του συστήματος συσσωρευτών. Στα ανωτέρω συμπεριλαμβάνονται και κάποιες προτεινόμενες τεχνικές απομονωμένης επαναφόρτισης-εκφόρτισης της μπαταρίας.

- **Κεφάλαιο 6** : Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η θεωρία σχετικά με την γραμμικοποίηση ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας και τα αντίστοιχα μοντέλα. Ταυτόχρονα παρουσιάζεται η διαδικασία γραμμικοποίησης του υπό μελέτη συστήματος και με βάση αυτό το μοντέλο βρίσκονται οι κατάλληλες τιμές των παραμέτρων του ελεγκτή συχνότητας του συστήματος συσσωρευτών.
- **Κεφάλαιο 7** : Στο κεφάλαιο αυτό παρατίθενται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του πλήρους και του απλοποιημένου μοντέλου του αυτόνομου ηλεκτρικού συστήματος.
- **Κεφάλαιο 8** : Τέλος, στο όγδοο κεφάλαιο αναλύονται τα συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, καθώς επίσης αναφέρονται και προτάσεις για περαιτέρω μελέτη που θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί σε συνέχεια της παρούσας εργασίας.

Κεφάλαιο 2

Ρύθμιση Συχνότητας - Ρυθμιστές Στροφών και Τάσεως

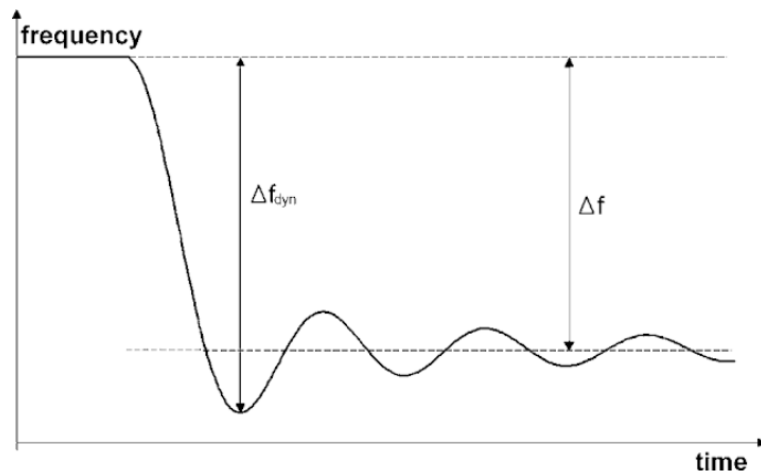
2.1 Ρύθμιση Συχνότητας

Το πρόβλημα της προσαρμογής της παραγωγής στη ζήτηση ενεργού ισχύος είναι ένα από τα σημαντικότερα στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. Η επίλυση του προβλήματος συνίσταται στη συνεχή προσαρμογή της παραγόμενης ισχύος από τις πηγές με το συνολικό φορτίο του συστήματος. Και τούτο, προκειμένου η συχνότητα να διατηρείται στην ονομαστική της τιμή και να μην υπόκειται διακυμάνσεις. Η ρύθμιση της συχνότητας αποτελείται από κάποια στάδια τα οποία αναλύονται παρακάτω.

2.1.1 Πρωτεύουσα Ρύθμιση

Το πρώτο βήμα που ακολουθεί μετά από μια απρόσμενη διαταραχή στο σύστημα είναι η **πρωτεύουσα ρύθμιση**. Η πρωτεύουσα ρύθμιση συνίσταται στην μεταβολή της ενεργού ισχύος εξόδου της γεννήτριας ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του ελεγκτή στροφών της (στατισμός της γεννήτριας). Ο βασικός στόχος της πρωτεύουσας ρύθμισης είναι να επαναφέρει την ισορροπία μεταξύ παραγωγής και ζήτησης και να ισορροπήσει στο σύστημα σε μια νέα κατάσταση με συχνότητα διαφορετική από την αρχική-ονομαστική. Δηλαδή προκύπτει ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Αυτό συμβαίνει σε βάρος της κινητικής ενέργειας των στρεφόμενων μαζών των γεννητριών, η οποία μειώνεται αναγκαστικά. Η πρωτεύουσα ρύθμιση διαρκεί από 0 έως 30 δευτερόλεπτα μετά τη διαταραχή.

Κάτω από κανονικές συνθήκες λειτουργίας, το σύστημα λειτουργεί στην ονομαστική συχνότητα, διατηρώντας κάθε στιγμή το ισοζύγιο παραγόμενης και καταναλωμένης ενεργού ισχύος. Κάθε διαταραχή που μπορεί για παράδειγμα να οφείλεται στην αποσύνδεση κάποιας μεγάλης γεννήτριας είτε στην αποκοπή κάποιου φορτίου προκαλεί αλλαγή στη συχνότητα. Αρχικά, η συχνότητα μεταβάλλεται ραγδαία, πρακτικά γραμμικά και φτάνει μέχρι το f_{min} (μέγιστη απόκλιση). Αυτή η απόκλιση στη συχνότητα θα ενεργοποιήσει τους ελεγκτές πρωτεύουσας ρύθμισης όλων των γεννητριών, ώστε αυτές να ανταποκριθούν σε δευτερόλεπτα. Οι ελεγκτές πρωτεύουσας ρύθμισης μεταβάλλουν την ισχύ που παράγεται από τις γεννήτριες μέχρι να εξασφαλιστεί ισορροπία. Τη στιγμή της επαναφοράς της ισορροπίας υπάρχει ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας [2].



Σχήμα 2.1: Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας [2]

2.1.2 Δευτερεύουσα Ρύθμιση

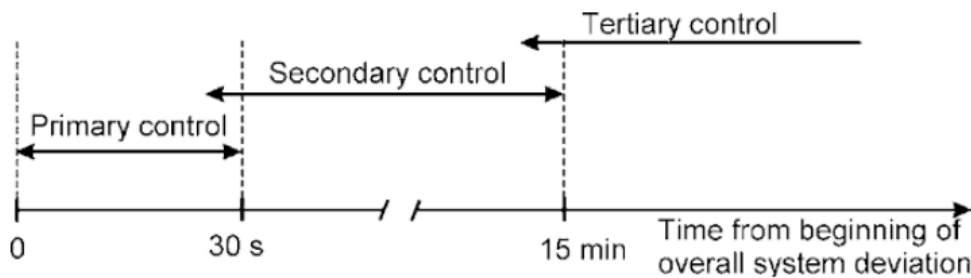
Στη συνέχεια, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, αναλαμβάνει δράση η **δευτερεύουσα ρύθμιση**. Η δευτερεύουσα ρύθμιση κάνει χρήση ενός κεντρικού ρυθμιστή, ο οποίος μεταβάλλει τις εντολές κατανομής ενεργού ισχύος των γεννητριών, έτσι ώστε να επανέλθει η προγραμματιζόμενη, με τις γειτονικές περιοχές, ανταλλαγή ισχύος στις αρχικές προκαθορισμένες τιμές και να επανέλθει η συχνότητα στην ονομαστική της τιμή. Μετακινώντας τα σημεία λειτουργίας κάθε μία μονάδας ξεχωριστά, η δευτερεύουσα ρύθμιση διασφαλίζει ότι τα αποθέματα που χρησιμοποίησε η πρωτεύουσα ρύθμιση θα είναι διαθέσιμα και αργότερα. Η δευτερεύουσα ρύθμιση είναι πιο αργή από την πρωτεύουσα και κυρίως στα πολύ μεγάλα συστήματα διαρκεί για διάστημα ολόκληρων λεπτών. Συνήθως ξεκινάει μετά από 30 δευτερόλεπτα από την διαταραχή και τελειώνει μετά από 15 λεπτά [2]. Για μικρά αυτόνομα συστήματα (τα οποία θα μελετηθούν στην παρούσα διπλωματική εργασία) οι χρόνοι αυτοί είναι τελείως διαφορετικοί. Η διαδικασία γίνεται πολύ πιο γρήγορα και επίσης δεν υπάρχει σαφής διαχωρισμός μεταξύ πρωτεύουσας και δευτερεύουσας ρύθμισης, στην ουσία αυτοί οι δύο έλεγχοι επενεργούν ταυτόχρονα [2]. Γενικά, η δευτερεύουσα ρύθμιση απαιτεί: έναν κεντρικό ρυθμιστή, ένα μετρητικό σύστημα που να υπολογίζει την ισχύ που ανταλλάσσεται στις διασυνδεδετικές γραμμές διαφορετικών περιοχών, μέτρηση της συχνότητας του δικτύου και ένα σύστημα μεταφοράς του σήματος ελέγχου στην αντίστοιχη γεννήτρια (κεντρικός έλεγχος) [2].

2.1.3 Τριτεύουσα Ρύθμιση

Η **τριτεύουσα ρύθμιση** είναι η αυτόματη ή χειροκίνητη αλλαγή των σημείων λειτουργίας των γεννητριών που συμμετέχουν σε αυτή τη ρύθμιση, με σκοπό να συμπληρωθεί πιθανή ανεπάρκεια της δευτερεύουσας ρύθμισης ή να πραγματοποιηθεί ο οικονομικότερος διαμοιρασμός της ισχύος μεταξύ των γεννητριών του συστήματος.

Η τριτεύουσα ρύθμιση μπορεί να επιτευχθεί με πολλούς τρόπους: αλλάζοντας τα σημεία λειτουργίας των θερμικών σταθμών παραγωγής (γύρω από τα οποία η πρωτεύουσα και δευτερεύουσα ρύθμιση επενεργούν), συνδέοντας/αποσυνδέοντας αποθήκες ενέργειας (ταμιευτήρες) στα υδροηλεκτρικά εργοστάσια, αλλάζοντας τον προσυμφωνημένο

πρόγραμμα ανταλλαγής ενεργού ισχύος μεταξύ των διαφόρων περιοχών, μεταβάλλοντας το φορτίο (ελεγχόμενα φορτία). Η τριτεύουσα ρύθμιση είναι πιο αργή από την δευτερεύουσα. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι χρόνοι απόκρισης των διαφορετικών σταδίων ρύθμισης συχνότητας.



Σχήμα 2.2: Στάδια Ρύθμισης Συχνότητας σε Μεγάλο Σύστημα [2]

Στα συστήματα ελέγχου συχνότητας, ο συνδυασμός πρωτεύουσας, δευτερεύουσας και τριτεύουσας ρύθμισης διασφαλίζει τον έλεγχο συχνότητας κάτω από κανονικές συνθήκες λειτουργίας ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η συχνότητα παραμένει μέσα στο εύρος των αποδεκτών τιμών της. Ωστόσο, όταν η συχνότητα ξεπεράσει αυτά τα όρια, εξαιτίας, για παράδειγμα, απώλειας κάποιας μεγάλης γεννήτριας, τότε το σύστημα οδηγείται σε ανεπιθύμητες καταστάσεις. Τότε, επιπλέον ενέργειες απαιτούνται προκειμένου να επαναφερθεί η ισορροπία του συστήματος, όπως για παράδειγμα η απόρριψη φορτίου, μέσω της ενεργοποίησης των ηλεκτρονόμων υποσυχνότητας [2].

2.2 Έλεγχος Συχνότητας-Ενεργού Ισχύος και Τάσης-Αέργου Ισχύος

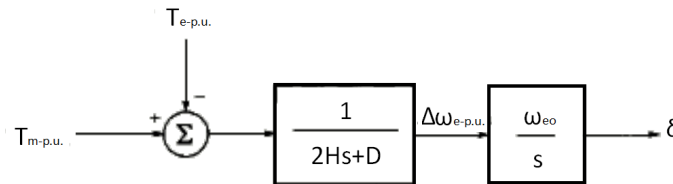
Η ανάλυση που ακολουθεί είναι βασισμένη στις αναφορές [3] και [4]. Οι ροές ενεργού και αέργου ισχύος σε ένα σύστημα είναι σχετικά ανεξάρτητες μεταξύ τους και επηρεάζονται εξ' ολοκλήρου από διαφορετικούς ελέγχους που χρησιμοποιούνται στο δίκτυο, έναν για τον έλεγχο αποκλειστικά της ενεργού και έναν για τον έλεγχο αποκλειστικά της αέργου. Γι' αυτό και ο έλεγχος των δύο αυτών μορφών ισχύος μπορεί να μελετηθεί ξεχωριστά. Η ενεργός ισχύς είναι στενά συνδεδεμένη με τον έλεγχο συχνότητας, ενώ η αέργος ισχύς με τον έλεγχο τάσης. Η συχνότητα και η τάση είναι πολύ σημαντικοί παράμετροι σε κάθε σύστημα, επομένως ο σωστός έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος είναι καθοριστικός για την αποδοτική λειτουργία του όλου συστήματος. Στο σημείο αυτό, διατυπώνεται η θεμελιώδης εξίσωση κίνησης των γεννητριών:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_\alpha = T_m - T_e \quad (2.1)$$

Η παραπάνω σχέση καταλήγει στην εξίσωση και στο Block διάγραμμα που ακολουθούν. Επισημαίνεται, ότι στο οικείο κεφάλαιο δεν θα αναφερθεί αναλυτικά για το πως προκύπτουν οι ως άνω εξισώσεις και η συγκεκριμένη ανάλυση θα διατυπωθεί στο Κεφάλαιο

6. Τα μεγέθη που παρουσιάζονται είναι : J είναι η συνολική αδράνεια της ηλεκτρικής γεννήτριας μαζί με ολόκληρο τον άξονα της τουρμπίνας σε $kg \cdot m^2$, $\omega_{e-p.u.}$ είναι η ηλεκτρική γωνιακή ταχύτητα σε ανά μονάδα, D είναι ο συντελεστής αυτορρύθμισης, H είναι η ανηγμένη σταθερά αδρανείας, T_m η μηχανική ροπή και T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή.

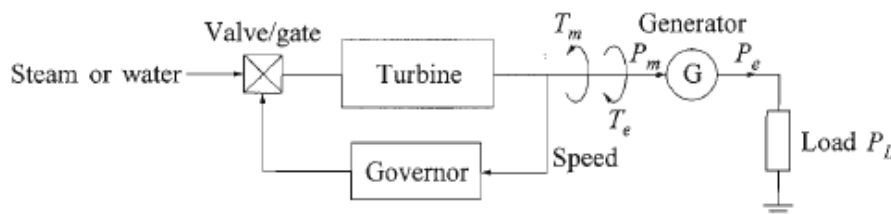
$$\frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}) \quad (2.2)$$



Σχήμα 2.3: Block Diagram Γεννήτριας [4]

2.2.1 Θεμελιώδεις Αρχές του Ελεγκτή Στροφών

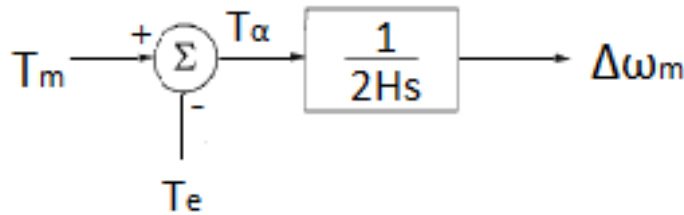
Το πρόβλημα της προσαρμογής της παραγωγής στη ζήτηση ισχύος είναι θεμελιώδες στα συστήματα μετατροπής ενέργειας. Η ρύθμιση συχνότητας σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας συνίσταται στη συνεχή προσαρμογή της παραγόμενης ισχύος από τις γεννήτριες προς το φορτίο του συστήματος, ώστε η συχνότητα να διατηρείται σε κανονικές τιμές. Χωρίς ρύθμιση, οι γεννήτριες δεν θα ήταν σε θέση να παραλάβουν μια αύξηση φορτίου, γιατί το άνοιγμα βαλβίδων των στροβίλων θα έμενε σταθερό και θα επέτρεπε μόνο μια ορισμένη μηχανική ισχύ εισόδου στη μονάδα. Το αποτέλεσμα θα ήταν επιβράδυνση των μηχανών (για δεδομένη αύξηση του φορτίου) και μείωση της συχνότητας του συστήματος. Για την καλή λειτουργία των στροβίλων, τόσο στους ατμοηλεκτρικούς, όσο και στους υδροηλεκτρικούς σταθμούς, είναι απαραίτητο η ταχύτητα περιστροφής να παραμένει μέσα σε ένα πολύ στενό περιθώριο γύρω από την ονομαστική της τιμή. Για το λόγο αυτό, υπάρχουν ειδικά συστήματα προστασίας υποσυχνότητας, τα οποία αποσυνδέουν τη γεννήτρια εάν η συχνότητα πέσει κάτω από ένα όριο (τυπική τιμή τα $47Hz$ για σύστημα ονομαστικής συχνότητας $50Hz$ [3]). Αντίστοιχα, τα συστήματα προστασίας υπερτάχυνσης επίσης αποσυνδέουν τη γεννήτρια εάν οι στροφές αυξηθούν πάνω από την ονομαστική τιμή κατά ένα ορισμένο ποσοστό. Στο παρακάτω σχήμα αναπαριστάται η βασική δομή ενός ελεγκτή στροφών μιας γεννήτριας.



Σχήμα 2.4: Βασική Αναπαράσταση του Συστήματος Ελέγχου Στροφών της Γεννήτριας [4]

Απόκριση Γεννήτριας Σε Μεταβολή του Φορτίου

Οποιαδήποτε διαταραχή στο φορτίο ΔP_L αντιστοιχεί σε μεταβολή στην ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e , άρα τότε υπάρχει ανισορροπία μεταξύ μηχανικής ροπής T_m και ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και επομένως, εμφανίζεται μία απόκλιση στην συχνότητα περιστροφής του ρότορα. Η συνάρτηση μεταφοράς της γεννήτριας σχετικά με την ταχύτητα περιστροφής και τις ροπές αποτυπώνεται στο σχήμα 2.5 . Σε αυτή την περίπτωση, αγνοείται ο συντελεστής αυτορρύθμισης D . Για μελέτες ρύθμισης συχνότητας είναι επιθυμητό να εκφράζεται η συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς με όρους ισχύος και όχι ροπής. Η σχέση μεταξύ ροπής και ισχύος δίνεται από τους τύπους : $P_m = \omega_m \cdot T_m$ και $P_e = \omega_m \cdot T_e$ (και στην δεύτερη σχέση χρησιμοποιείται η μηχανική ταχύτητα περιστροφής του ρότορα, γιατί η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e ασκείται πάνω στον άξονα - ρότορα της μηχανής).



Σχήμα 2.5: Συνάρτηση Μεταφοράς [4]

Θεωρώντας μικρές αποκλίσεις από τις ονομαστικές τιμές ισχύει: $P = P_o + \Delta P$, $T = T_o + \Delta T$, $\omega_m = \omega_o + \Delta\omega_m$. Για τις ροπές και τις ισχύς ισχύει η γενική σχέση για το ηλεκτρικό και για το μηχανικό μέρος $P = \omega_m \cdot T$. Γίνεται αντικατάσταση και προκύπτει:

$$P_o + \Delta P = (\omega_o + \Delta\omega_m) \cdot (T = T_o + \Delta T)$$

$$P_o + \Delta P = \omega_o \cdot T_o + \omega_o \cdot \Delta T + \Delta\omega_m \cdot T_o + \Delta\omega_m \cdot \Delta T$$

Στην παραπάνω σχέση οι όροι P_o και $\omega_o \cdot T_o$ είναι ίσοι και επομένως, απλοποιούνται, ενώ ο όρος $\Delta\omega_m \cdot \Delta T$ αμελείται και θεωρείται ίσος με το μηδέν γιατί στην ουσία πολλαπλασιάζονται δύο πολύ μικρές ποσότητες μεταξύ τους. Τελικά, προκύπτει:

$$\Delta P = \omega_o \cdot \Delta T + T_o \cdot \Delta\omega_m \tag{2.3}$$

Η σχέση 2.3 ισχύει προφανώς και για μηχανική και για ηλεκτρική ισχύ αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα: $P_m = \omega_m \cdot T_m$, $P_m = P_{mo} + \Delta P_m$, $T_m = T_{mo} + \Delta T_m$, $\omega_m = \omega_{mo} + \Delta\omega_m$. Άρα :

$$\Delta P_m = \omega_{mo} \cdot \Delta T_m + T_{mo} \cdot \Delta\omega_m$$

Ακόμα : $P_e = \omega_m \cdot T_e$, $P_e = P_{eo} + \Delta P_e$, $T_e = T_{eo} + \Delta T_e$, $\omega_m = \omega_{mo} + \Delta\omega_m$. Άρα :

$$\Delta P_e = \omega_{mo} \cdot \Delta T_e + T_{eo} \cdot \Delta\omega_m$$

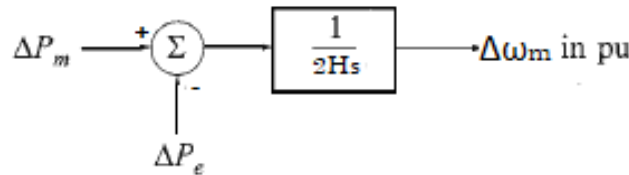
Αφαιρούνται κατά μέλη οι δύο παραπάνω σχέσεις και προκύπτει:

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \omega_{mo} \cdot (\Delta T_m - \Delta T_e) + (T_{mo} - T_{eo}) \cdot \Delta \omega_m$$

Σε μόνιμη κατάσταση (ονομαστικές τιμές) είναι γνωστό ότι υπάρχει ισορροπία μεταξύ των ροπών, μηχανικής και ηλεκτρομαγνητικής, προκειμένου να υπάρχει ευστάθεια στο σύστημα, δηλαδή $T_{mo} = T_{eo}$. Έστω ότι η παραπάνω σχέση είναι σε πραγματικές τιμές, αν διαιρεθεί αριστερά με τον όρο $P_o = P_{mo} = P_{eo}$ και δεξιά με τον όρο $\omega_{mo} \cdot T_o$, όπου προφανώς $T_o = T_{mo} = T_{eo}$, τότε τα μεγέθη γίνονται όλα σε ανά μονάδα τιμές και λαμβάνεται η σχέση:

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \Delta T_m - \Delta T_e \quad (2.4)$$

Όπου στη παραπάνω σχέση όλα τα μεγέθη είναι σε ανά μονάδα τιμές. Άρα η συνάρτηση μεταφοράς και το αντίστοιχο Block diagram ανανεώνονται και λαμβάνουν την παρακάτω μορφή (σχήμα 2.6).



Σχήμα 2.6: Συνάρτηση Μεταφοράς με Ισχύς [4]

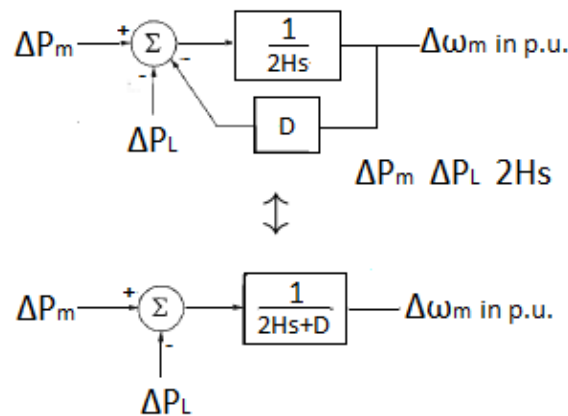
Απόκριση Φορτίου σε Μεταβολή της Συχνότητας

Γενικά, σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας, τα φορτία αποτελούνται από μια ποικιλία ηλεκτρικών συσκευών. Για τα καθαρά ωμικά φορτία, όπως ο φωτισμός, η ηλεκτρική ισχύς είναι ανεξάρτητη της συχνότητας. Αντίθετα, στην περίπτωση των κινητήρων επαγωγής, όπως οι ανεμιστήρες, οι αντλίες κ.τ.λ., η ηλεκτρική ισχύς που απορροφάται μεταβάλλεται με την μεταβολή της συχνότητας του δικτύου εξαιτίας της αλλαγής στην ταχύτητα περιστροφής των συγκεκριμένων κινητήρων. Η εξάρτηση αυτή εκφράζεται από την ευαισθησία του φορτίου ως προς την συχνότητα, η οποία για συνήθη φορτία είναι περίπου ίση με τη μονάδα (σε κανονικοποιημένες τιμές). Αυτή η εξάρτηση, προσθέτει μια συνιστώσα αυτορρύθμισης στο σύστημα, δεδομένου ότι όταν αυξάνει το φορτίο, η μείωση της συχνότητας συνεπάγεται αντίστοιχη ελάττωση του φορτίου, μειώνοντας συνεπώς την ανάγκη για πρόσθετη παραγωγή. Το συνολικό λοιπόν φορτίο, μπορεί να εκφραστεί από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta P_{L-total} = \Delta P_L + D \cdot \Delta \omega_{e-p.u.} \quad (p.u.) \quad (2.5)$$

όπου ΔP_L είναι η αλλαγή φορτίου που είναι ανεξάρτητη από την συχνότητα, $D \cdot \Delta \omega_{e-p.u.}$ είναι η αλλαγή φορτίου που εξαρτάται άμεσα από την συχνότητα και D είναι ο συντελεστής αυτορρύθμισης. Ο συντελεστής αυτός συνήθως εκφράζεται σε ποσοστιαίες τιμές $D = \Delta P / \Delta \omega$ όπου ΔP και $\Delta \omega$ είναι οι ποσοστιαίες μεταβολές φορτίου και συχνότητας.

Μια τιμή $D = 2$ σημαίνει ότι μεταβολή κατά ποσοστό 1% στη συχνότητα θα προκαλέσει μεταβολή κατά ποσοστό 2% στο φορτίο. Σημειώνεται, ότι επειδή στη μεταβατική περίοδο της διαταραχής το σφάλμα της συχνότητας είναι πολύ μεγαλύτερο από εκείνο της μόνιμης κατάστασης, η αυτορρύθμιση του φορτίου είναι αποτελεσματικότερη στο μεταβατικό στάδιο. Το σύστημα περιλαμβάνοντας και το συντελεστή αυτορρύθμισης φαίνεται παραστατικά στο σχήμα 2.7. Η αυτορρύθμιση βοηθάει στη διατήρηση της ευστάθειας του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, έστω ότι δεν υπάρχει κάποιος ελεγκτής στροφών, τότε θα μπορούσε να διατυπωθεί η υπόθεση σύμφωνα με την οποία οποιαδήποτε αλλαγή του φορτίου θα οδηγούσε σε συνεχόμενη αύξηση ή μείωση της συχνότητας και επομένως σε αστάθεια του συστήματος. Στην πραγματικότητα αυτό δεν μπορεί να ισχύσει, καθότι υπάρχει Damping. Αφού, λοιπόν, υπάρχει Damping το σύστημα θα ισορροπήσει σε μια νέα κατάσταση συχνότητας. Το μόνιμο σφάλμα συχνότητας θα είναι τέτοιο ώστε η αλλαγή στο φορτίο να εξισορροπηθεί ακριβώς από την μεταβολή του φορτίου λόγω ευαισθησίας του στη συχνότητα. Η λογική πίσω από την ερμηνεία του Damping είναι παρόμοια με αυτή του στατισμού. Μέσω του στατισμού (πρωτεύουσα ρύθμιση) εξασφαλίζεται εξισορρόπηση του συστήματος σε ένα μικρό μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Στην περίπτωση που δεν εφαρμόζεται ο στατισμός, θα υπάρχει και πάλι εξισορρόπηση του συστήματος σε ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας λόγω του Damping. Βέβαια, σε αυτή την περίπτωση το μόνιμο σφάλμα συχνότητας θα είναι μεγαλύτερο. Το Damping, δηλαδή, μειώνει το φορτίο, όσο πέφτει η συχνότητα και επομένως κάποτε, η παραγωγή με το φορτίο θα εξισορροπηθούν. Το Damping πάντα ενισχύει την ευστάθεια του συστήματος. Ωστόσο, σε πραγματικά συστήματα η χρήση στατισμού είναι απαραίτητη, γιατί το μεγάλο μόνιμο σφάλμα συχνότητας οδηγεί σε ενεργοποίηση προστασιών υπερσυχνότητας ή υποσυχνότητας και πιθανότητα σε ολικό Blackout.



Σχήμα 2.7: Συνάρτηση Μεταφοράς με Αυτορρύθμιση [4]

Στο σχήμα 2.7, όπως και στα προηγούμενα σχήματα, η μηχανική συχνότητα στην έξοδο του ρότορα είναι σε ανά μονάδα τιμές. Μπορούσε να ήταν και η ηλεκτρική συχνότητα, γιατί:

$$n_m = \frac{120 \cdot f_e}{p} \Rightarrow$$

$$\omega_m = \frac{2\pi \cdot n_m}{60} = \frac{2\pi \cdot \frac{120 \cdot f_e}{p}}{60} = \frac{2\pi \cdot 2 \cdot f_e}{p} = \frac{\omega_e}{p} \quad (\text{rad/sec}) \Rightarrow$$

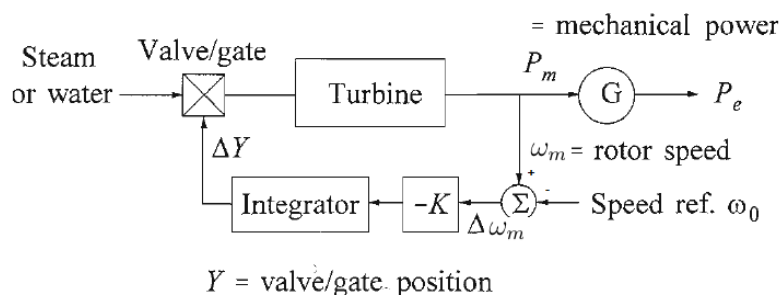
$$\frac{\omega_m}{\omega_{m0}} = \frac{\omega_e}{\omega_{e0} \cdot \frac{p}{2}} = \frac{\omega_e}{\omega_{e0}} \Rightarrow$$

$$\omega_{m-p.u.} = \omega_{e-p.u.} \Rightarrow \Delta\omega_{m-p.u.} = \Delta\omega_{e-p.u.}$$

Άρα στις ανά μονάδα τιμές η μηχανική και η ηλεκτρική συχνότητα ταυτίζονται.

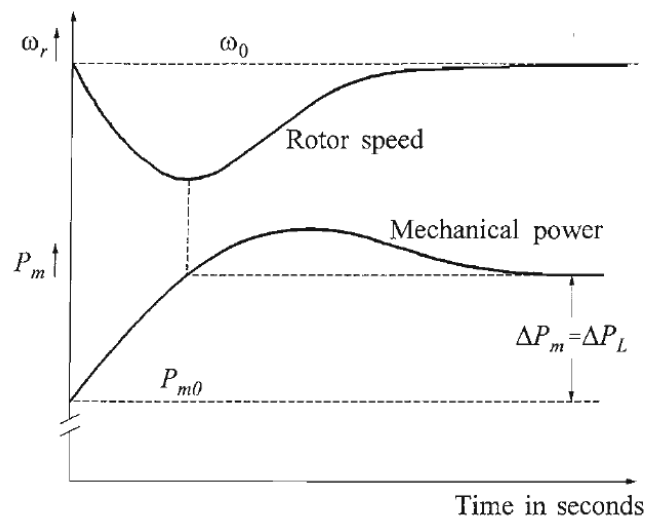
Απομονωμένη Γεννήτρια - Συνεργασία Γεννητριών

Όσον αφορά τη ρύθμιση συχνότητας, η γεννήτρια μπορεί να έχει δύο λειτουργίες. Είτε να έχει στατισμό (δηλαδή να προσφέρει πρωτεύουσα ρύθμιση σε συνεργασία με άλλες γεννήτριες) και σε δεύτερη φάση να αναλαμβάνει την δευτερεύουσα ρύθμιση, είτε να λειτουργεί απομονωμένα και τότε δεν υπάρχει στατισμός (καθώς δεν συνυπάρχει με άλλες γεννήτριες). Και στις δύο περιπτώσεις ο βασικός στόχος είναι να επαναφερθεί η συχνότητα στην ονομαστική της τιμή. Το σχηματικό διάγραμμα που αφορά τη δεύτερη περίπτωση παρουσιάζεται στο σχήμα 2.8.



Σχήμα 2.8: Σχηματικό Διάγραμμα Ελέγχου Απομονωμένης Γεννήτριας [4]

Η μετρούμενη συχνότητα συγκρίνεται με την ονομαστική και το σήμα του σφάλματος ενισχύεται και ολοκληρώνεται. Έτσι παράγεται ένα σήμα ελέγχου ΔY , με το οποίο ελέγχεται η βαλβίδα του ατμού. Εξαιτίας του ολοκληρωτικού ελέγχου το σήμα ΔY θα φτάσει σε μία νέα μόνιμη κατάσταση, μόνο όταν το σφάλμα συχνότητας μηδενιστεί. Πιο αναλυτικά, αν παραδείγματος χάριν υπάρχει αύξηση στο φορτίο, τότε η συχνότητα θα αρχίσει να μειώνεται με ρυθμό που εξαρτάται από την αδράνεια του ρότορα H . Όσο η ταχύτητα πέφτει, η μηχανική ισχύς αυξάνεται. Το γεγονός αυτό προκαλεί μία ελάττωση στον ρυθμό μείωσης της συχνότητας. Από ένα σημείο και μετά η μηχανική ισχύς που παράγεται ξεπερνάει την ισχύ που απορροφά το φορτίο, ώστε η συχνότητα να αρχίσει να αυξάνεται μέχρι να επιστρέψει στην ονομαστική της τιμή. Τελικά η συχνότητα θα επιστρέψει στην ονομαστική της τιμή και η μηχανική ισχύς θα εξισωθεί με την τιμή του εκάστοτε φορτίου. (σχήμα 2.9)

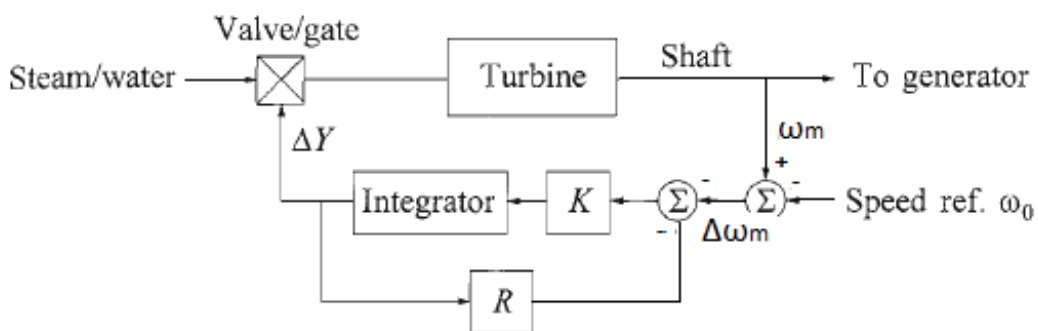


Σχήμα 2.9: Απόκριση της Απομονωμένης Γεννήτριας

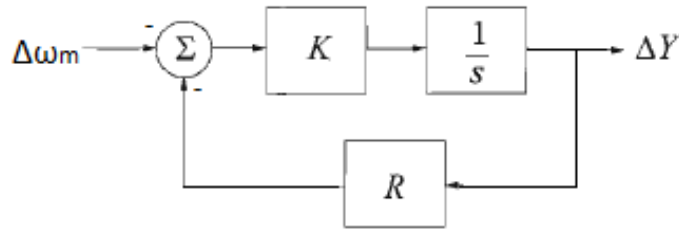
Η παραπάνω λειτουργία εφαρμόζεται στις εξής δύο περιπτώσεις : α) Σε ένα σύστημα με μία μόνο γεννήτρια ή β) σε ένα σύστημα με πολλές γεννήτριες, αλλά μόνο μία εξ αυτών είναι υπεύθυνη για μεταβολή της απόκρισης της σε αλλαγές του φορτίου. Δεν υφίσταται εδώ η έννοια του δια μοιράσματος της ισχύος μεταξύ των γεννητριών.

Αντίθετα, στην περίπτωση ενός συστήματος με δύο ή περισσότερες μονάδες που κάνουν ρύθμιση συχνότητας, ο προηγούμενος ολοκληρωτικός έλεγχος δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Και αυτό γιατί οι γεννήτριες θα «παλεύουν» μεταξύ τους, ώστε η κάθε μία να ελέγξει την συχνότητα του δικτύου. Αυτή με την πιο γρήγορη ανταπόκριση θα αναλάβει όλο το φορτίο, άρα θα οδηγηθεί σε υπερφόρτιση και πιθανότητα θα καταρρεύσει.

Το σωστό δια μοίρασμα του φορτίου μεταξύ δύο ή περισσότερων παράλληλων μονάδων υλοποιείται με τη χρήση της έννοιας του στατισμού. Η έννοια αυτή παρουσιάζεται στα σχήματα 2.10, 2.11 .



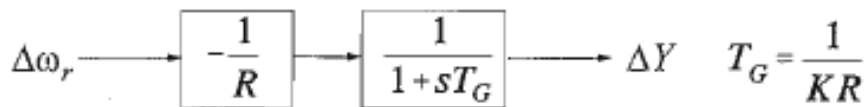
Σχήμα 2.10: Σχηματικό Διάγραμμα Ελέγχου Γεννήτριας με Στατισμό [4]



Σχήμα 2.11: Έλεγχος με Στατισμό [4]

Στο παραπάνω μοντέλο ελέγχου υλοποιείται μόνο πρωτεύουσα ρύθμιση, άρα μετά το πέρας της διαταραχής η συχνότητα δεν θα έχει επανέλθει στις ονομαστικές στροφές, αλλά θα διαμορφωθεί ένα μικρό μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Για να γίνει η επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή, απαιτείται η χρήση δευτερεύουσας ρύθμισης. Το παραπάνω μοντέλου ελέγχου απλοποιείται στο σχήμα 2.12 μέσω των παρακάτω πράξεων.

$$\begin{aligned} \Delta Y &= K \cdot \frac{1}{s} \cdot (-\Delta\omega_m - R \cdot \Delta Y) \Rightarrow \\ \Delta Y &= -\frac{K \cdot \Delta\omega_m}{s} - K \cdot R \cdot \frac{1}{s} \cdot \Delta Y \Rightarrow \\ \Delta Y \cdot \left(1 + K \cdot R \cdot \frac{1}{s}\right) &= -\frac{K \cdot \Delta\omega_m}{s} \Rightarrow \\ \Delta Y \cdot \frac{s + R \cdot K}{s \cdot K} &= \frac{-\Delta\omega_m}{s} \Rightarrow \\ \Delta Y &= \left(-\frac{1}{R}\right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{1}{K \cdot R}} \cdot \Delta\omega_m \end{aligned}$$



Σχήμα 2.12: Απλοποιημένο Μοντέλο [4]

Η εμφάνιση μόνιμου σφάλματος συχνότητας φαίνεται από την παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς. Για $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$ προκύπτει: $\Delta Y = \left(-1/R\right) \cdot \Delta\omega_m$. Δηλαδή, το άνοιγμα της δικλείδας ισοδυναμεί με ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας και η τιμή αυτού του σφάλματος εξαρτάται από την επιλογή της τιμής του στατισμού R .

Στη συνέχεια, τονίζεται ότι η θέση της δικλείδας ΔY ταυτίζεται με την μηχανική ισχύ εξόδου της μηχανής σε ανά μονάδα τιμές. Στην πραγματικότητα η συνάρτηση μεταφοράς

έχει μια μικρή χρονική καθυστέρηση απόκρισης, δηλαδή $\Delta P_m = \left(1/(1 + sT)\right) \cdot \Delta Y$. Αυτό σημαίνει ότι στους παραπάνω τύπους η μεταβλητή ΔY μπορεί να αντικατασταθεί από την μεταβολή της μηχανικής ισχύος ΔP_m .

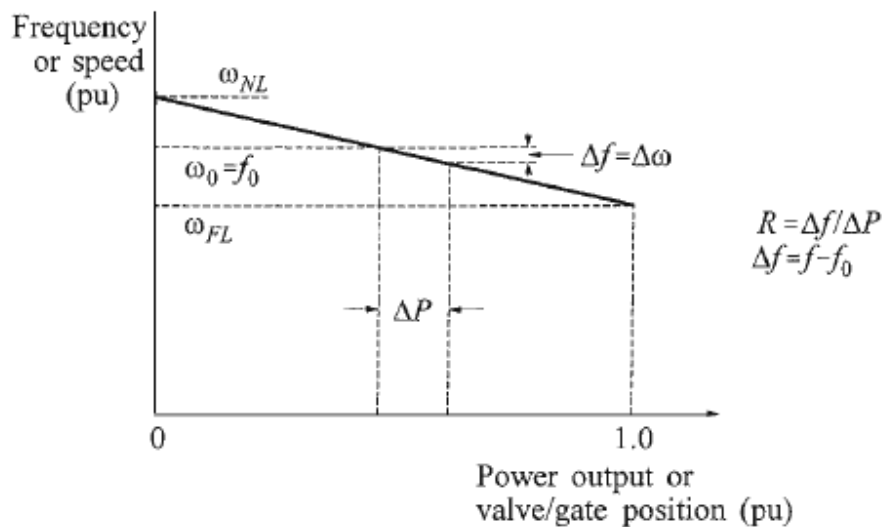
Ο στατισμός R εκφράζεται συνήθως σε ποσοστιαία τιμή. Ισχύει ο παρακάτω τύπος:

$$R(\%) = \frac{\text{percent speed or freq change}}{\text{percent power output change}} \cdot 100 \quad (2.6)$$

$$R(\%) = \frac{\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{P_{FL} - P_{NL}} \cdot 100}{P_{rated}} = \frac{\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{P_{rated}} \cdot 100}{\frac{P_{NL}}{P_{rated}}} = \frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{1 - 0} \cdot 100$$

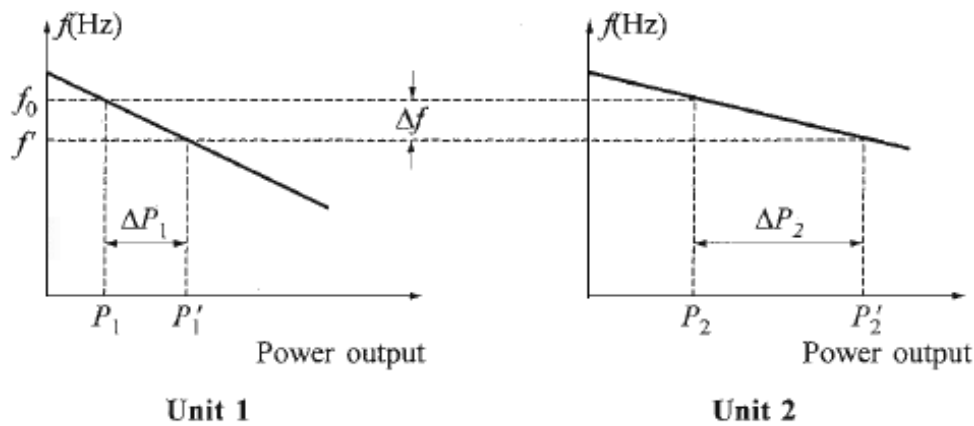
$$R(\%) = \frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_{rated}} \cdot 100 \quad (2.7)$$

Ορισμός: $R = 5\%$ σημαίνει ότι μεταβολή στην συχνότητα κατά ποσοστό 5%, θα προκαλέσει μεταβολή στην ισχύ εξόδου/θέση βαλβίδας κατά ποσοστό 100%.



Σχήμα 2.13: Χαρακτηριστική Φορτίου-Συχνότητας [4]

Όταν, λοιπόν, υπάρχουν περισσότερες από 1 γεννήτριες με στατισμό συνδεδεμένες στο ίδιο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας, τότε η αλλαγή στο φορτίο διαμοιράζεται μεταξύ αυτών των μονάδων με βάση τον στατισμό τους. Μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, στο σύστημα υπάρχει μία κοινή συχνότητα λειτουργίας που υπολογίζεται με τον τρόπο που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.14 .



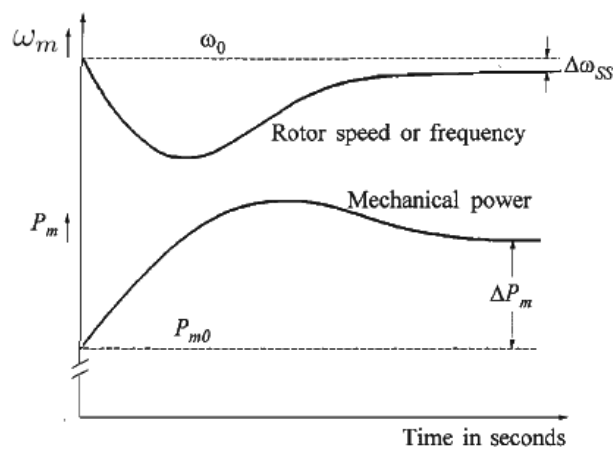
Σχήμα 2.14: Χαρακτηριστικές Φορτίου-Συχνότητας για Δύο Μονάδες με διαφορετικό Στατισμό [4]

Εξήγηση σχήματος 2.14: Αρχικά το σύστημα λειτουργεί στην ονομαστική συχνότητα f_0 και κάθε μονάδα παράγει ενεργό ισχύ P_1 και P_2 αντίστοιχα. Μία αύξηση στο φορτίο ΔP_L οδηγεί στην επιβράδυνση των μονάδων. Οι ελεγκτές στροφών κάθε μονάδας αυξάνουν την ενεργό ισχύ στην έξοδο τους, μέχρι το σύστημα να φτάσει σε ένα νέο σημείο λειτουργίας, το f' . Η ποσότητα ισχύος που αναλαμβάνει κάθε γεννήτρια εξαρτάται από την τιμή του στατισμού της.

$$\Delta P_1 = P'_1 - P_1 = \frac{\Delta f}{R_1} \quad \Bigg| \quad \Delta P_2 = P'_2 - P_2 = \frac{\Delta f}{R_2} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{\Delta P_1}{\Delta P_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

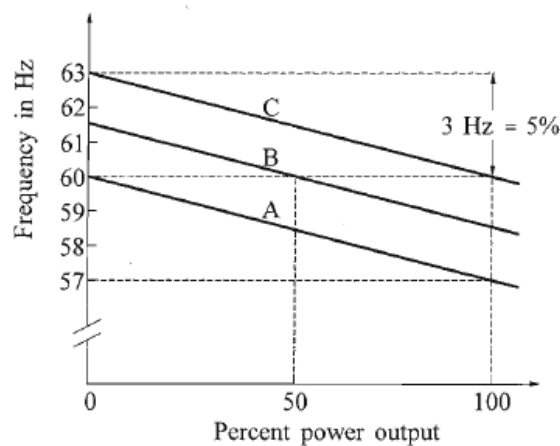
Ο στατισμός ισοδυναμεί με σφάλμα μόνιμης κατάστασης στη συχνότητα. Παραστατικά αυτό παρατηρείται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 2.15: Απόκριση Γεννήτριας με Στατισμό [4]

Έλεγχος Δευτερεύουσας Ρύθμισης από Γεννήτρια

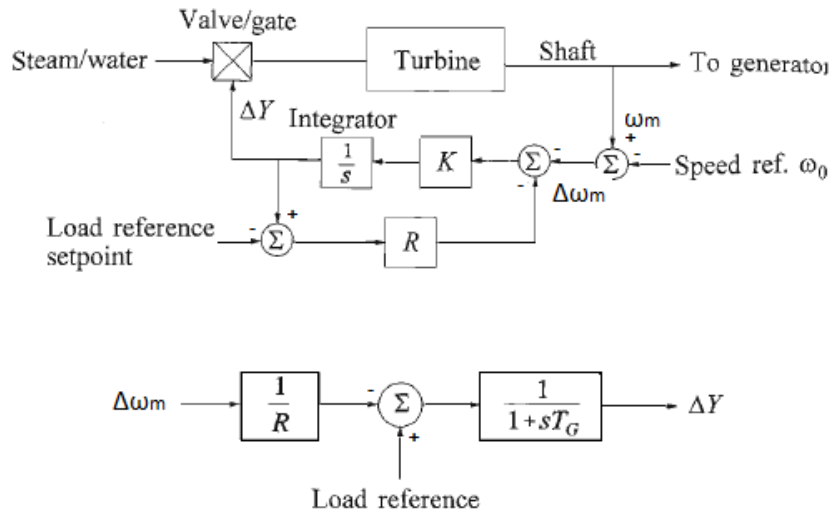
Η χαρακτηριστική φορτίου-συχνότητας είναι ένα πολύ σημαντικό εργαλείο για την κατανόηση της λειτουργίας κάθε γεννήτριας του συστήματος. Αν αλλάξει η κλίση της χαρακτηριστικής αυτής, σημαίνει ότι αλλάζει ο στατισμός της αντίστοιχης γεννήτριας, δηλαδή αλλάζει το ποσοστό συνεισφοράς της συγκεκριμένης γεννήτριας στην πρωτεύουσα ρύθμιση. Επομένως αλλάζει το τελικό μόνιμο σφάλμα συχνότητας $\Delta\omega_{s,s}$. Στην πραγματικότητα είναι επιθυμητό μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, αυτό το μόνιμο σφάλμα $\Delta\omega_{s,s}$ να μηδενιστεί. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται δευτερεύουσα ρύθμιση και πραγματοποιείται μετακινώντας την χαρακτηριστική φορτίου-συχνότητας πάνω ή κάτω, παράλληλα ως προς τον οριζόντιο άξονα. Τότε αλλάζει το Load Reference Setpoint και επαναφέρεται η συχνότητα στην ονομαστική της τιμή των $50Hz$. Αυτό υλοποιείται όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17. Στο σχήμα 2.16 παρουσιάζεται πως μεταβάλλεται η χαρακτηριστική φορτίου-συχνότητας εξαιτίας του Load Reference Setpoint. Η ενεργός ισχύς εξόδου μιας γεννήτριας, για μια δεδομένη ταχύτητα περιστροφής, μπορεί να αλλάξει σε οποιαδήποτε επιθυμητή τιμή ($0 - P_N$) μέσω κατάλληλης επιλογής του Load Reference Setpoint. Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζεται και η ισοδύναμη μορφή του ελέγχου. Σε μόνιμη κατάσταση $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$ συνεπάγεται ότι $\Delta Y = -\left(1/R\right) \cdot \Delta\omega_r + \text{Setpoint}$ \rightarrow αυτή είναι η εξίσωση των ευθειών που παρουσιάζονται στο σχήμα 2.16. Ο συγκεκριμένος τύπος επιβεβαιώνει τους ισχυρισμούς ότι ο στατισμός R μεταβάλλει την κλίση της χαρακτηριστικής, ενώ το Setpoint καθορίζει την κατακόρυφη μετατόπιση αυτής. Η παραπάνω ανάλυση αφορά συνθήκες μόνιμης κατάστασης, οι συγκεκριμένοι τύποι δεν ισχύουν κατά την διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου.



Σχήμα 2.16: Χαρακτηριστική για Δευτερεύουσα Ρύθμιση - $f_{rated} = 60Hz$ [4]

Μια ενδιαφέρουσα παρατήρηση στο συγκεκριμένο ζήτημα είναι η εξής. Στην περίπτωση ενός μικρού απομονωμένου συστήματος με 1 γεννήτρια οποιαδήποτε αλλαγή στο φορτίο συνεπάγεται μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής της μηχανής και στην συχνότητα του μικροδικτύου. Η γεννήτρια αλλάζει αισθητά την ενεργό ισχύ στην έξοδο της, προκειμένου να επαναφερθεί η συχνότητα στην ονομαστική της τιμή. Η συγκεκριμένη μεταβολή στη συχνότητα, δεδομένου ότι μελετάται ένα μικρό σύστημα, θα είναι εμφανής και σημαντική. Αντίθετα, στην περίπτωση ενός τεράστιου συστήματος με πολλές γεννήτριες οι μεταβολές στην συχνότητα είναι λιγότερο αισθητές. Η αλλαγή στην

ισχύ εξόδου μίας γεννήτριας, κατά την διαταραχή, είναι αρκετά μικρή, καθώς το σφάλμα στο ισοζύγιο ισχύος διορθώνεται από όλες τις γεννήτριες του συστήματος.

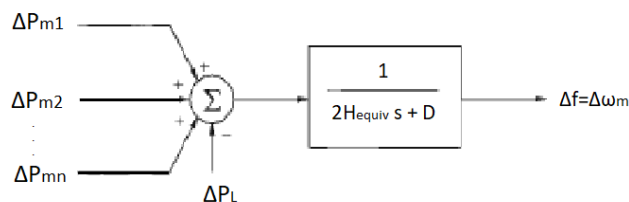


Σχήμα 2.17: Πρωτεύουσα και Δευτερεύουσα Ρύθμιση [4]

Όταν μελετάται ένα σύστημα, συνήθως θεωρείται όλο σαν μία οντότητα. Άρα πρέπει να υπολογιστεί ένας συντελεστής στατισμού που θα είναι κοινός για όλο το σύστημα. Για αυτή την προσέγγιση θεωρείται ότι δεν υπάρχουν ταλαντώσεις μεταξύ των διαφόρων γεννητριών (intermachine oscillations), θεωρείται ότι όλο το δίκτυο έχει μία κοινή συχνότητα λειτουργίας και ότι όλες οι γεννήτριες ανταποκρίνονται ταυτόχρονα σε κάποιο σφάλμα. Τότε, το σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί από μια ισοδύναμη γεννήτρια με αδράνεια που δίνεται από τον τύπο:

$$H_{equiv} = \sum_i H_i \tag{2.8}$$

Το σύστημα έχει συντελεστή αυτορύθμισης D (ο συντελεστής αυτός εξαρτάται αποκλειστικά από το είδος και τη μορφή του φορτίου του συστήματος) και η γραμμικοποιημένη προσέγγιση του παρουσιάζεται στο σχήμα 2.18 .



Σχήμα 2.18: Ισοδύναμο Σύστημα

Η χαρακτηριστική φορτίου συχνότητας για όλο το σύστημα προκύπτει από τον συνδυασμό των συντελεστών στατισμού όλων των ελεγκτών στροφών των γεννητριών. Το

γραμμικοποιημένο σύστημα (υπάρχει μόνο πρωτεύουσα ρύθμιση) είναι ο συνδυασμός των σχημάτων 2.12 και 2.18, όπου ΔY και ΔP_m ταυτίζονται. Στην πραγματικότητα η σχέση που συνδέει αυτές τις δύο ποσότητες είναι η εξής: $\Delta P_m = \left(1/(1+sT)\right) \cdot \Delta Y$. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω σχήματα και τύπους ο ισοδύναμος στατισμός για όλο το σύστημα προκύπτει με βάση τις παρακάτω πράξεις. Το γεγονός ότι εφαρμόζεται μόνο πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας ισοδυναμεί με την εμφάνιση ενός μόνιμου σφάλματος συχνότητας, το οποίο υπολογίζεται παρακάτω.

Μόνιμη κατάσταση: $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$

$$\left(\Delta f \cdot \left(-\frac{1}{R_1}\right) + \Delta f \cdot \left(-\frac{1}{R_2}\right) + \dots + \Delta f \cdot \left(-\frac{1}{R_n}\right) - \Delta P_L\right) \cdot \frac{1}{0+D} = \Delta f \Rightarrow$$

$$\Delta f \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} + D\right) = -\Delta P_L \Rightarrow$$

$$\Delta f_{s.s.} = \frac{-\Delta P_L}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} + D} \quad (2.9)$$

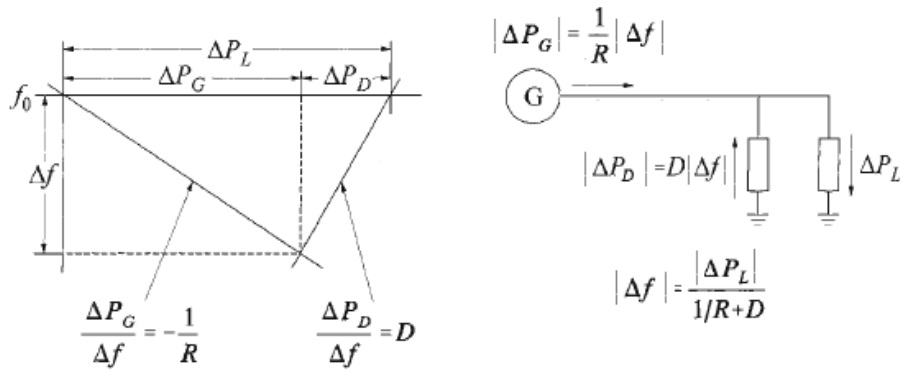
Άρα ο στατισμός για όλο το σύστημα προκύπτει από την σχέση:

$$R_{equiv} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}} \quad (2.10)$$

Η σταθερά που χαρακτηρίζει όλο το σύστημα συμβολίζεται με το γράμμα β . Συνήθως, κατά τη μελέτη ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, αυτή η σταθερά λαμβάνεται υπόψη και με βάση αυτή πραγματοποιούνται οι κατάλληλοι υπολογισμοί. Εκφράζεται σε MW/Hz και παρουσιάζεται παρακάτω:

$$\beta = \frac{-\Delta P_L}{\Delta f_{s.s.}} = \frac{1}{R_{equiv}} + D \quad (2.11)$$

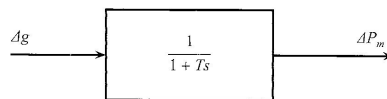
Το σχήμα 2.19 είναι αρκετά παραστατικό και φανερώνει τη συμπεριφορά του συστήματος κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση. Η ισχύς που δίνει η γεννήτρια εξαρτάται από τον στατισμό της. Η μεταβολή του φορτίου που αντιλαμβάνεται από τη γεννήτρια δεν είναι η $|\Delta P_L|$, αλλά η $|\Delta P_L| - |\Delta P_D|$, δηλαδή το φορτίο μειώνεται εξαιτίας της αυτορρύθμισης. Η αυτορρύθμιση D πάντα βελτιώνει την ευστάθεια του δικτύου και προσπαθεί να το διατηρήσει σε κατάσταση ισορροπίας.



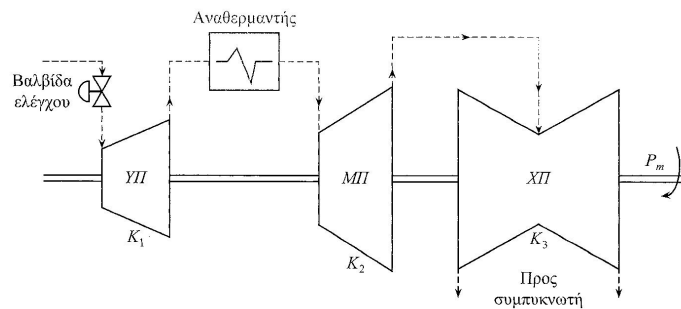
Σχήμα 2.19: Επίδραση του Ελεγκτή Στροφών και του Damping D[4]

Μελέτη Ρυθμού Απόκρισης Τουρμπινών

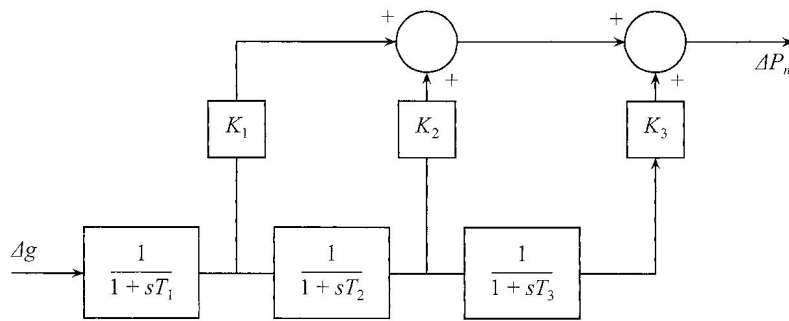
Στην παρακάτω ανάλυση θα παρουσιαστεί ο τρόπος που προσομοιώνονται οι τουρμπίνες του συστήματος και πως αυτές αναπαριστάνται σε μορφή συναρτήσεων μεταφοράς [3]. Οι συναρτήσεις αυτές μεταφοράς είναι αναγκαία εργαλεία για τον σχεδιασμό των αντίστοιχων ελεγκτών στροφών. Δύο είναι οι βασικές κατηγορίες τουρμπινών, η τουρμπίνα του ατμοηλεκτρικού και του υδροηλεκτρικού σταθμού. Όσον αφορά τον ατμοηλεκτρικό σταθμό το block διάγραμμα του παρουσιάζεται στα σχήματα 2.2) - 2.21 - 2.22. Στο πρώτο σχήμα παρουσιάζεται το μοντέλο ατμοστρόβιλου μίας βαθμίδας, που ουσιαστικά αποτελεί μία συνάρτηση καθυστέρησης T . Η σταθερά T προσομοιώνει την καθυστέρηση απόκρισης μεταξύ του ανοίγματος των βαλβίδων $\Delta Y \equiv \Delta g$ και της μηχανικής ισχύς στον άξονα ΔP_m . Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζεται η μοντελοποίηση ατμοστρόβιλου τριών βαθμίδων με αναθέρμανση και χρησιμοποιούνται οι συντελεστές K_i για να προσδιοριστεί το ποσοστό συνεισφοράς κάθε βαθμίδας στην τελική συνολική μηχανική ισχύ.



Σχήμα 2.20: Μοντέλο Ατμοστρόβιλου μιας Βαθμίδας [3]

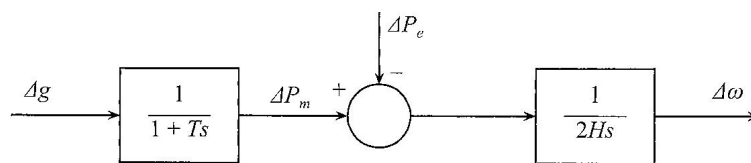


Σχήμα 2.21: Ατμοστρόβιλος Τριών Βαθμίδων [3]



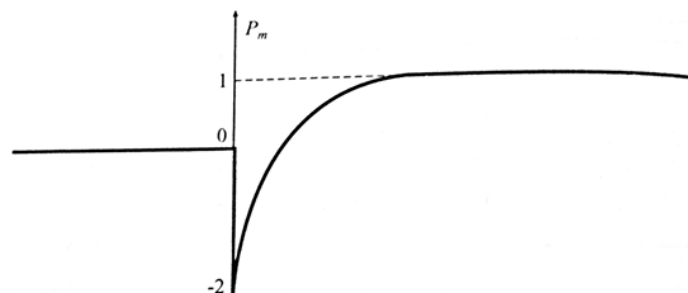
Σχήμα 2.22: Μοντέλο Ατμοστροβίλου Τριών Βαθμιδών [3]

Στο σχήμα 2.23 παρουσιάζεται ένα μοντέλο ατμοστροβίλου μίας βαθμίδας και το γραμμικοποιημένο ισοδύναμο ενός ηλεκτρικού συστήματος. Χαρακτηριστικές τιμές για όλες τις επιμέρους παραμέτρους είναι οι εξής: $H = 5sec$, $T = T_1 \equiv 0.1 \div 0.4sec$, $T_2 \equiv 4.0 \div 11.0sec$ (οι πολλές σωληνώσεις του αναθερμαντήρα ισοδυναμούν με μεγάλη χρονική καθυστέρηση απόκρισης) , $T_3 \equiv 0.3 \div 0.5sec$.



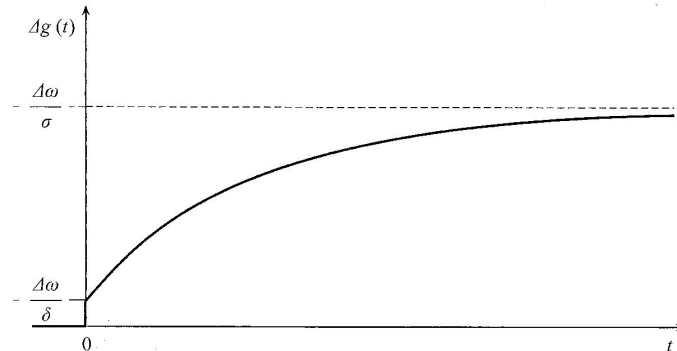
Σχήμα 2.23: Ατμοστρόβιλος - Σύστημα [3]

Όσον αφορά τους υδροηλεκτρικούς σταθμούς ο ελεγκτής στροφών είναι αρκετά πιο περίπλοκος, γιατί, λόγω του φαινομένου του υδραυλικού πλήγματος, απαιτείται ένας επιπλέον μεταβατικός στατισμός. Το υδραυλικό πλήγμα συνίσταται στο γεγονός ότι μια απότομη αλλαγή στην θέση των βαλβίδων στο τερματικό άκρο του σωλήνα, λίγο πριν το στρόβιλο, δημιουργεί αντίθετη, από την επιθυμητή, μεταβολή στην μηχανική ισχύ. Αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα 2.24 . Για να αποφευχθούν τέτοια φαινόμενα, που είναι ανεπιθύμητα στην κανονική λειτουργία του συστήματος, οι μηχανισμοί που κινούν τις υδατοθυρίδες περιορίζονται στην κίνηση τους. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση του μεταβατικού στατισμού.



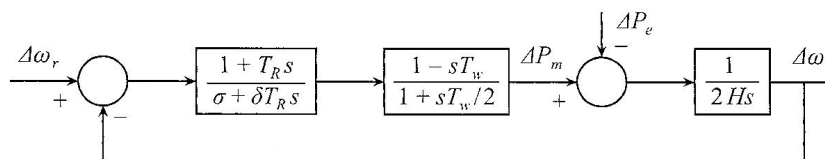
Σχήμα 2.24: Βηματική Απόκριση Υδροστροβίλου [3]

Επομένως, η απόκριση της υδροηλεκτρικής γεννήτριας σε μεταβολή της συχνότητας του συστήματος είναι αργή. Η μεταβολή της συχνότητας δεν προκαλεί απότομη μεταβολή της δικλείδας-μηχανικής ισχύος, αλλά σταδιακή αλλαγή (σχήμα 2.25). Ο μεταβατικός στατισμός αποτρέπει το απότομο άνοιγμα-κλείσιμο των δικλείδων.



Σχήμα 2.25: Βηματική Απόκριση Συνάρτησης Μεταφοράς [3]

Ο βρόγχος ελέγχου του υδροστροβίλου είναι ο παρακάτω (σχήμα 2.26). Το σύστημα του υδροστροβίλου μοντελοποιείται μέσω της συνάρτησης μεταφοράς: $G(s) = (1 - sT_w)/(1 + sT_w/2)$. Όταν $t \rightarrow 0 \Rightarrow s \rightarrow \infty$, τότε $G(s \rightarrow \infty) = -2$, άρα όντως η απόκριση του υδροστροβίλου αρχικά είναι αντίθετη και διπλάσια από την επιθυμητή (υδραυλικό πλήγμα - αδράνεια νερού). Όταν $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$, τότε $G(s \rightarrow 0) = 1$, επομένως, τελικά η απόκριση ακολουθεί το σήμα ελέγχου, γεγονός επιθυμητό για την ομαλή λειτουργία του συστήματος. Ο ελεγκτής έχει την συνάρτηση μεταφοράς $Governor(s) = (1 + sT_R)/(\sigma + \delta \cdot T_R s)$, όπου όταν $t \rightarrow 0 \Rightarrow s \rightarrow \infty$ τότε $Governor(s) = 1/\delta$ (μεταβατικός στατισμός δ), όταν $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$, τότε $Governor(s) = 1/\sigma$ (μόνιμος στατισμός σ). Ισχύει $\sigma \ll \delta$.

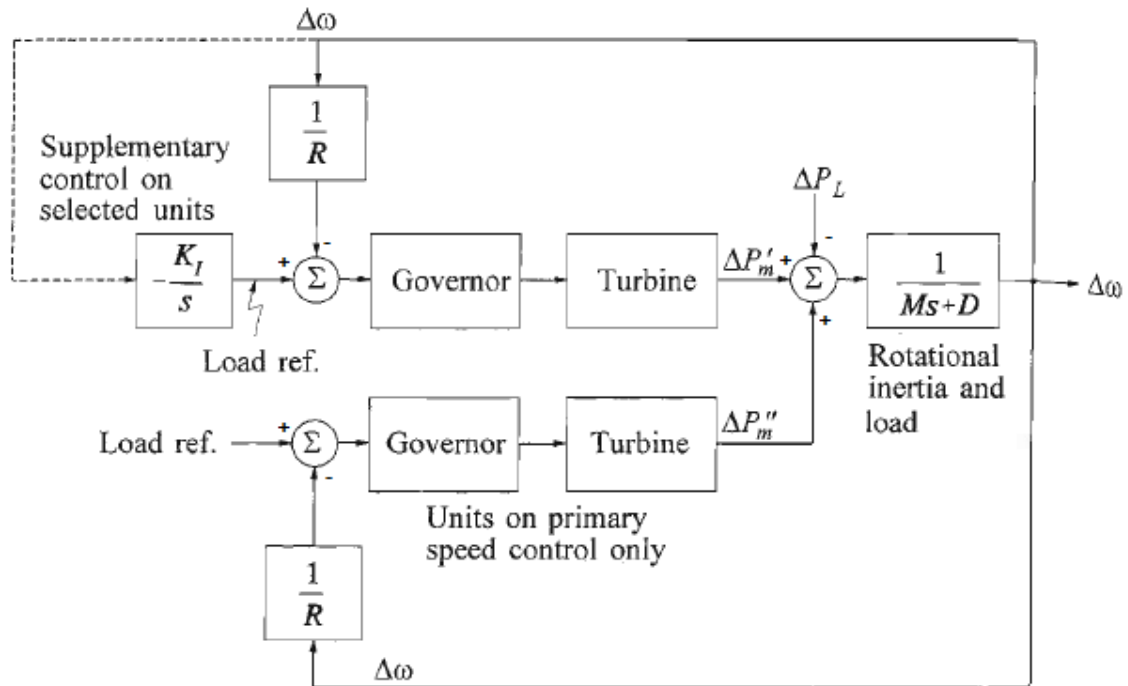


Σχήμα 2.26: Βρόγχος Ελέγχου Στροφών Υδροστροβίλου [3]

Το υδροηλεκτρικό, τελικά, θα προσφέρει στο σύστημα την ισχύ που καθορίζεται από το μόνιμο στατισμό του. Η μεταβολή, όμως, αυτή θα γίνει σταδιακά. Συμπερασματικά, το υδροηλεκτρικό δεν είναι κατάλληλο για να παρέχει υπηρεσίες πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας, γιατί έχει αργή απόκριση σε μεταβολές.

Βασική Θεωρία για τον AGC σε διασυνδεδεμένο ή μη σύστημα

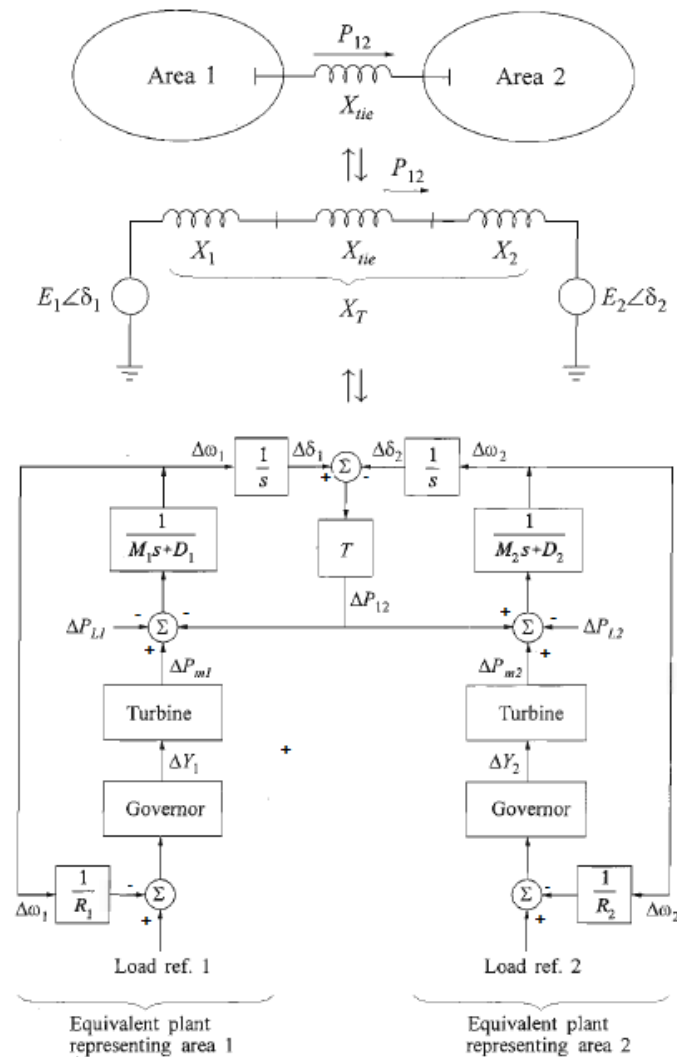
Οι προηγούμενες υποενότητες αναφέρθηκαν κυρίως στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Αυτή εξαρτάται από τον στατισμό των γεννητριών και το Damping του συστήματος. Κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας όλες σχεδόν οι γεννήτριες συνεισφέρουν στην αλλαγή του φορτίου. Αντίθετα, κατά την δευτερεύουσα ρύθμιση μερικές μόνο εξ αυτών των γεννητριών συνεισφέρουν στην απόκριση, με στόχο την επαναφορά της συχνότητα του δικτύου στην ονομαστική της τιμή.



Σχήμα 2.27: Απομονωμένο Σύστημα με Δύο Γεννήτριες - Πρωτεύουσα και Δευτερεύουσα Ρύθμιση [4]

Στη σχήμα 2.27 παρουσιάζεται ένα απομονωμένο σύστημα, στο οποίο η πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας υλοποιείται και από τις δύο γεννήτριες. Ωστόσο, μόνο μία εξ αυτών συμβάλει στη δευτερεύουσα ρύθμιση. Η δευτερεύουσα ρύθμιση έχει στόχο να επαναφέρει την συχνότητα στην ονομαστική της τιμή και αυτό επιτυγχάνεται μέσω ενός ολοκληρωτικού όρου. Ο ολοκληρωτικός έλεγχος μηδενίζει το μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα ο Automatic Generation Control - AGC ενεργοποιείται συνήθως μετά την σταθεροποίηση της συχνότητας στο $\Delta f_{s.s.}$ και ρυθμίζει κατάλληλα την ισχύ εξόδου επιλεγμένων μονάδων του συστήματος (η ρύθμιση γίνεται μέσω του Load Reference Serpoint), προκειμένου να μηδενιστεί το υπάρχων σφάλμα συχνότητας.

Ο Automatic Generation Control - AGC σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα (έστω σύστημα δύο περιοχών) έχει στόχο όχι μόνο την επαναφορά της συχνότητα στην ονομαστική της τιμή, αλλά και στην επαναφορά της διασυνδεδετικής ροής ισχύος μεταξύ των δύο περιοχών στην προγραμματισμένη τιμή. Το σχήμα 2.28 παρουσιάζει ένα σύστημα δύο περιοχών, αλλά δεν περιλαμβάνεται ο αντίστοιχος AGC, αυτός θα προστεθεί στο επόμενο σχήμα (σχήμα 2.30).



Σχήμα 2.28: Διασυνδεδεμένο Σύστημα - Πρωτεύουσα Ρύθμιση [4]

Μαθηματική προσέγγιση του διασυνδεδεμένου συστήματος δύο περιοχών:

$$P_{12} = \frac{E_1 \cdot E_2}{X_T} \cdot \sin(\delta_1 - \delta_2)$$

Για την μοντελοποίηση του συστήματος και τον σχεδιασμό ισοδυνάμου Block διαγράμματος απαιτείται η γραμμικοποίηση της παραπάνω εξίσωσης. Η γραμμικοποίηση, γύρω από ένα σημείο ισορροπίας, συνίσταται στην δημιουργία μιας προσεγγιστικής γραμμικής σχέσης, η οποία θα ισχύει για μικρές μεταβολές γύρω από το σημείο αυτό. Η γραμμικοποίηση υλοποιείται μέσω της συνάρτησης Taylor.

$$f(x, y) = f(x_o, y_o) + (x - x_o) \cdot f_x(x_o, y_o) + (y - y_o) \cdot f_y(x_o, y_o) + \dots$$

Με βάση τον παραπάνω τύπο:

$$P_{12} = P_{12_o} + (\delta_1 - \delta_{1o}) \cdot f_{\delta_1}(\delta_{1o}, \delta_{2o}) + (\delta_2 - \delta_{2o}) \cdot f_{\delta_2}(\delta_{1o}, \delta_{2o})$$

$$P_{12} - P_{12_o} = (\delta_1 - \delta_{1o}) \cdot \frac{E_1 \cdot E_2}{X_T} \cdot \cos(\delta_{1o} - \delta_{2o}) - (\delta_2 - \delta_{2o}) \cdot \frac{E_1 \cdot E_2}{X_T} \cdot \cos(\delta_{1o} - \delta_{2o})$$

$$\Delta P_{12} = T \cdot (\delta_1 - \delta_{1o} - \delta_2 + \delta_{2o}) = T \cdot (\Delta \delta_1 - \Delta \delta_2)$$

$$\mathbf{P_{12}} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Delta \delta_{12}} \quad (2.12)$$

όπου: $T = (E_1 \cdot E_2 / X_T) \cdot \cos(\delta_{1o} - \delta_{2o})$. Κάθε περιοχή, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.28, έχει ισοδύναμη αδράνεια $M_i = 2 \cdot H_i$ και Damping D_i . Οι συναρτήσεις μεταφοράς των τουρμπίνων και των ελεγκτών του συστήματος παρουσιάζονται ως απλά Block διαγράμματα. Κάθε ελεγκτής έχει το δικό του στατισμό R_i και δεν υπάρχει δευτερεύουσα ρύθμιση. Με ΔP_{12} συμβολίζεται η μεταφερόμενη ισχύς από την περιοχή 1 στην περιοχή 2. Σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης ισχύει $\Delta f_{s.s.} = \Delta \omega_1 = \Delta \omega_2$.

Μελέτη συστήματος: Έστω ότι συμβαίνει μια μεταβολή στο φορτίο της περιοχής 1, δηλαδή $\Delta P_{L1} > 0$ και $\Delta P_{L2} = 0$.

$$(\Delta P_{m1} - \Delta P_{12} - \Delta P_{L1}) \cdot \frac{1}{M_1 s + D_1} = \Delta \omega_1$$

$$(\Delta P_{m2} + \Delta P_{12} - 0) \cdot \frac{1}{M_2 s + D_2} = \Delta \omega_2$$

Σε μόνιμη κατάσταση: $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$ και $\Delta f_{s.s.} = \Delta \omega_1 = \Delta \omega_2$.

$$\Delta P_{m1} - \Delta P_{12} - \Delta P_{L1} = D_1 \cdot \Delta f$$

$$\Delta P_{m2} + \Delta P_{12} - 0 = D_2 \cdot \Delta f$$

Ακόμη:

$$-\Delta f \cdot \frac{1}{R_1} + (LoadRef_1 = 0) = (T.F.turbine1) \cdot \Delta P_{m1}$$

$$-\Delta f \cdot \frac{1}{R_2} + (LoadRef_2 = 0) = (T.F.turbine2) \cdot \Delta P_{m2}$$

Είναι λογικό ότι: $T.F.turbine1(t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0) = 1$ και $T.F.turbine2(t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0) = 1$. Επομένως:

$$\Delta P_{m1} = -\frac{\Delta f}{R_1}$$

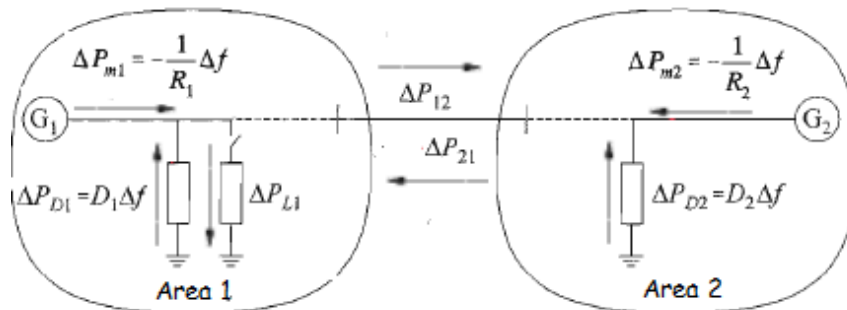
$$\Delta P_{m2} = -\frac{\Delta f}{R_2}$$

Λύνοντας ως προς το μόνιμο σφάλμα συχνότητας, προκύπτει:

$$\Delta f = \frac{-\Delta P_{L1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + D_1 + D_2} = \frac{-\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.13)$$

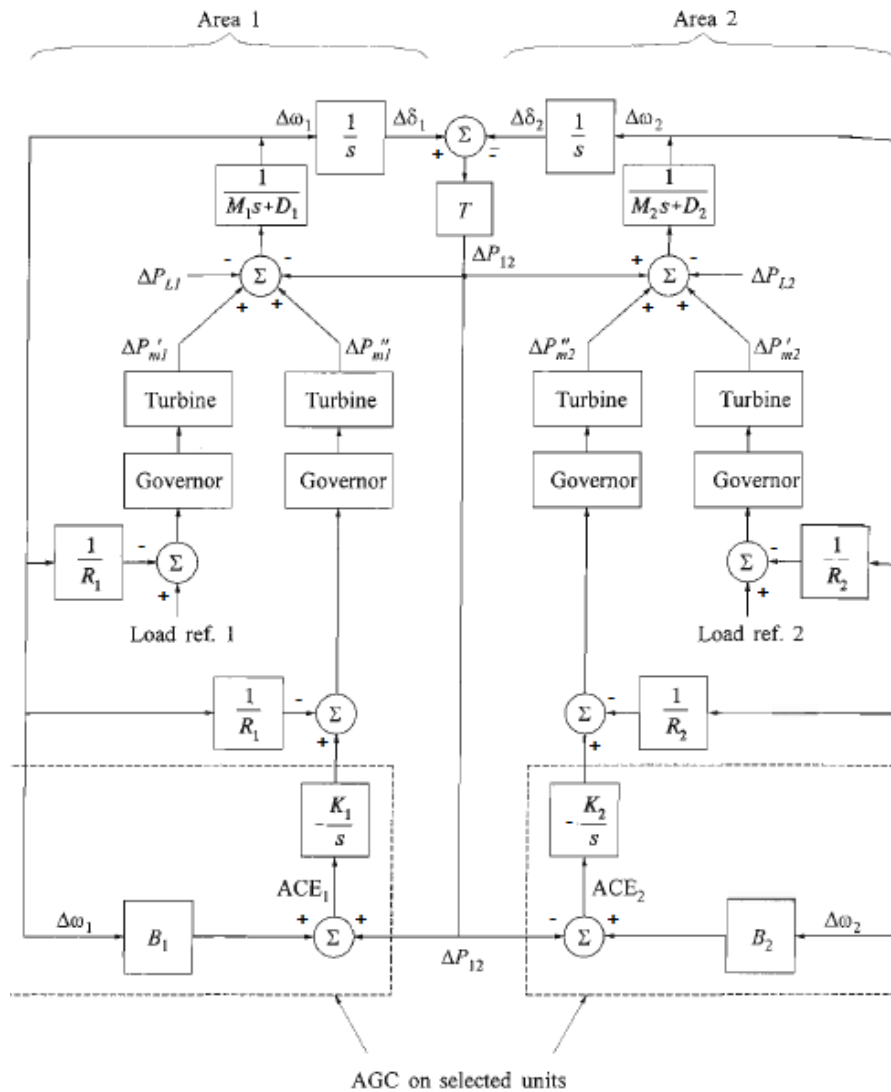
$$\Delta P_{12} = \frac{-\Delta P_{L1} \cdot \left(\frac{1}{R_2} + D_2\right)}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + D_1 + D_2} = \frac{-\Delta P_{L1} \cdot \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.14)$$

Η παραπάνω ανάλυση παρουσιάζεται στο σχήμα 2.29 . Μια μεταβολή στο φορτίο της περιοχής 1 προκαλεί όλες τις μεταβολές που φαίνονται σε αυτό το σχήμα. Η αυτορρύθμιση σε κάθε περιοχή προσπαθεί να βοηθήσει την κατάσταση. Όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής αυτορρύθμισης, τόσο πιο εύκολα επιστρέφει το σύστημα στην ευστάθεια.



Σχήμα 2.29: Διασυνδεδεμένο Σύστημα - Μεταβολή Φορτίου Περιοχής 1 [4]

Στην περίπτωση του διασυνδεδεμένου δικτύου δύο περιοχών που μελετάται ο έλεγχος δευτερεύουσας ρύθμισης είναι πιο περίπλοκος. Δεν απαιτείται μόνο ο μηδενισμός του σφάλματος συχνότητας, αλλά και ο μηδενισμός του σφάλματος διασυνδετικής ροής. Η ισχύς που διακινείται μεταξύ των δύο περιοχών είναι προσυμφωνημένη και πρέπει να παραμένει σταθερή σε αυτή την τιμή. Η ουσία του ελέγχου είναι η εξής: Κάθε περιοχή είναι υποχρεωμένη να καλύπτει τις διαταραχές της. Πιο συγκεκριμένα, μια αλλαγή στο φορτίο της περιοχή 1, θα πρέπει να καλυφθεί εξ' ολοκλήρου από τις γεννήτριες της περιοχής 1 και όχι από αυτές της περιοχής 2, δηλαδή η διασυνδετική ροή ισχύος μεταξύ των δύο περιοχών πρέπει να παραμείνει αμετάβλητη.



Σχήμα 2.30: Διασυνδεδεμένο Σύστημα - Πρωτεύουσα και Δευτερεύουσα Ρύθμιση [4]

Προφανώς, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.29, αλλά στους τύπους 2.13, 2.14, θα εμφανιστεί ένα μόνιμο σφάλμα στη συχνότητα και στην ισχύ διασύνδεσης. Επομένως, είναι αναγκαία η δημιουργία ενός σήματος ελέγχου, προκειμένου να μηδενιστούν και τα δύο αυτά σφάλματα. Το σήμα αυτό ελέγχου θα πρέπει να περιέχει την απόκλιση της διασυνδεδετικής ροής $MWatt$ και την απόκλιση της συχνότητας Hz . Προκειμένου να υπάρχουν οι ίδιες μονάδες παντού, πολλαπλασιάζεται η απόκλιση συχνότητας με ένα συντελεστή B_i , ο οποίος έχει μονάδες $MWatt/Hz$. Η δευτερεύουσα ρύθμιση υλοποιείται μέσω του Load Reference. Απαιτείται, λοιπόν, να μεταβληθεί το σήμα του Load Reference, προκειμένου να μηδενιστεί το σφάλμα συχνότητας και το σφάλμα διασυνδεδετικής ροής. Η υλοποίηση παρουσιάζεται στο σχήμα 2.30. Τα δύο σφάλματα (συχνότητας και διασυνδεδετικής ροής) προστίθενται μεταξύ τους, στην συνέχεια το άθροισμα πολλαπλασιάζεται και ολοκληρώνεται και έτσι δημιουργείται το σήμα ελέγχου. Ο ολοκληρωτικός όρος ουσιαστικά είναι ένας I ελεγκτής. Είναι επιθυμητό, μετά το τέλος της διαταραχής, όλα να έχουν επανέλθει στις ονομαστικές τους τιμές και κάθε περιοχή να έχει αναλάβει τη δικιά της μεταβολή στο φορτίο. Για παράδειγμα, με-

ταβολή στο φορτίο της περιοχής 1 σημαίνει ότι το Load Reference 1, μετά το τέλος της διαταραχής, θα ισούται με $\text{Load Reference1-new} = \text{Load Reference1-nominal} + \Delta P_{L1}$.

Στην παρακάτω ανάλυση θεωρείται ότι $\Delta P_{L1} > 0$, $\Delta P_{L2} = 0$.

$$\Delta f \cdot \left(\frac{1}{R_1} + D_1 \right) = -\Delta P_{12} - \Delta P_{L1} \Rightarrow \Delta f \cdot \beta_1 + \Delta P_{12} = -\Delta P_{L1}$$

$$\Delta f \cdot \left(\frac{1}{R_2} + D_2 \right) = \Delta P_{12} - 0 \Rightarrow \Delta f \cdot \beta_2 - \Delta P_{12} = 0$$

Τα Setpoints του Load Reference είναι τα εξής:

$$\left(\Delta f \cdot \beta_1 + \Delta P_{12} \right) \cdot (-1) = \Delta P_{L1}$$

$$\left(\Delta f \cdot \beta_2 + \Delta P_{21} \right) \cdot (-1) = \Delta P_{L2} = 0$$

Με τα παραπάνω ότι Setpoints κάθε περιοχή αναλαμβάνει τις διαταραχές της. Δηλαδή, για μεταβολή στο φορτίο 1, επιβαρύνεται εν τέλη μόνο η περιοχή 1 και όχι η περιοχή 2. Επομένως, οι κατάλληλοι τύποι για τα σήματα ελέγχου δευτερεύουσας ρύθμισης είναι οι εξής:

$$\begin{aligned} ACE_1 &= \Delta P_{12} + B_1 \cdot \Delta f \\ ACE_2 &= \Delta P_{21} + B_2 \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (2.15)$$

Η επιλογή του συντελεστή B_i είναι άκρως σημαντική. Θεωρητικά κάθε συνδυασμός Δf και $\Delta P_{tie-line}$ θα οδηγήσει σε αποκατάσταση του συστήματος, αφού υπάρχει ολοκληρωτικός έλεγχος που διασφαλίζει ότι ο ACE θα μηδενιστεί. Εξήγηση: Ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις, $ACE_1 = A_1 \cdot \Delta P_{12} + B_1 \cdot \Delta f = 0$, $ACE_2 = A_2 \cdot \Delta P_{21} + B_2 \cdot \Delta f = 0$ και προφανώς $\Delta P_{12} = -\Delta P_{21}$. Για κάθε μη μηδενική τιμή των A_1 , A_2 , B_1 , B_2 προκύπτει αναγκαστικά ότι $\Delta P_{12} = 0$ και $\Delta f = 0$. Άρα, οποιοδήποτε τιμή του B_i θα μηδενίσει τα σφάλματα. Ωστόσο, μεγάλες τιμές σταθεράς B_i δημιουργούν ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στο σήμα ελέγχου και αντίθετα μικρές τιμές B_i καθιστούν την απόκριση δευτερεύουσας ρύθμισης αρκετή αργή. Αν επιλεγθούν $B_1 = \beta_1$ και $B_2 = \beta_2$, τότε τα σήματα ελέγχου γράφονται ως εξής:

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + B_1 \cdot \Delta f = \frac{-\Delta P_{L1} \cdot \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} + \beta_1 \cdot \frac{-\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} = -\Delta P_{L1}$$

$$ACE_2 = \Delta P_{21} + B_2 \cdot \Delta f = \frac{\Delta P_{L1} \cdot \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} + \beta_2 \cdot \frac{-\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} = 0$$

Επομένως, σε αυτή την περίπτωση με μία μόνο επανάληψη της δευτερεύουσας ρύθμισης τα σφάλματα μηδενίζονται, γιατί κάθε περιοχή αναλαμβάνει το φορτίο της. Η επιλογή των $B_i = \beta_i$ είναι η ιδανική. Σύμφωνα με την βιβλιογραφία ([3] Κεφάλαιο 9.7.1) στον πραγματικό κόσμο η επιλογή των B_i είναι μεταξύ των τιμών $0.7 \cdot \beta_i$ και $\approx \beta_i$.

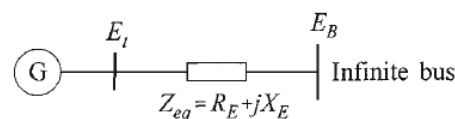
2.2.2 Θεμελιώδεις Αρχές του Ελεγκτή Τάσης

Ο αυτόματος ρυθμιστής τάσεως μιας γεννήτριας αναλαμβάνει να διατηρεί κατά το δυνατόν σταθερή την τάση στους τερματικούς ζυγούς της, μεταβάλλοντας κατάλληλα τη συνεχή τάση που επιβάλλεται στο πεδίο διεγέρσεως. Η τελευταία τάση παρέχεται στο τύλιγμα του πεδίου από το σύστημα διεγέρσεως της σύγχρονης μηχανής και αντίστοιχα το σήμα εισόδου σε ένα σύστημα διεγέρσεως είναι συνήθως η τερματική τάση της γεννήτριας E_t .

Η τάση είναι ένα μέγεθος πιο ευαίσθητο στις μεταβολές του φορτίου από τη συχνότητα, αλλά και η απόκλιση της από την κανονική τιμή είναι λιγότερο κρίσιμη για τη λειτουργία του συστήματος, από την απόκλιση της συχνότητας. Γι' αυτό, και ενώ η συχνότητα επαναφέρεται στην κανονική τιμή της με τη δευτερεύουσα ρύθμιση, στην περίπτωση της τάσης δεν απαιτείται δευτερεύουσα ρύθμιση.

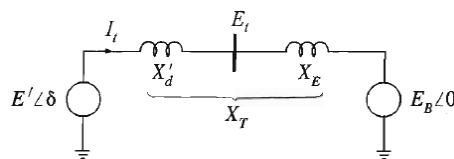
Βασικές Έννοιες - Ηλεκτρομηχανικές Ταλαντώσεις

Η ανάλυση ξεκινάει θεωρώντας ότι το υπό μελέτη μοντέλο είναι μια γεννήτρια συνδεδεμένη σε άπειρο ζυγό. Έστω, ότι η γεννήτρια είναι εφοδιασμένη με έναν ιδανικό ρυθμιστή τάσης, ο οποίος διατηρεί συνεχώς σταθερό το μέτρο της τερματικής τάσης E_t . Το σύστημα παρουσιάζεται παρακάτω.



Σχήμα 2.31: Ισοδύναμο μίας Γεννήτριας συνδεδεμένη σε άπειρο Ζυγό [3]

Ως E' συμβολίζεται η τάση πίσω από την X'_d . Το πλάτος της συγκεκριμένης μεταβλητής θεωρείται ότι παραμένει σταθερό κατά την διαταραχή. Η γωνία μεταξύ της τάσης E' και της τάσης του άπειρου ζυγού E_B συμβολίζεται με το δ . Καθώς ο ρότορας ταλαντώνεται κατά την διάρκεια μιας διαταραχής, το δ μεταβάλλεται.



Σχήμα 2.32: Ισοδύναμο Σύστημα [4]

$$I_t = \frac{E' \angle 0^\circ - E_B \angle -\delta}{j \cdot X_T} = \frac{E' - E_B \cdot (\cos\delta - j \cdot \sin\delta)}{j \cdot X_T}$$

Όπου $X_T = X'_d + X_E$, X_E είναι η αντίδραση γραμμής και οι ωμικές αντιστάσεις αμελούνται. Η ισχύς πίσω από την αντίδραση X'_d είναι:

$$S' = P + j \cdot Q' = \bar{E}' \cdot \bar{I}_t^*$$

$$S' = \frac{E' \cdot E_B \cdot \sin\delta}{X_T} + j \cdot \frac{E' \cdot (E' - E_B \cdot \cos\delta)}{X_T} \quad (\text{ p.u.values })$$

Γνωρίζοντας ότι η αντίσταση στάτη είναι αμελητέα, η ενεργός ισχύς διακένου ταυτίζεται με την ισχύ στους τερματικούς ακροδέκτες της γεννήτριας. Η ισχύς και η ροπή στο διάκενο έχουν την ίδια τιμή στο ανά μονάδα σύστημα, δηλαδή:

$$T_e(\delta) = P_e = P = \frac{E' \cdot E_B \cdot \sin\delta}{X_T}$$

Γραμμικοποιείται η παραπάνω σχέση με την βοήθεια της σειράς Taylor ($f(x) = f(x_o) + f'(x_o) \cdot (x - x_o) + \dots$) γύρω από το σημείο ισορροπίας δ_o και λαμβάνεται :

$$T_e = T_{eo} + \frac{E' \cdot E_B \cdot \cos\delta_o}{X_T} \cdot (\delta - \delta_o) \Rightarrow$$

$$\Delta T_e = \frac{E' \cdot E_B}{X_T} \cdot \cos\delta_o \cdot \Delta\delta$$

Η αναπαράσταση μιας σύγχρονης μηχανής σε ανά μονάδα τιμές δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.})$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \Delta\omega_e = \omega_{eo} \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}$$

Όπου $\Delta\omega_{e-p.u.}$ είναι η ανά μονάδα απόκλιση συχνότητας, δ είναι η γωνία του ρότορα σε ηλεκτρικά ακτίνια και ω_{eo} είναι η ονομαστική ταχύτητα περιστροφής σε rad/sec . Για μικρή διαταραχή γύρω από την θέση ισορροπίας, δηλαδή όταν $\omega_{e-p.u.} = \omega_{eo-p.u.} + \Delta\omega_e$, $T_{m-p.u.} = T_o + \Delta T_m$, $T_{e-p.u.} = T_o + \Delta T_e$, ισχύουν οι παρακάτω πράξεις:

$$\frac{d\Delta(\omega_{eo-p.u.} + \Delta\omega_e)}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (T_o + \Delta T_m - T_o - \Delta T_e - D \cdot \Delta(\omega_{eo-p.u.} + \Delta\omega_e)) \Rightarrow$$

$$\frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (\Delta T_m - \Delta T_e - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}) \Rightarrow$$

$$\frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot \left(\Delta T_m - \frac{E' \cdot E_B}{X_T} \cdot \cos\delta_o \cdot \Delta\delta - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.} \right) \Rightarrow$$

$$\frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (\Delta T_m - K \cdot \Delta\delta - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.})$$

Όπου K είναι ο συντελεστής συγχρονισμού του συστήματος γεννήτριας - άπειρου ζυγού.

$$\Delta P_e = \Delta T_e = K \cdot \Delta \delta \quad (2.16)$$

$$K = \frac{E' \cdot E_B}{X_T} \cdot \cos \delta_o \quad (2.17)$$

Στο πεδίο του Laplace (οι εξισώσεις γράφονται συναρτήσει της γωνίας δ) ισχύει :

$$\frac{1}{\omega_{eo}} \cdot \Delta \delta \cdot s^2 = \frac{1}{2H} \cdot \left(\Delta T_m - K \cdot \Delta \delta - D \cdot \frac{s \cdot \Delta \delta}{\omega_{eo}} \right) \Rightarrow$$

$$s^2 \cdot \Delta \delta + \frac{D}{2H} \cdot s \cdot \Delta \delta + \frac{K}{2H} \cdot \omega_{eo} \cdot \Delta \delta = \frac{\omega_{eo}}{2H} \cdot \Delta T_m \Rightarrow$$

$$\Delta T_m = s^2 \cdot \Delta \delta \cdot 2H \frac{1}{\omega_{eo}} + \frac{D}{\omega_{eo}} s \cdot \Delta \delta + K \cdot \Delta \delta \Rightarrow$$

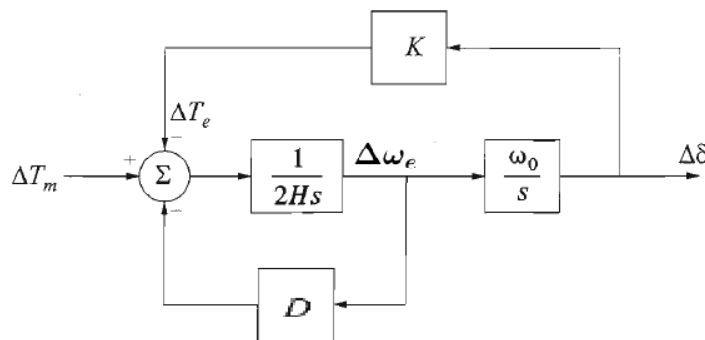
$$\left(\Delta T_m - K \cdot \Delta \delta - D \cdot \frac{1}{\omega_{eo}} \cdot \Delta \dot{\delta} \right) \frac{1}{2Hs} = \frac{\Delta \dot{\delta}}{\omega_{eo}}$$

Τέλος, σχεδιάζεται το αντίστοιχο Block Diagram με βάση τις εξής σχέσεις:

$$\left(\Delta T_m - K \cdot \Delta \delta - D \cdot \frac{1}{\omega_{eo}} \cdot \Delta \dot{\delta} \right) \frac{1}{2Hs} = \frac{\Delta \dot{\delta}}{\omega_{eo}} \quad (2.18)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \Delta \omega_e = \omega_{eo} \cdot \Delta \omega_{e-p.u.}$$

Το Block Diagram είναι το παρακάτω:



Σχήμα 2.33: Βρόγχος Γωνίας - Ισχύος [4]

Αν υποτεθεί ότι η ισχύς που παρέχεται από το στρόβιλο στη γεννήτρια παραμένει σταθερή ($\Delta T_m = 0$), δηλαδή ότι κατά τα αρχικά κλάσματα του δευτερολέπτου της διαταραχής δεν

προλαβαίνει να αλλάξει η παρεχόμενη μηχανική ισχύς, προκύπτει η παρακάτω διαφορική εξίσωση (σχήμα 2.33).

$$-D \cdot \Delta\omega_e - K \cdot \Delta\delta + 0 = 2Hs \cdot \Delta\omega_e \quad \Rightarrow \quad -D \cdot \Delta\omega_e - K \cdot \Delta\omega_e \cdot \frac{\omega_{eo}}{s} = 2Hs \cdot \Delta\omega_e$$

Κάνοντας πράξεις προκύπτει η παρακάτω χαρακτηριστική εξίσωση.

$$s^2 + \frac{D}{2H} \cdot s + \frac{K \cdot \omega_{eo}}{2H} = 0 \quad (2.19)$$

Η Γενική μορφή μιας διαφορικής εξίσωσης ενός αρμονικού ταλαντωτή είναι η εξής : $s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 = 0$. Η εξίσωση 2.19, λοιπόν, αποτελεί διαφορική εξίσωση ταλαντωτή με συχνότητα ταλάντωσης:

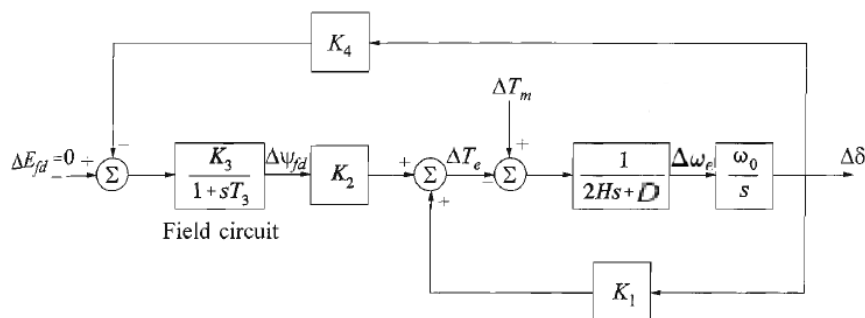
$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_{eo} \cdot K}{2H}} \quad (\text{rad/sec}) \quad \Bigg| \quad \zeta = \frac{1}{2} \cdot \frac{K}{2H\omega_n} \quad (2.20)$$

Από την παραπάνω σχέση μπορεί να εκτιμηθεί προσεγγιστικά η περιοχή συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων στην περίπτωση του ιδανικού ρυθμιστή τάσεως. Για τιμές της γωνίας δ_0 μεταξύ 10° και 60° ο συντελεστής συγχρονισμού K λαμβάνει τιμές μεταξύ του 0.5 και του 6 στο ανά μονάδα σύστημα. Ακόμη, οι τυπικές τιμές της ανηγμένης σταθεράς αδρανείας H είναι από 3 έως 6sec, ανάλογα τον τύπο της μηχανής. Έτσι, σύμφωνα με τον τύπο 2.20 η συνηθισμένη περιοχή συχνοτήτων των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων είναι από 0.5Hz έως και περίπου 3Hz.

Περαιτέρω Ανάλυση

Περαιτέρω Ανάλυση πάνω στα δομικά διαγράμματα της σύγχρονης μηχανής απαιτεί τη χρήση εξισώσεων πεπλεγμένων ροών και τάσεων, κάτι που ξεφεύγει από τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν επιγραμματικά οι συντελεστές και τα Block Διαγράμματα που ολοκληρώνουν την μοντελοποίηση μιας σύγχρονης γεννήτριας.

Στο σχήμα 2.34 παρουσιάζεται ένα αναλυτικό μοντέλο του συστήματος γεννήτριας - άπειρου ζυγού.



Σχήμα 2.34: Δομικό Διάγραμμα με σταθερή Efd [4]

Οι συντελεστές γραμμικοποίησης που είναι απαραίτητοι για την μοντελοποίηση της γεννήτριας, παρουσιάζονται παρακάτω:

- K_1 : είναι ο ήδη γνωστός και πολύ χρήσιμος συντελεστής συγχρονισμού που αποδείχτηκε παραπάνω, αλλά αυτός αναφέρεται σε μηχανή που δεν διαθέτει αυτόματη ρύθμιση.

$$K_1 = K(\text{eq.3.20}) + i_{qo} \cdot \frac{X_q - X'_d}{X'_d + X_e} \cdot E_B \cdot \sin\delta_o$$

- K_2 : δίνει τη μεταβολή της παραγόμενης ισχύος που θα προκύψει από μία μεταβολή της πεπλεγμένης ροής του πεδίου.

$$K_2 = i_{qo} \cdot \frac{X_q + X_e}{X'_d + X_e} = \frac{E_B \cdot \sin\delta_o}{X'_d + X_e}$$

- K_3 : δεν έχει κάποια φυσική σημασία και είναι μια σταθερά γραμμικοποίησης που χρησιμοποιήθηκε στην απόδειξη των σχέσεων και τον σχεδιασμό του παραπάνω Δομικού Διαγράμματος.

$$K_3 = \frac{X'_d + X_e}{X_d + X_e}$$

- K_4 : είναι ο συντελεστής απομαγνήτισης του πεδίου διεγέρσεως, όταν αυξάνει η φόρτιση της μηχανής. δηλαδή όταν αυξάνει η γωνία δ .

$$K_4 = \frac{X_d - X'_d}{X'_d + X_e} \cdot E_B \cdot \sin\delta_o$$

- K_5 : εκφράζει τη συμβολή της γωνίας στη διαμόρφωση του μέτρου της τάσεως ακροδεκτών. Η σταθερά αυτή καθορίζει με το πρόσημο της τη θετική ή αρνητική συμβολή ενός συστήματος διεγέρσεως ταχείας αποκρίσεως στην απόσβεση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

$$K_5 = \frac{e_{do}}{E_{to}} \cdot \frac{X_q}{X_q + X_e} \cdot E_B \cdot \cos\delta_o - \frac{e_{qo}}{E_{to}} \cdot \frac{X'_d}{X'_d + X_e} \cdot E_B \cdot \sin\delta_o$$

- K_6 : εκφράζει τη συμβολή της πεπλεγμένης ροής του πεδίου στη διαμόρφωση του μέτρου της τάσεως ακροδεκτών.

$$K_6 = \frac{e_{qo}}{E_{to}} \cdot \frac{X_e}{X'_d + X_e}$$

Οι σχέσεις που περιγράφουν το αναλυτικό μοντέλο στο σχήμα 2.34 είναι οι εξής:

$$\Delta T_e = K_1 \cdot \Delta \delta + K_2 \cdot \Delta \psi_{fd}$$

$$\Delta \psi_{fd} = \frac{K_3}{1 + sT_3} \cdot [\Delta E_{fd} - K_4 \cdot \Delta \delta]$$

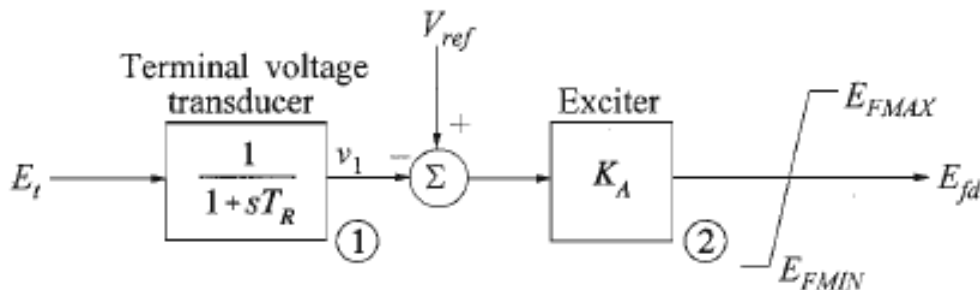
$$\frac{d\Delta \omega_{e-p.u.}}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta \omega_{e-p.u.})$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \Delta \omega_e = \omega_{eo} \cdot \Delta \omega_{e-p.u.}$$

Για να συμπεριληφθεί και η επίδραση του συστήματος διέγερσης, η ανάλυση πρέπει να επεκταθεί λίγο ακόμα. Το σήμα ελέγχου στο σύστημα διέγερσης είναι η τερματική τάση της γεννήτριας E_t . Στο προηγούμενο μοντέλο η E_t δεν ήταν state variable. Στην συγκεκριμένη περίπτωση η E_t πρέπει να εκφραστεί σε όρους state variable $\Delta \omega_e$, $\Delta \delta$, $\Delta \psi_{fd}$. Κάνοντας πράξεις προκύπτει η παρακάτω μορφή.

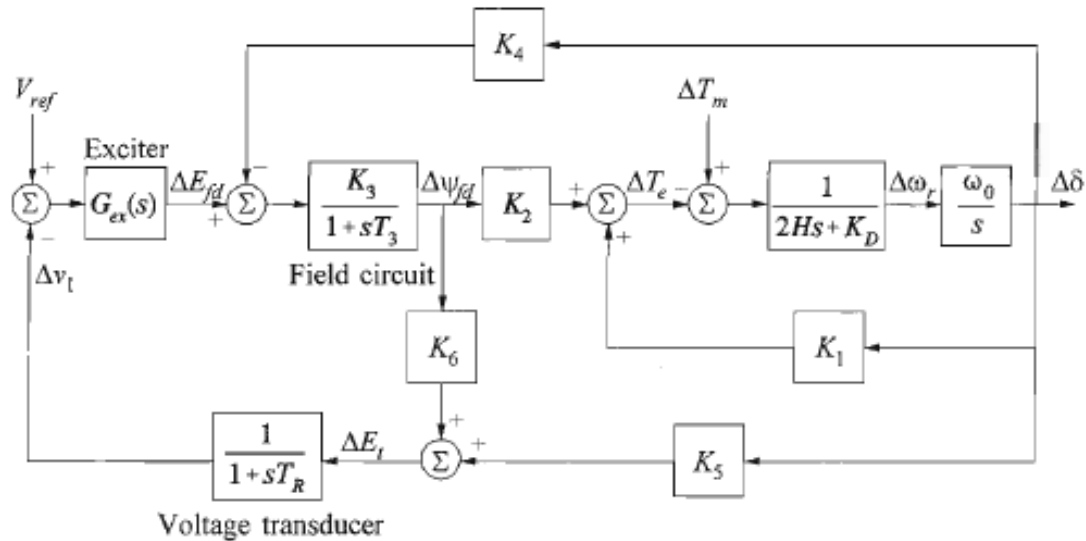
$$\Delta E_t = K_5 \cdot \Delta \delta + K_6 \cdot \Delta \psi_{fd}$$

Παρακάτω παρουσιάζεται η πιο απλή μορφή ενός συστήματος διεγέρσεως, όπου K_A είναι ένα πολύ υψηλό κέρδος και η σταθερά T_R προσομοιώνει την χρονική σταθερά καθυστέρησης των μετρητικών οργάνων. Ουσιαστικά πρόκειται για έναν P ελεγκτή, γεγονός που συνεπάγεται την ύπαρξη σφάλματος μονίμου καταστάσεως.



Σχήμα 2.35: Σύστημα Διεγέρσεως [4]

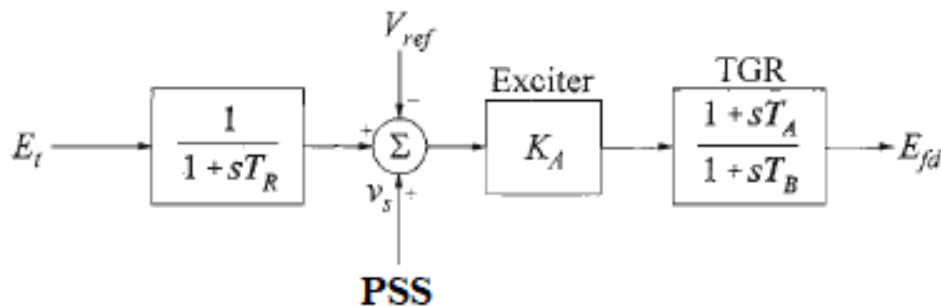
Στην συνέχεια παρουσιάζεται ο συνδυασμός των δύο παραπάνω δομικών διαγραμμάτων 2.34 και 2.35. Με αυτό τον τρόπο προκύπτει το συνολικό γραμμικοποιημένο μοντέλο (σχήμα 2.36) με το οποίο μπορεί να μελετηθεί η ένταξη ενός προτεινόμενου ελεγκτή τάσης στο σύστημα της γεννήτριας.



Σχήμα 2.36: Δομικό Διάγραμμα με σύστημα διεγέρσεως [4]

Υλοποίηση TGR - Transient Gain Reduction

Κάποιες φορές στον σχεδιασμό του ρυθμιστή τάσης χρησιμοποιείται και ο λεγόμενος TGR (Transient Gain Reduction). Επειδή τα μεγάλα κέρδη διεγέρσεως K_A μπορεί να έχουν ανεπιθύμητη επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος, το κέρδος διεγέρσεως περιορίζεται τεχνητά. Το κέρδος μόνιμου καταστάσεως δεν μεταβάλλεται, αλλά κατά τα μεταβατικά φαινόμενα το κέρδος μειώνεται. Το Block του TGR τοποθετείται αμέσως μετά το σύστημα διεγέρσεως. Η έξοδος του TGR είναι το σήμα ελέγχου της τάσης διεγέρσεως E_f (σχήμα 2.37).

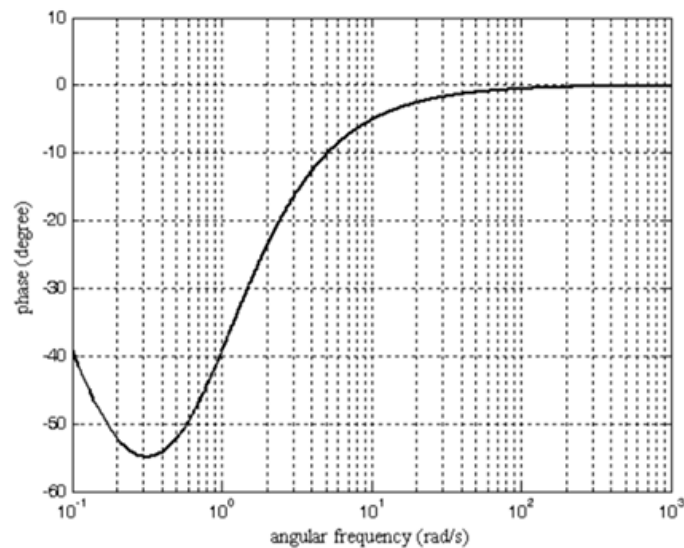


Σχήμα 2.37: Σύστημα Διεγέρσεως με AVR και TGR [4]

Η συνάρτηση μεταφοράς του TGR είναι η εξής :

$$G_{TGR}(s) = \frac{1 + sT_A}{1 + sT_B} \quad (2.21)$$

Όπου T_A και T_B είναι η μεταβατική σταθερά χρόνου και η σταθερά χρόνου μόνιμης κατάστασης αντίστοιχα. Συνήθως οι τιμές τους είναι $T_A = 1sec$ και $T_B = 10sec$ [4]. Το Bode της φάσης για τον TGR, με βάση τις τυπικές τιμές σταθερών χρόνου που αναφέρθηκαν, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.38. Παρατηρείται ότι η μέγιστη καθυστέρηση φάσης του TGR είναι περίπου -55° και εμφανίζεται για γωνιακή ταχύτητα γύρω στα $0.3rad/sec \Rightarrow 0.3/(2\pi) = 0.0478Hz$.



Σχήμα 2.38: Χαρακτηριστική της φάσης του TGR [3]

2.3 Παρουσίαση Ελεγκτών των Γεννητριών του υπό μελέτη Συστήματος

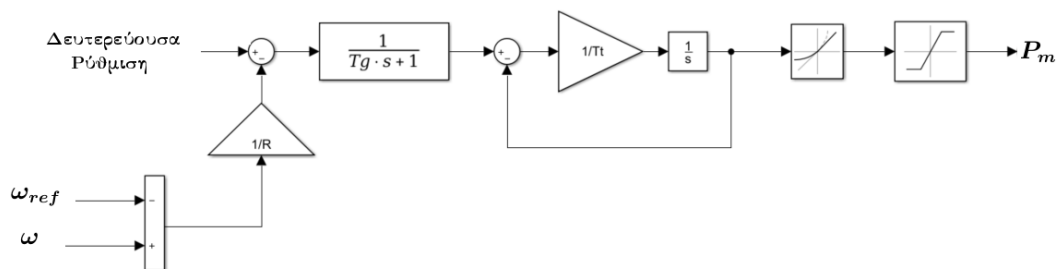
Αφού παρουσιάστηκε με ακρίβεια όλη η απαραίτητη θεωρία, που πρέπει να γνωρίζει κάποιος, προκειμένου να καταλάβει τις βασικές αρχές σχεδιασμού ενός ελεγκτή στροφών και τάσης μιας γεννήτριας, σε αυτό το σημείο της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα παρουσιαστούν οι συγκεκριμένοι ελεγκτές στροφών και τάσης που σχεδιάστηκαν με σκοπό να χρησιμοποιηθούν στο υπό μελέτη μοντέλο μικροδικτύου, το οποίο θα παρουσιαστεί στα επόμενα κεφάλαια.

2.3.1 Ελεγκτής Στροφών

Στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, θα γίνει αναφορά σε ένα μικρό αυτόνομο σύστημα, το οποίο δεν είναι διασυνδεδεμένο με τον κεντρικό κορμό του ηλεκτρικού συστήματος. Επομένως, η διακύμανση συχνότητας είναι το μοναδικό πρόβλημα. Όταν, λοιπόν,

γίνεται κάποια διαταραχή στο μικρό σύστημα (είτε λόγω απότομης αυξομείωσης φορτίου, είτε κάποιου βραχυκυκλώματος, είτε λόγω διακύμανσης παραγωγής ΑΠΕ), εμφανίζονται διακυμάνσεις στη συχνότητα και αυτή αποκλίνει από την ονομαστική της τιμή. Ο ελεγκτής στροφών θα πρέπει να μειώσει δραστικά το εν λόγω σφάλμα.

Το μοντέλο του ελεγκτή στροφών που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Είναι το πιο απλό δυνατό μοντέλο προσομοίωσης ενός συστήματος ελεγκτή-τουρμπίνας και στην ουσία περιέχει μόνο 1^{ης} τάξεως φίλτρα, τα οποία προσομοιώνουν καθυστερήσεις στις αποκρίσεις. Πιο συγκεκριμένα το μοντέλο της τουρμπίνας πάρθηκε από το Βιβλίο του Κ.Βουρνά [3] σελίδα 97, όπου προσομοιώνεται η απόκριση μιας τουρμπίνας ατμοηλεκτρικού σταθμού 1 Βαθμίδας.



Σχήμα 2.39: Ελεγκτής Στροφών

Το συγκεκριμένο μοντέλο αποτελείται από τα εξής συστατικά μέρη.

- **1^ο Μέρος :** Αποτελεί την πρωτεύουσα και δευτερεύουσα ρύθμιση. Η πρωτεύουσα ρύθμιση γίνεται μέσω του στατισμού R , ενώ η δευτερεύουσα υλοποιείται με ένα offset σήμα το οποίο απλά υπερτίθεται στο σύστημα ελέγχου. Αρχικά, αν θεωρηθεί ότι η δευτερεύουσα ρύθμιση είναι ανενεργή, δηλαδή το offset αυτό σήμα είναι σταθερό, στην ονομαστική του τιμή, και δεν μεταβάλλεται κατά την διάρκεια της διαταραχής (γεγονός που ισχύει στα πρώτα δευτερόλεπτα του σφάλματος). Τότε ισχύει η εξής συνάρτηση μεταφοράς :

$$\Delta P_m = \frac{1}{1 + sT_g} \cdot \frac{1}{1 + sT_t} \cdot \left(0 - \frac{1}{R} \cdot \Delta\omega\right) = -\frac{1}{1 + sT_g} \cdot \frac{1}{1 + sT_t} \cdot \frac{1}{R} \cdot \Delta\omega$$

Σε μόνιμη κατάσταση, δηλαδή μόλις ολοκληρωθεί η πρωτεύουσα ρύθμιση, ισχύει $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$ και τότε προκύπτει:

$$\Delta P_m = -\frac{1}{R} \cdot \Delta\omega$$

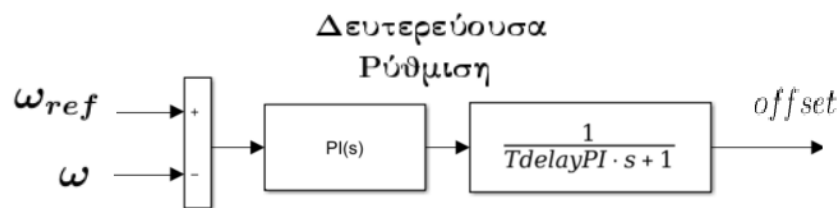
Η τελευταία σχέση σημαίνει ότι σφάλμα στην συχνότητα θα επιφέρει αμέσως (μέσω των καθυστερήσεων T_g και T_t) αντίθετη μεταβολή στην μηχανική ισχύ που δίνεται

στη γεννήτρια από την τουρμπίνα. Πιο συγκεκριμένα όταν υπάρχει υποσυχνότητα, δηλαδή $\omega < \omega_{ref} = 1p.u. \Rightarrow \Delta\omega = \omega - \omega_{ref} < 0$, τότε $\Delta P_m > 0$ και άρα αυξάνεται η ενεργός ισχύς που δίνει η γεννήτρια στο δίκτυο, κάτι επιθυμητό σε αυτή την περίπτωση. Αντίθετα, όταν υπάρχει υπερσυχνότητα, δηλαδή $\omega > \omega_{ref} = 1p.u. \Rightarrow \Delta\omega > 0$, τότε $\Delta P_m < 0$ και άρα μειώνεται η ενεργός ισχύς που δίνει η γεννήτρια στο δίκτυο, κάτι ομοίως επιθυμητό στην αντίστοιχη περίπτωση. Άρα, ο έλεγχος θα ανταποκρίνεται σωστά στις μεταβολές της συχνότητας του συστήματος και θα καθορίζει την έξοδο ανάλογα. Όμως, όπως φαίνεται και από την παραπάνω σχέση, προκειμένου να υπάρχει μεταβολή στην ισχύ εξόδου της γεννήτριας, κάτι που είναι αναγκαίο καθώς αλλάζει το φορτίο, απαιτείται να υπάρχει ένα μόνιμο σφάλμα στη συχνότητα. Η ΔP_m είναι ανάλογη του $\Delta\omega$, άρα το σύστημα λειτουργεί υπό ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας.

Το πρόβλημα αυτό καλείται να λύσει η δευτερεύουσα ρύθμιση που είναι ένα υπερτιθέμενο offset σήμα. Το σήμα αυτό μπορεί, είτε να καθορίζεται από έναν κεντρικό έλεγχο, είτε να «κατασκευάζεται» απομονωμένα. Τότε σε μόνιμη κατάσταση ($s \rightarrow 0$) ισχύει:

$$\Delta P_m = -\frac{1}{R} \cdot \Delta\omega + \Delta(offset)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι μπορεί να μηδενιστεί το σφάλμα συχνότητας διατηρώντας, όμως, το αναγκαίο ΔP_m με τη βοήθεια του σήματος της δευτερεύουσας ρύθμισης. Στην περίπτωση του υπό μελέτη μικροδικτύου είναι επιθυμητή η αυτόματη δευτερεύουσα ρύθμιση από την γεννήτρια, η οποία θα συμβαίνει έπειτα από κάποια χρονική καθυστέρηση. Για αυτό το λόγο θα χρησιμοποιηθεί ένας PI ελεγκτής ($k_p + k_i/s$), ο οποίος θα λαμβάνει στην είσοδο του το σφάλμα συχνότητας και θα προσπαθεί να το μηδενίσει παρέχοντας το κατάλληλο offset σήμα στην έξοδο του. Το νέο αυτό σήμα θα διέρχεται μέσα από ένα φίλτρο καθυστέρησης 1^{ης} τάξης, προκειμένου να μην ενεργοποιηθεί πλήρως η δευτερεύουσα ρύθμιση αμέσως μετά την διαταραχή, αλλά σταδιακά.



Σχήμα 2.40: PI Έλεγχος για Δευτερεύουσα Ρύθμιση

- **2^ο Μέρος** : Είναι η παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς, η οποία προσομοιώνει την καθυστέρηση στην απόκριση του ελεγκτή. Η καθυστέρηση αυτή είναι ένα φίλτρο 1^{ης} τάξης με μικρή σταθερά χρόνου (0.1sec και μικρότερη).

$$H(s) = \frac{1}{1 + sT_g}$$

- **3^ο Μέρος :** Όπως αναφέρθηκε η τουρμπίνα που προσομοιώνεται είναι αυτή ενός ατμοηλεκτρικού σταθμού μίας βαθμίδας, αυτό σημαίνει ότι υπάρχει μόνο η βαθμίδα υψηλής πίεσεως όπου η χρονική καθυστέρηση είναι αρκετά μικρή. Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των βαθμίδων, τόσο πιο αργά ανταποκρίνεται το σύστημα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, υπάρχει γρήγορη απόκριση, η οποία καθορίζεται από την σταθερά T_t που παίρνει τιμές μέσα στο εύρος 0.1sec έως 0.4sec [3]. Συνάρτηση Μεταφοράς :

$$H(s) = \frac{\Delta P_m}{\Delta g} = \frac{1}{1 + sT_t}$$

Όπου ΔP_m είναι η μεταβολή στην μηχανική ισχύ εξόδου της τουρμπίνας και Δg η μεταβολή στο άνοιγμα της δικλιδιάς που καθορίζει τη ροή υπέρθερμου ατμού.

Απόδειξη ότι η παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς είναι ακριβώς το ίδιο με το μοντέλο που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.41:

$$\Delta P_m = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{T_t} \cdot (\Delta g - \Delta P_m)$$

$$sT_t \cdot \Delta P_m + \Delta P_m = \Delta g \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta P_m}{\Delta g} = \frac{1}{1 + sT_t}$$

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, οι γεννήτριες του συστήματος είναι τύπου ντίτζελ, καθώς αφορούν ένα μικρό απομονωμένο δίκτυο. Παραπάνω, ωστόσο, παρουσιάστηκε ο τρόπος μοντελοποίησης της απόκρισης της τουρμπίνας ενός ατμοστροβίλου (σύμφωνα με το βιβλίο του Κ.Βουρνά [3]). Σε κάθε περίπτωση, ο απλούστερος τρόπος μοντελοποίησης της απόκρισης μιας τουρμπίνας είναι η χρονική καθυστέρηση με ένα φίλτρο 1^{ης} τάξης, αυτό επιλέγεται και στην παρούσα εργασία.

- **4^ο Μέρος :** Το τελευταίο κομμάτι του ελέγχου περιλαμβάνει δύο Blocks. Το ένα καθορίζει την επιτρεπτή κλίση μεταβολής της μηχανικής ισχύος, η οποία κλίση εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε τουρμπίνας, και το άλλο είναι ένα Saturation Block με το οποίο «φροντίζεται» η μηχανική ισχύς εξόδου της γεννήτριας να μην ξεπερνάει το άνω όριο του 1α.μ. ή και παραπάνω (πάντα υπάρχει ένα περιθώριο υπερφόρτισης) και επίσης η μηχανική ισχύς εξόδου δεν επιτρέπεται να πέσει κάτω από το όριο Τεχνικού Ελαχίστου που έχει οριστεί.

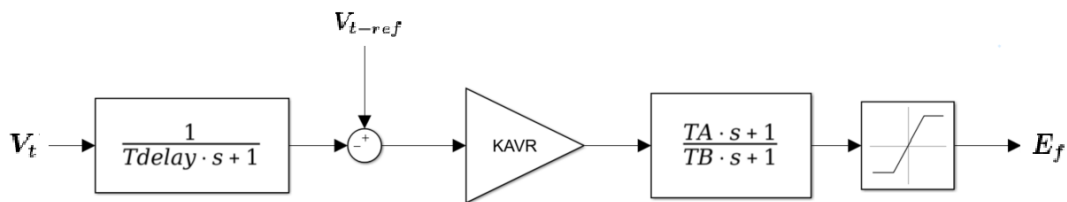
Χαρακτηριστικές τιμές που επιλέγονται είναι οι ακόλουθες : στατισμός $R = 0.07 = 7\%$, καθυστέρηση του Governor $T_g = 0.1sec = 100msec$, καθυστέρηση απόκρισης της τουρμπίνας $T_t = 0.2sec = 200msec$ (Βουρνάς[3] σελίδα 99) , καθυστέρηση δευτερεύουσας ρύθμισης $T_{delayPI} = 0.5sec = 500msec$.

2.3.2 Ελεγκτής Τάσης

Στόχος του Ελεγκτή Τάσης είναι να μεταβάλλει αναλόγως το σήμα ελέγχου της τάσης διεγέρσεως προκειμένου να διατηρείται η τάση στα άκρα της γεννήτριας σε αποδεκτές τιμές. Πιο συγκεκριμένα, όταν η τάση του δικτύου πέφτει, θα πρέπει να αυξηθεί η άεργος ισχύς που παράγεται από τη γεννήτρια, προκειμένου να στηριχθεί η τάση του συστήματος. Σε αυτή την περίπτωση, ο Ρυθμιστής Τάσης δίνει σήμα για αύξηση της τάσης διεγέρσεως της γεννήτριας. Ακριβώς το αντίθετο συμβαίνει όταν η τάση του δικτύου αυξάνεται. Η σχέση με την οποία υπολογίζεται η άεργος ισχύς, που ανταλλάσσεται μεταξύ της γεννήτριας κυλινδρικού δρομέα και του δικτύου, παρουσιάζεται παρακάτω:

$$Q = 3 \cdot \frac{V_t \cdot (E_f \cdot \cos\delta - V_t)}{X_L}$$

Σύμφωνα με αυτή τη σχέση το Q εξαρτάται κυρίως από την τιμή της τάσης διεγέρσεως E_f και όχι από τη γωνία δ μεταξύ αυτής της τάσης και της τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας. Σημαντική αύξηση της E_f σημαίνει μεγάλη αύξηση στην άεργο ισχύ προς το δίκτυο, γεγονός που συνεπάγεται στήριξη της τάσης του δικτύου. Το βασικό μοντέλο του ελεγκτή τάσης που σχεδιάστηκε και χρησιμοποιήθηκε στο υπό μελέτη σύστημα είναι το παρακάτω και αποτελείται από τα ακόλουθα μέρη:



Σχήμα 2.41: Ελεγκτής Τάσης

- **1^ο Μέρος :** Το πρώτο μέρος αποτελεί ένα φίλτρο 1^{ης} τάξης μέσω του οποίου προσομοιώνεται η καθυστέρηση του μετρητικού συστήματος που μετράει την τάση στους ακροδέκτες της γεννήτριας. Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι η εξής:

$$H(s) = \frac{1}{1 + sT_{delay}}$$

- **2^ο Μέρος :** Στη συνέχεια δημιουργείται η διαφορά $V_{t-ref} - V_t$, όπου V_{t-ref} είναι η επιθυμητή τιμή της τάσης στην έξοδο της γεννήτριας, επιλέγεται συνήθως στο 1α.μ.. Η διαφορά αυτή πολλαπλασιάζεται με το κέρδος μονίμου καταστάσεως K_{AVR} του ρυθμιστή τάσης. Στην ουσία πρόκειται για έναν P ελεγκτή. Αυτό σημαίνει ότι όσο μεγαλύτερο είναι αυτό το κέρδος, τόσο μικρότερο είναι το σφάλμα μόνιμου καταστάσεως και άρα τόσο καλύτερη είναι η ρύθμιση τάσεως. Τυπικές τιμές του κέρδους διεγέρσεως μόνιμου καταστάσεως είναι από 100 έως 500 α.μ. [3]. Σε μόνιμη κατάσταση ($t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$) ισχύει:

$$E_f = K_{AVR} \cdot (V_{t-ref} - V_t)$$

Ακόμη, τονίζεται ότι σε μεγάλα συστήματα απαραίτητη είναι η χρήση του PSS, το οποίο είναι ένα σήμα που προστίθεται στην διαφορά $V_{t-ref} - V_t$ και έχει στόχο να κάνει το έλεγχο τάσης περισσότερο ευσταθή, αλλά σε μικρά συστήματα, σαν αυτό που θα μελετηθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, η σχεδίαση ενός ολόκληρου PSS κλάδου είναι εντελώς αχρείαστη. Ωστόσο είναι αναγκαία η χρήση του Block διαγράμματος που παρουσιάζεται στη συνέχεια.

- **3° Μέρος :** Επειδή τα μεγάλα κέρδη διεγέρσεως μπορεί να οδηγήσουν σε ανεπιθύμητη επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος, το κέρδος διεγέρσεως μπορεί να μειώνεται τεχνητά στις μέσες συχνότητες χωρίς να μεταβληθεί το κέρδος μονίμου καταστάσεως. Εμφανίζεται έτσι ένα μεταβατικό κέρδος του συστήματος διεγέρσεως. Μια τυπική συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος διεγέρσεως με μεταβατική μείωση του κέρδους είναι η ακόλουθη:

$$\frac{E_f}{V_{t-ref} - V_t} = K_{AVR} \cdot \frac{1 + sT_A}{1 + sT_B}$$

Όπου $T_B > T_A$, ούτως ώστε για τις μέσες συχνότητες το μεταβατικό κέρδος K_M που αντιστοιχεί στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς να είναι μικρότερο από το κέρδος μονίμου καταστάσεως K_{AVR} .

$$K_M = K_{AVR} \cdot \frac{T_A}{T_B}$$

Από την βιβλιογραφία συνηθισμένες τιμές για τις χρονικές σταθερές του TGR είναι $T_A = 1sec$ και $T_B = 10sec$.

- **4° Μέρος :** Τελευταίο κομμάτι του ελεγκτή είναι το Saturation Block που περιορίζει την τάση διεγέρσεως (=τάση στους ακροδέκτες γεννήτριας εν κενώ), ώστε αυτή να παραμένει σε λογικές τιμές. Υπάρχει ένα ανώτερο και ένα κατώτερο όριο που δεν μπορεί να ξεπεραστεί και το οποίο προφανώς είναι αρκετά μεγαλύτερο από το 1α.μ.. Η τάση διεγέρσεως μπορεί να φτάσει και τιμές 3α.μ..

Χαρακτηριστικές τιμές που επιλέγονται είναι οι ακόλουθες : καθυστέρηση μετρητικού συστήματος τερματικής τάσεως επιλέγεται η αρκετά μικρή τιμή των $T_{delay} = 3msec$ [11] , τάση αναφοράς στους ακροδέκτες της γεννήτριας επιλέγεται η τιμή 1α.μ. , κέρδος μονίμου καταστάσεως $K_{AVR} = 500α.μ.$ (Βουρνάς[3] σελίδα 223), χρονικές σταθερές TGR επιλέγονται οι συνηθισμένες από την βιβλιογραφία τιμές $T_A = 1sec$ και $T_B = 10sec$ (*kundur*[4] *TGR Chapter*) και τέλος σαν όρια για την τάση διεγέρσεως επιλέγονται τα $\pm 3α.μ.$.

Κεφάλαιο 3

Έλεγχος Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος

Είναι κοινά αποδεκτό ότι ο σχεδιασμός του ελέγχου ενός τριφασικού μετατροπέα ισχύος απαιτεί την καλή γνώση κάποιων μαθηματικών εργαλείων και των βασικών μετασχηματισμών φασιθέτων στο μιγαδικό επίπεδο. Προκειμένου να καταστρωθεί ο έλεγχος ακόμα και ενός απλού μετατροπέα ημιγέρφουρας, που είναι ένα αναπόσπαστο κομμάτι της διάταξης του τριφασικού μετατροπέα, είναι αναγκαίο να μπορεί να γίνεται καλό tracking μιας ημιτονοειδούς κυματομορφής από του ελεγκτές. Αυτή η παρακολούθηση του ημιτονοειδούς σήματος, που μπορεί να είναι είτε σήμα τάσης, είτε σήμα ρεύματος, είναι αρκετά δύσκολη και απαιτεί υψηλής τάξης και μεγάλου εύρους ζώνης ελεγκτή. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι ο μετασχηματισμός αυτών των ημιτονοειδών εντολών σε σταθερές DC τιμές, οι οποίες είναι πολύ εύκολο να γίνουν tracking με έναν πολύ απλό αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή. Επομένως, υιοθετώντας την παραπάνω στρατηγική είναι εύκολο να σχεδιαστεί ένας σωστός και αποδοτικός ελεγκτής για τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος. Όλη η παρακάτω ανάλυση βασίζεται στο βιβλίο του Yazdani [6].

3.1 Εισαγωγή στα Δύο Διαστάσεων Πλαίσια-Επίπεδα

Το $\alpha\beta$ -πλαίσιο και το dq -πλαίσιο είναι οι δύο βασικές κλάσεις των πλαισίων Δύο Διαστάσεων και παρέχουν την δυνατότητα για απλοποίηση της ανάλυσης και εύκολο σχεδιασμό του ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, το $\alpha\beta$ -πλαίσιο προσφέρει την δυνατότητα να μετασχηματιστεί το πρόβλημα του ελέγχου ενός τριφασικού συστήματος σημάτων σε ένα ισοδύναμο πρόβλημα ελέγχου μόνο δύο πανομοιότυπων σημάτων. Ωστόσο, αυτά τα νέα σήματα συνεχίζουν να έχουν ημιτονοειδή μορφή και κατά συνέπεια το tracking τους απαιτεί πολύπλοκους ελεγκτές. Αυτός είναι και ο λόγος που προτείνεται το dq -πλαίσιο, το οποίο μετατρέπει το πρόβλημα του tracking μιας ημιτονοειδούς εντολής σε πρόβλημα tracking μιας ισοδύναμης DC τιμής. Τότε οι απλοί PI-PID ελεγκτές (ιδανικοί για tracking DC τιμών) καθιστούν τον έλεγχο αρκετά απλό. Στην παρακάτω ανάλυση το τριφασικό σύστημα σημάτων θεωρείται ότι είναι συμμετρικό.

3.2 Ορισμός του Space Phasor

Ας υποτεθεί το παρακάτω συμμετρικό τριφασικό μεταβαλλόμενο με το χρόνο σύστημα ημιτονικών συναρτήσεων:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) \\ f_b(t) &= \hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c(t) &= \hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned}$$

Όπου \hat{f} είναι το πλάτος, θ_o είναι η αρχική φάση και ω είναι η γωνιακή ταχύτητα της συνάρτησης. Το παραπάνω σύνολο συναρτήσεων μπορεί να γραφτεί στη μορφή φασιθέτων ($\vec{f}_a, \vec{f}_b, \vec{f}_c$), όπως παρουσιάζεται παρακάτω. Οι φασιθέτες αποτελούν διανύσματα που περιστρέφονται στο μιγαδικό επίπεδο με γωνιακή ταχύτητα ω .

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Real} \left[\hat{f} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_o)} \right] = \text{Real} \left[\vec{f}_a \right] \\ f_b(t) &= \text{Real} \left[\hat{f} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3})} \right] = \text{Real} \left[\vec{f}_b \right] \\ f_c(t) &= \text{Real} \left[\hat{f} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3})} \right] = \text{Real} \left[\vec{f}_c \right] \end{aligned}$$

Οι φασιθέτες προστίθενται και προκύπτει:

$$\vec{f}_a + \vec{f}_b + \vec{f}_c = \hat{f} \cdot e^{j\omega \cdot t} \cdot e^{j\theta_o} \cdot \left(e^{j0} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0$$

Το παραπάνω ισχύει επειδή είναι μαθηματικώς προφανές ότι $e^{j0} + e^{-j2\pi/3} + e^{-j4\pi/3} = 0$. Με αυτό τον τρόπο αποδείχτηκε ότι, όντως η τριφασική ημιτονική συνάρτηση που υποτέθηκε αρχικά είναι συμμετρική.

Υπάρχουν διάφορες παραλλαγές σχετικά με τον ορισμό του Space Phasor. Στην συγκεκριμένη περίπτωση επιλέγεται ο παρακάτω ορισμός.

$$\overrightarrow{f}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j0} \cdot f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot f_c(t) \right] \quad (3.1)$$

Κάνοντας αντικατάσταση στον παραπάνω τύπο προκύπτει το εξής:

$$\overrightarrow{f}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j0} \cdot [\hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o)] + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot [\hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3})] + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot [\hat{f} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3})] \right]$$

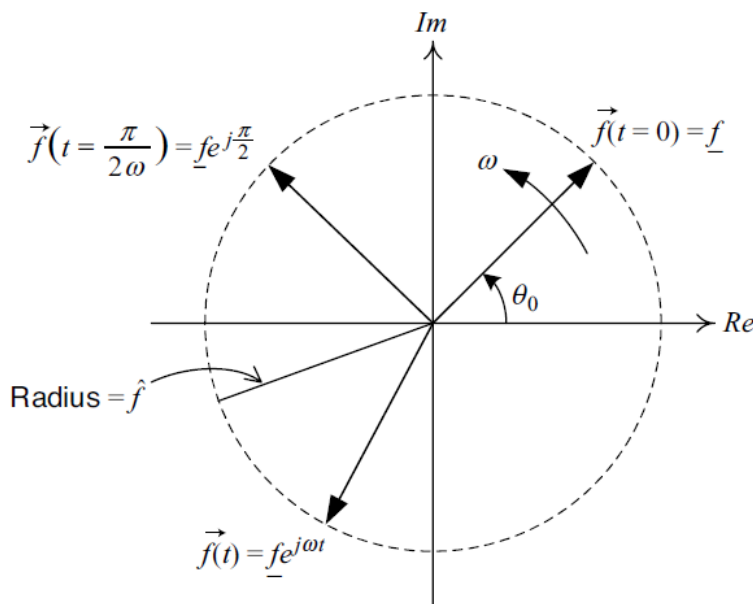
Χρησιμοποιώντας την γνωστή τριγωνομετρική σχέση $\cos\theta = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ λαμβάνεται το παρακάτω:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j\theta} \cdot \frac{\hat{f}}{2} \cdot [e^{j\omega t} \cdot e^{j\theta_0} + e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\theta_0}] + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot \frac{\hat{f}}{2} \cdot [e^{j\omega t} \cdot e^{j\theta_0} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\theta_0} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}] + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot \frac{\hat{f}}{2} \cdot [e^{j\omega t} \cdot e^{j\theta_0} \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\theta_0} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}] \right] \Rightarrow$$

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{\hat{f}}{2} \cdot \left[3 \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{j\theta_0} + e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\theta_0} \cdot \left(1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{j\frac{8\pi}{3}} \right) \right] \Rightarrow$$

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} \cdot e^{j\theta_0}) \cdot e^{j\omega t} = \bar{f} \cdot e^{j\omega t} \quad (3.2)$$

Όπου $\bar{f} = \hat{f} \cdot e^{j\theta_0}$ είναι ένα στατικό διάνυσμα με μέτρο \hat{f} και φάση θ_0 . Η παραπάνω σχέση ισχύει γιατί προφανώς $1 + e^{j4\pi/3} + e^{j8\pi/3} = 0$. Δηλαδή, μέχρι στιγμής ξεκινώντας κανείς από το αρχικό σύμπλεγμα τριών εξισώσεων, που αναπαριστούν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, και ορίζοντας το Space Phasor με έναν τύπο της επιλογής του, καταλήγει στην εξίσωση (3.2), η οποία στην ουσία αναπαριστά ένα αντιωρολογιακά περιστρεφόμενο διάνυσμα με γωνιακή ταχύτητα ω , αρχική φάση θ_0 και σταθερό πλάτος τιμής f . (σχήμα 3.1)



Σχήμα 3.1: Space Phasor αναπαράσταση στο μιγαδικό επίπεδο [6]

Οι παραπάνω σχέσεις μπορούν να επεκταθούν και στην περίπτωση που η αρχική συνάρτηση έχει μεταβλητό πλάτος $\hat{f}(t)$ ή ακόμα και μεταβλητή συχνότητα $\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$. Τότε η διαδικασία παραμένει η ίδια. Στη πιο γενική περίπτωση η τελική σχέση παραμένει πανομοιότυπη, δηλαδή είναι της μορφής $\overrightarrow{f}(t) = \hat{f}(t) \cdot e^{j\theta(t)}$.

Σημαντικό, βέβαια, είναι να επισημανθεί και η αντίστροφη διαδικασία. Τα πραγματικά κομμάτια $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ θα πρέπει να μπορούν να ανακτηθούν μέσω του Space Phasor τους. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω των παρακάτω εξισώσεων:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Real} \left[\overrightarrow{f}(t) \cdot e^{-j0} \right] \\ f_b(t) &= \text{Real} \left[\overrightarrow{f}(t) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{3}} \right] \\ f_c(t) &= \text{Real} \left[\overrightarrow{f}(t) \cdot e^{-j \frac{4\pi}{3}} \right] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Με βάση, λοιπόν, την παραπάνω σχέση συμπεραίνεται ότι τα $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ είναι προεκβολές στον πραγματικό άξονα του μιγαδικού επιπέδου των $\overrightarrow{f}(t)$, $\overrightarrow{f}(t) \cdot e^{-j2\pi/3}$, $\overrightarrow{f}(t) \cdot e^{-j4\pi/3}$ αντίστοιχα.

Παρόλο που στην παρούσα φάση δεν θα αναλυθεί το παρακάτω ζήτημα, είναι πολύ σημαντικό να τονιστεί ότι με την βοήθεια της έννοιας του Space Phasor είναι πολύ εύκολο σε επίπεδο ελέγχου να γίνουν διάφορες πράξεις σε ένα τριφασικό συμμετρικό σήμα. Μέσω, λοιπόν, του Space Phasor είναι δυνατό να μεταβληθεί η φάση και το πλάτος ενός «πακέτου» τριών σημάτων, που αποτελούν ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα. Αυτή η διαδικασία επιτυγχάνεται μέσω πολύ απλών πράξεων (ημίτονο, συνημίτονο, πολλαπλασιασμός), μια διαδικασία, που αν δεν ακολουθούσε την λογική του Space Phasor, θα ήταν αρκετά χρονοβόρα και δύσκολη. Επιπλέον, όχι μόνο μπορεί να μεταβληθεί πολύ εύκολα ένα τριφασικό συμμετρικό σήμα με την βοήθεια του Space Phasor, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, αλλά μπορεί πολύ εύκολα και να δημιουργηθεί εκ του μηδενός ένα ελεγχόμενου πλάτους και φάσης τριφασικό σήμα. Καθορίζεται εξ αρχής η επιθυμητή φάση και το αντίστοιχο πλάτος, δημιουργείται στη συνέχεια πολύ εύκολα το αντίστοιχο Space Phasor και τελικά μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού από Space Phasor σε abc λαμβάνεται το επιθυμητό σύμπλεγμα τριών σημάτων που αποτελούν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα με προκαθορισμένη φάση και πλάτος.

Επιπλέον, είναι αρκετά ενδιαφέρον να παρουσιαστούν οι αρμονικές σε μορφή Space Phasor. Σε ένα ηλεκτρικό σύστημα ενέργειας οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος είναι πολύ πιθανό να περιέχουν αρμονικές συνιστώσες. Μη γραμμικότητες και διακοπτικές διαδικασίες είναι οι δύο βασικοί λόγοι για την εμφάνιση αρμονικών. Οι αρμονικές προκαλούν παραμόρφωση στην αντίστοιχη θεμελιώδη κυματομορφή και συνήθως έχουν σημαντικά αρνητική επιρροή στην αποδοτικότητα και στην επίδοση του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα υπάρχουν οι παρακάτω μαθηματικές εξισώσεις. Έστω ότι υπάρχει το συγκεκριμένο τριφασικό σήμα:

$$f_a(t) = \hat{f}_1 \cdot \cos(\omega t) + \hat{f}_n \cdot \cos(n\omega t)$$

$$f_b(t) = \hat{f}_1 \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \hat{f}_n \cdot \cos(n\omega t - \frac{2n\pi}{3})$$

$$f_c(t) = \hat{f}_1 \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \hat{f}_n \cdot \cos(n\omega t - \frac{4n\pi}{3})$$

Όπου \hat{f}_1 είναι το πλάτος της θεμελιώσους, n είναι η τάξη της αρμονικής και \hat{f}_n είναι το πλάτος της νιοστής αρμονικής. Εφαρμόζοντας τον αρχικό ορισμό του Space Phasor προκύπτει:

$$\overrightarrow{f(t)} = \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j0} \cdot f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot f_c(t) \right] \Rightarrow$$

$$\overrightarrow{f(t)} = \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j0} \cdot f_{a1}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot f_{b1}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot f_{c1}(t) \right] + \frac{2}{3} \cdot \left[e^{j0} \cdot f_{an}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot f_{bn}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot f_{cn}(t) \right]$$

Χρησιμοποιώντας την σχέση $\cos\theta = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ και κάνοντας απλές πράξεις προκύπτει:

$$\overrightarrow{f(t)} = \hat{f}_1 \cdot e^{j\omega t} + \overrightarrow{f_n(t)} \quad (3.4)$$

Όπου ο όρος των αρμονικών δίνεται από την σχέση:

$$\overrightarrow{f_n(t)} = \left(\frac{\hat{f}_n}{3} \right) \cdot \left[1 + e^{-j(n-1)\frac{2\pi}{3}} + e^{-j(n-1)\frac{4\pi}{3}} \right] \cdot e^{jn\omega t} + \left(\frac{\hat{f}_n}{3} \right) \cdot \left[1 + e^{j(n+1)\frac{2\pi}{3}} + e^{j(n+1)\frac{4\pi}{3}} \right] \cdot e^{-jn\omega t}$$

Από το παραπάνω φαίνεται ότι ο Space Phasor $\overrightarrow{f(t)}$ αποτελείται από δύο όρους. Ο πρώτος είναι ο γνωστός $\overrightarrow{f} \cdot e^{j\omega t}$ που ανταποκρίνεται στο κομμάτι της θεμελιώδους αρμονικής του τριφασικού σήματος και περιστρέφεται αντιωρολογιακά με γωνιακή ταχύτητα ω . Ο δεύτερος όρος $\overrightarrow{f_n(t)}$ ανταποκρίνεται στο αρμονικό περιεχόμενο και δίνεται από τον παραπάνω τύπο. Με βάση τη σχέση για το $\overrightarrow{f_n(t)}$ παρατηρείται ότι αυτό γίνεται μηδέν όταν $n = 3 \cdot k$, όπου k είναι θετικός ακέραιος. Σε κάθε άλλη περίπτωση, το $\overrightarrow{f_n(t)}$ είναι ένα Space Phasor με πλάτος \hat{f}_n που περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα $n\omega$. Η τιμή του n καθορίζει αν αυτή η περιστροφή θα είναι ωρολογιακή ή αντιωρολογιακή. Πιο συγκεκριμένα είναι γνωστό ότι αν $n = 1, 4, 7, 10, \dots$, τότε υπάρχει περιστροφή αντιωρολογιακά δηλαδή Positive Sequence Harmonic $a_n b_n c_n$, ενώ αν $n = 2, 5, 8, 11, \dots$, τότε υπάρχει περιστροφή ωρολογιακά, αλλά επειδή δεν υφίσταται ο ορισμός αρνητικής συχνότητας, τίθεται $\cos\theta = \cos(-\theta)$ και έτσι θεωρείται σαν αντιωρολογιακή περιστροφή με Negative Sequence Harmonic $a_n c_n b_n$.

Εν κατακλείδι, είναι ανάγκη να τονιστεί πως αναπαριστώνται οι ισχύες με βάση αυτό το νέο μέγεθος που ορίστηκε. Θα καθοριστεί η έννοια της τριφασικής αέργου, ενεργού και φαινόμενης ισχύος. Θεωρείται, λοιπόν, ένα συμμετρικό τριφασικό δίκτυο με τερματικές τάσεις και ρεύματα u_{abc} και i_{abc} αντίστοιχα. Αφού είναι συμμετρικό προφανώς ισχύει $i_a + i_b + i_c = 0$. Η στιγμιαία συνολική πραγματική ισχύς στο πεδίο του χρόνου δίνεται από τη σχέση:

$$P(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t)$$

Γράφοντας την τριφασική τάση και ρεύμα σε μορφή Space Phasor, δηλαδή $\vec{u}(t) = \frac{2}{3} \cdot [e^{j0} \cdot u_a(t) + e^{j2\pi/3} \cdot u_b(t) + e^{j4\pi/3} \cdot u_c(t)]$ και $\vec{i}(t) = \frac{2}{3} \cdot [e^{j0} \cdot i_a(t) + e^{j2\pi/3} \cdot i_b(t) + e^{j4\pi/3} \cdot i_c(t)]$ και χρησιμοποιώντας τους τύπους για τους ανάποδους μετασχηματισμούς, προκύπτει η σχέση:

$$P(t) = R[\vec{u}(t)e^{j0}] \cdot R[\vec{i}(t)e^{j0}] + R[\vec{u}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \cdot R[\vec{i}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}] + R[\vec{u}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}] \cdot R[\vec{i}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}]$$

Με βάση τη σχέση $Real[a] \cdot Real[b] = (Real[ab] + Real[ab^*])/2$ η παραπάνω σχέση εκφράζεται ως εξής:

$$P(t) = \frac{R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}(t)] + R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2} + \frac{R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}] + R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2} + \frac{R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}(t)e^{-j\frac{8\pi}{3}}] + R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2} \Rightarrow$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t)] + R[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}(t) \cdot (1 + e^{-j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\frac{8\pi}{3}})]$$

Εφόσον είναι γνωστό ότι $1 + e^{-j4\pi/3} + e^{-j8\pi/3} = 0$, η παραπάνω σχέση απλοποιείται ακόμα περισσότερο:

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot Real[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t)] \quad (3.5)$$

Η παραπάνω σχέση είναι πολύ γενική και η μόνη παραδοχή που υφίσταται, είναι ότι το δίκτυο πρέπει να είναι συμμετρικό, δηλαδή να ισχύει $i_a + i_b + i_c = 0$. Δεν έγινε καμία παραδοχή ούτε για τις συχνότητες, ούτε για τα πλάτη της τάσης και του ρεύματος, αλλά μπορεί να είναι σταθερά ή ακόμα και μεταβλητά με το χρόνο. Ακόμη, δεν είναι ανάγκη η συχνότητα της τάσης και του ρεύματος να είναι ίδια. Επιπλέον, η παραπάνω σχέση ισχύει ακόμα και αν υπάρχει αρμονικό περιεχόμενο μέσα σε αυτά τα δύο μεγέθη.

Για παράδειγμα, αν θεωρήθει η συνηθισμένη περίπτωση, που η τάση και το ρεύμα είναι τριφασικά συμμετρικά σήματα χωρίς distortion με σταθερό πλάτος και σταθερή συχνότητα, δηλαδή $u_a(t) = \hat{V} \cdot \cos(\omega t + \theta_V)$ και $i_a(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t + \theta_I)$ και οι φάσεις b και c προκύπτουν με μία απλή μετατόπιση φάσης $2\pi/3$ και $4\pi/3$ αντίστοιχα, τότε γράφεται $\overrightarrow{u(t)} = \hat{V} \cdot e^{j\theta_V} \cdot e^{j\omega t}$ και $\overrightarrow{i(t)} = \hat{I} \cdot e^{j\theta_I} \cdot e^{j\omega t}$ και προκύπτει:

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot R \left[\hat{V} \cdot e^{j\theta_V} \cdot e^{j\omega t} \cdot \hat{I} \cdot e^{-j\theta_I} \cdot e^{-j\omega t} \right] = \frac{3}{2} \cdot \hat{V} \hat{I} \cos(\theta_V - \theta_I) \Rightarrow$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \tilde{V}_{RMS} \cdot \sqrt{2} \tilde{I}_{RMS} \cdot \cos(\theta_V - \theta_I) = 3 \tilde{V}_{RMS} \tilde{I}_{RMS} \cdot \cos(\theta_V - \theta_I)$$

Ο παραπάνω τύπος είναι η γνωστή φόρμουλα που εκφράζει τη τριφασική ενεργό ισχύ με χρήση των φασικών RMS μεγεθών.

Η τριφασική άεργος ισχύς προκύπτει με παρόμοια ανάλυση. Χρησιμοποιείται ο τύπος της τριφασικής στιγμιαίας άεργου ισχύος και τελικά λαμβάνεται:

$$Q(t) = \frac{3}{2} \cdot \text{Im} \left[\overrightarrow{u(t)} \cdot \overrightarrow{i^*(t)} \right] \quad (3.6)$$

Συνδυάζοντας τα δύο παραπάνω προκύπτει η φαινόμενη ισχύς ως εξής:

$$S(t) = P(t) + jQ(t) = \frac{3}{2} \cdot \overrightarrow{u(t)} \cdot \overrightarrow{i^*(t)} \quad (3.7)$$

3.3 Παρουσίαση του $\alpha\beta$ -Πλαισίου

Προηγουμένως παρουσιάστηκε η μετατροπή από το abc πλαίσιο σε Space Phasor (το Space Phasor ισχύει αποκλειστικά για συμμετρικά τριφασικά συστήματα και όχι για ασύμμετρα). Ο Space Phasor είναι μια μιγαδική περιστρεφόμενη ποσότητα και είναι βολικό το mapping αυτής της ποσότητας στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων. Έτσι, οι μιγαδικές συναρτήσεις μετατρέπονται σε πραγματικές συναρτήσεις στο πεδίο του χρόνου. Το mapping αυτό είναι το γνωστό $\alpha\beta$ -πλαίσιο στην τεχνική βιβλιογραφία [6].

Αν θεωρηθεί ο Space Phasor:

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

Όπου $f_a + f_b + f_c = 0$, δηλαδή πρόκειται για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα (αναγκαία προϋπόθεση για τον ορισμό του Space Phasor). Τότε αυτός ο Space Phasor μπορεί να αποσυντεθεί στα πραγματικό και φανταστικό μέρος του. (σχήμα 3.2)

$$\overrightarrow{f(t)} = f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \quad (3.8)$$

Όπου f_α και f_β αποκαλούν τις α και β συνιστώσες του $\overrightarrow{f(t)}$ αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας το $\overrightarrow{f(t)}$ από τον ορισμό του και εξισώνοντας πραγματικό με πραγματικό και φανταστικό με φανταστικό μέρος, προκύπτει η παρακάτω πιο αναλυτική σχέση:

$$\overrightarrow{f(t)} = \frac{2}{3} \cdot \left[1 \cdot f_a(t) + f_b(t) \cdot \cos \frac{2\pi}{3} + j \cdot f_b(t) \cdot \sin \frac{2\pi}{3} + f_c(t) \cdot \cos \frac{4\pi}{3} + j \cdot f_c(t) \cdot \sin \frac{4\pi}{3} \right] \Rightarrow$$

$$\overrightarrow{f(t)} = \frac{2}{3} \cdot \left[f_a(t) - \frac{1}{2} f_b(t) - \frac{1}{2} f_c(t) + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} f_b(t) - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} f_c(t) \right] \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Αφού ορίστηκε ο μετασχηματισμός σε $\alpha\beta$ -πλαίσιο, τώρα πρέπει να οριστεί και ο αντίστροφος μετασχηματισμός, ο οποίος δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις. Αρχικά θα χρησιμοποιηθεί ο κλασσικός ορισμός, ο οποίος οδηγεί από τον Space Phasor στο abc πλαίσιο, και στη συνέχεια θα γίνει εισαγωγή των τύπων του $\alpha\beta$ -πλαισίου.

$$f_a(t) = \text{Real} \left[\overrightarrow{f(t)} e^{-j0} \right] = \text{Real} \left[\left(f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \right) \cdot 1 \right] = f_\alpha(t)$$

$$f_b(t) = \text{Real} \left[\overrightarrow{f(t)} e^{-j \frac{2\pi}{3}} \right] = \text{Real} \left[\left(f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \right) \cdot \left(\cos \left(-\frac{2\pi}{3} \right) + j \sin \left(-\frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \Rightarrow$$

$$f_b(t) = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t)$$

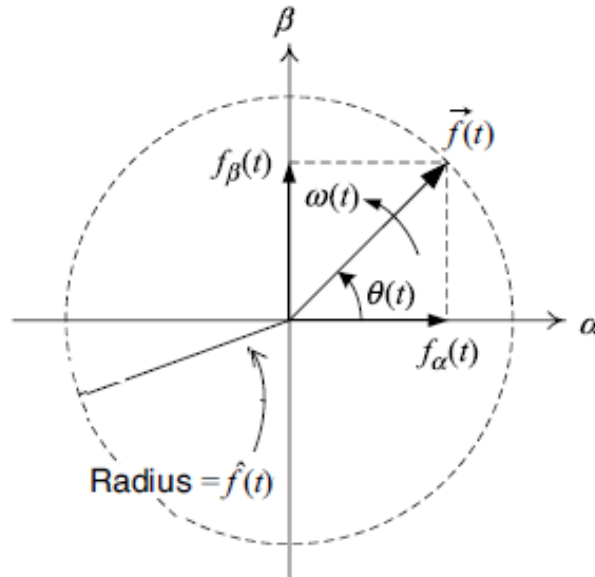
$$f_c(t) = \text{Real} \left[\overrightarrow{f(t)} e^{-j \frac{4\pi}{3}} \right] = \text{Real} \left[\left(f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \right) \cdot \left(\cos \left(-\frac{4\pi}{3} \right) + j \sin \left(-\frac{4\pi}{3} \right) \right) \right] \Rightarrow$$

$$f_c(t) = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t)$$

Με βάση τα παραπάνω η τελική σχέση σε πινακοποιημένη μορφή είναι η παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω τα $f_\alpha(t)$ και $f_\beta(t)$ είναι οι προβολές του Space Phasor $\vec{f}(t)$ πάνω στον πραγματικό και φανταστικό άξονα αντίστοιχα. Ο πραγματικός και ο φανταστικός άξονας ονομάζονται επίσης α-άξονας και β-άξονας. Αυτά παρουσιάζονται στο σχήμα 3.2.



Σχήμα 3.2: Το $\alpha\beta$ -πλαίσιο σε σχέση με τον Space Phasor[6]

Από το παραπάνω σχήμα εποπτικά προκύπτουν οι επόμενες σχέσεις:

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

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

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

$$f_\alpha(t) = \hat{f}(t) \cdot \cos\theta(t)$$

$$f_\beta(t) = \hat{f}(t) \cdot \sin\theta(t)$$

Άρα τα $f_\alpha(t)$ και $f_\beta(t)$ είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου με πλάτος $\hat{f}(t)$ και κυκλική συχνότητα $\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$.

Όταν αναφέρθηκε προηγουμένως με την βοήθεια της έννοιας του Space Phasor είναι πολύ εύκολο σε επίπεδο ελέγχου να γίνουν διάφορες πράξεις σε ένα τριφασικό συμμετρικό σήμα. Ομοίως, λοιπόν, το $\alpha\beta$ -πλαίσιο, που είναι μια ανάλυση αξόνων του Space Phasor, δίνει την δυνατότητα πολύ εύκολα να γίνεται shift τόσο στη φάση όσο και scale στο πλάτος τριφασικών σημάτων. Αν, δηλαδή, υπάρχει ένα τριφασικό abc σήμα ελέγχου και είναι επιθυμητό σε αυτή την τριάδα σημάτων να γίνει ομοιόμορφη μεταβολή τόσο την φάση, όσο και το πλάτος, είναι προτιμότερο να μετατραπεί η συγκεκριμένη συνάρτηση πρώτα σε $\alpha\beta$ -πλαίσιο, να γίνει το αναγκαίο shift και scale και στο τέλος να επαναφερθούν τα νέα σήματα στις abc συνιστώσες τους. Παρόμοια, είναι εύκολο να δημιουργηθούν δύο σήματα $f_\alpha(t)$ και $f_\beta(t)$, τα οποία μέσω κατάλληλων σχέσεων μετασχηματισμού μπορούν να δώσουν ένα τριφασικό συμμετρικό σήμα προκαθορισμένης φάσης και πλάτους.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι τύποι της ισχύος στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Έστω ότι υπάρχουν τα εξής μεγέθη: $\vec{u}(t) = u_\alpha + ju_\beta$ και $\vec{i}(t) = i_\alpha + ji_\beta$. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις για την ισχύ που αποδείχτηκαν σε Space Phasor επίπεδο προκύπτει:

$$\begin{aligned}
 P(t) &= \frac{3}{2} \cdot \text{Real} \left[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t) \right] = \frac{3}{2} \cdot \text{Real} \left[(u_\alpha + ju_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) \right] \Rightarrow \\
 Q(t) &= \frac{3}{2} \cdot \text{Im} \left[\vec{u}(t) \cdot \vec{i}^*(t) \right] = \frac{3}{2} \cdot \text{Im} \left[(u_\alpha + ju_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) \right] \Rightarrow \\
 P(t) &= \frac{3}{2} \cdot \left[u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t) \right] \\
 Q(t) &= \frac{3}{2} \cdot \left[-u_\alpha(t)i_\beta(t) + u_\beta(t)i_\alpha(t) \right]
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

3.4 Παρουσίαση του dq -Πλαισίου

Στη συγκεκριμένη ενότητα αναλύεται το dq -πλαίσιο και εξηγείται η χρησιμότητα του. Στο abc πλαίσιο, οι ελεγκτές πρέπει να έχουν την δυνατότητα καλού tracking ημιτονοειδών κυματομορφών, γεγονός εξαιρετικά δύσκολο και απαιτεί υψηλής τάξης και μεγάλου Bandwidth ελεγκτή. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται το $\alpha\beta$ -πλαίσιο, σύμφωνα με το οποίο μειώνεται ο αριθμός των απαιτούμενων control loops από τρία σε δύο. Δεν απαιτείται tracking τριών abc σημάτων ελέγχου, αλλά αυτά μετασχηματίζονται σε δύο νέα σήματα, τα $\alpha\beta$. Ωστόσο, πάλι και στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο αντιμετωπίζεται το ίδιο πρόβλημα. Τα σήματα αναφοράς, τα feedback και feed-forward σήματα στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο συνεχίζουν να είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου. Και σε αυτή την περίπτωση, για να επιτευχθεί ικανοποιητική απόδοση και μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, οι ελεγκτές θα πρέπει να είναι υψηλής τάξης και το εύρος ζώνης κλειστού βρόχου να είναι αρκετά μεγαλύτερο από την συχνότητα των σημάτων αναφοράς. Συνεπώς, αυτή η διαδικασία είναι αρκετά δύσκολη, πόσο μάλλον όταν η συχνότητα των σημάτων μεταβάλλεται. Το dq -πλαίσιο προσφέρει λύση σε αυτό το ζήτημα. Στο dq -πλαίσιο τα σήματα είναι DC κυματομορφές κάτω από συνθήκες μόνιμης κατάστασης. Αυτό επιτρέπει τη χρήση πολύ πιο απλών ελεγκτών μικρότερης τάξης (για παράδειγμα PI ελεγκτής = 1^{ος} τάξεως ελεγκτής). Ακόμα, μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης μπορεί πολύ εύκολα να επιτευχθεί

μέσω ενός ολοκληρωτικού όρου στον ελεγκτή (I όρος του PI ελεγκτή). Άρα μια dq παρουσίαση ενός τριφασικού συστήματος είναι πολύ βολική και κατάλληλη για αναλύσεις και σχεδίαση του ελέγχου. Όλα τα μεταβαλλόμενα μεγέθη με το χρόνο μετατρέπονται σε κατάλληλες σταθερές DC τιμές.

Από τον ορισμό του Space Phasor $\overrightarrow{f(t)}$ προκύπτει το $\alpha\beta$ -πλαίσιο από τη σχέση $\overrightarrow{f(t)} = f_\alpha + jf_\beta$ και στη συνέχεια από το $\alpha\beta$ -πλαίσιο προκύπτει το dq -πλαίσιο μέσω της σχέσης:

$$\mathbf{f}_d + j\mathbf{f}_q = (\mathbf{f}_\alpha + j\mathbf{f}_\beta) \cdot e^{-j\epsilon(t)} \quad (3.12)$$

Η παραπάνω σχέση είναι ισοδύναμη με ένα shift στη φάση του Space Phasor $\overrightarrow{f(t)}$ κατά γωνία $-\epsilon(t)$. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, δηλαδή από το dq στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο, επιτυγχάνεται πολύ εύκολα μέσω της σχέσης:

$$f_\alpha + jf_\beta = (\mathbf{f}_d + j\mathbf{f}_q) \cdot e^{j\epsilon(t)}$$

Για να επισημανθεί η χρησιμότητα του συγκεκριμένου μετασχηματισμού, ας αρχικά υποθεθεί ότι το $\overrightarrow{f(t)}$ έχει την εξής γενική μορφή:

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

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

Όπου $\omega(t)$ είναι η συχνότητα (ενδεχόμενα είναι μεταβαλλόμενη με το χρόνο) και θ_o είναι η αρχική φάση του τριφασικού σήματος που αντιστοιχεί στο $\overrightarrow{f(t)}$. Το $\epsilon(t)$ επιλέγεται ως εξής:

$$\epsilon(t) = \epsilon_o + \int \omega(\tau) d\tau \quad (3.13)$$

Τότε από τις προηγούμενες σχέσεις προκύπτει:

$$f_d + jf_q = (\mathbf{f}_\alpha + j\mathbf{f}_\beta) \cdot e^{-j\epsilon(t)} = \overrightarrow{f(t)} \cdot e^{-j\epsilon(t)}$$

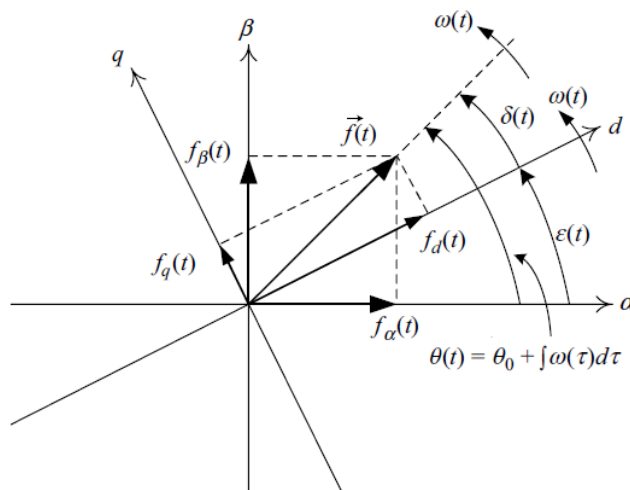
$$f_d + jf_q = \hat{f}(t) \cdot e^{j[\theta_o + \int \omega(\tau) d\tau]} \cdot e^{-j\epsilon_o - j \int \omega(\tau) d\tau}$$

$$\mathbf{f}_d + j\mathbf{f}_q = \hat{\mathbf{f}}(t) \cdot e^{j[\theta_o - \epsilon_o]} \quad (3.14)$$

Η παραπάνω σχέση παρουσιάζει ένα στατικός φασιθέτης, καθώς η φάση του $\theta_o - \epsilon_o$ δεν μεταβάλλεται με το χρόνο, αλλά έχει σταθερή τιμή (δεν περιστρέφεται ο φασιθέτης). Άρα, οι συνιστώσες του dq μετασχηματισμού μιας τριφασικής κυματομορφής είναι DC ποσότητες. Σημειώνεται ότι $\theta(t)$ δεν είναι αναγκαστικά ίσο με $\epsilon(t)$, αλλά υποχρεωτικά πρέπει:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad (3.15)$$

Η εξίσωση 3.15 σημαίνει ότι το σύστημα συντεταγμένων που θα οριστεί, θα περιστρέφεται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα με την οποία περιστρέφεται ο Space Phasor του υπό μελέτη τριφασικού συμμετρικού σήματος. Το Space Phasor $\vec{f}(t)$ αναπαριστάται από τα συστατικά του μέρη f_d και f_q σε ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων με άξονες τα διανύσματα $(1 + 0 \cdot j)e^{j\epsilon(t)}$ και $(0 + 1 \cdot j)e^{j\epsilon(t)}$. Τα διανύσματα $(1 + 0 \cdot j)$ και $(0 + 1 \cdot j)$ καθορίζουν τους άξονες του $\alpha\beta$ -πλαισίου. Άρα το σύστημα συντεταγμένων του dq -πλαισίου περιστρέφεται με $\epsilon(t)$ ως προς το σύστημα συντεταγμένων του $\alpha\beta$ -πλαισίου. Γι' αυτό το dq -πλαίσιο ονομάζεται και περιστρεφόμενο πλαίσιο. Συνήθως η ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αυτή επιλέγεται να είναι ίση με την ταχύτητα περιστροφής του Space Phasor, δηλαδή ίση με την συχνότητα του συστήματος. Σχηματικά απεικονίζεται παρακάτω. (σχήμα 3.3)



Σχήμα 3.3: $\alpha\beta$ και dq σύστημα συντεταγμένων [6]

Με βάση την παραπάνω ανάλυση προκύπτουν τελικά DC ποσότητες, που είναι και ο βασικός στόχος. Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη την ταυτότητα του Euler $e^{j[\cdot]} = \cos[\cdot] + j\sin[\cdot]$, γράφονται τα εξής:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta) \cdot e^{-j\epsilon(t)}$$

$$f_d + jf_q = f_\alpha \cdot \cos(-\epsilon(t)) + jf_\beta \cdot \cos(-\epsilon(t)) + f_\alpha \cdot j\sin(-\epsilon(t)) + j^2 f_\beta \cdot \sin(-\epsilon(t))$$

Εξισώνεται πραγματικό με πραγματικό και φανταστικό με φανταστικό μέρος και προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & \sin(\epsilon(t)) \\ -\sin(\epsilon(t)) & \cos(\epsilon(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}$$

Η παραπάνω σχέση είναι ο μετασχηματισμός από το $\alpha\beta$ στο dq . Το αντίστροφο προκύπτει από την ταυτότητα του Euler και τη σχέση $f_\alpha + jf_\beta = (f_d + jf_q) \cdot e^{j\epsilon(t)}$ και λαμβάνεται η εξής σχέση:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & -\sin(\epsilon(t)) \\ \sin(\epsilon(t)) & \cos(\epsilon(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}$$

Οι παραπάνω σχέσεις, όμως, δεν είναι αρκετές. Προκειμένου να υπάρχει μια πιο ολοκληρωμένη εικόνα πρέπει να προσδιοριστούν οι σχέσεις που οδηγούν αμέσως από το abc στο dq και αντίστροφα, χωρίς να μεσολαβεί το $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Με απλή αντικατάσταση και πολλαπλασιασμό πινάκων μεταξύ των σχέσεων 3.9 και της παραπάνω σχέσης, που εκφράζει το f_{dq} συναρτήσει του $f_{\alpha\beta}$, προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & \cos(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\epsilon(t)) & \sin(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Ομοίως με απλή αντικατάσταση της παραπάνω σχέσης που εκφράζει το $f_{\alpha\beta}$ συναρτήσει του f_{dq} και της σχέσης 3.10 προκύπτει :

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & \sin(\epsilon(t)) \\ \cos(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Όπου το $\epsilon(t)$ έχει τη γνωστή μορφή: $\epsilon(t) = \epsilon_o + \int \omega(\tau) d\tau$

Σύμφωνα με το σχήμα 3.3 μπορούν να προκύψουν οι παρακάτω σχέσεις:

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

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

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

$$\theta(t) = \epsilon(t) + \delta(t)$$

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η αναπαράσταση της ισχύος με βάση το νέο σύστημα συντεταγμένων. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις για τις ισχύες στο Space Phasor και αντικαθιστώντας με $\vec{u}(t) = (u_d + ju_q)e^{j\epsilon(t)}$, $\vec{i}(t) = (i_d + ji_q)e^{j\epsilon(t)}$ προκύπτει:

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{3}{2} \cdot [u_d(t)i_d(t) + u_q(t)i_q(t)] \\ Q(t) &= \frac{3}{2} \cdot [-u_d(t)i_q(t) + u_q(t)i_d(t)] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Είναι πάρα πολύ σημαντικό να παρατηρηθεί ότι αν ο όρος u_q είναι ίσος με το μηδέν τότε οι όροι P και Q είναι ανάλογοι με τους όρους i_d και i_q αντίστοιχα. Αυτή η τόσο ενδιαφέρουσα ιδιότητα θα χρησιμεύσει κατά την σχεδίαση του ελέγχου ενός τριφασικό μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένο στο ηλεκτρικό δίκτυο. (ενότητα 3.5.2)

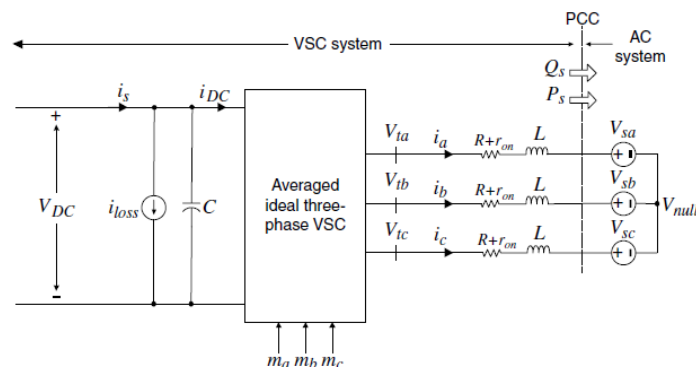
Με βάση το dq μετασχηματισμό όλες οι ποσότητες είναι DC τιμές, γεγονός που είναι αρκετά θετικό για τους ελεγκτές, καθώς αυτοί πλέον δεν χρειάζεται να κάνουν tracking κάποια ημιτονοειδή κυματομορφή. Το $\epsilon(t)$ παρουσιάζει τη γωνία μεταξύ του $\alpha\beta$ και dq πλαισίου και έχει τη μορφή $\epsilon(t) = \epsilon_o + \int \omega(\tau)d\tau$, όπου $\omega(t)$ είναι η συχνότητα και ϵ_o μια σταθερά. Στην ειδική περίπτωση ενός σταθερής-συχνότητας συστήματος, το $\omega(t)$ είναι ίσο με την συχνότητα του AC δικτύου, δηλαδή ίσο με ω_o , άρα $\epsilon(t) = \epsilon_o + \omega_o \cdot t$. Πιο συγκεκριμένα, αυτό που θα εξεταστεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, είναι η σύνδεση ενός μετατροπέα ισχύος στο ηλεκτρικό δίκτυο. Είναι επιθυμητό η ανταλλασσόμενη ενεργός και άεργος ισχύς μεταξύ μετατροπέα και δικτύου να είναι ανάλογη των ρευμάτων i_d και i_q του μετατροπέα προς και από το δίκτυο αντίστοιχα. Αυτό επιτυγχάνεται μόνο όταν επιλέγεται $\epsilon(t)$ (ο σχεδιαστής επιλέγει το $\epsilon(t)$ και τους τύπους μετασχηματισμού) ίσο με τη γωνία του Space Phasor της τάσης του δικτύου (επιτυγχάνεται μέσω χρήσης του Phase-locked-loop PLL). Σε αυτή την περίπτωση εξασφαλίζεται ότι $u_{q-grid} = 0$ και ισχύει ότι αναπτύχθηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

3.5 ΡQ Έλεγχος του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος Συνδεδεμένου σε Δίκτυο που αυτό καθορίζει τη Συχνότητα

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα αναλυθεί ο έλεγχος ενός τριφασικού μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένου σε δίκτυο που αυτό καθορίζει τη συχνότητα. Αναλυτικότερα, το δίκτυο είναι αρκετά μεγάλο και στιβαρό, ώστε αυτό, μέσω των σύγχρονων γεννητριών που διαθέτει, να καθορίζει τη συχνότητα. Ο μετατροπέας δεν μπορεί να επιβάλλει τη συχνότητα στο δίκτυο. Μια περίπτωση επιβολής συχνότητας από τον μετατροπέα ισχύος είναι όταν υπάρχει ένα απομονωμένο φορτίο με ένα μετατροπέας ισχύος που το τροφοδοτεί. Η αγγλική ορολογία πάνω σε αυτό το ζήτημα είναι Grid-Imposed Frequency Voltage Source Converter System. Ο έλεγχος που θα παρουσιαστεί παρακάτω αφορά τη ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος του μετατροπέα από και προς το δίκτυο.

3.5.1 Έλεγχος στο $\alpha\beta$ -Πλαίσιο

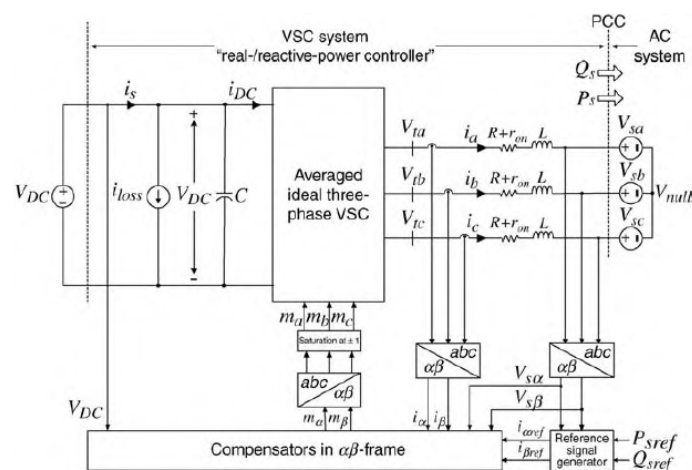
Η δομή του κυκλώματος που θα αναλυθεί παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4. Ο μετατροπέας ισχύος μπορεί να είναι δύο επιπέδων ή και περισσότερων, αλλά στη συγκεκριμένη περίπτωση θα μελετηθεί ο έλεγχος ενός απλού τριφασικού μετατροπέα ισχύος δύο επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιείται κατά κόρον σε εφαρμογές. Στην DC πλευρά του μετατροπέα ισχύος βρίσκεται ένας ισοδύναμος DC-bus πυκνωτής και μία πηγή ρεύματος παράλληλη στην DC πηγή, με την οποία μοντελοποιούνται οι διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Στην AC πλευρά υπάρχει μια αντίσταση R σε σειρά με μία switch on-state αντίσταση r_{on} , με την οποία μοντελοποιούνται οι απώλειες αγωγής του μετατροπέα. Η DC πλευρά μοντελοποιείται με μια σταθερή DC τάση. Κάθε φάση του μετατροπέα συνδέεται στο AC δίκτυο μέσω μίας αντίστασης και ενός πηνίου, $R - L$. Το σύστημα θεωρείται στιβαρό και γι' αυτό αναπαριστάται με μια ιδανική τριφασική πηγή σταθερής συχνότητας. Το σημείο ένωσης του μετατροπέα με το δίκτυο ονομάζεται κοινό σημείο σύνδεσης ή στα αγγλικά Point of Common Coupling (PCC). Στο σημείο αυτό γίνεται η ανταλλαγή ενεργού και αέργου ισχύος μεταξύ του μετατροπέα ισχύος και του δικτύου.



Σχήμα 3.4: Σχηματική Αναπαράσταση του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος Συνδεδεμένου στο Δίκτυο [6]

Η υπό μελέτη στρατηγική ελέγχου ρυθμίζει τη στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ που παραδίδει ο μετατροπέας ισχύος στο σύστημα, $P_s(t)$ και $Q_s(t)$. Μια πρώτη μέθοδος ελέγχου είναι η λεγόμενη Voltage-Mode-Control, η οποία βασίζεται στην εξής λογική: ο έλεγχος της διακινούμενης ενεργού και άεργου ισχύος γίνεται μέσω του ελέγχου της φάσης και του πλάτους της τάσης του μετατροπέα στην AC πλευρά του, συγκριτικά με την τάση στο PCC σημείο. Πιο συγκεκριμένα, το $P_s(t)$ ρυθμίζεται κατά κύριο λόγο μέσω της διαφοράς της γωνίας μεταξύ V_{t-abc} και V_{s-abc} , ενώ το $Q_s(t)$ μέσω του πλάτους της V_{t-abc} συγκριτικά με το πλάτος της V_{s-abc} . Αναγκαία προϋπόθεση της συγκεκριμένης μεθόδου είναι το πλάτος και η φάση της τάσης V_{t-abc} να αρκετά κοντά στο πλάτος και τη φάση της τάσης V_{s-abc} αντίστοιχα, γιατί μόνο τότε τα $P_s(t)$ και $Q_s(t)$ είναι αποσυζευγμένα (decoupled) και κατά συνέπεια μπορούν να ελεγχθούν από δύο ανεξάρτητους ελεγκτές. Η μέθοδος του Voltage-Mode-Control έχει χρησιμότητα, γιατί πάντα οι τάσεις V_{t-abc} και V_{s-abc} , σαν φασιδέτες, είναι πολύ κοντά μεταξύ τους. Ο συγκεκριμένος έλεγχος είναι πολύ απλός και έχει ελάχιστα control loops. Ωστόσο, επειδή ελέγχεται η τάση και όχι το ρεύμα, ο μετατροπέας δεν θα είναι προστατευμένος από ενδεχόμενα overcurrents που μπορεί να καταστρέψουν τα ηλεκτρονικά ισχύος. Η στρατηγική αυτή ελέγχου δεν προτιμάται στην πράξη, σε αντίθεση με την στρατηγική ελέγχου που θα παρουσιαστεί παρακάτω, η οποία χρησιμοποιείται κατά κόρον.

Η δεύτερη στρατηγική είναι προσανατολισμένη στον έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος που διακινείται από το μετατροπέα μέσω του ελέγχου του ρεύματος, Current-Mode-Control. Σε αυτή τη προσέγγιση ελέγχεται το AC-side ρεύμα μέσω της τερματικής τάσης του μετατροπέα V_{t-abc} . Δηλαδή, ενώ πριν αποφασίζονταν πόση πρέπει να είναι η επιθυμητή τάση στην πλευρά του μετατροπέα για να διακινείται συγκεκριμένη ποσότητα ισχύος (δηλαδή συγκρίνονταν η V_{t-abc} με την επιθυμητή τάση και μηδενίζονταν το σφάλμα), τώρα ρυθμίζεται το ρεύμα που πρέπει να υπάρχει για να διακινείται η προσυμφωνημένη ποσότητα ισχύος (δηλαδή συγκρίνεται το i_{abc} με το επιθυμητό και μηδενίζεται το σφάλμα). Στην δεύτερη περίπτωση η τάση V_{t-abc} αλλάζει έμμεσα. Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται μια μακροσκοπική μορφή αυτού του ελέγχου.



Σχήμα 3.5: Σχηματική Αναπαράσταση του Ελέγχου Ενεργού και Αέργου Ισχύος μέσω Ελέγχου Ρεύματος [6]

Η ισχύς που διακινείται μετριέται μέσω του ρεύματος που διέρχεται και της τάσης στο PCC σημείο. Λόγω του current control ο μετατροπέας είναι προστατευμένος ενάντια σε πιθανές απότομες χροστικές συνιστώσες ρεύματος. Ακόμη, υπάρχει μεγαλύτερη ακρίβεια στον έλεγχο, όταν υιοθετείται η συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου. Σύμφωνα με το σχήμα 3.5, ο έλεγχος γίνεται στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο και οι ισχύς $P_s(t)$ και $Q_s(t)$ ελέγχονται από τα ρεύματα γραμμής $i_\alpha(t)$ και $i_\beta(t)$. Όλα τα σήματα πρώτα μετασχηματίζονται στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο και μετά επεξεργάζονται από τους ελεγκτές. Στο τέλος, τα σήματα ελέγχου αναγκαστικά μετασχηματίζονται ξανά στις abc συνιστώσες τους, προκειμένου να δημιουργηθούν τα ημίτονα αναφοράς που ελέγχουν τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος. Για να προστατεύεται ο μετατροπέας, τα σήματα αναφοράς $i_{\alpha-ref}$ και $i_{\beta-ref}$ περιορίζονται μέσω saturation blocks.

Παρακάτω παρουσιάζεται η δυναμική του παραπάνω μοντέλου στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Η συμμετρική τριφασική τάση του AC συστήματος είναι:

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

Όπου \hat{V}_s είναι το πλάτος της φασικής τάσης (γραμμή-ουδέτερος), ω_o είναι η σταθερή συχνότητα του δικτύου και θ_o είναι η αρχική φάση. Το τριφασικό αυτό σήμα της τάσης μετασχηματίζεται στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Η ενεργός και άεργος ισχύς δίνεται από τις σχέσεις που αποδείχτηκαν στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο:

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2} [V_{s\alpha}(t)i_\alpha(t) + V_{s\beta}(t)i_\beta(t)] \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2} [-V_{s\alpha}(t)i_\beta(t) + V_{s\beta}(t)i_\alpha(t)] \end{aligned}$$

Όπου $V_{s\alpha}$ και $V_{s\beta}$ είναι τα $\alpha\beta$ συστατικά μέρη της τριφασικής τάσης του δικτύου, και κατά συνέπεια είναι σταθερές αμετάβλητες τιμές. Γι' αυτό σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις για τις ισχύες, αφού τα $V_{s\alpha}$ και $V_{s\beta}$ δεν μπορούν να ελεγχθούν από την σχεδιαστή του μετατροπέα ισχύος, ο έλεγχος των ισχύων αυτών γίνεται αναγκαστικά μέσω της μεταβολής του ρεύματος. Λύνοντας τις δύο παραπάνω σχέσεις ως προς τα ρεύματα προκύπτει:

$$\begin{aligned} i_{\alpha-ref}(t) &= \frac{2}{3} \frac{V_{s\alpha}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \cdot P_{sref}(t) + \frac{2}{3} \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \cdot Q_{sref}(t) \\ i_{\beta-ref}(t) &= \frac{2}{3} \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \cdot P_{sref}(t) - \frac{2}{3} \frac{V_{s\alpha}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \cdot Q_{sref}(t) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Αν, λοιπόν, μέσω του συστήματος ελέγχου εξασφαλίζεται γρήγορο tracking των $i_\alpha \approx i_{\alpha-ref}$ και $i_\beta \approx i_{\beta-ref}$, τότε θα υπάρχει γρήγορο tracking και στις ισχύς, $P_s \approx P_{sref}$ και $Q_s \approx Q_{sref}$. Ο έλεγχος των $P_s(t)$ και $Q_s(t)$ είναι ανεξάρτητος, γεγονός αρκετά

βοηθητικό στον σχεδιασμό του ελεγκτή. Ανεξάρτητος έλεγχος σημαίνει ότι η τιμή του ενός δεν επηρεάζει το άλλο και αντίστροφα. Μπορεί να επιλεγεί οποιοσδήποτε συνδυασμός P_{sref} και Q_{sref} και να βρεθούν τα κατάλληλα ρεύματα που να εξασφαλίζουν αυτό το συνδυασμό.

Παρακάτω παρουσιάζεται το δυναμικό μοντέλο της AC πλευράς του τριφασικού μετατροπέα ισχύος: (Χρησιμοποιείται ο Νόμος Τάσεων Kirchhoff στο σχήμα 3.4)

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_a + V_{ta} - V_{sa} - V_{null} \\ L \frac{di_b}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_b + V_{tb} - V_{sb} - V_{null} \quad \Rightarrow \\ L \frac{di_c}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_c + V_{tc} - V_{sc} - V_{null} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{2}{3}e^{j0}\right) \cdot L \frac{di_a}{dt} &= \left(- (R + r_{on}) \cdot i_a + V_{ta} - V_{sa} - V_{null}\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j0}\right) \\ \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}\right) \cdot L \frac{di_b}{dt} &= \left(- (R + r_{on}) \cdot i_b + V_{tb} - V_{sb} - V_{null}\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}\right) \quad \Rightarrow \\ \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \cdot L \frac{di_c}{dt} &= \left(- (R + r_{on}) \cdot i_c + V_{tc} - V_{sc} - V_{null}\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \end{aligned}$$

Προστίθενται οι παραπάνω σχέσεις κατά στήλη και γνωρίζοντας ότι $e^{j0} + e^{j2\pi/3} + e^{j4\pi/3} = 0$, προκύπτει ότι ο όρος με το V_{null} μηδενίζεται. Τελικά, σε Space Phasor αναπαράσταση ισχύει:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(\mathbf{R} + r_{on}) \cdot \vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s \quad (3.20)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις $\vec{i} = i_\alpha + j i_\beta$, $\vec{V}_t = V_{t\alpha} + j V_{t\beta}$, $\vec{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta}$ και χωρίζοντας πραγματικό με πραγματικό και φανταστικό με φανταστικό μέρος προκύπτει:

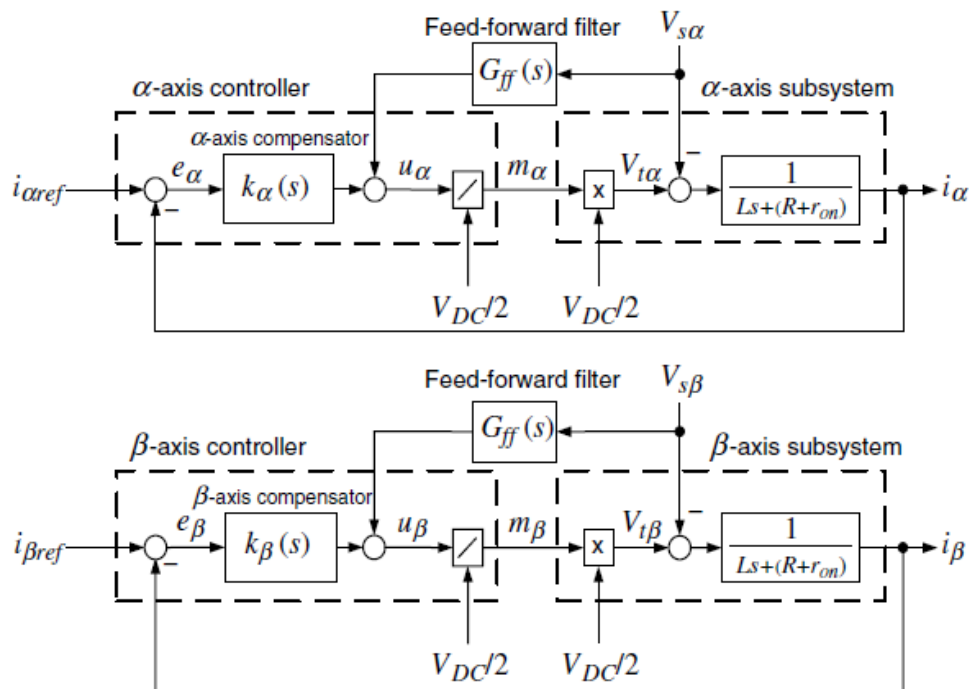
$$\begin{aligned} L \frac{di_\alpha}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_\alpha + V_{t\alpha} - V_{s\alpha} \\ L \frac{di_\beta}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_\beta + V_{t\beta} - V_{s\beta} \end{aligned}$$

Ο έλεγχος του αντιστροφέα γίνεται μέσω μιας τριάδας ημιτονικών σημάτων m_{abc} , τα οποία συγκρίνονται με ένα περιοδικό τριγωνικό παλμό και δημιουργούν τετραγωνικούς παλμούς, οι οποίοι εν τέλη οδηγούν την διάταξη. Το m_a είναι ένα ημίτονο πλάτους $0 \leq Amplitude \leq 1$ και φάσης $\theta(t)$, το m_b είναι ένα ημίτονο πλάτους $0 \leq Amplitude \leq 1$ και φάσης $\theta(t) - \frac{2\pi}{3}$ και το m_c είναι ένα ημίτονο πλάτους $0 \leq Amplitude \leq 1$ και φάσης $\theta(t) - \frac{4\pi}{3}$. Κάθε στιγμή τα τρία αυτά σήματα έχουν το ίδιο πλάτος, αλλά η φάση τους

διαφέρει κατά 120 μοίρες. Ουσιαστικά πρόκειται για μια τριφασική συμμετρική πηγή, αλλά με μικρό πλάτος, το οποίο περιορίζεται σε τιμές μικρότερες της μονάδος. Είναι πολύ σημαντικό να τονιστεί η σχέση που εκφράζει την τάση στον τερματικό κόμβο του μετατροπέα ισχύος από την AC πλευρά του: $V_{tabc}(t) = m_{abc}(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$, η οποία ισοδυναμεί με τις τρεις παρακάτω σχέσεις: $V_{ta}(t) = m_a(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$, $V_{tb}(t) = m_b(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$, $V_{tc}(t) = m_c(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$. Άρα αλλάζοντας τα σήματα m_{abc} , αλλάζει η τάση εξόδου V_{tabc} . Και οι δύο αυτές συναρτήσεις, m_{abc} και V_{tabc} , αποτελούν ένα σύμπλεγμα σημάτων συμμετρικής τριφασικής πηγής, επομένως μπορεί να οριστεί ο Space Phasor τους και ο μετασχηματισμός τους στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Δηλαδή, ισχύουν οι τύποι: $\vec{V}_t(t) = \vec{m}(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2} \Rightarrow V_{t\alpha} + jV_{t\beta} = (m_\alpha + jm_{t\beta}) \cdot \frac{V_{DC}}{2} \Rightarrow V_{t\alpha} = m_\alpha \cdot \frac{V_{DC}}{2}$ και $V_{t\beta} = m_\beta \cdot \frac{V_{DC}}{2}$. Χρησιμοποιώντας όλα τα παραπάνω, αντικαθιστώντας τις μεταβλητές και χωρίζοντας πραγματικό με πραγματικό και φανταστικό με φανταστικό μέρος προκύπτει:

$$\begin{aligned} L \frac{di_\alpha}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_\alpha + \frac{V_{DC}}{2} \cdot m_\alpha - V_{s\alpha} \\ L \frac{di_\beta}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_\beta + \frac{V_{DC}}{2} \cdot m_\beta - V_{s\beta} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Οι παραπάνω σχέσεις είναι αρκετά σημαντικές για τον σχεδιασμό του PQ ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Με βάση τις σχέσεις αυτές μοντελοποιήθηκε ο έλεγχος, σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα. (σχήμα 3.6)



Σχήμα 3.6: Control Loop του Ρεύματος του Τριφασικού Μετατροπέα [6]

Το παραπάνω σύστημα (σχήμα 3.6) αντιστοιχεί πλήρως στις σχέσεις 3.21. Παρατηρείται ότι υπάρχουν δύο ανεξάρτητα υποσυστήματα, ένα για την κάθε σχέση. Το τελευταίο Block του παραπάνω συστήματος έχει σαν είσοδο τη μεταβλητή $V_{t\alpha} - V_{s\alpha}$, σαν συνάρτηση μεταφοράς την $1/(Ls + (R + r_{on}))$ και σαν έξοδο την συνιστώσα του ρεύματος i_{α} . Μέσω αυτού του Block ουσιαστικά μοντελοποιείται το σύστημα μετατροπέας ισχύος-δίκτυο. Η συνιστώσα ρεύματος συγκρίνεται με την reference τιμή της, και το σφάλμα αυτό τροφοδοτείται στον ελεγκτή $k_{\alpha}(s)$, ο οποίος έχει σκοπό να μηδενίσει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης (μέσω I ολοκληρωτικού όρου). Στο σήμα εξόδου του ελεγκτή προστίθεται ένα feed-forward σήμα της α συνιστώσας της τάσης του δικτύου (το σήμα αυτό φιλτράρεται από ένα feed-forward φίλτρο της μορφής $1/(1 + Ts)$, το οποίο φιλτράρει υψηλές συχνότητες και επιπλέον προσομοιώνει την καθυστέρηση των μετρητικών οργάνων). Το feed-forward αυτό σήμα είναι αναγκαίο, γιατί στην αρχική κατάσταση το σύστημα είναι σε μηδενισμό (όλα τα σήματα ελέγχου είναι μηδενισμένα), δηλαδή το V_t που παράγεται από τον αντιστροφέα είναι μηδέν. Αντίθετα, το V_s έχει μια αρχική θετική τιμή και επομένως, θα συμβεί ένα τεράστιο μεταβατικό όταν συνδεθεί ο μετατροπέας στο δίκτυο και το V_t θα χρειαστεί να λάβει την κατάλληλη τιμή (που αυτή η κατάλληλη τιμή, όπως έχει αναφερθεί, θα είναι σίγουρα κοντά στην τιμή του V_s). Επομένως είναι προτιμότερο το V_t να έχει αρχική τιμή την V_s , πριν την σύνδεση του μετατροπέα ισχύος, πάρα να είναι μηδέν. Αυτή είναι όλη η ουσία της τεχνικής feed-forward. Η διαίρεση με το $\div V_{DC}/2$ γίνεται για να αντισταθμίσει το $*V_{DC}/2$, που είναι ενδογενές χαρακτηριστικό του μετατροπέα και συνδέει τα μεγέθη V_t και m .

Το παραπάνω Control Loop Diagram (σχήμα 3.6) παρουσιάζει τον PQ ελεγκτή μέσω ελέγχου ρεύματος της διάταξης σε $\alpha\beta$ -πλαίσιο. Το σύστημα ελέγχου αποτελείται από δύο υποσυστήματα, ένα για τον α άξονα και ένα για τον β άξονα. Τα δύο αυτά υποσυστήματα είναι αποσυνδεδεμένα και μπορούν να ελεγχθούν ανεξάρτητα, και αυτό φαίνεται παραπάνω γιατί μία αλλαγή στο ένα reference δεν επιβάλλει καμία αλλαγή στο άλλο σύστημα. Οι reference εντολές $i_{\alpha-ref}$ και $i_{\beta-ref}$ προκύπτουν μέσω από τις σχέσεις 3.19, οι οποίες υπολογίζουν τις συνιστώσες του ρεύματος που απαιτείται προκειμένου να ανταλλάσσονται οι επιθυμητές τιμές ισχύος μεταξύ μετατροπέα και δικτύου. Αφού V_{sabc} (=δίκτυο) είναι ημιτονοειδής κυματομορφή, συνεπάγεται ότι όλα τα μεγέθη ($V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, $i_{\alpha-ref}$, $i_{\beta-ref}$ κ.τ.λ.) είναι επίσης ημιτονοειδής συναρτήσεις. Προκειμένου να εξασφαλιστεί αποδοτικό tracking αυτών των ημιτονοειδών κυματομορφών με μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, το bandwidth του κλειστού βρόγχου ελέγχου πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερο της συχνότητας του AC δικτύου (50Hz) και ο ελεγκτής αυτός ($k_{\alpha}(s)$ και $k_{\beta}(s)$) να είναι υψηλής τάξης.

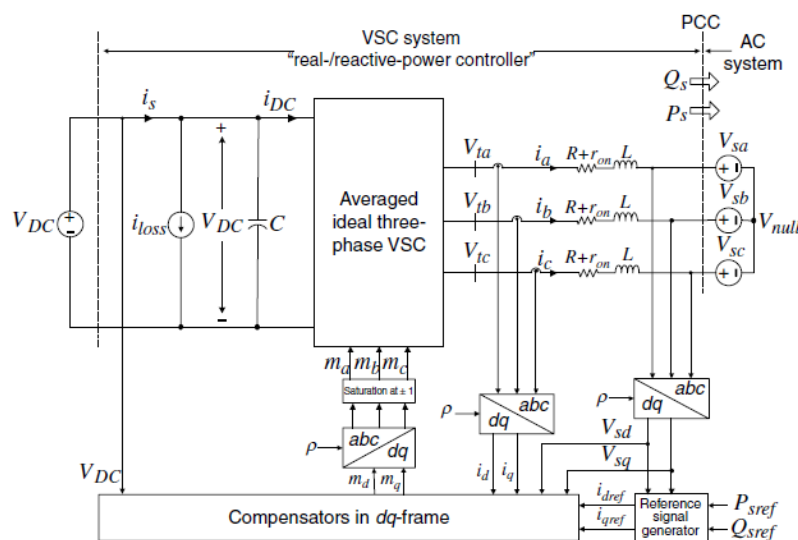
3.5.2 Έλεγχος στο dq -Πλαίσιο

Προηγουμένως, παρουσιάστηκε ο έλεγχος στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, ο οποίος ταυτίζεται σε σημεία με κάποιον έλεγχο στο abc -πλαίσιο. Τα πλεονεκτήματα του ελέγχου στο $\alpha\beta$ πλαίσιο επιγραμματικά είναι τα παρακάτω. Στο $\alpha\beta$ πλαίσιο υπάρχουν δύο αντί για τρία υποσυστήματα που πρέπει να ελεγχθούν, επομένως απλοποιείται το μοντέλο ελέγχου. Ακόμη, το $\alpha\beta$ πλαίσιο προσφέρει έναν decoupled έλεγχο της ενεργού και της αέργου ισχύος που ανταλλάσσεται μεταξύ του μετατροπέα και του δικτύου. Ωστόσο, τα feedback σήματα, τα feed-forward σήματα και όλες οι μεταβλητές ελέγχου είναι ημιτονικές συναρτήσεις του

χρόνου, κάτι το οποίο δημιουργεί την ανάγκη χρησιμοποίησης πολύπλοκων ελεγκτών. Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, μελετάται ο έλεγχος στο dq -πλαίσιο, το οποίο έχει όλα τα πλεονεκτήματα του ελέγχου στο $\alpha\beta$ πλαίσιο (δηλαδή υπάρχουν δύο υποσυστήματα αντί για τρία και είναι decoupled ο έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος), αλλά, επίσης, υπάρχει και το τεράστιο πλεονέκτημα ότι όλες οι μεταβλητές είναι DC τιμές, γεγονός που ευνοεί σημαντικά τη σχεδίαση του ελεγκτή. Πιο συγκεκριμένα, για να επιτευχθεί μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο $\alpha\beta$ πλαίσιο απαιτούνταν περίπλοκοι ελεγκτές πολλών πόλων και μηδενικών, αντίθετα στο dq -πλαίσιο, που όλες οι μεταβλητές είναι DC τιμές, το μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης εξασφαλίζεται με τη χρήση ενός ολοκληρωτικού όρου μέσα στον ελεγκτή (δηλαδή έναν I όρο). Βέβαια, η χρήση του dq -πλαισίου στον έλεγχο απαιτεί την σχεδίαση ενός μηχανισμού συγχρονισμού δικτύου και μετατροπέα, το λεγόμενο Phase-Lock-Loop (PLL), αυτό το γεγονός μπορεί να θεωρηθεί ως το μοναδικό μειονέκτημα στην υλοποίηση του ελέγχου στο dq -πλαίσιο.

Το διάγραμμα του μετατροπέα συνδεδεμένου στο δίκτυο παρουσιάζεται στην εικόνα 3.4. Μια στρατηγική ελέγχου είναι η Voltage-Mode-Control, κατά την οποία επιλέγεται η κατάλληλη τάση στην έξοδο του μετατροπέα, προκειμένου να διακινούνται οι επιθυμητές ποσότητες ισχύος. Δεν θεωρείται καλή στρατηγική ελέγχου, γιατί, παρά την απλότητα της, δεν παρουσιάζεται κανένας έλεγχος στο ρεύμα, γεγονός ανεπιθύμητο καθώς πιθανά overcurrents μπορεί να καταστρέψουν τον μετατροπέα ισχύος.

Η σωστή επιλογή είναι ο Current-Mode ελεγκτής. Σε αυτή τη προσέγγιση ελέγχεται το AC-side ρεύμα της διάταξης μέσω της τερματικής τάσης του μετατροπέα V_{t-abc} . (σχήμα 3.7)



Σχήμα 3.7: Σχηματική Αναπαράσταση του Ελέγχου Ενεργού και Αέργου Ισχύος μέσω Ελέγχου Ρεύματος [6]

Λόγω του current control ο μετατροπέας είναι προστατευμένος ενάντια σε πιθανές απότομες χροστικές συνιστώσες ρεύματος. Ακόμη, υπάρχει μεγαλύτερη ακρίβεια στον έλεγχο, όταν υιοθετείται αυτή η τεχνική του Current-Mode ελεγκτή.

Παρακάτω παρουσιάζεται η δυναμική απόκριση του παραπάνω μοντέλου στο dq -πλαίσιο. Η συμμετρική τριφασική τάση στο AC συστήματος είναι:

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

Όπου \hat{V}_s είναι η το πλάτος της φασικής τάσης (γραμμική-ουδέτερος), ω_o είναι η σταθερή συχνότητα του δικτύου και θ_o είναι η αρχική φάση. Το παραπάνω τριφασικό σήμα τάσης μετασχηματίζεται σε Space Phasor και στη συνέχεια ανάγεται στο dq -πλαίσιο.

$$\begin{aligned} \left(\frac{2}{3}e^{j0}\right) \cdot V_{sa}(t) &= \left(\hat{V}_s \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o)\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j0}\right) \\ \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}\right) \cdot V_{sb}(t) &= \left(\hat{V}_s \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o - \frac{2\pi}{3})\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}\right) \Rightarrow \\ \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \cdot V_{sc}(t) &= \left(\hat{V}_s \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o - \frac{4\pi}{3})\right) \cdot \left(\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \end{aligned}$$

Προστίθενται κατά μέλη οι παραπάνω εξισώσεις και προκύπτει το αντίστοιχο Space Phasor της τριφασικής πηγής τάσης.

$$\overrightarrow{V_s(t)} = \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o)}$$

Στη συνέχεια εφαρμόζεται ο Νόμος Τάσεων Kirchhoff για κάθε φάση του συστήματος και μέσω των τριών εξισώσεων που προκύπτουν λαμβάνεται η τελική εξίσωση σε επίπεδο Space Phasor, η οποία περιγράφει το σύστημα. Αυτή η ανάλυση παρουσιάστηκε και στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο, γι' αυτό στο συγκεκριμένο σημείο παρατίθεται μόνο ο τελικός τύπος:

$$L \frac{d\overrightarrow{i}}{dt} = -(\mathbf{R} + r_{on}) \cdot \overrightarrow{i} + \overrightarrow{V}_t - \overrightarrow{V}_s \quad (3.22)$$

Στη συνέχεια πρέπει να εκφραστεί η παραπάνω δυναμική σχέση του συστήματος στο dq -πλαίσιο. Για να γίνει αυτό χρησιμοποιούνται οι μετασχηματισμοί από Space Phasor σε dq και επιλέγεται ως γωνία μετασχηματισμού, η γωνία $\rho(t)$ (η τιμή της παρουσιάζεται παρακάτω). Δηλαδή: $i_d + ji_q = \overrightarrow{i(t)}e^{-j\rho(t)}$, $V_{td} + jV_{tq} = \overrightarrow{V}_t(t)e^{-j\rho(t)}$, $V_{sd} + jV_{sq} = \overrightarrow{V}_s(t)e^{-j\rho(t)}$. Επομένως, προκύπτει:

$$L \frac{d(i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)})}{dt} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)}) + (V_{tdq} \cdot e^{j\rho(t)}) - \overrightarrow{V}_s \Rightarrow$$

$$L \frac{d(i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)})}{dt} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)}) + (V_{tdq} \cdot e^{j\rho(t)}) - \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o)} \Rightarrow$$

$$L \frac{d(i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)})}{dt} \cdot e^{-j\rho(t)} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq}) + (V_{tdq}) - \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho(t))} \Rightarrow$$

$$L \frac{d(i_{dq} \cdot e^{j\rho(t)})}{dt} \cdot e^{-j\rho(t)} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq}) + (V_{tdq}) - \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho(t))} \Rightarrow$$

$$L \frac{d(i_{dq})}{dt} \cdot e^{j\rho(t)} \cdot e^{-j\rho(t)} + jL \cdot (i_{dq}) \frac{d\rho(t)}{dt} \cdot e^{j\rho(t)} \cdot e^{-j\rho(t)} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq}) \\ + (V_{tdq}) - \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho(t))} \Rightarrow$$

$$L \frac{d(i_{dq})}{dt} + jL \cdot (i_{dq}) \frac{d\rho(t)}{dt} = -(R + r_{on}) \cdot (i_{dq}) + (V_{tdq}) - \hat{V}_s \cdot e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho(t))}$$

Γράφοντας κάθε όρο σε μορφή μιγαδικού, χρησιμοποιώντας τον τύπο του Euler $e^{j[\cdot]} = \cos[\cdot] + j\sin[\cdot]$ και χωρίζοντας πραγματικό με πραγματικό και φανταστικό με φανταστικό μέρος προκύπτει:

$$L \frac{di_d}{dt} = L \frac{d\rho(t)}{dt} \cdot i_q - (R + r_{on}) \cdot i_d + V_{td} - \hat{V}_s \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o - \rho(t)) \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \frac{d\rho(t)}{dt} \cdot i_d - (R + r_{on}) \cdot i_q + V_{tq} - \hat{V}_s \cdot \sin(\omega_o t + \theta_o - \rho(t))$$

Το παραπάνω σύστημα που περιγράφεται δεν είναι γραμμικό (μεταβλητές είναι τα i_q , i_d , ρ), καθώς περιλαμβάνει τους όρους $\frac{d\rho}{dt} \cdot i_d$, $\frac{d\rho}{dt} \cdot i_q$, $\cos(\omega_o t + \theta_o - \rho)$, $\sin(\omega_o t + \theta_o - \rho)$.

Η χρησιμότητα του dq -πλασίου εξαρτάται αποκλειστικά από τη σωστή επιλογή του $\rho(t)$. Η κατάλληλη επιλογή είναι η $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o = \theta(t) = \mathbf{Grid's Phase}$. Σε αυτή την περίπτωση, οι εξισώσεις λαμβάνουν την παρακάτω μορφή:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_o \cdot i_q - (R + r_{on}) \cdot i_d + V_{td} - \hat{V}_s \\ L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_o \cdot i_d - (R + r_{on}) \cdot i_q + V_{tq} \quad (3.23)$$

Το παραπάνω σύστημα είναι ένα γραμμικό σύστημα δευτέρας τάξης με είσοδο την DC τιμή \hat{V}_s . Αφού η \hat{V}_s είναι DC τιμή, τότε και οι V_{td} , V_{tq} είναι DC τιμές κατά την διάρκεια της μόνιμης και της μεταβατικής κατάστασης. Ακόμα οι μεταβλητές i_d και i_q είναι επίσης DC τιμές κατά την διάρκεια μόνιμης κατάστασης, όμως, κατά το μεταβατικό φαινόμενο, οι τιμές αυτές μεταβάλλονται μέχρι να ισορροπήσουν σε μια νέα DC τιμή (μια νέα μόνιμη κατάσταση). Ο μηχανισμός που φροντίζει ώστε κάθε στιγμή $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o = \text{Grid's Phase}$ ονομάζεται PLL. Πρακτικά, το να διατηρείται $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o$ ισοδυναμεί με το να διατηρείται συνεχώς το $V_{sq} = 0$, γι' αυτό ο μηχανισμός PLL θα μπορούσε να κατασκευαστεί με τη χρήση ενός PI ελεγκτή, ο οποίος θα δέχεται στην είσοδο του το σφάλμα μεταξύ του V_{sq} και του μηδενός. Στη βιβλιογραφία υπάρχουν πολλές εναλλακτικές μορφές σχεδίασης PLL ελεγκτών [10], [11].

Όσον αφορά τον έλεγχο της ενεργού και αέργου ισχύος που ανταλλάσσεται μεταξύ μετατροπέα και δικτύου στο dq -πλαίσιο ισχύουν οι παρακάτω τύποι σημείο κοινής σύνδεσης (ΣΚΣ):

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)] \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)] \end{aligned} \quad (3.24)$$

Όπου V_{sd} και V_{sq} είναι οι dq συνιστώσες της τάσης του δικτύου. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, το PLL εξασφαλίζει κάθε στιγμή $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o$, γεγονός που συνεπάγεται ότι η q συνιστώσα της τάσης του δικτύου στο PCC είναι μηδενική, δηλαδή $V_{sq} = 0$. Τότε οι παραπάνω σχέσεις μεταβάλλονται ως εξής:

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t)] \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t)] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Παρατηρείται ότι το $P_s(t)$ και το $Q_s(t)$ μπορούν να ελεγχθούν αποκλειστικά από το $i_d(t)$ και το $i_q(t)$ αντίστοιχα. Δηλαδή :

$$\begin{aligned} i_{dref}(t) &= \frac{2}{3V_{sd}} \cdot P_{sref}(t) \\ i_{qref}(t) &= -\frac{2}{3V_{sd}} \cdot Q_{sref}(t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Το σύστημα ελέγχου μπορεί να προσφέρει πολύ γρήγορο tracking, τέτοιο ώστε $i_d \approx i_{dref}$ και $i_q \approx i_{qref}$ που ισοδυναμεί με $P_s \approx P_{sref}$ και $Q_s \approx Q_{sref}$, με την χρήση ενός απλού PI ελεγκτή. Ο έλεγχος των P_s και Q_s είναι ανεξάρτητος ο ένας με τον άλλο. Σε μόνιμη κατάσταση όλα αυτά τα μεγέθη που παρουσιάζονται στην εξίσωση 3.26 είναι DC μεταβλητές.

Ο έλεγχος βασίζεται στη σχέση 3.23 (μέσω του PLL εξασφαλίζεται ότι $V_{sq} = 0$). Ακόμη, με την ίδια λογική που εξηγήθηκε στο $\alpha\beta$ -πλαίσιο, ισχύει η σχέση για το τριφασικό σήμα $V_{tabc} = m_{abc}(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$, η οποία μετατρέπεται σε Space Phasor και στη συνέχεια μετασχηματίζεται στο dq -πλαίσιο.

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

Η σχέση 3.23 περιγράφει το δυναμικό σύστημα μετά την κατάλληλη επιλογή PLL, το οποίο διατηρεί συνεχώς $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o \iff V_{sq} = 0$. Για να αναλυθούν τα δυναμικά του συστήματος χρησιμοποιούνται οι παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega_o \cdot i_q - (R + r_{on}) \cdot i_d + V_{td} - V_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega_o \cdot i_d - (R + r_{on}) \cdot i_q + V_{tq} - V_{sq} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Όπου η κατάλληλη επιλογή του $\rho(t)$ οδηγεί σε $V_{sq} = 0$ και $V_{sd} = \hat{V}_s$. Η σχέση 3.27 δείχνει ότι οι εξισώσεις των i_d και i_q είναι συζευγμένες, δηλαδή υπάρχουν οι όροι των i_d , i_q και στις δύο εξισώσεις, γεγονός που δυσκολεύει την ανάλυση. Ο μόνος τρόπος για να εξαλειφθούν οι όροι $L\omega_o i_{dq}$ που δυσκολεύουν την ανάλυση είναι να γίνει το εξής: Τα V_{sdq} είναι οι εισοδοί του συστήματος που προφανώς δεν μπορούν να ελεγχθούν, τα i_{dq} είναι μεταβλητές κατάστασης, το μόνο, λοιπόν, που μένει να ελεγχθεί είναι τα V_{tdq} και πιο συγκεκριμένα τα m_{dq} . Επομένως, μέσω των m_{dq} ελέγχονται οι δυναμικές εξισώσεις του συστήματος. Με αντικατάσταση οι παραπάνω εξισώσεις γίνονται:

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= L\omega_o \cdot i_q - (R + r_{on}) \cdot i_d + m_d(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2} - V_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega_o \cdot i_d - (R + r_{on}) \cdot i_q + m_q(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2} - V_{sq} \end{aligned}$$

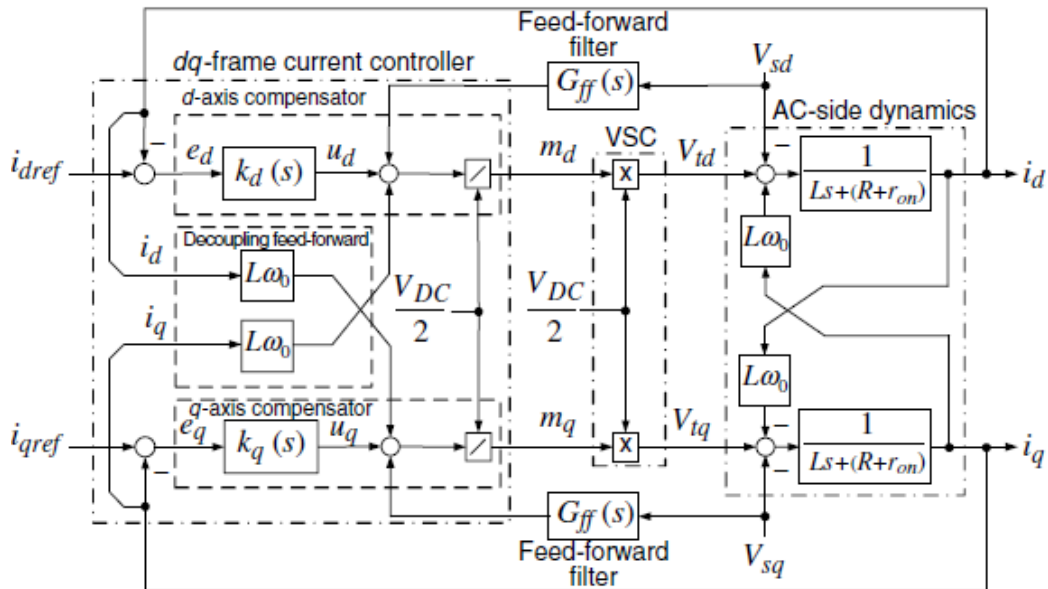
Για να γίνει αποσύζευξη των δυναμικών εξισώσεων αρκεί να κατασκευαστούν με συγκεκριμένο τρόπο τα σήματα ελέγχου. Αν κατασκευαστούν τα m_{dq} με τον τρόπο που παρουσιάζεται παρακάτω, τότε μπορεί να γίνει αποσύζευξη των εξισώσεων.

$$\begin{aligned} m_d &= \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_o \cdot i_q + V_{sd}) \\ m_q &= \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_o \cdot i_d + V_{sq}) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Όπου u_d , u_q είναι δύο νέα σήματα ελέγχου. Κάνοντας αντικατάσταση όλων των εξισώσεων προκύπτουν οι παρακάτω τελικές σχέσεις:

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_d + u_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -(R + r_{on}) \cdot i_q + u_q \end{aligned} \quad (3.29)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις είναι αποσυζευγμένες, πρώτου βαθμού και περιγράφουν το σύστημα. Οι συνιστώσες του ρεύματος i_{dq} μπορούν να ελεγχθούν μέσω των νέων σημάτων u_d , u_q . Τα δύο αυτά νέα σήματα είναι στην ουσία έξοδοι δύο PI-PID ελεγκτών που στην είσοδο τους λαμβάνουν τα σφάλματα των ρευμάτων $i_{d-ref} - i_d$ και $i_{q-ref} - i_q$ αντίστοιχα. Στη συνέχεια τα u_d , u_q συνεισφέρουν μέσω της σχέσης 3.28 στην κατασκευή των σημάτων $m_{dq} \cdot (V_{DC}/2)$. Στη συνέχεια ο μετατροπέας διαιρεί αυτά τα σήματα με τον συντελεστή $V_{DC}/2$ και παράγει στην έξοδο του τα σήματα m_{dq} , με τα οποία ελέγχεται η τάση V_{tdq} στην έξοδο του μετατροπέα. Στη συνέχεια τα ρεύματα i_{dq} καθορίζονται με βάση τις σχέσεις 3.27. Σχηματική περιγραφή της παραπάνω διαδικασίας παρουσιάζεται στο σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8: Σχήμα Ελέγχου του Ελεγκτή Ρεύματος ενός Τριφασικού Μετατροπέα [6]

Το παραπάνω σχήμα είναι η τελική μορφή του ελέγχου που θα χρησιμοποιηθεί, προκειμένου να εφαρμοστεί ο PQ έλεγχος στον τριφασικό μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, στο σχήμα 3.8 το αριστερό κομμάτι παρουσιάζει τον έλεγχο, ο οποίος θα υιοθετηθεί, και στο δεξί κομμάτι παρουσιάζεται η απλοποιημένη περιγραφή του συστήματος μετατροπέας-δίκτυο (γραμμικό μοντέλο), το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εξαγωγή κάποιων άμεσων γρήγορων αποτελεσμάτων, χωρίς να χρειαστεί να σχεδιαστεί όλος ο τριφασικός μετατροπέας ισχύος.

Τέλος, είναι σημαντικό να αναφερθεί η μορφή των ελεγκτών $k_d(s)$ και $k_q(s)$. Παρατηρείται ότι το σύστημα ελέγχου είναι παρόμοιο, τόσο στον d , όσο και στον q άξονα,

επομένως είναι λογικό να επιλέγονται: $k_d(s) \equiv k_q(s)$. Αυτοί οι ελεγκτές μπορεί να είναι ένας απλός PI ελεγκτής, ο οποίος εύκολα επιτρέπει το tracking μιας DC μεταβλητής. Δηλαδή:

$$k_d(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} \equiv k_q(s) \quad (3.30)$$

3.5.3 Επιλογή της κατάλληλης DC Τάσης

Στη παρούσα διπλωματική εργασία η τεχνική δημιουργίας παλμών που εξετάζεται είναι η PWM ή η PWM με έγχυση τρίτης αρμονικής συνιστώσας (το πλεονέκτημα της δεύτερης είναι ότι με μικρότερη DC τάση μπορεί να δώσει την ίδια τάση στην έξοδο). Σημειώνεται ότι η ανάλυση παρακάτω αφορά αποκλειστικά την πρώτη αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου. Πιο συγκεκριμένα, η τάση V_t είναι μια κυματομορφή με πολλές αρμονικές, αλλά ενδιαφέρον έχει μόνο η αρμονική των $50Hz$, καθώς μόνο αυτή συνεισφέρει στη μεταφορά ισχύος. Επομένως, στην παρακάτω ανάλυση η ορολογία V_t ταυτίζεται με το μέγεθος V_{t1} . Ο τύπος που συνδέει τα ελεγχόμενα σήματα m_{abc} με την τάση εξόδου είναι ο παρακάτω:

$$m_a(t) = \frac{2}{V_{DC}} \cdot \hat{V}_t \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o + \delta)$$

$$m_b(t) = \frac{2}{V_{DC}} \cdot \hat{V}_t \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o + \delta - \frac{2\pi}{3})$$

$$m_c(t) = \frac{2}{V_{DC}} \cdot \hat{V}_t \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o + \delta - \frac{4\pi}{3})$$

Όπου δ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου του μετατροπέα και της τάσης του δικτύου, δηλαδή ο Space Phasor της τάσης του δικτύου έχει όρισμα πάνω στο εκθετικό $\omega_o t + \theta_o$, ενώ ο αντίστοιχος της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα έχει σαν όρισμα $\omega_o t + \theta_o + \delta$.

Δεν είναι ποτέ επιθυμητή η υπερδιαμόρφωση-overmodulation (σημαίνει ότι το ημίτονο αναφοράς m_{abc} έχει πλάτος μεγαλύτερο από το πλάτος της συγκρινόμενης τριγωνικής κυματομορφής). Και αυτό γιατί κατά την υπερδιαμόρφωση εμφανίζονται αρμονικές στην τάση εξόδου V_t μικρότερες των $50Hz$, οι οποίες δύσκολα φιλτράρονται και αποτελούν σημαντικό πρόβλημα. Για να αποφευχθεί η υπερδιαμόρφωση πρέπει:

$$|m_{abc}(t)| \leq 1 \Rightarrow$$

$$\hat{V}_t(t) \leq \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.31)$$

Όταν χρησιμοποιείται PWM με έγχυση τρίτης αρμονικής συνιστώσας τότε υπάρχει μεγαλύτερο εύρος πλάτους για το σήμα m_{abc} :

$$|m_{abc}(t)| \leq 1.15 \Rightarrow$$

$$\hat{V}_t(t) \leq 1.15 \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.32)$$

Άρα, τελικά, η επιλογή της τάσης V_{DC} πρέπει να τηρεί μία από τις δύο σχέσεις ανάλογα το modulation που θα επιλεγεί.

$$V_{DC} \geq 2 \cdot \hat{V}_t$$

$$V_{DC} \geq 1.74 \cdot \hat{V}_t$$

Προκειμένου να βρεθεί το V_{DC} που απαιτείται, αρκεί να βρεθεί η τάση \hat{V}_t στο worst-case-scenario, δηλαδή το $\hat{V}_{tmaximum}$ που μπορεί να υπάρχει. Στο συγκεκριμένο έλεγχο αυτό που ο σχεδιαστής καθορίζει είναι οι ισχύες P_s και Q_s που ανταλλάσσει ο μετατροπέας με το δίκτυο, άρα για βρεθούν οι ακραίες τιμές του \hat{V}_t , αρκεί να εκφραστεί αυτό συναρτήσει των μεγεθών ισχύος. Σύμφωνα με την ανάλυση παραπάνω στο dq -πλαίσιο οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα είναι οι παρακάτω (μέσω PLL $V_{sq} = 0 \Rightarrow V_{sd} = \hat{V}_s$ και ακόμα θεωρείται ότι $L \gg R$, δηλαδή $R + r_{on} \approx 0$):

$$V_{td} = L \frac{di_d}{dt} - L\omega_o \cdot i_q + V_{sd}$$

$$V_{tq} = L \frac{di_q}{dt} + L\omega_o \cdot i_d$$

Από τις σχέσεις 3.25, που εκφράζουν την ισχύ συναρτήσει των ρευμάτων στο dq -πλαίσιο, γίνεται αντικατάσταση στο παραπάνω και προκύπτει:

$$V_{td} = \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} + \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s + V_{sd}$$

$$V_{tq} = - \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dQ_s}{dt} + \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot P_s \quad (3.33)$$

Ο Space Phasor της τερματικής τάσης του μετατροπέα είναι ο $\overrightarrow{V_t(t)} = \hat{V}_t \cdot e^{j\theta(t)} = (V_{td}(t) + jV_{tq}(t)) \cdot e^{j\rho(t)} \Rightarrow \hat{V}_t = \sqrt{V_{td}^2 + V_{tq}^2}$. Αρχικά, αν μελετηθεί η μόνιμη κατάσταση,

δηλαδή αγνοηθούν τα μεταβατικά $\frac{dP_s}{dt} = 0$ και $\frac{dQ_s}{dt} = 0$, τότε λαμβάνεται με βάση τους παραπάνω τύπους:

$$\hat{V}_t = \sqrt{\left[\left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s \right]^2 + V_{sd}^2 + 2 \cdot V_{sd} \cdot \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s + \left[\left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot P_s \right]^2}$$

$$\hat{V}_t = \sqrt{\left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right)^2 \cdot (Q_s^2 + P_s^2) + V_{sd}^2 + \left(\frac{4L\omega_o}{3} \right) \cdot Q_s}$$

Και επειδή γενικά $L\omega_o \ll V_{sd} = \hat{V}_s$ η παραπάνω σχέση στη μόνιμη-steady-state κατάσταση απλοποιείται:

$$\hat{V}_t = \sqrt{V_{sd}^2 + \left(\frac{4L\omega_o}{3} \right) \cdot Q_s} \quad (3.34)$$

Άρα σε μόνιμη κατάσταση το μέγιστο πλάτος στην AC πλευρά του μετατροπέα ισχύος καθορίζεται κυρίως από την διακίνηση αέργου ισχύος Q_s . Πιο συγκεκριμένα μπορεί να παρατηρηθούν τα παρακάτω σημαντικά σημεία: έστω θεωρείται ότι η ενεργός ισχύς είναι μηδενική $P_s = 0$, τότε αν $Q_s = 0 \Rightarrow \hat{V}_t = \hat{V}_s$, αν $Q_s > 0 \Rightarrow \hat{V}_t > \hat{V}_s$, αν $Q_s < 0 \Rightarrow \hat{V}_t < \hat{V}_s$, ακόμη, όταν $Q_s = 0$ τότε ανεξαρτήτως της τιμής του P_s ισχύει $\hat{V}_t \approx \hat{V}_s$. Πιο συγκεκριμένα, όταν $Q_s = 0$ και P_s έχει οποιαδήποτε τιμή μεταξύ του ± 1 ανά μονάδα, τότε είναι γνωστό από θεωρία ότι $1 \cdot \hat{V}_s \leq \hat{V}_t \leq 1.015 \cdot \hat{V}_s$.

Για να υπολογιστεί με απόλυτη ακρίβεια το μέγιστο δυνατό \hat{V}_t δεν αρκεί να παρατηρηθεί η μόνιμη κατάσταση, όπως έγινε παραπάνω, αλλά και τα μεταβατικά φαινόμενα, δηλαδή τις στιγμές που γίνονται απότομα steps ισχύος.

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι προσέγγισης του συγκεκριμένου ζητήματος. Ένας από αυτούς είναι να χρησιμοποιηθεί η σχέση $\hat{V}_t = \sqrt{V_{td}^2 + V_{tq}^2}$ και οι τύποι 3.33, τότε προκύπτει:

$$\hat{V}_t = \sqrt{\left[\left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} + \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s + V_{sd} \right]^2 + \left[- \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dQ_s}{dt} + \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot P_s \right]^2}$$

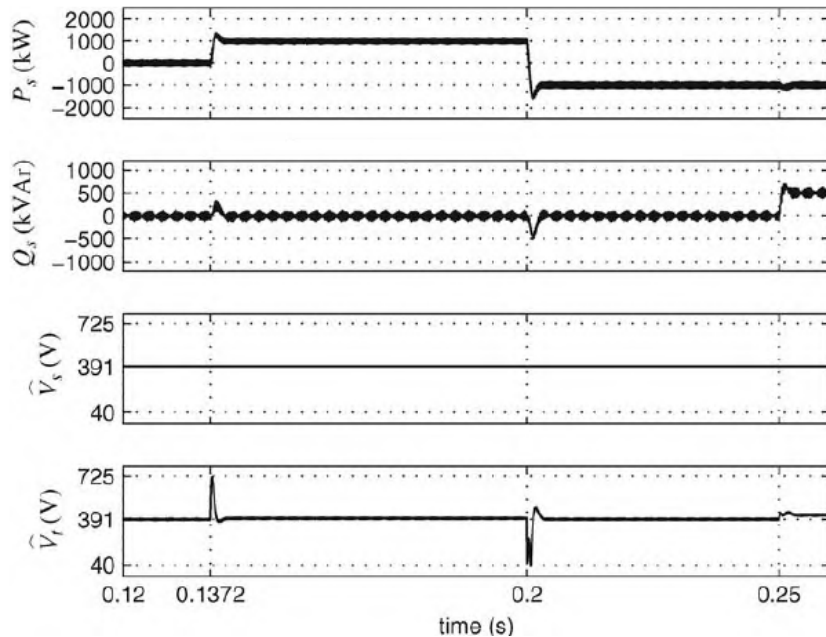
$$\hat{V}_t = \left[V_{sd}^2 + \left[\left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} \right]^2 + \left[\left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s \right]^2 + 2 \cdot \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} \cdot \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s \right. \\ \left. + 2 \cdot \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} \cdot V_{sd} + 2 \cdot \left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot Q_s \cdot V_{sd} + \left[- \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right]^2 \right]$$

$$+ \left[\left(\frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \right) \cdot P_s \right]^2 - 2 \cdot \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dQ_s}{dt} \cdot \frac{2L\omega_o}{3V_{sd}} \cdot P_s \right]^{1/2}$$

Στην παραπάνω σχέση, όπου υπάρχει μόνο του L πολλαπλασιάζεται και διαιρείται με τον συντελεστή ω_o , ώστε παντού να σχηματιστεί η ποσότητα $L\omega_o$. Στη συνέχεια, γίνεται η λογική θεώρηση ότι $L\omega_o \ll \hat{V}_s \Rightarrow \frac{L\omega_o}{\hat{V}_s} \rightarrow 0$, και λαμβάνεται το παρακάτω:

$$\hat{V}_t = \sqrt{V_{sd}^2 + \left(\frac{4L\omega_o}{3} \right) Q_s + \left(\frac{4L}{3} \right) \frac{dP_s}{dt}} \quad (3.35)$$

Όπου dP_s/dt αντικαθίσταται από: $dP_s/dt = (P_{snew} - P_{sold})/\tau_i = \Delta P_s/\tau_i$, ΔP_s είναι η μεταβολή της ενεργού ισχύος και τ_i είναι ο χρόνος ανόδου ή καθόδου αντίστοιχα της ενεργού ισχύος στην έξοδο του τριφασικού μετατροπέα ισχύος. Η τελική σχέση 3.35 δείχνει κάτι εξαιρετικά εντυπωσιακό. Φανερώνεται ότι το μεταβατικό κομμάτι της τάσης \hat{V}_t οφείλεται κυρίως σε απότομη αλλαγή της ενεργού ισχύος dP_s/dt , όσο πιο γρήγορη είναι αυτή η αλλαγή τόσο πιο έντονο είναι και το μεταβατικό του \hat{V}_t . Η ίδια σχέση ακόμη φανερώνει ότι αν η ενεργός ισχύς δεν αλλάξει, δηλαδή $dP_s/dt = 0$ (μόνιμη κατάσταση λειτουργίας), τότε η σχέση αυτή καταλήγει στην 3.34 που αποδείχτηκε παραπάνω. Η τιμή του \hat{V}_t (=πλάτος τάσης εξόδου μετατροπέα) αυξάνει πάνω από την $\hat{V}_{tsteady-state-value}$, αν το P_s αυξάνεται και ανάποδα αν μειώνεται. Ανάλογα με την τιμή του L και το χρόνο ανόδου του P_s η μεταβολή του \hat{V}_t από την steady-state τιμή της μπορεί να είναι μεγάλη ή και όχι. Η παραπάνω θεωρία φαίνεται παραστατικά στο σχήμα 3.9.



Σχήμα 3.9: Μεταβολές στο Πλάτος της Τάσης Εξόδου του Μετατροπέα σε Αλλαγές της Ενεργού και Αέργου Ισχύος [6]

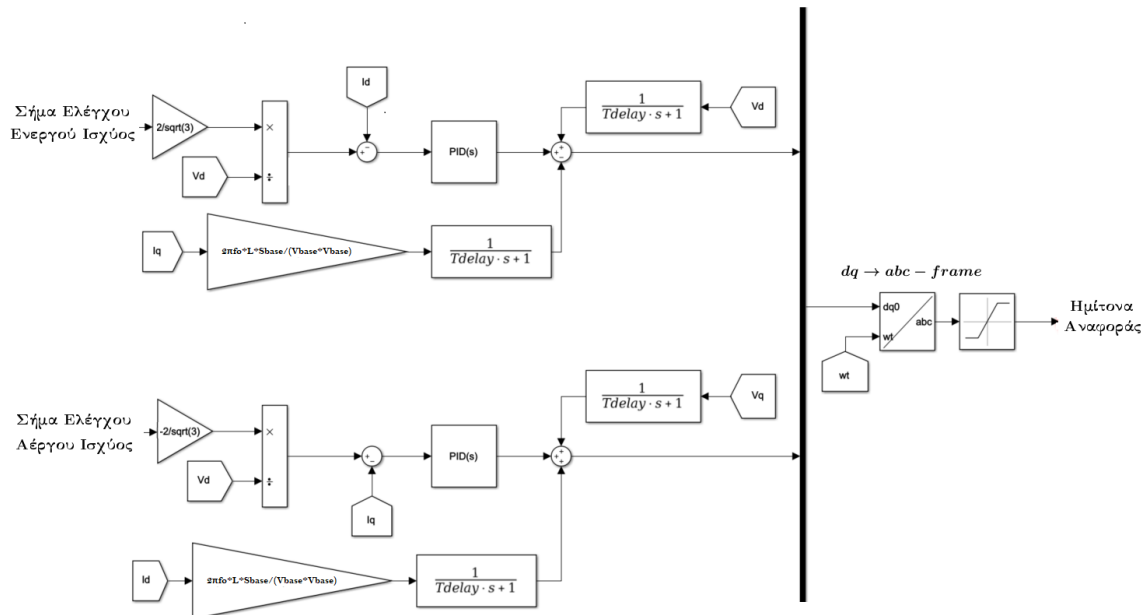
Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούνται: Σε steady-state κατάσταση η τιμή της τάσης \hat{V}_t εξαρτάται από την τιμή της διακινούμενης αέργου ισχύος Q_s . Στο σχήμα από την χρονική στιγμή 0.25sec και μετά, όπου η τιμή της Q_s αλλάζει, μεταβάλλεται και το πλάτος της τάσης \hat{V}_t . Ακόμη, παρατηρείται ότι απότομη μεταβολή της ενεργού ισχύος dP_s/dt προκαλεί μεγάλο μεταβατικό στην \hat{V}_t , ενώ απότομη μεταβολή στην αέργου ισχύ dQ_s/dt δεν προκαλεί κανένα μεταβατικό στην \hat{V}_t . Τέλος, μπορεί να παρατηρηθεί το εξής: Οποιαδήποτε μεταβολή είτε σε ενεργό, είτε σε αέργου ισχύ προκαλεί ένα προσωρινό μεταβατικό φαινόμενο στην άλλη μορφή ισχύος, δηλαδή όταν γίνεται μία βηματική αύξηση στην ενεργό ισχύ, τότε εμφανίζεται μεταβατικό στην αέργου ισχύ για ένα μικρό χρονικό διάστημα μέχρι η τελευταία να επανέλθει ξανά στην μόνιμη τιμή της. Αντίθετα, μια βηματική αλλαγή στην αέργου ισχύ προκαλεί ένα προσωρινό μεταβατικό φαινόμενο στην ενεργό ισχύ, μέχρι η ενεργός ισχύς να επανέλθει ξανά στην μόνιμη τιμή της. **Δηλαδή, αυτό ουσιαστικά σημαίνει πως παρόλο που ο έλεγχος είναι αποσυζευγμένος, κατά την διάρκεια ενός μεταβατικού φαινομένου ούτε οι ισχύς, ούτε τα ρεύματα i_d και i_q είναι decoupled, που συνεπάγεται ότι το ένα μέγεθος επηρεάζει το άλλο. Ο decoupled έλεγχος στο dq πλαίσιο που προτάθηκε είναι, όντως, decoupled μόνο κατά την μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.**

3.6 Επιλεγμένη Υλοποίηση Ελέγχου του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος

Λαμβάνοντας υπόψη όλη την παραπάνω θεωρία του βιβλίου του Yazdani σχετικά με τον έλεγχο ενός τριφασικού μετατροπέα ισχύος, σχεδιάστηκε ένας παραπλήσιος έλεγχος που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία. Η λογική είναι η εξής: ο έλεγχος αφορά έναν τριφασικό μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένο σε δίκτυο, με το δίκτυο να είναι εκείνο που καθορίζει τη συχνότητα (Grid-Imposed Frequency Voltage Source Converter System). Η μελέτη του ελέγχου θα γίνει στο dq -πλαίσιο που προσφέρει decoupled έλεγχο ενεργού και αέργου ισχύος και έχει το πλεονέκτημα ότι όλες οι μεταβλητές είναι DC τιμές, το οποίο ευνοεί σημαντικά τη σχεδίαση του ελεγκτή. Πιο συγκεκριμένα, στο dq -πλαίσιο, που όλες οι μεταβλητές είναι DC τιμές, το μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης εξασφαλίζεται με τη χρήση ενός ολοκληρωτικού όρου μέσα στον ελεγκτή (δηλαδή έναν I όρο). Βέβαια, η χρήση του dq -πλαισίου στον έλεγχο απαιτεί την σχεδίαση ενός μηχανισμού συγχρονισμού δικτύου και μετατροπέα, το λεγόμενο Phase-Lock-Loop (PLL).

Ο ελεγκτής θα είναι Current-Mode, όπου ρυθμίζεται το ρεύμα στην έξοδο του μετατροπέα, προκειμένου να διακινείται η προκαθορισμένη ποσότητα ισχύος (δηλαδή συγκρίνεται το i_{abc} με το επιθυμητό και μηδενίζεται το σφάλμα), και η τάση V_{t-abc} αλλάζει έμμεσα. Η ισχύς που μεταφέρεται μετριέται εύκολα μέσω του ρεύματος που διακινείται και της τάσης στο PCC σημείο. Εξαιτίας, λοιπόν, του current control ο μετατροπέας είναι προστατευμένος ενάντια σε πιθανές απότομες κρουστικές συνιστώσες ρεύματος που μπορεί να καταστρέψουν τα ηλεκτρονικά ισχύος. Ακόμα, υπάρχει μεγάλη ακρίβεια στον έλεγχο όταν υιοθετείται αυτή η μέθοδος.

Ο έλεγχος είναι ο παρακάτω :



Σχήμα 3.10: Έλεγχος Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος

Το συγκεκριμένο μοντέλο έχει την ιδιαιτερότητα ότι ο έλεγχος γίνεται σε ανά μονάδα τιμές, σε αντίθεση με αυτόν που παρουσιάζεται από το βιβλίο του Yazdani[6], του οποίου ο έλεγχος υλοποιείται σε πραγματικά μεγέθη. Αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του ελέγχου που επιλέγεται, καθώς οι τιμές k_p , k_d και k_i του PID ελεγκτή επιλέγονται μόνο μία φορά και δεν χρειάζεται να αλλάζουν ακόμα και αν ο έλεγχος αναφέρεται κάθε φορά σε διαφορετικούς μετατροπείς με διαφορετική ονομαστική ισχύ ο καθένας. Ο έλεγχος που υλοποιείται, αποτελείται από τα εξής κομμάτια:

- **1^ο Μέρος :** Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω ο έλεγχος είναι σε ανά μονάδα τιμές και όχι σε πραγματικά μεγέθη. Ακόμα είναι ένας έλεγχος ρευμάτων, δηλαδή συγκρίνεται το υπάρχων ρεύμα με αυτό που είναι το επιθυμητό. Χρίζει, λοιπόν, αναγκαίο να καθοριστεί η σχέση που συνδέει την ενεργό και άεργο ισχύ με το ρεύμα στο dq -πλαίσιο και μάλιστα όλα αυτά σε ανά μονάδα τιμές. Σύμφωνα με την θεωρία στο dq -πλαίσιο η ενεργός και η άεργος ισχύς συνδέονται με τις παρακάτω σχέσεις (όπου οι ισχύς είναι σε Watt-Var, ενώ οι τάσεις και τα ρεύματα σε Volt και Ampere αντίστοιχα):

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

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

Από τις ιδιότητες του PLL είναι γνωστό ότι σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας θα ισχύει $\mathbf{V}_q = \mathbf{0}$. Στις σχέσεις αυτές το i_{dq} είναι το ρεύμα στην έξοδο του

μετατροπέα και το V_{dq} είναι η τάση του δικτύου, η οποία ουσιαστικά θεωρείται σταθερή. Επειδή υπάρχει το PLL θα ισχύει: $V_q = 0$ και $V_d = constant$ (η DC αυτή τιμή του V_d είναι το πλάτος της κυματομορφής της τάσης του δικτύου, δηλαδή $230.94 \cdot \sqrt{2}$). Επομένως, οι παραπάνω σχέσεις καταλήγουν στην εξής μορφή:

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

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-V_d(t) i_q(t)]$$

Για την ενεργό ισχύ: (υπενθύμιση: $I_{BASE} = \frac{S_{BASE}}{\sqrt{3} \cdot V_{BASE}}$)

$$P = \frac{3}{2} [V_d \cdot i_d] \Rightarrow P_{\alpha,\mu} \cdot S_{BASE} = \frac{3}{2} [V_{d-\alpha,\mu} \cdot V_{BASE} \cdot i_{d-\alpha,\mu} \cdot I_{BASE}]$$

$$P_{\alpha,\mu} = \frac{1}{S_{BASE}} \cdot \frac{3}{2} [V_{d-\alpha,\mu} \cdot V_{BASE} \cdot i_{d-\alpha,\mu} \cdot \frac{S_{BASE}}{\sqrt{3} \cdot V_{BASE}}]$$

$$P_{\alpha,\mu} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{d-\alpha,\mu} \cdot i_{d-\alpha,\mu} \quad (3.36)$$

$$i_{d-\alpha,\mu} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_{\alpha,\mu}}{V_{d-\alpha,\mu}} \quad (3.37)$$

Για την άεργο ισχύ:

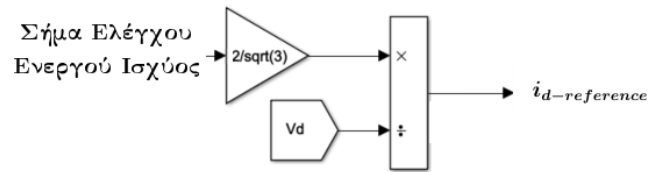
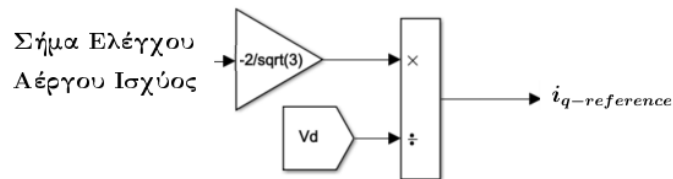
$$Q = \frac{3}{2} [-V_d \cdot i_q] \Rightarrow Q_{\alpha,\mu} \cdot S_{BASE} = \frac{3}{2} [-V_{d-\alpha,\mu} \cdot V_{BASE} \cdot i_{q-\alpha,\mu} \cdot I_{BASE}]$$

$$Q_{\alpha,\mu} = \frac{1}{S_{BASE}} \cdot \frac{3}{2} [-V_{d-\alpha,\mu} \cdot V_{BASE} \cdot i_{q-\alpha,\mu} \cdot \frac{S_{BASE}}{\sqrt{3} \cdot V_{BASE}}]$$

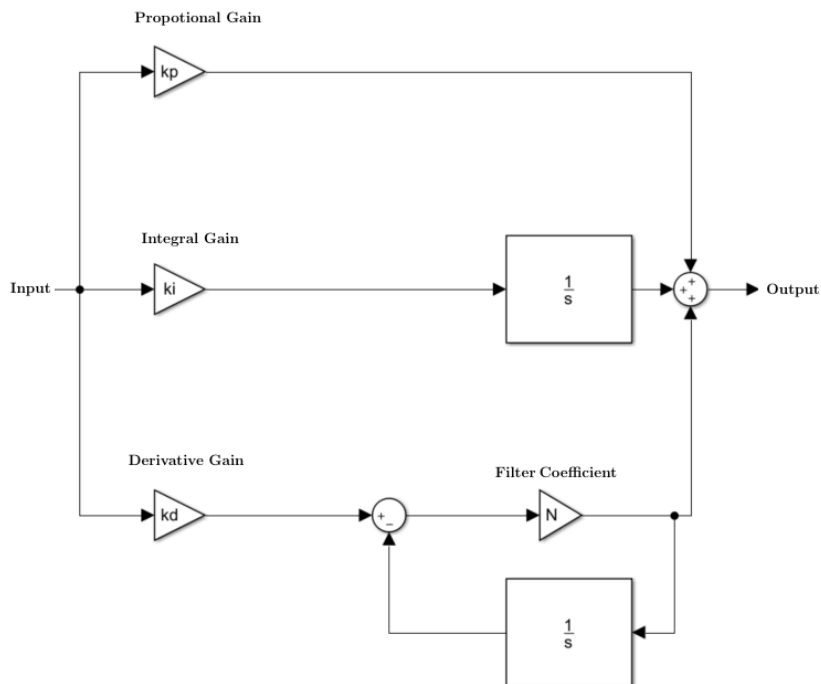
$$Q_{\alpha,\mu} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{d-\alpha,\mu} \cdot i_{q-\alpha,\mu} \quad (3.38)$$

$$i_{q-\alpha,\mu} = -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_{\alpha,\mu}}{V_{d-\alpha,\mu}} \quad (3.39)$$

Έτσι, τα ανά μονάδα σήματα ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος, με τις παραπάνω σχέσεις, μεταφράζονται σε αντίστοιχα ρεύματα στον d και q άξονα. Οι δύο αυτές νέες ανά μονάδα τιμές συγκρίνονται με τις πραγματικές τιμές του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα και το υπολογιζόμενο σφάλμα τροφοδοτείται στην είσοδο ενός PID ελεγκτή.

Σχήμα 3.11: Ρεύμα Αναφοράς d άξοναΣχήμα 3.12: Ρεύμα Αναφοράς q άξονα

- **2° Μέρος :** Το δεύτερο μέρος αποτελεί τον PID ελεγκτή, σκοπός του οποίου είναι να μηδενίσει το σφάλμα μεταξύ του υπάρχων ρεύματος και του ρεύματος αναφοράς. Όλες οι τιμές είναι DC, άρα ο ολοκληρωτικός έλεγχος του PID ελεγκτή θα μηδενίσει εύκολα το σφάλμα μόνιμης κατάστασης.



Σχήμα 3.13: PID Ελεγκτής

Η παραπάνω μορφή του PID Ελεγκτή είναι η πιο γενική. Αποτελείται από τον ολοκληρωτικό κλάδο, τον αναλογικό κλάδο και τον κλάδο διαφόρισης που έχει ένα επιπλέον φίλτρο που συμπληρώνει και υποβοηθάει την διαφόριση, με συνάρτηση μεταφοράς $N/(s+N)$. Στην παρούσα περίπτωση, αμελήθηκε ο κλάδος διαφόρισης τοποθετώντας $k_d = 0$ και χρησιμοποιήθηκε ουσιαστικά ένας PI Ελεγκτής με τιμές $k_p = 2$ και $k_i = 100$.

- **3^ο Μέρος :** Το επόμενο στάδιο, κατά το οποίο γίνεται το decoupling μεταξύ των δυναμικών εξισώσεων του συστήματος, είναι το πιο σημαντικό. Η αποσύζευξη στο dq -πλαίσιο αναλύθηκε στην ενότητα 3.5.2 και τελικά προέκυψε η σχέση 3.28, η οποία παρουσιάζεται και παρακάτω.

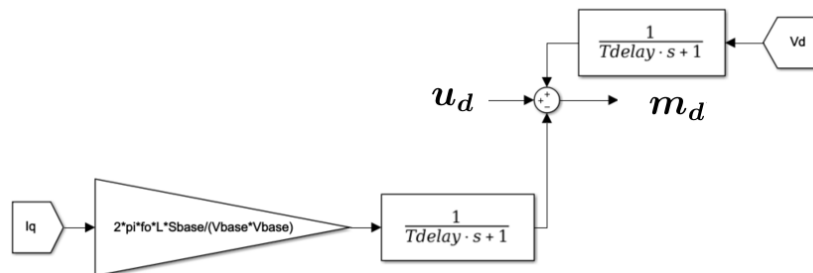
$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d + L\omega_o \cdot i_q + V_d)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q - L\omega_o \cdot i_d + V_q)$$

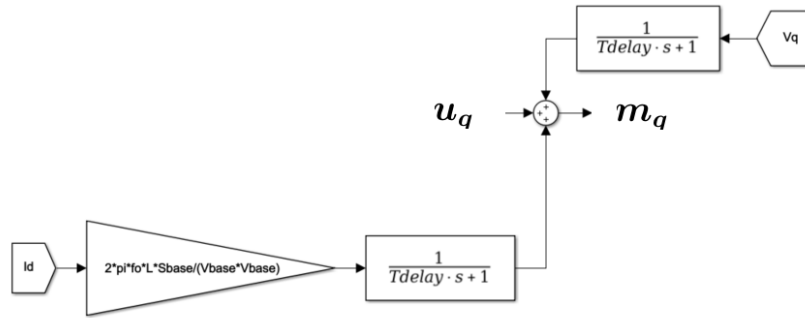
Όπου u_d , u_q είναι τα δύο σήματα ελέγχου που προκύπτουν από την έξοδο των PI Ελεγκτών, V_{dq} είναι η τάση του δικτύου, i_{dq} είναι το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα και V_{DC} είναι η συνεχής τάση στην DC πλευρά του αντιστροφέα, η οποία θεωρείται ότι παραμένει σταθερή. Βέβαια, η παραπάνω σχέση είναι σε πραγματικές μονάδες, ενώ είναι επιθυμητό ο έλεγχος να καταστρωθεί στο ανά μονάδα σύστημα. Για το λόγο αυτό, τόσο η τάση V_{dq} όσο και το ρεύμα i_{dq} πρέπει να μετρούνται σε ανά μονάδα τιμές, ο όρος $L\omega_o$, που πολλαπλασιάζει το ρεύμα, θα πρέπει να αναχθεί, επίσης, σε ανά μονάδα τιμές και τέλος ο όρος $2/V_{DC}$ που πολλαπλασιάζει όλο το άθροισμα πρέπει να αφαιρεθεί. Όλα αυτά παρουσιάζονται παρακάτω:

$$\frac{L \cdot \omega_o}{R_{BASE}} = \frac{2\pi \cdot f_o \cdot L}{\frac{V_{BASE}^2}{S_{BASE}}} = \frac{2\pi \cdot f_o \cdot L \cdot S_{BASE}}{V_{BASE}^2}$$

Σχηματικά ο έλεγχος είναι ο εξής:



Σχήμα 3.14: D Έλεγχος



Σχήμα 3.15: Q Έλεγχος

$$\begin{aligned}
 m_d &= u_d - \frac{\omega_o L \cdot S_{BASE}}{V_{BASE}^2} \cdot i_q + V_d \\
 m_q &= u_q + \frac{\omega_o L \cdot S_{BASE}}{V_{BASE}^2} \cdot i_d + V_q
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Ακόμη, σε όλες τις μετρήσεις από το πραγματικό σύστημα χρησιμοποιήθηκε ένα φίλτρο 1^{ης} τάξης για δύο λόγους. Πρώτον για να φιλτράρονται οι μετρήσεις προκειμένου να εξαλειφεται ο μη επιθυμητός θόρυβος και δεύτερον για να προσομοιαστεί η χρονική καθυστέρηση του μετρητικού συστήματος. Σε αυτό το σημείο πρέπει να είναι κανείς προσεκτικός και να μην επιλέξει μεγάλες καθυστερήσεις, γιατί τότε όλος ο έλεγχος καθίσταται αρκετά αργός. Επιλέγεται $T_{delay} = 0.001sec = 1msec$.

- **4^ο Μέρος :** Τέλος, τα σήματα ελέγχου m_{dq} , που είναι DC τιμές, μετατρέπονται στο abc -πλαίσιο, προκειμένου να κατασκευαστούν τα ημίτονα αναφοράς με βάση τα οποία θα γίνει ο SPWM έλεγχος. Με βάση αυτά τα ημίτονα m_{abc} παράγονται οι τετραγωνικές παλμοσειρές που οδηγούν τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος. Για να γίνει η μετατροπή από το dq στο abc -πλαίσιο απαιτείται ο παρακάτω τύπος:

$$\begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon(t)) & \sin(\epsilon(t)) \\ \cos(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d(t) \\ m_q(t) \end{bmatrix}$$

Όπου $\epsilon(t)$ έχει την μορφή $\epsilon(t) = \epsilon_o + \int \omega(\tau)d\tau$ και προέρχεται από το PLL στάδιο. Στην έξοδο αυτού του σταδίου βρίσκεται ένα Saturation Block με τιμές το ± 1 , καθώς τα ημίτονα αναφοράς δεν επιτρέπεται να ξεπεράσουν το όριο της μονάδας.

Κεφάλαιο 4

Στρατηγικές Ελέγχου Ενεργού Ισχύος Συσσωρευτών και Κώδικες ENTSO-E

Στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη της δυναμικής απόκρισης του συστήματος συσσωρευτών σε κάποια μεταβολή της κατάστασης του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, δίνεται έμφαση στη συνεισφορά του συστήματος μπαταριών στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας και στην αδρανειακή απόκριση κατά τις διαταραχές του συστήματος. Είναι γνωστό, ότι η συνεχόμενη αύξηση της ζήτησης ηλεκτρικής ενέργειας σε συνδυασμό με την ανάγκη για περιβαλλοντολογικά φιλικές λύσεις έχουν φέρει στο προσκήνιο τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Πλέον, οι διεσπαρμένες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, όπως κατά κύριο λόγο είναι τα φωτοβολταϊκά συστήματα και οι ανεμογεννήτριες, έχουν διεισδύσει σε κάθε σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Ωστόσο, οι ΑΠΕ δεν μπορεί να είναι εύκολα προβλέψιμες στην παραγόμενη ισχύ τους, κατά συνέπεια συχνά προκαλούνται ανισορροπίες μεταξύ παραγωγής και κατανάλωσης. Φυσικά, οι ανισορροπίες αυτές στην ισχύ δεν προέρχονται εξ' ολοκλήρου από την εκτεταμένη χρήση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, αλλά οποιοδήποτε σφάλμα στο δίκτυο, όπως ένα πιθανό βραχυκύκλωμα, μπορεί να θέσει το σύστημα σε κίνδυνο. Αυτός ο κίνδυνος για mismatch μεταξύ παραγόμενης και καταναλωμένης ενεργού ισχύος υπήρχε και θα συνεχίζει να υφίσταται, απλά η χρήση των πολλών πλέον ανανεώσιμων πηγών ενέργειας σίγουρα δυσχεραίνει την κατάσταση. Όλοι, λοιπόν, οι παραπάνω λόγοι επηρεάζουν αισθητά τη συχνότητα του ηλεκτρικού συστήματος. Μια σταθερή συχνότητα είναι απαραίτητη για την αποδοτική λειτουργία όλου του συστήματος και συγκεκριμένα όλων των ηλεκτρικών συσκευών των καταναλωτών. Η διείσδυση των ανανεώσιμων πηγών προκαλεί όχι μόνο διαταραχές στο ισοζύγιο ισχύος, αλλά δημιουργεί και ένα δίκτυο με μειωμένη αδράνεια. Η στρεφόμενη αδράνεια είναι αυτή που καθιστά ένα δίκτυο ισχυρό, στιβαρό και ικανό να διατηρήσει την τάση και τη συχνότητα του σταθερές κάτω από οποιαδήποτε διαταραχή. Πλέον, σε πολλές περιπτώσεις και κυρίως σε απομονωμένα συστήματα δεν επαρκεί η στρεφόμενη αδράνεια, δεν υπάρχει αξιοπιστία στο δίκτυο και υπάρχουν αρκετές αβεβαιότητες για την παραγόμενη ισχύ και την ευστάθεια του δικτύου αναφορικά με τη συχνότητα. Παραδοσιακά, η πρωτεύουσα ρύθμιση και η αδρανειακή απόκριση σε οποιαδήποτε μεταβολή της συχνότητας βασιζόνταν στη συνολική αδράνεια και στην απόκριση των συμβατικών μονάδων παραγωγής. Οι μονάδες, όμως, αυτές είναι αισθητά αργές και δυσκολεύονται να παρακολουθήσουν τις απότομες μεταβολές, με αποτέλεσμα

οι διακυμάνσεις της συχνότητας να είναι αρκετά μεγάλες. Το μέλλον, λοιπόν, είναι η χρήση κατάλληλων αποθηκευτικών συστημάτων Energy Storage Systems ESS με κατά κύριο λόγο τη χρήση συσσωρευτών, γι' αυτό και ο ορισμός **Battery Energy Storage Systems BESS**. Το BESS μπορεί να προσφέρει βοηθητικές υπηρεσίες στη ρύθμιση συχνότητας με αρκετά γρήγορο χρόνο απόκρισης και ικανότητα επανειλημμένης λειτουργίας πολλές φορές σε μικρό χρονικό διάστημα. Άρα η αποθήκευση μέσω μπαταριών είναι αναγκαία για την ευστάθεια των μελλοντικών συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Στη συνέχεια, αναλύονται διάφορες προτεινόμενες στρατηγικές ελέγχου της ενεργού ισχύος συστημάτων αποθήκευσης και παρουσιάζονται οι Κανονισμοί του ENTSO-E αναφορικά με τα επιτρεπτά όρια συχνότητας.

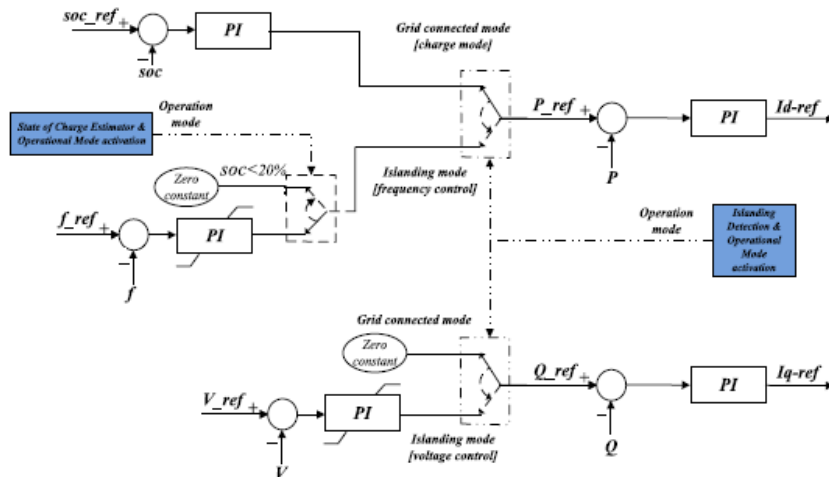
4.1 Στρατηγικές Ελέγχου από Βιβλιογραφία

Τα τελευταία χρόνια έχουν δημοσιευθεί αρκετές επιστημονικές εργασίες στη διεθνή βιβλιογραφία, οι οποίες επικεντρώνουν το ενδιαφέρον τους στη χρήση μπαταριών για τη διατήρηση της συχνότητας του δικτύου σε επιθυμητά επίπεδα. Στις μελέτες αυτές, καταστρώνονται στρατηγικές ελέγχου της ενεργού ισχύος του συστήματος συσσωρευτών, προκειμένου να βελτιωθεί η δυναμική απόκριση του συστήματος κατά τη διάρκεια διαταραχών. Σε κάθε επιστημονική εργασία μελετάται το παραπάνω ζήτημα από διαφορετική οπτική γωνία και προτείνονται εναλλακτικές στρατηγικές ελέγχου.

4.1.1 Εκτίμηση Μεγέθους Συσσωρευτή

Η αναφορά [7] διαπραγματεύεται την εκτίμηση μεγέθους του απαιτούμενου BESS για λειτουργία πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας σε ένα απομονωμένο Microgrid. Το Microgrid περιέχει τις εξής μονάδες παραγωγής: diesel γεννήτριες, κυψέλες καυσίμου, microturbines και φωτοβολταϊκά συστήματα. Ο χρόνος απόκρισης στη στήριξη συχνότητας των παραπάνω μονάδων είναι αρκετά μεγάλος, γι' αυτό χρησιμοποιείται ένα BESS, το οποίο βοηθάει στη γρήγορη εξισορρόπηση του ισοζυγίου ισχύος και στην επαναφορά της συχνότητας μέσα σε λογικά πλαίσια. Στο απομονωμένο Microgrid, τα συστήματα αποθήκευσης με γρήγορη απόκριση διαδραματίζουν το ρόλο της στρεφόμενης εφεδρείας σε ένα συμβατικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Ένα πλεονέκτημα του συστήματος αποθήκευσης μέσω μπαταριών είναι ότι αποτελείται από στατικά και όχι στρεφόμενα μέρη. Για αυτό το λόγο, έχουν πολύ γρήγορη απόκριση συγκριτικά με τις τυπικές γεννήτριες και τα άλλα συστήματα αποθήκευσης. Οι συγγραφείς αναφέρουν ότι, ο στατισμός του BESS επιλέγεται ($R_{battery} \ll R_{i-unit}$), ώστε να αναλαμβάνει αυτό σχεδόν όλη την ενεργό ισχύ που απαιτείται κατά το μεταβατικό φαινόμενο (ισχύει: $R_{1-unit} \cdot \Delta P_1 = R_{2-unit} \cdot \Delta P_2 = \dots = R_{battery} \cdot \Delta P_{battery} = \Delta \omega$). Όσο πιο μικρό επιλέγεται το R , τόσο πιο μεγάλη η συνεισφορά της συγκεκριμένης μονάδας. Επομένως, το σύστημα μπαταριών, με μικρό στατισμό και γρήγορη απόκριση, αναλαμβάνει όλο το μεταβατικό φαινόμενο και έτσι οι διακυμάνσεις συχνότητας εξομαλύνονται. Τονίζεται ότι η μελέτη του State of Charge (SOC) της μπαταρίας δεν έχει άμεσο ενδιαφέρον, καθώς αυτή χρησιμοποιείται μόνο για πρωτεύουσα και όχι για δευτερεύουσα ρύθμιση και για αυτό το λόγο εκφορτίζεται ή φορτίζεται με πάρα πολύ αργό ρυθμό. Ωστόσο, επισημαίνεται ότι το SOC πρέπει να έχει μια αρχική τιμή της τάξεως του 60%, γιατί

αν είναι στο 100% τότε δεν υπάρχει περιθώριο φόρτισης, ενώ όταν είναι στο 0% δεν υπάρχει περιθώριο εκφόρτισης. Συνεπώς, στη συγκεκριμένη δημοσίευση τίθενται κάποια όρια SOC και αν μετά από μεγάλο χρονικό διάστημα λειτουργίας του BESS το SOC ξεπεράσει τα παραπάνω όριο, τότε θα επαναφερθεί αυτό στη SOC-ref τιμή του με τη χρήση ενός PI ελεγκτή. Στο σχήμα 4.1 προτείνεται μία στρατηγική ελέγχου BESS που συνάδει με την παραπάνω ανάλυση.



Σχήμα 4.1: Μοντέλο Ελέγχου [7]

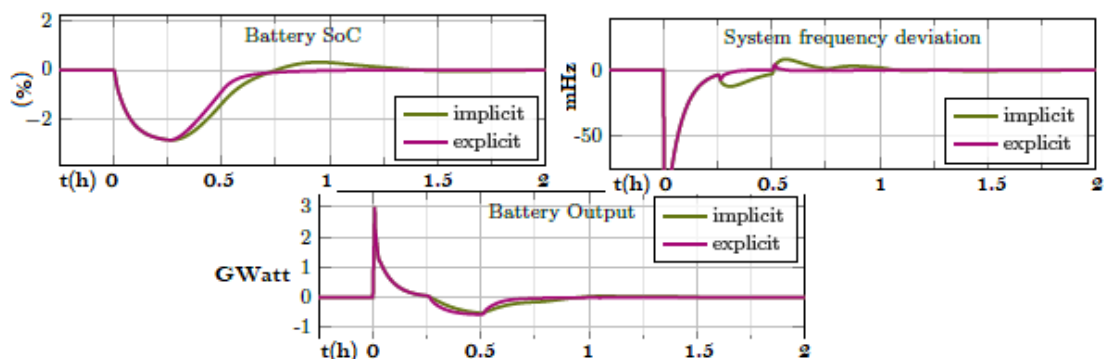
Τέλος, το βασικό ενδιαφέρον της συγκεκριμένης δημοσίευσης, συγκριτικά με τις προσεγγίσεις της υπόλοιπης βιβλιογραφίας, έγκειται στο γεγονός ότι μελετούνται τα overloading χαρακτηριστικά της μπαταρίας. Πιο συγκεκριμένα, μελετάται πόση παραπάνω ενεργό ισχύ P από την ονομαστική μπορεί να προσφέρει η μπαταρία στο δίκτυο (ή να απορροφήσει αντίστοιχα) και για πόσο χρονικό διάστημα. Αυτό ισοδυναμεί με το ερώτημα, για πόσο χρονικό διάστημα δύναται να ισχύει $I_{dc-bat} > I_{dc-bat-Nominal}$ με την υπόθεση ότι $V_{dc} = V_{dc-Nominal}$. Όσο μεγαλύτερο είναι αυτό το ρεύμα, τόσο μικρότερο είναι το χρονικό διάστημα για το οποίο μπορεί να διακινείται η συγκεκριμένη ποσότητα ρεύματος. Για βέλτιστη εκτίμηση του μεγέθους της μπαταρίας (ονομαστικό power rating) αναπτύσσεται από τους συγγραφείς ένας αλγόριθμος, ο οποίος αρχικά, λαμβάνοντας υπόψη τη μορφή του δικτύου και τις απαιτήσεις του, καθορίζει το P_{max} , που επιβάλλεται το BESS να μπορεί να προσφέρει στο δίκτυο. Συλλέγονται οι overloading συντελεστές διαφόρων μπαταριών σύμφωνα με τα datasheets των κατασκευαστών και ξεκινάει μία επαναληπτική διαδικασία. Πρώτα-πρώτα χρησιμοποιείται ο μεγαλύτερος συντελεστής, δηλαδή τότε εμφανίζεται το μέγιστο δυνατό P στην έξοδο του BESS, αλλά αυτό διατηρείται για μικρό χρονικό διάστημα. Ορίζεται η ονομαστική ισχύς της μπαταρίας με τη χρήση ενός τύπου που περιέχει τον overloading συντελεστή και το P_{max} και γίνεται προσομοίωση μέσω Matlab. Εάν το αποτέλεσμα δεν είναι ικανοποιητικό, επιλέγεται ο αμέσως μικρότερος συντελεστής και επαναλαμβάνεται η διαδικασία. Μέσω της παραπάνω διαδικασίας, τονίζουν οι συγγραφείς, βρίσκεται ο πιο αποδοτικός και οικονομικός (μικρότερη δυνατή ονομαστική ισχύ) συσσωρευτής για πρωτεύουσα ρύθμιση.

4.1.2 Τεχνική Ελέγχου: Coefficient Diagram Method

Στην αναφορά [8] αναφέρεται μια τεχνική ελέγχου που ονομάζεται Coefficient Diagram Method (CDM). Και σε αυτή την περίπτωση υπάρχει ένα απομονωμένο μικρό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας με συμβατικές μονάδες και φωτοβολταϊκά συστήματα. Εξαιτίας της μικρής αδράνειας του συστήματος αυτού και της ύπαρξης αβεβαιότητας αναφορικά με την παραγόμενη ισχύ από τα φωτοβολταϊκά συστήματα, εμφανίζονται συχνές διαταραχές στη συχνότητα. Για να αντιμετωπισθούν οι εν λόγω διαταραχές, προτείνεται η χρήση αντλιών θερμότητας για κατανάλωση ενεργού ισχύος και η χρήση ηλεκτρικών αυτοκινήτων για απόδοση ενεργού ισχύος στο δίκτυο. Ο συνδυασμός της λειτουργίας των αντλιών θερμότητας και των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι όμοιος με μία μπαταρία. Οι αντλίες θερμότητας απορροφούν ενεργό ισχύ, ενώ τα συνδεδεμένα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τα οποία εκείνη την στιγμή φορτίζουν, μπορούν να προσφέρουν ενεργό ισχύ στο δίκτυο εκφορτίζοντας την μπαταρία τους. Πρόκειται για ελεγχόμενα φορτία, καθώς μπορεί να καθοριστεί η ενεργός ισχύς που διακινείται μεταξύ αυτών και του δικτύου. Στη συγκεκριμένη εργασία αναφέρεται ότι οι PI ελεγκτές που χρησιμοποιούνται συχνά σήμερα δεν είναι προσαρμόσιμοι σε κάθε διαφορετική λειτουργική κατάσταση του συστήματος και γι' αυτό οι συγγραφείς εστιάζουν την προσοχή τους στον CDM ελεγκτή για ελεγχόμενα φορτία. Στη συνέχεια μοντελοποιείται το σύστημα, εφαρμόζεται ο παραπάνω ελεγκτής, αναφέρεται ο τρόπος επιλογής των παραμέτρων του νέου αυτού ελεγκτή και τέλος συγκρίνεται η αποδοτικότητα του με αυτή ενός PI ελεγκτή.

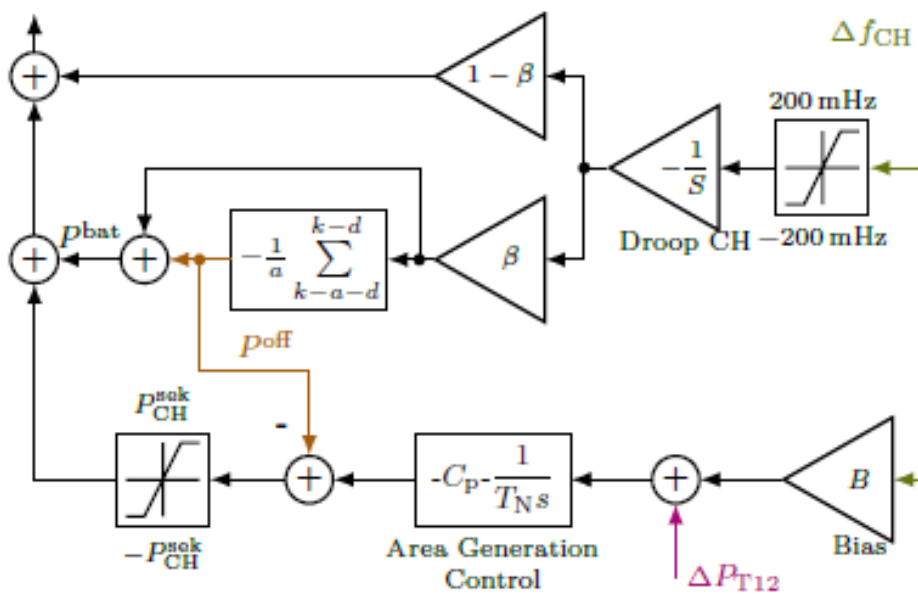
4.1.3 Τεχνικές Επαναφοράς SOC

Στην αναφορά [9] αναλύεται το διασυνδεδεμένο σύστημα της Ελβετίας με την Υπόλοιπη Ευρώπη. Αρχικά, αναφέρεται, ότι ένα BESS συνήθως χρησιμοποιείται για πρωτεύουσα ρύθμιση, ενώ η δευτερεύουσα ρύθμιση αναλαμβάνεται εξ' ολοκλήρου από τις συμβατικές γεννήτριες. Όταν το SOC της μπαταρίας αποκλίνει από τις επιθυμητές τιμές, τότε αναγκαστικά πρέπει να υπάρχουν τρόποι επαναφοράς του στα αρχικά δεδομένα. Στη συγκεκριμένη μελέτη προτείνεται μια στρατηγική επαναφόρτισης της μπαταρίας, η οποία παρουσιάζεται παραστατικά στο σχήμα 4.3. Παράλληλα, στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος και της μπαταρίας σε μία διαταραχή.



Σχήμα 4.2: Γραφικές απόκρισης συστήματος σε διαταραχής [9]

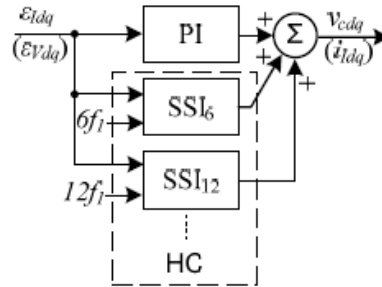
Στα παραπάνω σχήματα οι δύο διαφορετικές αποκρίσεις αφορούν την επιλογή μεταξύ δύο διαφορετικών τεχνολογιών επικοινωνίας μεταξύ BESS και συστήματος κεντρικού ελέγχου. Η διαφορά είναι αμελητέα, επομένως δεν έχει καθοριστική σημασία η επιλογή της τεχνολογίας επικοινωνίας μεταξύ BESS και κεντρικού ελέγχου. Όπως παρατηρείται από τα σχήματα, αμέσως μετά τη διαταραχή το BESS, το οποίο έχει πολύ γρήγορο response time, προσφέρει πολύ ενεργό ισχύ στο δίκτυο, η τιμή της οποίας εξαρτάται από τον επιλεγμένο στατισμό R_{BESS} του BESS. Στη συνέχεια, η ενεργός ισχύς εξόδου του BESS μειώνεται σταδιακά και στην παρούσα προσομοίωση απαιτείται 1/4 της ώρας μέχρι αυτή να μηδενιστεί. Μετά το πέρας της διαταραχής το BESS απορροφάει μικρές ποσότητες ενεργού ισχύος και επαναφέρεται το SOC στην αρχική του κατάσταση. Η διαδικασία επαναφόρτισης του BESS παρατηρείται σαν μια διαταραχή υπερσυχνότητας, καθώς στιγμιαία διαταράσσεται το ισοζύγιο ισχύος. Αυτή, όμως, η διαταραχή είναι αμελητέα για το σύστημα. Στη συνέχεια της εργασίας μοντελοποιείται σε γραμμικοποιημένο ισοδύναμο το σύστημα Ελβετία-Υπόλοιπη Ευρώπη, στο οποίο υπολογίζεται η κοινή συχνότητα του συστήματος και η διασυνδεδετική ροή ισχύος. Στο μοντέλο προστίθεται το σύστημα μπαταριών και μοντελοποιείται η τεχνική επαναφόρτισης. Στο σχήμα 4.3 παρουσιάζεται ο έλεγχος πρωτεύουσας ρύθμισης της μπαταρίας και ο έλεγχος επαναφόρτισης της μέσω της δευτερεύουσας ρύθμισης των συμβατικών μονάδων παραγωγής.



Σχήμα 4.3: Μοντελοποίηση Επαναφόρτισης Συσσωρευτή [9]

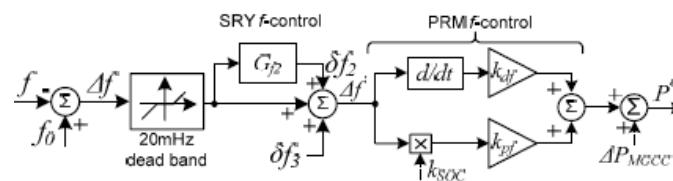
Στις αναφορές [10] και [11] παρουσιάζεται ένα τριφασικό σύστημα αποθήκευσης με μπαταρίες για ρύθμιση συχνότητας σε ένα Microgrid. Το BESS είναι τοποθετημένο σε ένα απομονωμένο σημείο του Microgrid, δίπλα σε τοπικά φορτία. Όταν η ποιότητα ισχύος όλου του Microgrid επιδεινωθεί, τότε ανοίγουν οι διακόπτες και το BESS μαζί με τα τοπικά φορτία λειτουργούν απομονωμένα. Το BESS ρυθμίζει εξ' ολοκλήρου τη συχνότητα και την τάση στα τοπικά φορτία. Στις μελέτες αυτές, παρουσιάζεται ο PQ έλεγχος στο dq πλαίσιο ενός μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένου σε στιβαρό δίκτυο. Όταν, όμως, ανοίγει ο διακόπτης, αλλάζει ο έλεγχος του BESS. Τότε ελέγχεται η τάση του

απομονωμένου δικτύου, ώστε αυτή να διατηρείται σταθερή. Η ιδιαιτερότητα σε αυτές τις εργασίες έγκειται στο γεγονός ότι προτείνονται συγκεκριμένοι PI ελεγκτές, οι οποίοι έχουν την δυνατότητα να φιλτράρουν υψηλότερες αρμονικές (που οφείλονται στην ύπαρξη ηλεκτρονικών ισχύος) και έχουν τη μορφή του σχήματος 4.4.



Σχήμα 4.4: PI-SSI-SRF ελεγκτής [10]

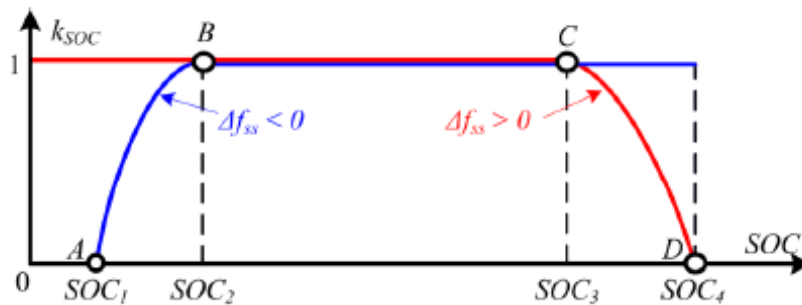
Όταν το BESS είναι συνδεδεμένο με το Microgrid, τότε γίνεται έλεγχος συχνότητας, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5. Πιο συγκεκριμένα, μετρείται το σφάλμα συχνότητας Δf και συγκρίνεται με κάποια deadband όρια. Εάν το σφάλμα συχνότητας είναι $< 20\text{mHz}$, τότε δεν εφαρμόζεται ρύθμιση συχνότητας από το BESS. Στη συνέχεια του συστήματος ελέγχου υπάρχουν τρεις κλάδοι. Ο πάνω κλάδος υλοποιεί τη δευτερεύουσα ρύθμιση (υπάρχει ολοκληρωτικός όρος I, ώστε να μηδενίζεται το μόνιμο σφάλμα συχνότητας), στην οποία τοποθετείται πρώτης τάξης φίλτρο για προσθήκη καθυστέρησης, ο μεσαίος κλάδος εξυπηρετεί τη πρωτεύουσα ρύθμιση, και ο τρίτος κλάδος αφορά τη τριτεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Το επόμενο στάδιο του συστήματος ελέγχου αποτελείται από δύο κλάδους, οι οποίοι προσομοιώνουν την αδρανειακή απόκριση και τη πρωτεύουσα ρύθμιση του BESS. Τοποθετείται ένας πολλαπλασιαστικός συντελεστής k_{SOC} στον κλάδο πρωτεύουσας ρύθμισης, προκειμένου να περιορίζεται η ισχύς της μπαταρίας, όταν το SOC του συστήματος αποθήκευσης είναι εκτός ορίων. Το τελικό στάδιο αποτελείται από έναν αθροιστή μέσω του οποίου υπερτίθεται στο υπάρχων σήμα, ένα επιπλέον σήμα ελέγχου, το οποίο προέρχεται από τον κεντρικό έλεγχο. Μέσω αυτού του σήματος ρυθμίζεται άμεσα η ενεργός ισχύς εξόδου του BESS. Ο έλεγχος της αδρανειακής απόκρισης, της πρωτεύουσας και της δευτερεύουσας ρύθμισης γίνονται τοπικά, ενώ η τριτεύουσα ρύθμιση γίνεται μέσω κεντρικού ελέγχου.



Σχήμα 4.5: Κύκλωμα Ελέγχου Ενεργού Ισχύος BESS [10]

Οι τιμές του k_{SOC} φαίνονται στο σχήμα 4.6. Η κόκκινη γραμμή αφορά την περίπτωση

υπερσυχνότητας, ενώ η μπε την περίπτωση υποσυχνότητας. Το k_{SOC} μειώνεται, όταν το SOC λαμβάνει ακραίες τιμές.



Σχήμα 4.6: Επιλογή k_{SOC} [11]

Στην αναφορά [11] προτείνεται επιπλέον στήριξη τάσης (έλεγχος αέργου ισχύος) μέσω του BESS, όταν αυτό είναι συνδεδεμένο με το Microgrid. Με τη χρήση ενός απλού αναλογικού ελεγκτή $Q = k_Q \cdot (V - V_{ref})$ υλοποιείται εύκολα η στήριξη τάσης. Προφανώς, δίνεται προτεραιότητα στον έλεγχο συχνότητας. Εάν, δηλαδή, η ενεργός ισχύς που μεταφέρεται από το μετατροπέα ισχύος είναι ίση με την S_{rated} του, τότε το $Q = 0$ και δεν υπάρχει δυνατότητα στήριξη τάσης.

Όταν η ποιότητα ισχύος του Microgrid χειροτερεύει, τότε ανοίγει ο διακόπτης και απομονώνεται το BESS μαζί με τα τοπικά φορτία. Όταν η τάση και η συχνότητα του δικτύου επανέρχονται στις ονομαστικές τους τιμές, το BESS συνδέεται ξανά στο δίκτυο. Για να επιτευχθεί η επανασύνδεση, πρέπει πρώτα η τάση που παράγει απομονωμένα το BESS να συγχρονιστεί με την τάση του δικτύου, το οποίο επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός PLL.

Κάθε dq σήμα (DC τιμές) στη συγκεκριμένη εργασία φιλτράρεται από ένα LPF, προκειμένου να ακυρωθούν πιθανές αρμονικές υψηλών συχνοτήτων. Αυτά τα LPF είναι μορφής Butterworth και η συνάρτηση μεταφοράς τους είναι η παρακάτω. (cut-off τιμή προτείνεται η: $\omega_{cut-off} = 20\pi \text{rad/sec} \Rightarrow 3.18 \text{Hz}$)

$$G_{LPF}(s) = \frac{\omega_{cut-off}^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot \omega_{cut-off} \cdot s + \omega_{cut-off}^2}$$

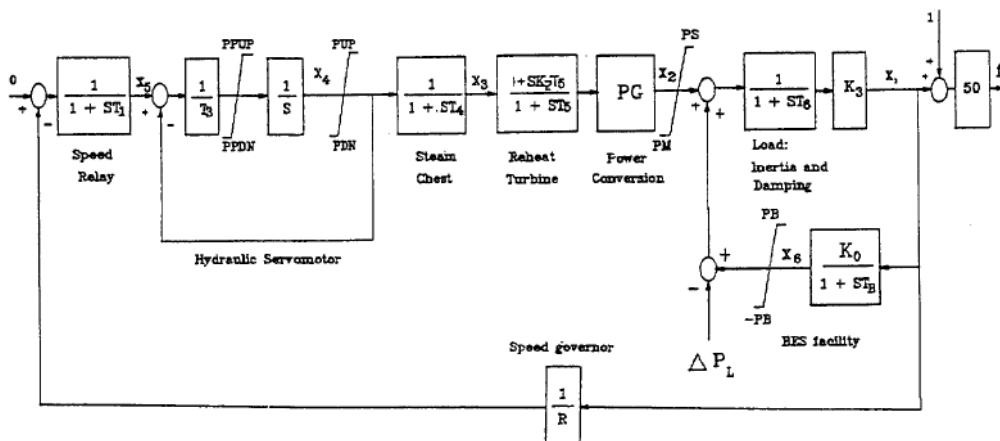
Στην αναφορά [12] παρουσιάζεται ένα απομονωμένο ηλεκτρικό σύστημα, το οποίο διαθέτει ένα 30MW σύστημα αποθήκευσης με μπαταρίες προκειμένου να υλοποιείται ρύθμιση συχνότητας. Πρόκειται για ένα μικρό απομονωμένο σύστημα με περιορισμένη σταθερά αδράνεια, γεγονός που επιτρέπει σε απότομες αλλαγές στο φορτίο ή στην παραγωγή να δημιουργούν μεγάλες διακυμάνσεις στη συχνότητα. Εάν δεν υπάρχει σύστημα αποθήκευσης, τότε τα ατμοηλεκτρικά συστήματα καταπονούνται, καθώς η πίεση και η θερμοκρασία στον ατμοστρόβιλο εγγίζουν ακραίες τιμές. Το BESS, που διαθέτει πολύ μικρή σταθερά χρόνου καθυστέρησης, είναι η κατάλληλη λύση για ρύθμιση συχνότητας. Το μοντέλο ελέγχου της μπαταρίας που προτείνεται περιγράφεται από τον παρακάτω τύπο.

$$\frac{\Delta P_B}{\Delta f} = \frac{K_o}{1 + sT_b}$$

Όπου Δf είναι η απόκλιση συχνότητας, ΔP_B είναι η ισχύς εξόδου του BESS, K_o είναι ο στατισμός του συστήματος αποθήκευσης και η T_b αποτελεί τη χρονική σταθερά απόκρισης του συστήματος αποθήκευσης. Γίνεται η λογική θεώρηση ότι η συχνότητα είναι ενιαία σε όλο το σύστημα, επομένως όλες οι μονάδες παραγωγής μπορούν να συμπτυχθούν σε ένα ισοδύναμο γραμμικοποιημένο μοντέλο. Έτσι, προκύπτει το μοντέλο του συστήματος 4.7. Σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή $t \rightarrow \infty$ που ισοδυναμεί με $s \rightarrow 0$ ισχύει: (η μεταβολή στο φορτίο συμβολίζεται με ΔP_L και μόνιμο σφάλμα συχνότητας με Δf_{ss})

$$\left(\frac{\Delta f_{ss} \cdot P_G}{R} + K_o \cdot \Delta f_{ss} - \Delta P_L \right) \cdot K_3 = \Delta f_{ss} \Rightarrow$$

$$\Delta f_{ss} = \frac{-\Delta P_L}{\frac{1}{K_3} + \frac{P_G}{R} + K_o}$$

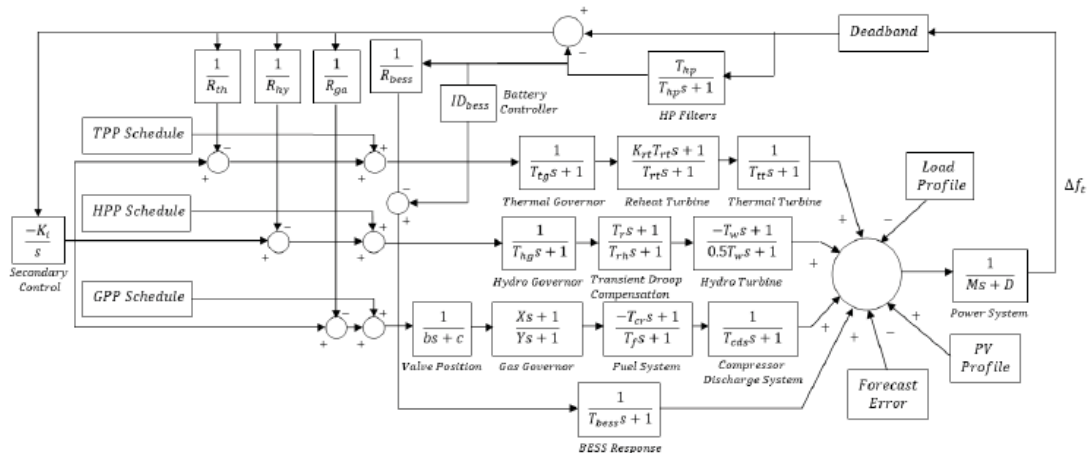


Σχήμα 4.7: Διάταξη συστήματος [12]

Όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά K_o , τόσο περισσότερη ισχύ αναλαμβάνει η μπαταρία κατά τη διαταραχή. Αναφορικά με τη διαστασιολόγηση του BESS προτείνονται τα εξής: Ο τύπος με τον οποίο υπολογίζεται η ενέργεια του BESS είναι ο $E(t) = \int_0^t P(t)dt + E_o$. Είναι επιθυμητό το SOC να διατηρείται $> 40\%$ και κάτω από συνθήκες μόνιμης κατάστασης να βρίσκεται περίπου στο 70% . Επομένως, κατά τη διαταραχή επιτρέπεται το SOC να πέσει από 70% στο 40% και όχι παρακάτω. Συνεπώς, το περιθώριο μείωσης ενέργειας του BESS είναι 30% . Η μεγαλύτερη δυνατή διαταραχή του υπό μελέτη συστήματος είναι $30MW$, και για αυτό το λόγο προτείνεται από τους συγγραφείς η ονομαστική ισχύ του BESS να είναι ίση με $30MW$. Επίσης, τονίζεται ότι το BESS πρέπει να μπορεί να τροφοδοτεί αυτή τη διαταραχή για $15min$ συνεχόμενα. Δηλαδή, να παρέχει $30MW \cdot 15min = 30MW \cdot \frac{15}{60}h = 7.5MWh$. Πρόκειται για το worst-case-scenario και πρέπει τότε το SOC να μειωθεί από το 70% στο 40% . Επομένως, το 30% του SOC

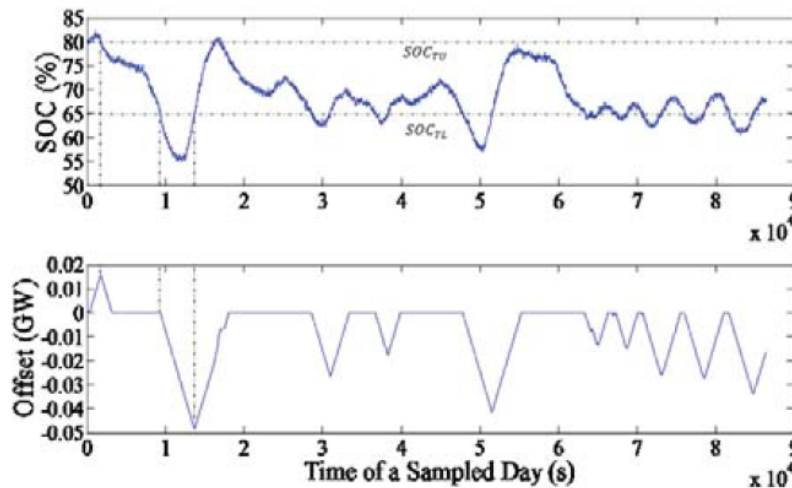
αντιστοιχεί σε 7.5MWh ενέργεια. Με απλή μέθοδο των τριών προκύπτει ότι, το 100% του SOC αντιστοιχεί σε ενέργεια 25MWh. Συνεπώς, το Capacity του BESS πρέπει να είναι ίσο με 25MWh.

Στην αναφορά [13] αναλύεται το ζήτημα της αδρανειακής απόκρισης, πρωτεύουσας, δευτερεύουσας και τριτεύουσας ρύθμισης. Μελετάται ένα πραγματικό σύστημα και το Block diagram (γραμμικοποιημένο σύστημα) για αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8. Δίνεται έμφαση στη πρωτεύουσα ρύθμιση και χρησιμοποιείται ένα BESS για τη βελτίωση της δυναμικής απόκρισης συχνότητας του συστήματος. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η μοντελοποίηση του συστήματος με κατάλληλες τιμές για τα M και D και παρατηρούνται τέσσερις κλάδοι για παραγωγή ενεργού ισχύος, ο θερμικός σταθμός, ο υδροηλεκτρικός, ο σταθμός φυσικού αερίου και η μπαταρία. Κάθε ένα από αυτά τα συστήματα προσομοιώνεται με τις κατάλληλες συναρτήσεις μεταφοράς και καθυστερήσεις. Υπάρχει έλεγχος πρωτεύουσας ρύθμιση σε όλα τα συστήματα και επιπλέον οι τρεις μονάδες παραγωγής έχουν και την ευθύνη της δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Τονίζεται ότι ο θερμικός και ο υδροηλεκτρικός σταθμός έχουν σταθερή παραγωγή και δεν εμφανίζονται μεγάλες διακυμάνσεις στην ενεργό ισχύ εξόδου τους, επειδή οι γρήγορες μεταβολές στην ισχύ εξόδου τους δημιουργεί προβλήματα σε αυτούς. Πιο συγκεκριμένα, οι μεταβολές αυτές προκαλούν απότομες αυξομειώσεις σε πίεση και θερμοκρασία στο θερμικό σταθμό, και επιπλέον οι γρήγορες μεταβολές ισχύος συνδέονται με το φαινόμενο του υδραυλικού πλήγματος στον υδροηλεκτρικό σταθμό. Επομένως, τα μόνα εργαλεία για την εξισορρόπηση των απότομων μεταβολών στο ισοζύγιο ισχύος είναι το εργοστάσιο φυσικού αερίου (αρκετά ευέλικτο στη γρήγορη μεταβολή της ισχύος εξόδου του) και το BESS.



Σχήμα 4.8: Υπό Μελέτη Σύστημα [13]

Μεγάλο ενδιαφέρον σε αυτή τη δημοσίευση παρουσιάζει ο προτεινόμενος έλεγχος του BESS και κυρίως η τεχνική επαναφόρτισης του. Το BESS συμμετέχει ενεργά στη πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας μέσω του συντελεστή στατισμού του όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.9: Επαναφόρτιση BESS [13]

Αναφορικά με την τεχνική επαναφόρτισης προτείνεται η χρήση ενός σήματος ελέγχου, το οποίο θα υπερτίθεται στο σήμα ελέγχου πρωτεύουσας ρύθμιση. Το σήμα αυτό πρέπει να είναι αρκετά μικρό, ώστε να μην επηρεάζεται η πρωτεύουσα ρύθμιση και να μην προκαλούνται μεταβατικά στη συχνότητα. Σύμφωνα με σχήμα 4.9 αυτό το υπερτιθέμενο σήμα για επαναφόρτιση έχει τριγωνική μορφή με μικρή κλίση, ώστε να μην μεταβάλλεται απότομα η ενεργός ισχύς εξόδου του BESS και έτσι να μην εμφανίζονται μεταβατικά φαινόμενα στη συχνότητα. Όταν το SOC επανέρχεται μέσα στο επιθυμητό deadband λειτουργίας, το Offset σήμα ελέγχου μηδενίζεται. Ωστόσο, ο μηδενισμός γίνεται σταδιακά, γιατί σε αντίθετη περίπτωση θα διαταράσσονταν το ισοζύγιο ισχύος του συστήματος. Η προτεινόμενη μέθοδος επαναφόρτισης σχετίζεται με απομονωμένη λειτουργία του BESS.

4.1.4 Μαθηματική Προσέγγιση Πρωτεύουσας Ρύθμισης και Αδρανειακής Απόκρισης

Στην αναφορά [14] παρουσιάζεται μια αναλυτική μοντελοποίηση της πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας και της αδρανειακής απόκρισης ενός συστήματος αποθήκευσης. Αρχικά, τονίζεται ότι οι συμβατικές μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας παρουσιάζουν εγγενώς αδρανειακή απόκριση (Inertial Response-IR), η οποία περιορίζει το *ROCOF* κατά τις διαταραχές. Αντίθετα, τα περισσότερα ΑΠΕ (κυρίως τα φωτοβολταϊκά) συνδέονται στο δίκτυο μέσω ηλεκτρονικών ισχύος, δεν υπάρχουν στρεφόμενα μέρη και επομένως δε προσφέρεται αδράνεια στο δίκτυο. Επιπλέον, αν τα ΑΠΕ λειτουργούν με *max-power-point-tracking* λογική, τότε αυτά δεν μπορούν να συνεισφέρουν στη στήριξη συχνότητας σε περίπτωση υποσυχνότητας. Στη συγκεκριμένη εργασία προτείνεται ένα BESS για βοηθητικές υπηρεσίες στη στήριξη συχνότητα και παρουσιάζεται μια μεθοδολογία εκτίμησης του μεγέθους του BESS. Τα στάδια που ακολουθούν μία διαταραχή στο δίκτυο είναι τα εξής: 1. Inertial Response, που είναι η απελευθέρωση της ενέργειας από την κινητική ενέργεια των στρεφόμενων μαζών, 2. Πρωτεύουσα Ρύθμιση, κατά την οποία συνεισφέρουν όλες σχεδόν οι μονάδες και οδηγείται το σύστημα σε ένα μόνιμο σφάλμα συχνότητας $\Delta\omega_{s,s}$, 3. Δευτερεύουσα Ρύθμιση, κατά την οποία μηδενίζεται το μόνιμο σφάλμα συχνότητας, 4. Τριτεύουσα Ρύθμιση συχνότητας, κατά

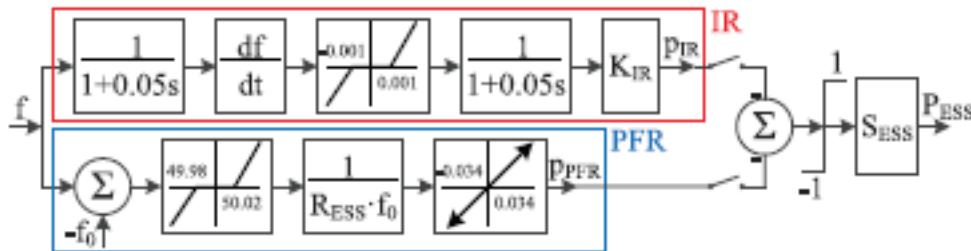
την οποία διαμοιράζεται ξανά το φορτίο στις γεννήτριες με το πιο οικονομικά αποδοτικό τρόπο. Ισχύουν οι παρακάτω τύποι:

$$H_{system} = \frac{\sum_{i=1}^n H_i \cdot S_{rated-i}}{S_{system}} \quad \left| \quad \frac{2 \cdot H_{system}}{f_o} \frac{df}{dt} = \frac{P_g - P_l}{S_{system}} \quad \right| \quad \lambda = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \frac{S_i}{f_o}$$

Όπου λ είναι σε MW/Hz , H_{system} σε sec και $\frac{df}{dt}$ σε Hz/sec .

Η μεθοδολογία που προτείνεται είναι η εξής: Αρχικά καθορίζονται οι τιμές των μεγεθών H_{system} , S_{system} , λ_{system} . Στη συνέχεια καθορίζεται το μέγιστο επιτρεπτό ROCOF (Rate Of Change Of Frequency) του συστήματος. Για κάθε δυνατή μεταβολή στο φορτίο του συστήματος δεν πρέπει η συγκεκριμένη τιμή ROCOF να παραβιαστεί. Εξετάζεται το worst-case-scenario, δηλαδή η μεγαλύτερη δυνατή διαταραχή στο σύστημα. Είναι, λοιπόν, γνωστό το ΔP , είναι γνωστό το επιθυμητό df/dt και το S_{system} είναι καθορισμένο. Από την μεσαία σχέση παραπάνω υπολογίζεται το επιθυμητό H_{target} , προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό df/dt . Επίσης, επιλέγεται κατάλληλο R_{bess} , προκειμένου να εξασφαλίζεται το απαιτούμενο λ_{target} (τρίτος τύπος). Με βάση αυτή τη λογική επιλέγεται το BESS, ώστε να εξασφαλίζονται τα παραπάνω επιθυμητά όρια. Σύμφωνα με τον ENTSO-E οι περιορισμοί που πρέπει να τηρούνται σε κάθε σύστημα είναι: $|df/dt| \leq 0.5Hz/sec$, $f_{min} \geq 49.2Hz$ και $|\Delta f_{s,s}| \leq 0.2Hz$.

Ο έλεγχος του BESS αποτελείται από δύο μέρη. Το πρώτο μέρος αφορά την πρωτεύουσα ρύθμιση, δηλαδή την προσθήκη στατισμού R στην μπαταρία. Το R της μπαταρίας είναι αρκετά μικρότερο από το αντίστοιχο των συμβατικών μονάδων, ώστε η μπαταρία να αναλαμβάνει γρήγορα μεγάλο μέρος της απώλειας ισχύος και επομένως να περιορίζεται η διακύμανση συχνότητας. Το δεύτερο μέρος του ελέγχου του BESS αφορά την αδρανειακή απόκριση. Με άλλα λόγια, είναι επιθυμητό το σύστημα συσσωρευτών να συμπεριφέρεται ως μία στρεφόμενη μάζα, δηλαδή να έχει αδράνεια. Μέσω του ελέγχου αδρανειακής απόκρισης του BESS επιτυγχάνεται να προσομοιαστεί η συμπεριφορά μιας συμβατικής γεννήτριας. Αυτός ο έλεγχος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.10.



Σχήμα 4.10: Έλεγχος BESS [14]

Ο πάνω κλάδος του σχήματος 4.10 προσομοιώνει την αδρανειακή απόκριση. Αρχικά, μετρείται η συχνότητα του δικτύου. Χρησιμοποιούνται δύο φίλτρα πρώτης τάξεως, προ-

κειμένου να φιλτράρεται ο θόρυβος που προκύπτει από το διαφοριστή και να προσομοιώνεται η χρονική καθυστέρηση απόκρισης του BESS. Ο διαφοριστής υπολογίζει τη κλίση της συχνότητας σε Hz/sec και το deadband block εμποδίζει το BESS να αντιδράσει σε μικρές κλίσεις συχνότητας. Ο κάτω κλάδος προσομοιώνει τη πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Η διαφορά $\Delta f = f - f_o$ οδηγείται σε ένα deadband block, ώστε η πρωτεύουσα ρύθμιση να μην ενεργοποιηθεί αν η απόκλιση από την ονομαστική συχνότητα είναι μικρή. Στη συνέχεια, το σήμα ελέγχου πολλαπλασιάζεται με τη σταθερά στατισμού και περιορίζεται η κλίση του μέσω ενός αντίστοιχου Block. Τα δύο αυτά σήματα ελέγχου προστίθενται και το νέο σήμα περιορίζεται από το ± 1 ανά μονάδα και πολλαπλασιάζεται με την ονομαστική ισχύ του BESS.

Όσον αφορά το κομμάτι της πρωτεύουσας ρύθμισης του BESS ισχύει ο τύπος:

$$|p_{FR}| = \frac{1}{R_{BESS} \cdot f_o} \cdot |\Delta f| \quad (p.u.)$$

Όσον αφορά τον όρο της αδρανειακής απόκρισης ισχύουν τα παρακάτω. Ισχύει ο τύπος της εξίσωσης επιταχύνσεως: $(2H/f_o) \cdot (df/dt) = \Delta P(p.u.) \Rightarrow H = \Delta P(p.u.) \cdot (f_o/2) \cdot (df/dt)^{-1}$. Με χρήση αυτού του τύπου μπορεί να υπολογιστεί η αδράνεια μίας σύγχρονης συμβατικής γεννήτριας. Δηλαδή, γίνεται μια διαταραχή στη συχνότητα του δικτύου, μετριέται η κλίση της συχνότητας, υπολογίζεται η μεταβολή στην ισχύ εξόδου της γεννήτριας και με τον παραπάνω τύπο υπολογίζεται η αδράνεια της γεννήτριας. Ο ίδιος ακριβώς τύπος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μετρηθεί η αδράνεια του BESS. Επομένως, η αδράνεια του BESS δίνεται από τη σχέση:

$$H_{BESS} = p_{IR} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}$$

Η αδράνεια του συστήματος αποθήκευσης ουσιαστικά πετυχαίνεται μέσω του κατάλληλου ελέγχου του BESS. Η ισχύς, λόγω της αδρανειακής απόκρισης του BESS, δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$p_{IR} = \frac{K_{IR}}{(1 + s\tau_1) \cdot (1 + s\tau_2)} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right) \approx K_{IR} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)$$

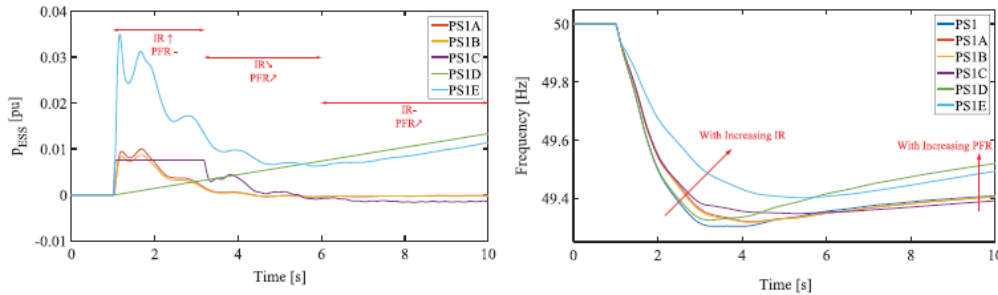
Στη γενική περίπτωση όπου $p_{IR}(p.u.) \leq 1$, τότε ισχύει $H_{BESS} = K_{IR} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right) \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1} = \frac{f_o}{2} \cdot K_{IR}$. Επομένως, η τιμή της αδρανειας του BESS είναι ευθέως ανάλογη με την τιμή του K_{IR} που επιλέγεται. Αν $p_{IR}(p.u.) > 1$, τότε αυτό περιορίζεται στην τιμή του 1, και τότε ισχύει $H_{BESS} = 1 \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}$.

Στη δημοσίευση επιλέγονται διάφορα K_{IR} και γίνονται αντίστοιχες προσομοιώσεις. Όσο μεγαλύτερο είναι το K_{IR} , τόσο μεγαλύτερη είναι η αδρανειακή απόκριση του BESS, δηλαδή τόσο περισσότερη είναι η αδράνεια που προσφέρει το BESS στο δίκτυο.

Επιπλέον, στην εργασία παρουσιάζεται ο τύπος υπολογισμού του SOC ενός BESS με ονομαστική χωρητικότητα $E_{BESS}(MWh)$:

$$SOC(\%) = SOC_{initial}(\%) - \frac{\int P_{BESS}(MW)dt}{E_{BESS}(MWh)} \cdot 100$$

Στη συνέχεια, στο σχήμα 4.11 παρουσιάζεται η επίδραση του στατισμού και της αδρανειακής απόκρισης του BESS στη συχνότητα του δικτύου και η μεταβολή της απόκρισης ενεργού ισχύος του BESS για διάφορα σενάρια.



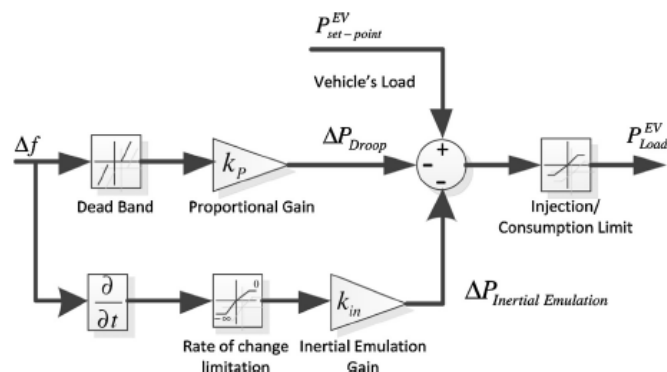
Σχήμα 4.11: Προσομοιώσεις σε συχνότητα και απόκριση ενεργού ισχύος BESS [14]

Στα σχήματα 4.11 φαίνεται ότι κατά τα πρώτα δευτερόλεπτα της διαταραχής δρα ο IR κλάδος του BESS, ενώ η πρωτεύουσα ρύθμιση ενεργοποιείται αργότερα. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η χρονική στιγμή όπου η συχνότητα είναι ίση με f_{min} . Από εκείνη τη χρονική στιγμή και μετά, η κλίση της συχνότητας γίνεται θετική και επομένως το p_{IR} γίνεται < 0 . Το γεγονός αυτό δε συνεισφέρει στη στήριξη συχνότητας, καθώς το δίκτυο χρειάζεται ενεργό ισχύ, ενώ ο αδρανειακός κλάδος του BESS σχηματίζει ένα αρνητικό σήμα ελέγχου. Για αυτό το λόγο, προτείνεται η χρήση ενός deadband block στον αδρανειακό κλάδο ελέγχου του BESS, προκειμένου να μην ενεργοποιείται αυτός, όταν η κλίση στη συχνότητα είναι αρκετά μικρή.

Η αναφορά [15] έχει ως στόχο τη βελτίωση της δυναμικής απόκρισης του συστήματος σε διαταραχές με τη χρήση ενός συστήματος αποθήκευσης. Δίνεται έμφαση στη μείωση της απόκλισης του ναδίρ της συχνότητας και προτείνεται ο αντίστοιχος έλεγχος συχνότητας. Σε αντίθεση με τις υπόλοιπες δημοσιεύσεις, στη συγκεκριμένη εργασία τονίζεται η ανάγκη στήριξη τάσης του δικτύου. Προφανώς προτεραιότητα υπάρχει στη διακίνηση ενεργού ισχύος μεταξύ συστήματος συσσωρευτών και δικτύου, αλλά είναι συνετό να διακινείται και άεργος ισχύς για να περιορίζονται οι αποκλίσεις στην τάση. Θα προσφέρεται τόση άεργος ισχύς στο δίκτυο, προκειμένου να μη παραβιάζεται η ανισότητα $\sqrt{P_{BESS}^2 + Q_{BESS}^2} \leq S_{BESS-RATED}$. Κατά τη διαταραχή θα υλοποιείται ουσιαστικά ρύθμιση συχνότητας, και κατά τις περιόδους ηρεμίας θα ανταλλάσσεται άεργος ισχύς μεταξύ BESS και δικτύου, και έτσι θα υπάρχει στήριξη τάσης. Τονίζεται ότι η διακίνηση αέργου ισχύος μεταξύ BESS και δικτύου, δεν επηρεάζει το SOC της μπαταρίας. Επομένως η υπηρεσία στήριξης τάσης μπορεί να χρησιμοποιείται συνεχόμενα, χωρίς να απαιτείται κάποια τεχνική επαναφόρτιση του BESS.

4.1.5 Ηλεκτρικά Αυτοκίνητα για Ρύθμιση Συχνότητας

Στην αναφορά [16] προτείνεται έλεγχος πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας με τη βοήθεια ηλεκτρικών οχημάτων. Τα ηλεκτρικά οχήματα είναι νέα φορτία, τα οποία θα πολλαπλασιαστούν στον αριθμό στο άμεσο μέλλον. Όταν αυτά είναι συνδεδεμένα στο δίκτυο για φόρτιση, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για βοηθητικές υπηρεσίες ρύθμισης συχνότητας. Έτσι, δίνεται η δυνατότητα για επιπλέον διείσδυση ΑΠΕ σε όλο το σύστημα. Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε στην οικεία εργασία είναι η εξής: Αρχικά, προσδιορίζεται το μικρό απομονωμένο σύστημα που μελετάται και σχεδιάζεται το γραμμικοποιημένο ισοδύναμο μοντέλο του. Στη συνέχεια υπολογίζεται η χειρότερη δυνατή διαταραχή θεωρώντας όλα τα ηλεκτρικά οχήματα ως παθητικά φορτία και γίνεται η προσομοίωση. Τέλος, χρησιμοποιούνται κάποια από τα ηλεκτρικά οχήματα για ρύθμιση συχνότητας και εκτελείται ξανά η προσομοίωση. Κάθε ηλεκτρικό όχημα, το οποίο χρησιμοποιείται για ρύθμιση συχνότητας, διαθέτει τον έλεγχο συχνότητας που παρουσιάζεται στο σχήμα 4.12.

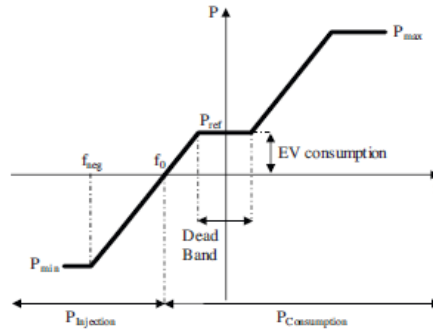


Σχήμα 4.12: Έλεγχος EV [16]

Στο σχήμα 4.12 παρατηρείται ο κλάδος πρωτεύουσας ρύθμισης, ο οποίος εκφράζεται από τη σχέση $\Delta P_{Droop} = k_p \cdot \Delta f$ και ο κλάδος αδρανειακής απόκρισης, ο οποίος αντιστοιχεί στη σχέση $\Delta P_{inertial-Emulation} = k_{in} \cdot d(\Delta f)/dt$. Τα ηλεκτρικά οχήματα δεν θα πρέπει να «αντιδρούν» σε κάθε μικρή διαταραχή του ισοζυγίου ισχύος, επομένως και διαταραχή της συχνότητας, για αυτό το λόγο, υπάρχει το deadband block στο κλάδο της πρωτεύουσας ρύθμισης. Στον παραπάνω έλεγχο, το σήμα ελέγχου $P_{EV-set-point}$ είναι αυτό που χρησιμοποιείται για τη φόρτιση του ηλεκτρικού οχήματος. Κατά τη διάρκεια μίας διαταραχής, τα σήματα ελέγχου στήριξης συχνότητας υπερτίθενται στο σήμα φόρτισης του αυτοκινήτου.

Το σήμα ελέγχου $P_{EV-set-point}$ δεν είναι το μέγιστο δυνατό, γιατί σε περίπτωση υπερσυχνότητας πρέπει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο να μπορεί να απορροφάει επιπλέον ισχύ. Επομένως, απαιτείται να διατηρείται ένα περιθώριο ισχύος μεταξύ παραγόμενης και μέγιστης δυνατής παραγωγής ενεργού ισχύος, ώστε το ηλεκτρικό αυτοκίνητο να στηρίζει το δίκτυο και σε αυτή την περίπτωση. Επίσης, στον κλάδο της αδρανειακής απόκρισης υπάρχει ένα Rate of Change Limitation Block, προκειμένου όταν μετριάται αρνητικό ROCOF, να ενεργοποιείται η αδρανειακή απόκριση, ενώ όταν το ROCOF είναι θετικό, αυτή να μην ενεργοποιείται. Κατά συνέπεια, η αδρανειακή απόκριση, στη συγκεκριμένη

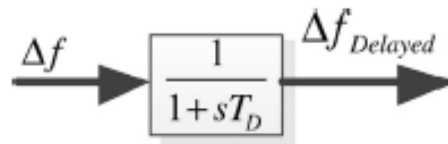
περίπτωση, δρα μόνο όταν η συχνότητα μειώνεται, δηλαδή το φορτίο είναι μεγαλύτερο από την παραγωγή.



Σχήμα 4.13: Έλεγχος ενεργού ισχύος σε ένα EV [16]

Σύμφωνα με το σχήμα 4.13, φαίνεται ότι όταν η συχνότητα είναι μέσα στο όριο ενός αυστηρού deadband περί τα $50Hz$, τότε δεν ενεργοποιείται καμία λειτουργία ρύθμισης συχνότητας. Όταν η συχνότητα αυξάνει, τότε το ηλεκτρικό όχημα προσφέρει ισχύ στο δίκτυο ανάλογη του στατισμού του, για αυτό το λόγο πάντα πρέπει να τηρείται η εξής σχέση $P_{ref} < P_{max}$. Αντίθετα, όταν η συχνότητα μειώνεται, τότε περιορίζεται η ισχύς που απορροφά το όχημα από το δίκτυο, με σκοπό αυτό να φορτιστεί. Στην ειδική περίπτωση όπου η συχνότητα μειώνεται σε πολύ χαμηλά επίπεδα, τότε το ηλεκτρικό όχημα, όχι μόνο περιορίζει την ισχύ που απορροφά στο μηδέν, αλλά υπάρχει το ενδεχόμενο να προσφέρει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο, και συνεπώς να εκφορτίζεται.

Υπάρχει καθυστέρηση στη μέτρηση της συχνότητας, εξαιτίας του PLL. Το γεγονός αυτό προσομοιώνεται με ένα φίλτρο πρώτης τάξης, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.14



Σχήμα 4.14: Προσομοίωση Καθυστέρησης στη μέτρηση συχνότητας [16]

Στην αναφορά [17] μελετάται το ζήτημα της στήριξης συχνότητας με χρήση ESS και plugged in ηλεκτρικά οχήματα. Το υπό μελέτη σύστημα είναι ένα μεγάλο ηλεκτρικό δίκτυο με μεγάλη διάσπαρτη διείσδυση φωτοβολταϊκών συστημάτων. Στη δημοσίευση αυτή χρησιμοποιούνται οι παρακάτω τύποι:

$$2 \cdot H \cdot \frac{df}{dt} = P_m - P_e \quad \left| \quad H = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega_m^2 = \frac{E_{keq}}{P_{nominal}}$$

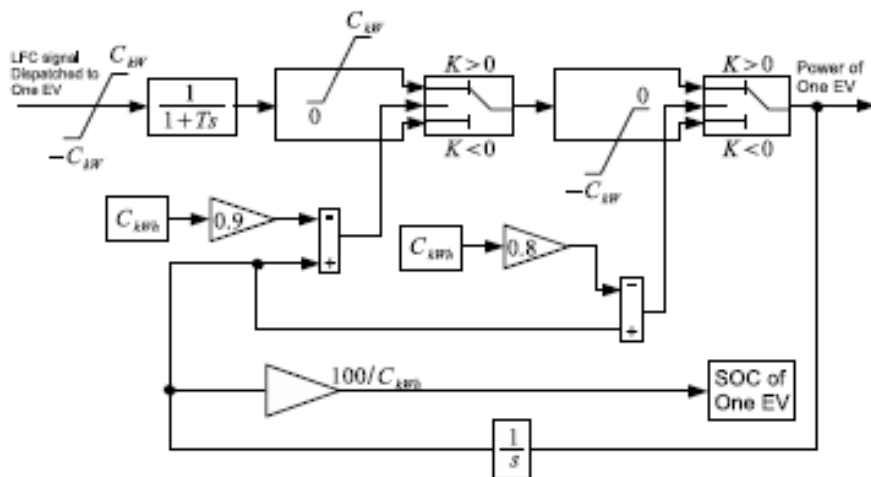
$$\frac{df}{dt} (Hz/sec) = f_o (Hz) \cdot \frac{\Delta P(t) (MW)}{2E_{keq} (MW \cdot sec)} = f_o (Hz) \cdot \frac{\Delta P(t) (p.u.)}{2H (sec)}$$

Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα υλοποιούν πρωτεύουσα ρύθμιση μέσω στατισμού και αδρανειακή απόκριση σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο.

$$P_{VSG} = -k_{vi} \cdot k_r^2 \cdot f_o \cdot \frac{df}{dt}$$

Το ROCOF είναι ανάλογο της διαταραχής, δηλαδή του ΔP , και αντιστρόφως ανάλογο της κινητικής ενέργειας που είναι αποθηκευμένης στον άξονα της γεννήτριας E_{keq} . Αυτό φαίνεται από τον τύπο: $df/dt = f_o \cdot \Delta P / 2E_{keq}$. Οριακά την χρονική στιγμή $t = t_o$ ισχύει $df(t_o)/dt = f_o \cdot \Delta P / 2E_{keq}$ και τότε το ROCOF είναι το μεγαλύτερο δυνατό.

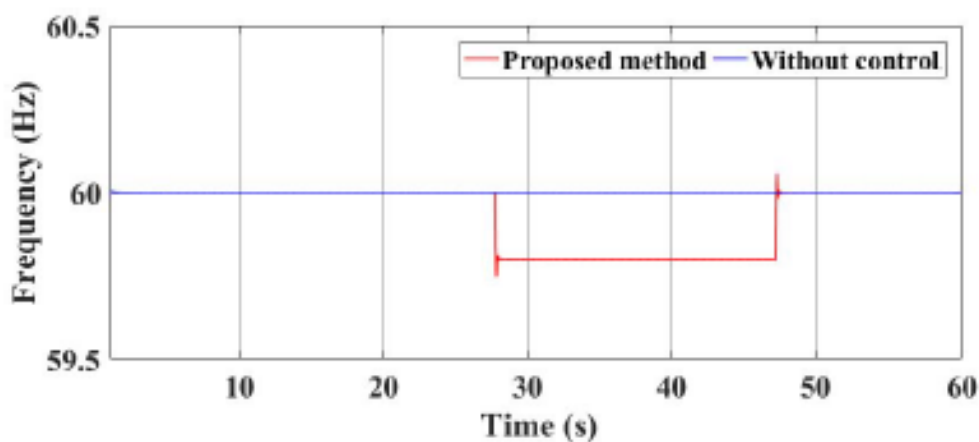
Όσο πιο μεγάλο είναι το ROCOF, τόσο πιο πολύ ενεργό ισχύ θα ανταλλάξει το ESS με το δίκτυο. Όταν $df/dt > 0$, τότε υπάρχει υπερσυχνότητα, επομένως σε αυτήν τη περίπτωση ισχύει $P_{VSG} < 0$, δηλαδή απορροφάει το ESS την περίσσεια ενεργό ισχύ. Αντίθετα, όταν $df/dt < 0$, τότε υπάρχει υποσυχνότητα και το ESS δίνει ενεργό ισχύ στο δίκτυο για να το στηρίξει. Στη συνέχεια της παρούσας επιστημονικής εργασίας παρουσιάζεται ένα διάγραμμα ελέγχου των plugged in ηλεκτρικών οχημάτων, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.15. Στο πάνω αριστερά κομμάτι του σχήματος βρίσκεται το σήμα ελέγχου της ενεργού ισχύος στην έξοδο του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Με ένα φίλτρο πρώτης τάξης προσομοιώνονται τυχόν καθυστερήσεις που υπάρχουν στην απόκριση του συστήματος. Η λογική που υλοποιείται παρακάτω είναι η εξής: Όταν το $SOC > 90\%$, τότε δεν επιτρέπεται να φορτίζει επιπλέον το ηλεκτρικό αυτοκίνητο, ενώ όταν το $SOC < 80\%$ τότε δεν επιτρέπεται το εκφόρτισμα.



Σχήμα 4.15: Έλεγχος για plugged in ηλεκτρικά οχήματα [17]

4.1.6 Grid Forming BESS

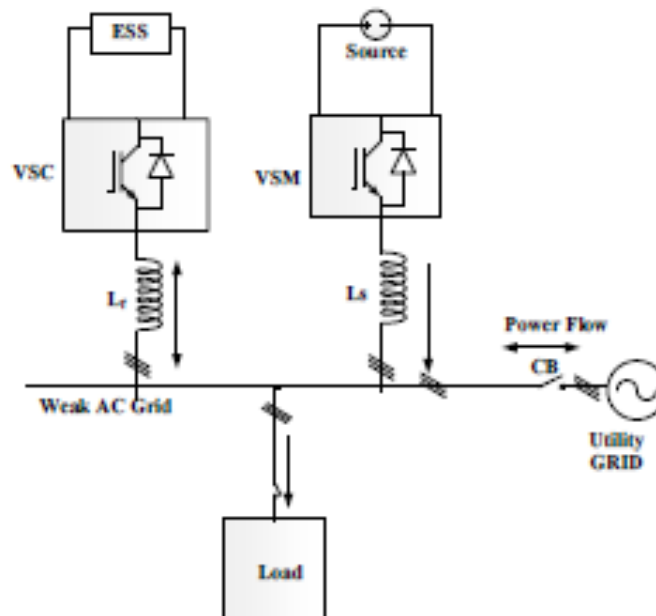
Στην αναφορά [18] παρουσιάζεται ένα σύστημα με ανεμογεννήτρια, φωτοβολταϊκό, δύο μικρές νιζελογεννήτριες και ένα σύστημα αποθήκευσης με μπαταρία αρκετά μεγάλης ονομαστικής ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, το απομονωμένο αυτό σύστημα περιέχει δύο συμβατικές μονάδες $G_1 = 150kWatt$, $G_2 = 150kWatt$ και ένα BESS ισχύος $250kWatt$. Στη παρούσα περίπτωση, το BESS καθορίζει τη συχνότητα του δικτύου, η οποία είναι σταθερή στα $60Hz$. Οποιαδήποτε διαταραχή συμβαίνει στο δίκτυο, αμέσως αναλαμβάνεται από το BESS και έτσι ουσιαστικά η απόκλιση συχνότητας είναι μηδενική. Δεν εμφανίζονται μεταβατικά συχνότητας. Ωστόσο, το γεγονός ότι το BESS δίνει συνεχόμενα ενεργό ισχύ προς το δίκτυο, συνεπάγεται ότι το SOC του θα μειώνεται. Όταν αυτό μειωθεί αρκετά, θα πρέπει να φορτίσει η μπαταρία. Όταν δίνεται η εντολή επαναφόρτισης του BESS, αλλάζει η συχνότητα όλου του δικτύου σε μία νέα τιμή. Επειδή οι δύο νιζελογεννήτριες του συστήματος διαθέτουν υπηρεσία πρωτεύουσας ρύθμισης, όταν η συχνότητα μεταβάλλεται σε $59.8Hz$, τότε αυτές παρέχουν περισσότερο ενεργό ισχύ και επομένως η μπαταρία φορτίζεται. Όταν φορτιστεί πλήρως η μπαταρία, η συχνότητα του δικτύου επιστρέφει στην ονομαστική της τιμή. Σε αυτή την επιστημονική δημοσίευση, το BESS διαμορφώνει το δίκτυο (καθορίζει τη συχνότητα του δικτύου), στην επιστημονική ορολογία αυτό ονομάζεται Grid-Forming-Bess. Η συχνότητα σε αυτή την περίπτωση δεν έχει διακυμάνσεις, αλλά υπάρχουν τρεις μόνο επιτρεπτές τιμές, η ονομαστική, μία μεγαλύτερη για να εκφορτίζεται το BESS και μία μικρότερη για να φορτίζεται το BESS. Παραστατικά αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα 4.16.



Σχήμα 4.16: Απόκριση Συχνότητας [18]

Στην αναφορά [19] παρουσιάζεται ένας συνδυασμός ενός BESS και ενός Virtual Synchronous Machine (VSM) όπως φαίνεται στο σχήμα 4.17. Ο όρος inertia emulation σημαίνει ότι μέσω ενός συστήματος αποθήκευσης αποθηκεύεται ενέργεια, η οποία δίνεται απότομα στο δίκτυο, όταν το ROCOF γίνει διάφορο του μηδενός. Έτσι, προσομοιώνεται η αποθηκευμένη κινητική ενέργεια που βρίσκεται στις στρεφόμενες μάζες των σύγχρονων γεννητριών. Το VSM επιλέγεται τόσο μεγάλο, ώστε να μπορεί να τροφοδοτήσει όλο το φορτίο του Microgrid σε μόνιμη κατάσταση, ενώ το BESS είναι διαστασιολογημένο περίπου στο 50% του συνολικού φορτίου, καθώς αυτό θα ενεργοποιείται μόνο

κατά τη διάρκεια απότομων μεταβολών στο ισοζύγιο ισχύος. Όταν ο διακόπτης ισχύος (σχήμα 4.17) ανοίξει, το Microgrid αποσυνδέεται από το υπόλοιπο δίκτυο. Σε αυτήν την περίπτωση, το VSM λειτουργεί σαν μία γεννήτρια και το BESS προσφέρει βοηθητικές υπηρεσίες. Το VSM καθορίζει τη συχνότητα και την τάση στο απομονωμένο σύστημα, ενώ το BESS διαθέτει PQ έλεγχο και στηρίζει την συχνότητα του δικτύου κατά τις διαταραχές. Όσο μεγαλύτερο σε ονομαστική ισχύ είναι το BESS, τόσο πιο στιβαρό γίνεται το απομονωμένο σύστημα.



Σχήμα 4.17: Διάταξη μοντέλου Μικροδικτύου με VSM [19]

4.2 Κώδικες ENTSO-E

Σύντομη Βιβλιογραφία αναφορικά με σημερινούς Περιορισμούς στη Συχνότητα:

HEDNO αναφορά [24]: Στη παρούσα αναφορά τονίζεται ότι υπάρχει συνεχόμενη αύξηση του *ROCOF* του συστήματος, λόγω της όλο μειούμενης αδράνειας του δικτύου, με αποτέλεσμα απαιτείται αλλαγή στις προσαπίεις *ROCOF* του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, το 2012 η NGET αναγνώρισε ότι η ανάπτυξη μεγάλων συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας χωρίς αδράνεια (για παράδειγμα τα φ/β συστήματα παράγουν ηλεκτρική ενέργεια, χωρίς να προσφέρουν αδράνεια στο σύστημα) και η σύνδεση ηλεκτρικών συστημάτων, εκ των οποίων το ένα έχει πολύ χαμηλή σταθερά αδράνειας, οδήγησε στην γενική μείωση της αδράνειας όλου του δικτύου. Σαν αποτέλεσμα αυξήθηκε το *ROCOF* του συστήματος κατά την εμφάνιση μεγάλων διαταραχών. Έτσι, αυτό οδήγησε σε ανεπιθύμητο tripping των προσαπίεις. Για αυτό το λόγο, το *ROCOF – setting* αποφασίστηκε να μετακινηθεί στην τιμή του $1\text{Hz}/\text{sec}$, που θα μετρίεται μέσα σε ένα χρονικό παράθυρο 500msec . Τα relay του συστήματος δεν πρέπει να βγαίνουν εκτός, αλλά μόνο όταν η μετρούμενη κλίση συχνότητας *ROCOF* είναι μεγαλύτερη από το

όριο του $1Hz/sec$ συνεχόμενα κατά την διάρκεια όλου του χρονικού πλαισίου των $500msec$. Μάλιστα, αποφασίστηκε επίσημα στο τέλος του Ιανουαρίου του 2017, ότι τα νέα relay θα λειτουργούν στο όριο του $1Hz/sec$ μέσα στο χρονικό πλαίσιο των 25 κύκλων = $0.02 \cdot 25 = 500msec$.

EirGrid αναφορά [25]: Στη συγκεκριμένη αναφορά γίνεται μία ανασκόπηση των μελετών που έχουν γίνει πάνω στο *ROCOF* στο σύστημα της Ιρλανδίας. Η αναφορά αυτή πραγματοποιήθηκε από την EirGrid και την SONI. Τονίζεται ότι το *ROCOF* πρέπει να μετρείται σε πολλά διαφορετικά σημεία του δικτύου και αυτό γιατί, κατά την διάρκεια διαταραχών-Transient καταστάσεις, οι ταχύτητες περιστροφής των διάφορων γεννητριών του συστήματος διαφέρουν μεταξύ τους λόγω τοπικών αλληλεπιδράσεων, και στη συνέχεια να υπολογίζεται ένας μέσος όρος για όλα τα *ROCOF*. Τα όρια που τέθηκαν είναι το $1Hz/sec$ για ένα χρονικό παράθυρο των $500msec$, και στην ειδική περίπτωση ενός αδύναμου συστήματος, αποφασίστηκε το όριο του $2Hz/sec$ στο χρονικό παράθυρο των $500msec$. Το πρώτο όριο αφορά την κεντρική Ιρλανδία, ενώ το δεύτερο όριο μόνο την βόρεια Ιρλανδία, όταν αυτή αποσυνδέεται από το υπόλοιπο σύστημα.

ENTSO-E αναφορά [26],[27],[21]: Αρχικά, στη συγκεκριμένη αναφορά [26] επισημαίνεται ότι οι αποδεκτές τιμές στατισμού είναι μεταξύ 2 – 12% και ότι το Freq. Deadband που επιτρέπεται στις Εφεδρείες είναι 0 – $500mHz$. Στο [27] σημειώνεται ότι, αφού αναλύθηκαν τα τελευταία σημαντικά γεγονότα στην ηπειρωτική Ευρώπη, αποφασίστηκε το *ROCOF* να μετακινηθεί από $0.5Hz/sec$ σε $1Hz/sec$ για διαταραχές της τάξης του 20% του συστήματος. Με βάση τις δυνατότητες που έχουν οι υφιστάμενοι σταθμοί ηλεκτροπαραγωγής και τα συστήματα προστασίας, το $1Hz/sec$ είναι το μέγιστο *ROCOF* που μπορεί να διαχειριστεί επιτυχώς αυτή τη στιγμή. Ωστόσο, στο μέλλον προβλέπεται ότι θα επιτρέπεται το όριο του $2Hz/sec$ για ανισορροπίες ισχύος της τάξεως του 20%. Το [21] αναφέρεται στην χρήση ηλεκτρονικών ισχύος με εικονική αδράνεια, προκειμένου να βελτιωθεί η δυναμική ευστάθεια συστημάτων με πολύ μικρή σταθερά αδρανείας. Αυτοί οι μετατροπείς ισχύος ονομάζονται Grid Forming Converters. Όσο μεγαλύτερο είναι το delay στον έλεγχο αυτών των μετατροπέων ισχύος, τόσο μικρότερη είναι η αδράνεια που προσφέρουν στο δίκτυο. Τονίζεται ότι delay μικρότερο των $20msec$ είναι δύσκολο να επιτευχθεί, καθώς τα measurement systems από μόνα τους έχουν καθυστέρηση μεγαλύτερη από τα $20msec$. Τέλος, στη συγκεκριμένη αναφορά τονίζεται ότι σε Ιρλανδία και Μεγάλη Βρετανία αποφασίστηκε ότι μέχρι τα τέλη του 2020 τα παραπάνω συστήματα (*VSC*) θα πρέπει να είναι σχεδιασμένα με τέτοιο τρόπο, ώστε να συνεισφέρουν με τιμές αδρανείας της τάξης του $H = 2 - 7sec$ στο ηλεκτρικό δίκτυο.

ENTSO-E αναφορά [23]: Ένα μεγάλο *ROCOF* μπορεί να προκληθεί έπειτα από μια μεγάλη διαταραχή στο σύστημα. Οι διάφορες εγκαταστάσεις θα έπρεπε να μένουν συνδεδεμένες στο δίκτυο (π.χ. τα ΑΠΕ), προκειμένου να συνεισφέρουν στη σταθεροποίηση του δικτύου και στην επαναφορά του στις κανονικές συνθήκες λειτουργίας. Στη σημερινή εποχή, το δίκτυο γεμίζει από συστήματα παραγωγής που δεν διαθέτουν αδράνεια (Φ/B σταθμοί). Αν, λοιπόν, δεν υπάρχει ο σωστός έλεγχος στην ενεργό ισχύ αυτών των συστημάτων, τότε αυτά δεν παρέχουν αδρανειακή απόκριση στο δίκτυο. Εάν η διείσδυση από ηλεκτρονικά ισχύος στο δίκτυο είναι αρκετά μεγάλη, τότε αναμένεται αρκετά μεγάλο *ROCOF* στο δίκτυο κατά τις διαταραχές. Μεγάλα *ROCOF* μπορεί να θέσουν σε κίνδυνο την ευστάθεια του δικτύου, καθώς ενεργοποιούνται συσκευές

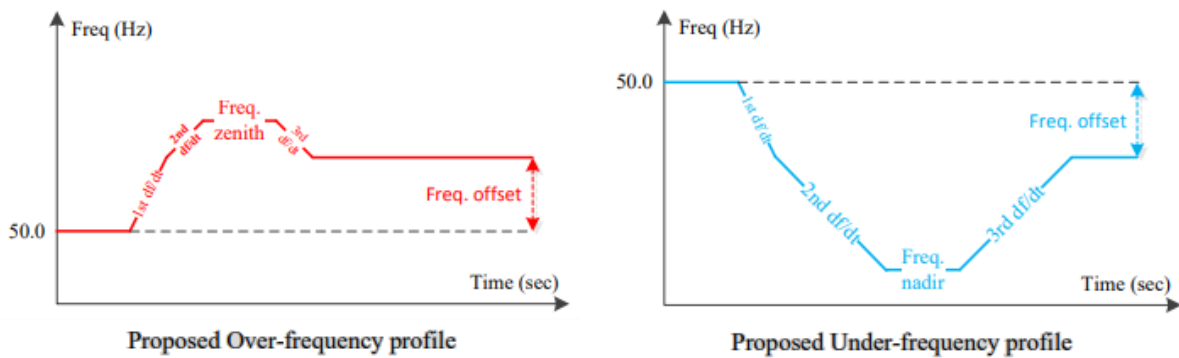
προστασιών και επομένως υπάρχει αναγκαστική απώλεια σε φορτίο. Επίσης, μεγάλα *ROCOF* καταπονούν τις γεννήτριες. Την χρονική στιγμή αμέσως μετά την διαταραχή, η κλίση df/dt (στιγμιαίο *ROCOF* μετά την διαταραχή) είναι πολύ μεγάλη, καθώς κανένας έλεγχος αδρανειακής απόκρισης δεν έχει προλάβει να ενεργήσει. Αυτό είναι θεωρητικά το μεγαλύτερο δυνατό *ROCOF* του συστήματος για δεδομένη διαταραχή. Τονίζεται ότι ένα μετρητικό σύστημα που μετράει τη συχνότητα και το *ROCOF*, δεν θα προλάβει κατά πάσα πιθανότητα να εντοπίσει τη μεγάλη αυτή θεωρητική κλίση συχνότητας. Και αυτό γιατί, κάθε μετρητικό σύστημα διαθέτει φίλτρο στην είσοδο του. Άρα, τα *ROCOF* – *relays* (προστασίες) που έχουν χρονικό παράθυρο μετρήσεως μερικά εκατοντάδες *msec*, δεν θα γίνουν triggered ακόμα και αν αυτό το αρχικό μεγάλο df/dt ξεπεράσει το επιτρεπτό όριο. Λαμβάνοντας υπόψη τη μελλοντική εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας, όπου θα εισέλθουν πολλά ΑΠΕ, συμπεραίνεται ότι όλες οι μονάδες παραγωγής πρέπει να έχουν κατάλληλους ελεγκτές, προκειμένου να αντιστέκονται στη μεγάλη μεταβολή του *ROCOF* (για παράδειγμα στην Ιρλανδία, η διείσδυση μονάδων παραγωγής χωρίς αδράνεια προβλέπεται ότι θα φτάσει έως το 75% το 2020, γεγονός που θα έχει μεγάλες επιπτώσεις στο *ROCOF* του συστήματος της). Το *ROCOF* πρέπει να παρακολουθείται από τα διάφορα συστήματα του δικτύου (π.χ. τις προστασίες) για ένα χρονικό παράθυρο και όχι μόνο κατά την χρονική στιγμή που γίνεται η διαταραχή. Εκείνη την αρχική χρονική στιγμή το *ROCOF* είναι τεράστιο. Το πραγματικό *ROCOF* μπορεί να εντοπιστεί μόνο μετά από κάποια εκατοντάδες *msec* μετά την διαταραχή, όπου θα έχουν προλάβει να ενεργοποιηθούν οι ελεγκτές του συστήματος που περιορίζουν το *ROCOF*. Οι μελέτες που έχουν πραγματοποιηθεί σε νησιωτικά δίκτυα, δείχνουν ότι σε αυτά τα δίκτυα εμφανίζονται αρκετά μεγάλες κλίσεις df/dt στους πρώτους κύκλους μετά από μια διαταραχή και έπειτα από κάποιο χρονικό διάστημα η κλίση αυτή περιορίζεται. Επισημαίνεται, ότι το *ROCOF* κατά τα πρώτα *msec* της διαταραχής είναι διαφορετικό σε κάθε σημείο του δικτύου, αλλά μετά από κάποιο μικρό χρονικό διάστημα το *ROCOF* σταθεροποιείται σε μία κοινή τιμή σε όλο το δίκτυο.

Καθώς το df/dt δεν αποτελούσε πρόβλημα στο παρελθόν (δεν υπήρχαν ΑΠΕ, ούτε Ηλεκτρονικά Ισχύος συνδεδεμένα στο δίκτυο) δεν είχαν οριστεί κριτήρια για το *ROCOF* από τον ENTSO–E και όλες οι προστασίες ενεργοποιούνταν με το παραμικρό *ROCOF*. Όλα άλλαξαν τα τελευταία χρόνια. Με βάση τα αποτελέσματα από τη SDP, οι μονάδες παραγωγής πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένες στο δίκτυο ,αν το *ROCOF* είναι ίσο ή μικρότερο από τις παρακάτω τιμές:

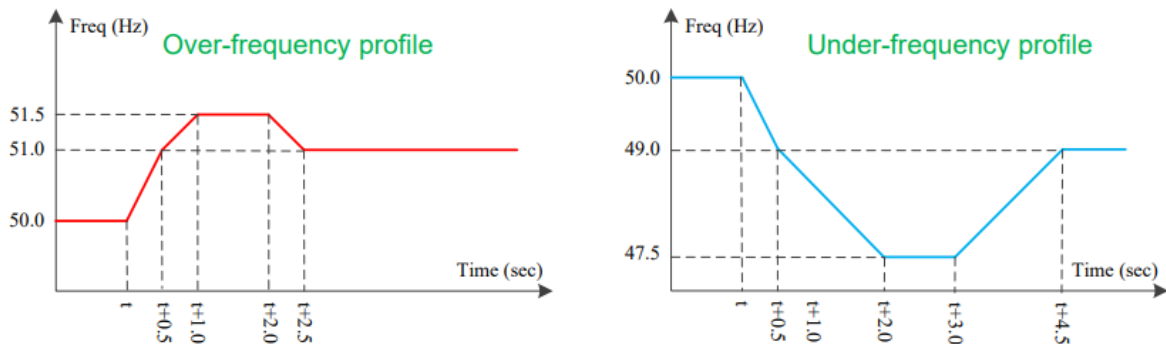
- $\pm 2Hz/sec$ για χρονικό παράθυρο 500*msec*
- $\pm 1.5Hz/sec$ για χρονικό παράθυρο 1000*msec*
- $\pm 1.25Hz/sec$ για χρονικό παράθυρο 2000*msec*

Οι μονάδες παραγωγής έχουν το δικαίωμα της αποσύνδεσης αν κάποιο από τα παραπάνω κριτήρια δεν ικανοποιείται και αν ακόμα τα όρια συχνότητας παραβιάζονται (όρια συχνότητας είναι τα 47.5*Hz*, 51.5*Hz*). Το αρχικό df/dt είναι πολύ μεγάλο για τους πρώτους κύκλους της διαταραχής και σιγά-σιγά μειώνεται. Σε κάθε περίπτωση πρέπει να ισχύουν οι παραπάνω περιορισμοί για τα αντίστοιχα χρονικά παράθυρα. Ο υπολογισμός του *ROCOF* ουσιαστικά πραγματοποιείται υπολογίζοντας το μέσο όρο όλων των μετρήσεων *ROCOF* για το καθορισμένο χρονικό παράθυρο μέτρησης.

Τέλος, όπως θα φανεί στα σχήματα 4.18, 4.19, τα όρια της υποσυχνότητας είναι πιο ανεκτικά από ότι τα όρια της υπερσυχνότητας. Η συχνότητα κατά τη διαταραχή περιγράφεται από τα εξής στοιχεία: α) το f_{min} , β) το $\Delta f_{s.s}$, γ) το μεγάλο df/dt τα πρώτα $msec$ της διαταραχής, που δεν έχουν προλάβει να δράσουν οι αδρανειακές αποκρίσεις των εφεδρειών του δικτύου δ) το μικρότερο df/dt , μετά την ενεργοποίηση των εφεδρειών αδρανειακής απόκρισης. Στα σχήματα 4.18, 4.19 παρουσιάζεται παραστατικά το προφίλ της συχνότητας του δικτύου κατά τη διαταραχή.



Σχήμα 4.18: Απαιτήσεις στη Συχνότητα από ENTSO – E [23]



Σχήμα 4.19: Απαιτήσεις στη Συχνότητα από ENTSO – E [23]

Κεφάλαιο 5

Υπό Μελέτη Σύστημα - Προτεινόμενες Στρατηγικές Ελέγχου

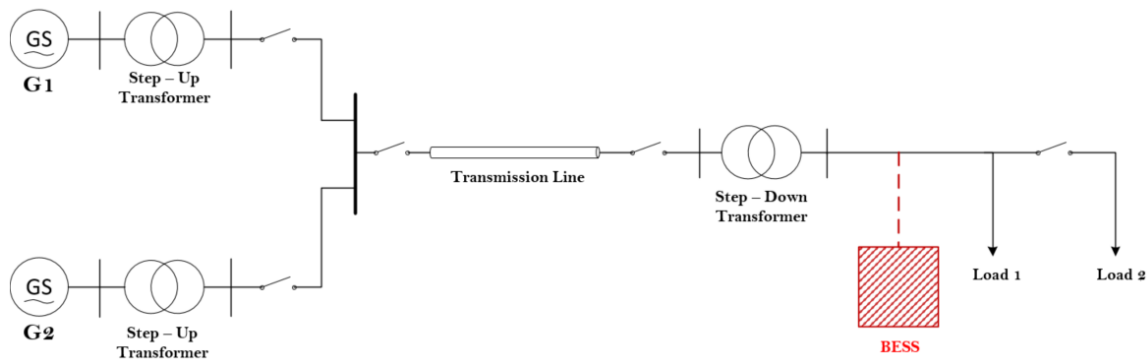
Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο της παρούσας διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται αναλυτικά το μοντέλο του Μικροδικτύου, το οποίο μελετήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab/Simulink, διευκρινίζονται τα συστατικά του μέρη, αναλύεται το σύστημα αποθήκευσης με συσσωρευτές και ο αντίστοιχος τριφασικός μετατροπέας ισχύος, επισημαίνεται η θέση ένταξης του συστήματος αποθήκευσης στο δίκτυο και τέλος παρουσιάζεται εκτενώς ο έλεγχος συχνότητας και τάσης του συστήματος αυτού. Σκοπός, λοιπόν, του οικείου κεφαλαίου είναι η γνωριμία του αναγνώστη με τα βασικά υποσυστήματα της τοπολογίας, προτού προχωρήσει η ανάλυση στην παραμετροποίηση του προβλήματος και στις διάφορες δοκιμές, οι οποίες θα πραγματοποιηθούν στο γραμμικοποιημένο ισοδύναμο του συστήματος, το οποίο θα ανεπτυχθεί στο επόμενο κεφάλαιο.

5.1 Τοπολογία Συστήματος

Το υπό μελέτη σύστημα είναι ένα απομονωμένο δίκτυο των 50Hz , μακριά από τον κεντρικό κορμό του ηλεκτρικού συστήματος. Αυτό αυτομάτως το κατατάσσει σε ένα ασθενές δίκτυο, το οποίο είναι επιρρεπές σε διαταραχές, όπως απότομες διακυμάνσεις φορτίου, μεταβολές στην παραγωγή ενεργού ισχύος από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, βραχυκυκλώματα, βλάβες μετασχηματιστών κ.τ.λ.. Είναι, λοιπόν, ένα δίκτυο με μειωμένη σταθερά αδράνειας και για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται ένα σύστημα αποθήκευσης με μπαταρίες, προκειμένου να γίνει το σύστημα πιο ευσταθές. Πιο συγκεκριμένα, το μικροδίκτυο αποτελείται εξαρχής από δύο τριφασικές σύγχρονες γεννήτριες, οι οποίες τροφοδοτούν και το συνολικό φορτίο του συστήματος. Οι γεννήτριες αυτές συνδέονται σε δύο ξεχωριστούς τριφασικούς μετασχηματιστές ισχύος, προκειμένου να ανυψωθεί η τάση. Η ανύψωση τάσης είναι αναγκαία, καθώς η μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις γίνεται πιο αποδοτικά σε υψηλή τάση. Βασικό πλεονέκτημα των γραμμών μεταφοράς υψηλής τάσης είναι ο περιορισμός των απωλειών ισχύος, που θα ήταν αρκετά μεγάλες στην αντίθετη περίπτωση, δηλαδή αν υπήρχαν εκτενείς γραμμές μεταφοράς σε χαμηλή τάση. Οι δύο μετασχηματιστές, από την πλευρά της υψηλής τάσης, συνδέονται σε έναν κοινό ζυγό και στη συνέχεια υπάρχει μια γραμμή μεταφοράς των

21kVolt. Μετά το πέρας της γραμμής μεταφοράς υπάρχει ένας μετασχηματιστής υποβιβασμού τάσης, προκειμένου να επαναφερθεί η τάση σε κατάλληλα επίπεδα για διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας στους καταναλωτές. Στην έξοδο αυτού του μετασχηματιστή, από την πλευρά της χαμηλής τάσης, συνδέεται το προτεινόμενο σύστημα αποθήκευσης που είναι υπεύθυνο για τη διατήρηση της συχνότητας του δικτύου εντός των επιτρεπτών ορίων, σύμφωνα με τους διεθνείς περιορισμούς, και τη στήριξη της τάσης. Τέλος, στο άκρο του δικτύου βρίσκονται συνδεδεμένα τα φορτία του συστήματος.

Το σύστημα, λοιπόν, είναι το εξής:



Σχήμα 5.1: Υπό Μελέτη Σύστημα

Στη συνέχεια, αναλύονται τα μέρη του συγκεκριμένου συστήματος και αναφέρονται οι τιμές που επιλέχτηκαν σε κάθε σημείο.

- **1^ο Μέρος :** Το πιο βασικό κομμάτι του συστήματος είναι οι **τριφασικές σύγχρονες γεννήτριες** και ο έλεγχος τους. Αυτές καθορίζουν τη μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος σε απότομες διαταραχές. Το σύστημα αποτελείται από μία μεγάλη γεννήτρια τόσο σε ισχύ, όσο και σε αδράνεια και από μία δεύτερη γεννήτρια μικρότερη σε ισχύ και κυρίως αρκετά μικρότερη σε αδράνεια από τη πρώτη. Επομένως, η πρώτη γεννήτρια ουσιαστικά καθορίζει τη συμπεριφορά του συστήματος κατά τις διαταραχές, ενώ η δεύτερη διαδραματίζει βοηθητικό ρόλο.

Η Γεννήτρια 1 (**G1**) είναι η μεγάλη, στιβαρή μονάδα. Έχει ονομαστική ισχύ **$S_{G1} = 1.5MVA$** , ονομαστική τάση εξόδου **$V_{G1-N} = 6.3kV$** και η ονομαστική της λειτουργία είναι στα $50Hz$. Πρόκειται για μια ντιζελογεννήτρια εκτύπων πόλων με 4 πόλους. Οι ντιζελογεννήτριες απομονωμένων συστημάτων κατά βάση διαθέτουν εκτυπότητα. Η κανονικοποιημένη αδράνεια της συγκεκριμένης γεννήτριας επιλέγεται να είναι **$H_{G1} = 2.7sec$** , τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά της γεννήτριας (ανά μονάδα τιμές αντιδράσεων, εσωτερικών αντιστάσεων κ.τ.λ.) παρουσιάζονται στο Παράρτημα Γ. Για τις γεννήτριες εκτύπων πόλων οι τύποι για τις ισχύς, λόγω της εκτυπότητας, διαφέρουν κατά έναν όρο από τους γνωστούς τύπους.

$$P = \frac{V_t \cdot E_f}{X_d} \cdot \sin\delta + \frac{V_t^2 \cdot (X_d - X_q)}{2 \cdot X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta \quad (\alpha.\mu.)$$

$$Q = \frac{V_t \cdot (E_f \cdot \cos\delta - V_t)}{X_d} - \frac{V_t^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot (1 - \cos 2\delta) \quad (\alpha.\mu.)$$

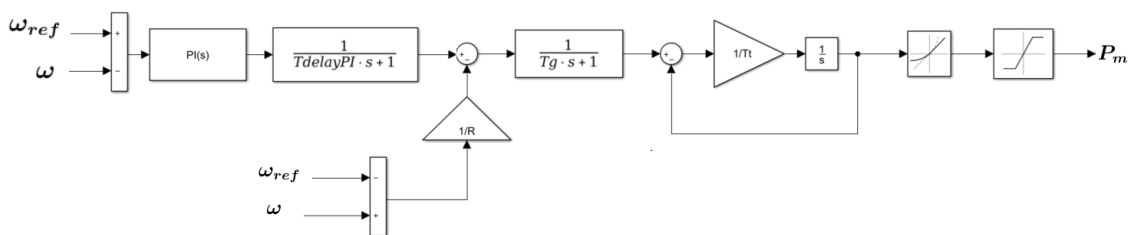
Όπου V_t είναι η τάση ακροδεκτών της γεννήτριας, E_f είναι η εσωτερική ΗΕΔ της μηχανής, δ είναι η ηλεκτρική γωνία μεταξύ των δύο προαναφερόμενων τάσεων και τέλος X_d και X_q είναι η εγκάρσιες αντιδράσεις στον d και q άξονα της μηχανής αντίστοιχα. Προφανώς $X_d \neq X_q$ γιατί εδώ αναφέρεται σε μηχανή εκτύπων πόλων, ενώ στις μηχανές κυλινδρικού δρομέα αυτές οι δύο ποσότητες είναι ίσες.

Ακόμα τονίζεται ότι στις γεννήτριες υπάρχει συντελεστής τριβής στα στρεφόμενα μέρη (Friction Factor), ο οποίος έχει οριστεί στο $B = 1\%$. Αυτό συνεπάγεται πως η μηχανική ισχύς στον άξονα (που ορίζεται μέσω του ελεγκτή στοφών) δεν θα είναι ίδια με την ενεργό ισχύ στην έξοδο της γεννήτριας, αλλά μειωμένη λόγω του συντελεστή τριβής και της εσωτερικής αντίστασης του στάτη της γεννήτριας (βέβαια οι βασικές απώλειες είναι στη τριβή και όχι στην αντίσταση στάτη). Ο τύπος που ισχύει για τις απώλειες λόγω τριβής πηγάζει από την εξίσωση κίνησης:

$T_m - T_{eL} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega$. Σε μόνιμη κατάσταση ισχύει $\frac{d\omega}{dt} = 0$ και επίσης είναι γνωστό ότι οι ροπές σε ανά μονάδα τιμές είναι ίσες με τις ισχύς σε ανά μονάδα τιμές, επομένως ισχύει η σχέση: $P_{mN} - B \cdot \omega_N = P_{eLN} \Rightarrow P_{mN} - P_{eLN} = P_{FrictionLosses} = B \cdot \omega_N = B \cdot 1 = 1\%$. Συνεπώς, οι απώλειες λόγω τριβών στις γεννήτριες θα είναι το $B\%$, δηλαδή το 1% , της ονομαστικής τους ισχύος. Για τις απώλειες στην αντίσταση στάτη ο τύπος είναι ο εξής: $P_{Rs} = I^2 \cdot R_s$ (α.μ.). Συνολικά, η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας υπολογίζεται από τη μηχανική ισχύς αφαιρώντας όλες τις παραπάνω απώλειες ή διαφορετικά αν είναι γνωστή η ΗΕΔ E_f και η τάση ακροδεκτών V_t της γεννήτριας τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο παραπάνω τύπος της ισχύος και να υπολογιστεί αμέσως η ενεργός ισχύς εξόδου.

Όσον αφορά τον έλεγχο της γεννήτριας **G1** ακολουθήθηκαν τα παρακάτω. Αυτή αποτελεί τη μεγάλη σε ισχύ και αδράνεια γεννήτρια του υπό μελέτη συστήματος και γι' αυτό έχει επιλεχτεί να κάνει και δευτερεύουσα ρύθμιση μέσω ενός PI ελεγκτή. Πέρα, λοιπόν, από την αδρανειακή απόκριση και τη πρωτεύουσα ρύθμιση που προσφέρει, η συγκεκριμένη γεννήτρια είναι η μόνη που έχει ως στόχο την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή των $50Hz$ μετά από μια διαταραχή.

Ο ελεγκτής στοφών της συγκεκριμένης γεννήτριας είναι ο παρακάτω:



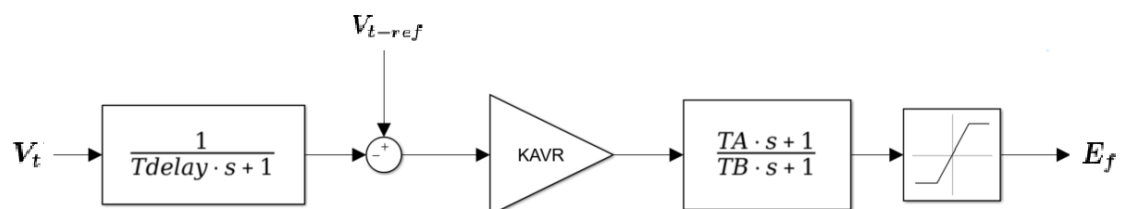
Σχήμα 5.2: Ελεγκτής Στοφών Γεννήτριας 1 (G1)

Όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα, ο συγκεκριμένος ελεγκτής στροφών συμμετέχει στη πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας μέσω του στατισμού R , αλλά και στη συνέχεια, με κάποιο μικρό delay, έχει σαν στόχο το μηδενισμό του σφάλματος συχνότητας μέσω του PI ελεγκτή (δευτερεύουσα ρύθμιση). Η δευτερεύουσα ρύθμιση, λοιπόν, υλοποιείται τοπικά με τη χρήση PI -ελεγκτών, κάτι εύλογο σε ένα απομονωμένο σύστημα. Αντίθετα, στο διασυνδεδεμένο δίκτυο η δευτερεύουσα ρύθμιση υλοποιείται μέσω κεντρικού ελέγχου. Στο υπό μελέτη αυτόνομο ηλεκτρικό σύστημα υπάρχουν δύο γεννήτριες, ωστόσο επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί PI ελεγκτής μόνο στην μία από τις δύο, ενώ η άλλη σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας παράγει σταθερή ενεργό ισχύ. Για το λόγο ότι εάν επιλέγονταν και στις δύο γεννήτριες να υπάρχει PI ελεγκτής με σκοπό τη δευτερεύουσα ρύθμιση, δε θα γίνονταν σωστός διαμοιρασμός της επιπλέον ενεργού ισχύος στις δύο γεννήτριες, αλλά κάθε φορά αυτή με το πιο γρήγορο ελεγκτή και τη πιο γρήγορη απόκριση θα αναλάμβανε όλο το φορτίο και θα οδηγούνταν σύντομα σε καταστάσεις κορεσμού. Έτσι, επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί μόνο μία, αλλά μεγαλύτερη γεννήτρια, η οποία θα είναι επιφορτισμένη με το χρέος της δευτερεύουσας ρύθμισης.

Τιμές που επιλέγονται: στατισμός $R = 0.07 = 7\%$, καθυστέρηση του Governor $T_g = 0.1sec = 100msec$, καθυστέρηση απόκρισης της τουρμπίνας $T_t = 0.2sec = 200msec$ [3], καθυστέρηση δευτερεύουσας ρύθμισης $T_{delayPI} = 0.5sec = 500msec$, $k_p = 0.754$ και $k_i = 12.74$ του PI ελεγκτή, κλίση απόκρισης $0.7\alpha.μ./sec$ και $Saturation - upperLimit = 1.1\alpha.μ.$ ώστε να δίνεται ένα μικρό περιθώριο υπερφόρτισης στην ενεργό ισχύ.

Στη συνέχεια μελετάται ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης της γεννήτριας. Σκοπός του είναι να διατηρεί την τάση σε επιτρεπτά επίπεδα, ελέγχοντας την άεργο ισχύ που παράγει ή απορροφά η γεννήτρια από το σύστημα. Όταν για παράδειγμα η τάση στα άκρα της γεννήτριας μειώνεται, τότε αυτή θα πρέπει να αυξήσει την άεργο που παράγει και αντίστροφα όταν η τάση στα άκρα της γεννήτριας αυξηθεί πολύ, τότε αυτή θα πρέπει να περιορίσει την παραγωγή της σε άεργο ισχύ.

Ο ελεγκτής τάσης της συγκεκριμένης γεννήτριας είναι ο παρακάτω:



Σχήμα 5.3: Ελεγκτής Τάσης Γεννήτριας 1 (G1)

Στο παραπάνω μοντέλο του ελεγκτή τάσης, υπολογίζεται το σφάλμα τάσης μεταξύ της ονομαστικής τιμής της και της μετρούμενης στους ακροδέκτες της γεννήτριας

και πολλαπλασιάζεται με το μόνιμο κέρδος του ελεγκτή τάσης K_{AVR} . Έτσι, σχηματίζεται η εσωτερική ΗΕΔ με βάση την οποία ουσιαστικά καθορίζεται η άεργος ισχύς της γεννήτριας. Ο ελεγκτής τάσης πρόκειται για έναν P ελεγκτή (δεν υπάρχει I όρος), γεγονός που σημαίνει πως πάντα θα υπάρχει ένα μόνιμο σφάλμα στην τάση, το οποίο θα είναι όλο και μικρότερο όσο το κέρδος K_{AVR} αυξάνεται. Το μόνιμο σφάλμα τάσης δεν είναι απαγορευτικό, όπως στην περίπτωση της συχνότητας, γι' αυτό δεν υπάρχει και ο I όρος. Η αύξηση του K_{AVR} θα μικραίνει το σφάλμα, όπως αναφέρθηκε, αλλά η πολύ μεγάλη τιμή του προκαλεί προβλήματα ευστάθειας, ταλαντώσεις περί τα $50Hz$ στην τάση και στην άεργο ισχύ.

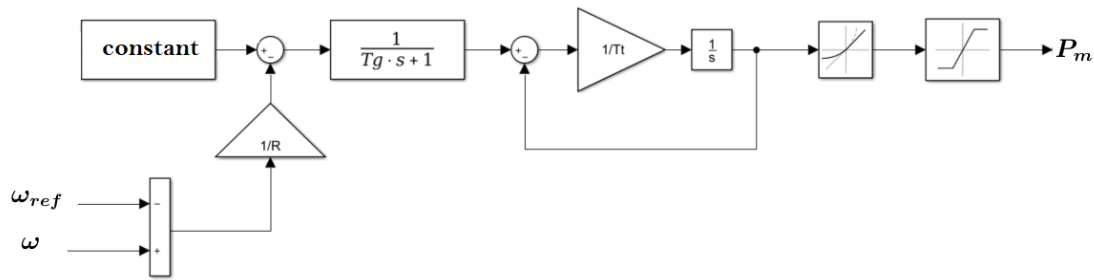
Τιμές που επιλέγονται: καθυστέρηση μετρητικού συστήματος τερματικής τάσεως επιλέγεται η αρκετά μικρή τιμή των $T_{delay} = 3msec$, τάση αναφοράς στους ακροδέκτες της γεννήτριας επιλέγεται η τιμή $1\alpha.μ.$, κέρδος μόνιμου καταστάσεως $K_{AVR} = 500\alpha.μ.$ [3], χρονικές σταθερές TGR επιλέγονται οι συνηθισμένες από την βιβλιογραφία τιμές $T_A = 1sec$ και $T_B = 10sec$ [3] και τέλος σαν όρια για την τάση διεγέρσεως επιλέγονται τα $\pm 3\alpha.μ.$ [3].

Η Γεννήτρια 2 (**G2**) είναι η μικρή, βοηθητική μονάδα. Έχει ονομαστική ισχύ $S_{G2} = 0.8MVA$, ονομαστική τάση εξόδου $V_{G2-N} = 6.3kV$ και η ονομαστική της λειτουργία είναι στα $50Hz$. Πρόκειται για μια ντιζελογεννήτρια εκτύπων πόλων με 4 πόλους. Η κανονικοποιημένη αδράνεια της συγκεκριμένης γεννήτριας επιλέγεται να είναι $H_{G2} = 1.5sec$ που είναι αρκετά μικρότερη από την αδράνεια της Γεννήτριας 1. Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά της γεννήτριας αυτής (ανά μονάδα τιμές αντιδράσεων, εσωτερικών αντιστάσεων κ.τ.λ.) παρουσιάζονται σε Παράρτημα Γ.

Όσον αφορά τις απώλειες στην γεννήτρια, ισχύουν ακριβώς ότι αναλύεται παραπάνω και οι σχετικοί τύποι. Ο συντελεστής τριβής στα στρεφόμενα μέρη (Friction Factor) και εδώ επιλέγεται στην τιμή $B = 1\%$.

Όσον αφορά τον έλεγχο της γεννήτριας **G2**, αυτή αποτελεί την μικρή σε ισχύ και αδράνεια γεννήτρια του συστήματος και γι' αυτό επιλέγεται να συνεισφέρει, πέρα από την αδρανειακή απόκριση (που κάθε γεννήτρια λίγο-πολύ συνεισφέρει λόγω της αδράνειας της), στη πρωτεύουσα ρύθμιση. Η ενεργός ισχύς εξόδου της σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι σταθερή-αμετάβλητη, άρα δεν έχει καμία συνεισφορά στη δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας του μικροδικτύου. Επίσης, η αδρανειακή της απόκριση είναι περιορισμένη, καθώς η αδράνεια της είναι μικρή, άρα η ουσιαστική συνεισφορά της εν τέλη παρουσιάζεται μόνο στη πρωτεύουσα ρύθμιση μέσω του στατισμού της. **Οι δύο γεννήτριες έχουν ίδιο στατισμό, άρα κατά τη πρωτεύουσα ρύθμιση συμβάλουν ακριβώς με το ίδιο ποσοστό ως προς την ονομαστική ισχύ τους.**

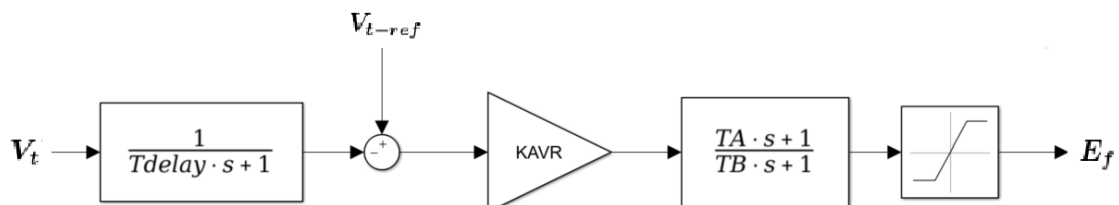
Ο ελεγκτής στροφών της συγκεκριμένης γεννήτριας είναι ο παρακάτω :



Σχήμα 5.4: Ελεγκτής Στροφών Γεννήτριας 2 (G2)

Όπως φαίνεται από το σχήμα 5.4, ο συγκεκριμένος ελεγκτής στροφών σε μόνιμη κατάσταση ($\Delta\omega = 0$) προσφέρει σταθερή ενεργό ισχύ προς το δίκτυο. Κατά το μεταβατικό ($\Delta\omega \neq 0$) συμμετέχει στη πρωτεύουσα ρύθμιση μέσω του στατισμού του R . Δεν κάνει δευτερεύουσα ρύθμιση για να μην υπάρχει σύγχυση, όπως προαναφέρθηκε, με τον PI της γεννήτριας 1.

Τιμές που επιλέγονται: στατισμός $R = 0.07 = 7\%$, καθυστέρηση του Governor $T_g = 0.1sec = 100msec$, καθυστέρηση απόκρισης της τουρμπίνας $T_t = 0.2sec = 200msec$ [3], σταθερή μηχανική ισχύ σε μόνιμη κατάσταση $constant = 0.7\alpha.μ.$, κλίση απόκρισης $0.5\alpha.μ./sec$ και $Saturation - upperLimit = 1.1\alpha.μ.$ ώστε να υπάρχει ένα μικρό περιθώριο υπερφόρτισης στην ενεργό ισχύ.



Σχήμα 5.5: Ελεγκτής Τάσης Γεννήτριας 2 (G2)

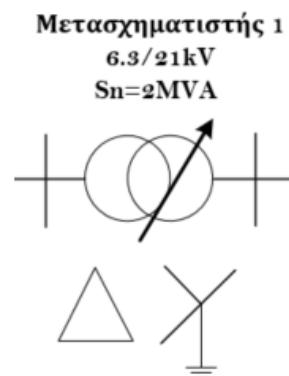
Ο ελεγκτής τάσης της γεννήτριας 2 είναι ακριβώς ίδιος με τον αντίστοιχο ελεγκτή της γεννήτριας 1 και παρουσιάζεται στο σχήμα 5.5. Ομοίως, πρόκειται για έναν P ελεγκτή (άρα υπάρχει μόνιμο σφάλμα τάσης) που μετράει την τάση στην έξοδο της γεννήτριας 2, την συγκρίνει με την ονομαστική τιμή και δίνει το αντίστοιχο σήμα ελέγχου προς την εσωτερική ΗΕΔ της γεννήτριας. Επειδή δεν υπάρχει κάποιος I όρος στους συγκεκριμένους ελεγκτές τάσεως, δεν υπάρχει κάποιος λόγος σύγχυσης κατά την ταυτόχρονη λειτουργία τους, έχουν λειτουργία παρόμοια με το στατισμό. Ακόμα, κάθε γεννήτρια προσπαθεί να μειώσει το σφάλμα τάσης στην έξοδο της, άρα οι δύο ελεγκτές αναφέρονται σε διαφορετικά μεγέθη, σε αντίθεση

με την συχνότητα του δικτύου που είναι ένα κοινό μέγεθος για όλο το σύστημα και η ταυτόχρονη προσπάθεια μηδενισμού του σφάλματος συχνότητας από δύο διαφορετικές πηγές καθιστά ένα πρόβλημα.

Τιμές που επιλέγονται είναι: καθυστέρηση μετρητικού συστήματος τερματικής τάσεως επιλέγεται η αρκετά μικρή τιμή των $T_{delay} = 3msec$, τάση αναφοράς στους ακροδέκτες της γεννήτριας επιλέγεται η τιμή 1α.μ., κέρδος μονίμου καταστάσεως $K_{AVR} = 500α.μ.[3]$, χρονικές σταθερές TGR επιλέγονται οι συνηθισμένες από την βιβλιογραφία τιμές $T_A = 1sec$ και $T_B = 10sec [3]$ και τέλος σαν όρια για την τάση διεγέρσεως επιλέγονται τα $\pm 3α.μ. [3]$.

- **2^ο Μέρος :** Στη συνέχεια του μοντέλο παρουσιάζονται δύο **Μετασχηματιστές Ανυψώσεως Τάσης**, ένας στην έξοδο κάθε γεννήτριας, προκειμένου η τάση να ανυψωθεί σε ψηλότερα επίπεδα. Σκοπός είναι η μεταφορά της παραγόμενης ισχύος στους καταναλωτές που βρίσκονται μακριά από την παραγωγή. Προκειμένου να γίνει αυτό θα πρέπει να ανυψωθεί η τάση του συστήματος για να μην υπάρχουν μεγάλες απώλειες κατά τη μεταφορά της ισχύος. Έτσι, η τάση από 6.3kV στην έξοδο των γεννητριών ανυψώνεται στα 21kV.

Στην έξοδο της γεννήτριας 1 (G1) υπάρχει ένας μετασχηματιστής (Μ/Σ 1) συνδεσμολογίας **Τρίγωνο-Αστέρα Γειωμένος, ονομαστικής ισχύος 2MVA με ονομαστικές τάσεις πρωτεύοντος-δευτερεύοντος 6.3 /21kV**.



Σχήμα 5.6: Μετασχηματιστής 1

Ο μετασχηματιστής αυτός είναι τύπου **tap**, και έχει τον αυτόματο μεταγωγέα στο δευτερεύον τύλιγμα. Το tap είναι ρυθμισμένο στο **+2.5%** γιατί υπάρχει πρόβλημα πτώσης τάσης στο σύστημα. Στην ουσία ο tap changer μετασχηματιστής είναι ένας ρυθμιστής τάσης, ο οποίος ρυθμίζεται κατάλληλα ανάλογα με το πρόβλημα της περιοχής. Αν η περιοχή έχει όλο το χρόνο προβλήματα πτώσης τάσης ρυθμίζεται στο +, αλλιώς αν η περιοχή έχει προβλήματα ανυψώσεως τάσης ρυθμίζεται στο -. Συνήθως, η ρύθμιση των tap changer δεν είναι αυτόματη, αλλά χειροκίνητη, και γι' αυτό από τις μετρήσεις της τάσεως μιας περιοχής κατά την διάρκεια όλου του χρόνου βγαίνει πόρισμα για την ιδανική τιμή του tap.

Όσον αφορά το ερώτημα γιατί έγινε η επιλογή του tap στο δευτερεύον, δηλαδή στην υψηλή τάση, η απάντηση είναι η εξής: από θεωρία είναι γνωστό ότι τα taps βρίσκονται στη πλευρά υψηλής τάσης του μετασχηματιστή γιατί: α) ο αριθμός των στροφών στο τύλιγμα υψηλής τάσης είναι μεγάλος και άρα υπάρχουν πολλές επιλογές tap, δηλαδή υπάρχει ένας αξιόλογος κατακερματισμός της τάσης σε πολύ μικρά βήματα (περισσότερα βήματα \Rightarrow περισσότερες επιλογές τιμών τάσης), β) το ρεύμα στη χαμηλή τάση είναι μεγαλύτερο, άρα μια εναλλαγή στο tap υπό μεγάλο ρεύμα είναι αρκετά δύσκολη, γ) τα τυλίγματα χαμηλής τάσης είναι τοποθετημένα κοντά στον πυρήνα, ενώ τα τυλίγματα υψηλής τάσης τοποθετούνται απέξω, επομένως είναι πολύ πιο βολικό το tap να τοποθετηθεί στα τυλίγματα υψηλής τάσης.

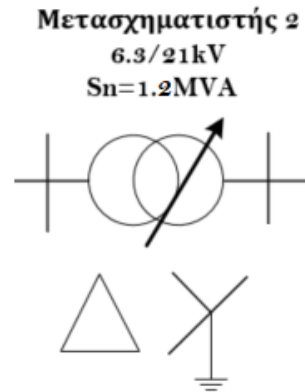
Σημαντική Παρατήρηση: Σχετικά με τη μορφή των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, επιλέγεται τρίγωνο από τη πλευρά της γεννήτριας και αστέρας γειωμένος από τη πλευρά του δικτύου για τους εξής λόγους. Καταρχάς είναι προφανές ότι η καλύτερη επιλογή είναι να υπάρχει ένα τύλιγμα σε αστέρα και ένα σε τρίγωνο για να γίνεται εκμετάλλευση των θετικών και των δύο τύπων τυλιγμάτων. Δεν είναι εύλογη η χρήση τρίγωνο-τρίγωνο ή αστέρας-αστέρας, πέρα από κάποιες ειδικές περιπτώσεις, αλλά γενικά η επιλογή του συνδυασμού τριγώνου και αστέρα είναι η ιδανική. Το βασικό πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας τριγώνου στο τύλιγμα του μετασχηματιστή είναι ότι «κόβει» τις τρίτες αρμονικές ρεύματος που είναι ανεπιθύμητες, ειδικά από την πλευρά της γεννήτριας, καθώς αυτές οι αρμονικές ρεύματος προκαλούν αναταράξεις στο δρομέα. Ακόμα, η γεννήτρια είναι γειωμένη. Για παράδειγμα η διαφορική προστασία της γεννήτριας γίνεται μεταξύ του ρεύματος των 3 τυλιγμάτων στάτη της και του ουδέτερου της, άρα όντως απαιτείται να είναι γειωμένη η γεννήτρια. Εάν, λοιπόν, επιλέγονταν στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή αστέρας γειωμένος, τότε το υποδίκτυο γεννήτρια-πρωτεύον μετασχηματιστή θα ήταν γειωμένο σε δύο διαφορετικά σημεία, κάτι που δεν συνιστάται. Κάθε υποδίκτυο πρέπει να είναι γειωμένο σε ένα και μόνο σημείο. Αυτοί οι λόγοι οδηγούν στη συνδεσμολογία τυλιγμάτων που παρουσιάζεται στο σχήμα 5.6.

Σχετικά με τις απώλειες του μετασχηματιστή, αυτές οφείλονται στις αντιστάσεις στα τυλίγματα, οι οποίες υπολογίζονται από τον τύπο $I^2 \cdot R$ (α.μ.), στα δινορεύματα (Eddy απώλειες), τα οποία προσδιορίζονται στο Matlab/Simulink μέσω της σταθεράς R_s (εάν αυτή η σταθερά επιλεγεί στη προκαθορισμένη τιμή από το Matlab/Simulink των 500α.μ., τότε οι απώλειες σε δινορεύματα στο μετασχηματιστή είναι ίσες με το 0.2% της ονομαστικής του ισχύος) και τέλος στις απώλειες Υστέρησης για τις οποίες δεν υπάρχει κάποια πληροφορία για άμεσο υπολογισμό από το Matlab. Βέβαια, αντί για όλα τα παραπάνω, αν είναι γνωστές οι τάσεις στην είσοδο και έξοδο του μετασχηματιστή τότε μπορεί αμέσως να βρεθεί η ισχύς στην έξοδο του από τους τύπους:

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{X_d} \cdot \sin\delta_{12} \quad (\alpha.\mu.)$$

$$Q = \frac{V_2 \cdot (V_1 \cdot \cos\delta_{12} - V_2)}{X_d} \quad (\alpha.\mu.)$$

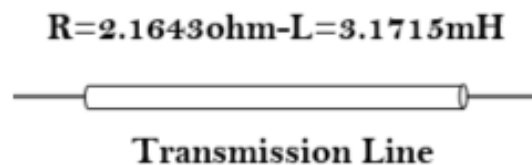
Αντίστοιχα, στην έξοδο της γεννήτριας 2 (G2) υπάρχει ένας μετασχηματιστής (Μ/Σ 2) συνδεσμολογίας Τρίγωνο-Αστέρα Γειωμένος, ονομαστικής ισχύος 1.2MVA με ονομαστικές τάσεις πρωτεύοντος-δευτερεύοντος $6.3/21\text{kV}$.



Σχήμα 5.7: Μετασχηματιστής 2

Ο μετασχηματιστής 2 είναι και αυτός τύπου **tap**, και έχει τον αυτόματο μεταγωγέα στο δευτερεύον τύλιγμα, ρυθμισμένο στο $+2.5\%$. Όσον αφορά την επιλογή της μορφής των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος στον μετασχηματιστή 2, ισχύουν ακριβώς τα ίδια που αναφέρονται παραπάνω. Ομοίως, τα ίδια ισχύουν και για τις απώλειες στον μετασχηματιστή.

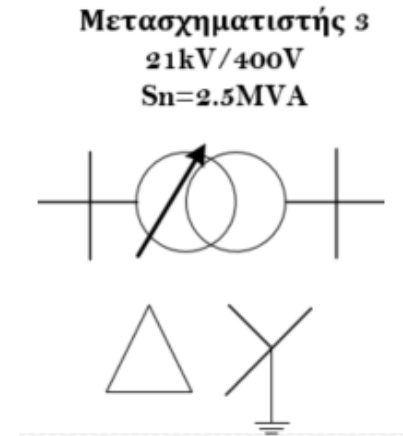
- **3^ο Μέρος** : Το επόμενο κομμάτι του συστήματος είναι η γραμμή μεταφοράς.



Σχήμα 5.8: Γραμμή Μεταφοράς

Πρόκειται για μία γραμμή μεταφοράς μήκους 10km στα 21kV τάση. Η γραμμή μεταφοράς έχει χαρακτηριστικά: $R = 0.21643\text{Ohm/km}$ και $L = 0.3715\text{mH/km}$, τα οποία αντιστοιχούν σε πραγματικά δεδομένα μίας γραμμής 21kV .

- **4^ο Μέρος** : Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο **Μετασχηματιστής Υποβιβασμού Τάσης**. Ο μετασχηματιστής αυτός είναι συνδεσμολογίας Τρίγωνο-Αστέρα Γειωμένος, ονομαστικής ισχύος 2.5MVA με ονομαστικές τάσεις πρωτεύοντος-δευτερεύοντος $21\text{kV}/400\text{V}$. Η τάση από τα 21kV μειώνεται στα 400V προκειμένου να γίνει η σύνδεση του δικτύου με τους καταναλωτές χαμηλής τάσης. Σχηματικά:

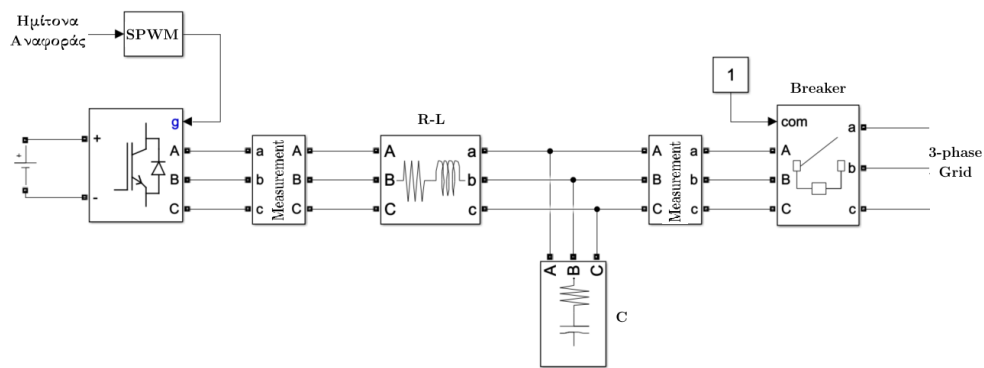


Σχήμα 5.9: Μετασχηματιστής Διανομής

Ο μετασχηματιστής 3 είναι τύπου **tap**, και έχει τον αυτόματο μεταγωγέα στο πρωτεύον τύλιγμα. Ο λόγος που είναι τοποθετημένο το tap στο τύλιγμα υψηλής τάσης αναλύεται διεξοδικά παραπάνω. Το tap στο σύστημα είναι ρυθμισμένο στο **-2.5%**, δηλαδή ισχύει $0.975 \cdot 21kV/400V$, γιατί υπάρχει το πρόβλημα της πτώσης τάσης στο σύστημα. Σχετικά με την μορφή των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, επιλέγεται τρίγωνο από τη πλευρά της υψηλής και αστέρας γειωμένος από την πλευρά του δικτύου χαμηλής τάσης. Πρώτα-πρώτα η επιλογή του συνδυασμού τρίγωνο με αστέρα είναι κάτι δεδομένο, όπως εξηγείται και παραπάνω. Ακόμα το υποδίκτυο από τη πλευρά της υψηλής τάσης είναι γειωμένο στους μετασχηματιστές ανύψωσης και δεν είναι καλό για το δίκτυο να τοποθετηθεί και άλλη γείωση στην άλλη άκρη της γραμμής μεταφοράς, γι' αυτό και επιλέγεται τρίγωνο. Ακόμα, από τη πλευρά του δικτύου χαμηλής τάσης απαιτείται να υπάρχουν 3 φάσεις και ουδέτερος, προκειμένου να συνδέονται οι μονοφασικοί καταναλωτές χαμηλής τάσης στο δίκτυο μέσω της μίας εκ των τριών φάσεων και του ουδέτερου. Επομένως, είναι αναγκαστικό να επιλέγεται αστέρας γειωμένος σε αυτή την πλευρά, καθώς πρέπει να υπάρχει ουδέτερος. Επίσης, είναι και ένα σημείο όπου γειώνεται το υποδίκτυο και μάλιστα η γείωση αυτή γίνεται μέσω μιας μεγάλης αντίστασης R προκειμένου να μην εμφανίζονται μεγάλα ρεύματα σε περίπτωση βραχυκυκλώματος στο δίκτυο χαμηλής τάσης (περαιτέρω ανάλυση σε αυτό το ζήτημα απαιτεί ανάλυση κυκλωμάτων θετικής-αρνητικής-μηδενικής ακολουθίας του συστήματος). Όσον αφορά τις απώλειες σε αυτόν τον μετασχηματιστή ισχύουν τα ίδια με παραπάνω.

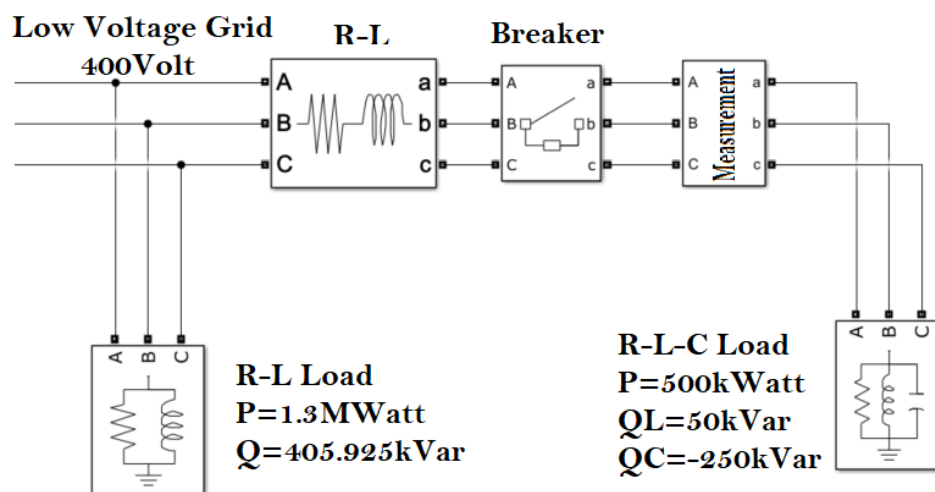
- **5^ο Μέρος :** Πέμπτο μέρος του εξεταζόμενου συστήματος είναι το **σύστημα αποθήκευσης με μπαταρίες**. Το σύστημα αυτό αποτελείται από μία συστοιχία μπαταριών, που θα θεωρηθεί ιδανική, δηλαδή μπορεί να παρέχει συνεχώς σταθερή τάση ίση με **700Volt** (η επιλογή της συγκεκριμένης τάσης έγινε με βάση τους μετατροπείς ισχύος που κυκλοφορούν στην αγορά, βρέθηκαν συστήματα μπαταρίας-μετατροπέα ισχύος της τάξης των **500kWatt** και παρατηρήθηκε ότι η τάση τους στην **DC** πλευρά κυμαίνεται σε τιμές από 600 έως 1000Volt). Το σύστημα αποθήκευσης έχει ονομαστική-μέγιστη ενεργό ισχύ εξόδου **500kWatt** και κατά

την ονομαστική ισχύ μπορεί να πετύχει **Συντελεστή Ισχύος $P.F. \approx 0.93$ επαγωγικό** (= δίνει άεργο προς το δίκτυο). Η επίτευξη Συντελεστή Ισχύος ακόμα μικρότερου, μπορεί να επιτευχθεί εύκολα με αύξηση της τάσης στην DC πλευρά του αντιστροφέα, δηλαδή την τάση της μπαταρίας. Η σύνδεση του συστήματος αποθήκευσης, όπως παρατηρήθηκε και στο μετατροπέα ισχύος $500kWatt$ της αγοράς, γίνεται στα $400Volt$. Έτσι, το σύστημα αυτό συνδέεται στη πλευρά χαμηλής τάσης αμέσως μετά τον μετασχηματιστή υποβιβασμού. Το σχήμα 5.10 δείχνει το μοντέλο του συστήματος αποθήκευσης.



Σχήμα 5.10: Σύστημα Αποθήκευσης - Αντιστροφέας

- **6^ο Μέρος :** Στο άκρο του συστήματος βρίσκεται το φορτίο. Αρχικά το φορτίο ισοδυναμεί σε ένα τριφασικό συμμετρικό φορτίο **ενεργού ισχύος $1.3MWatt$** και συντελεστή ισχύος **$P.F. = 0.95$ επαγωγικό**, δηλαδή το φορτίο απορροφά $1.3M \cdot \sin(\cos^{-1}(0.95)) = 406kVar$ **άεργο ισχύ**. Στη συνέχεια της προσομοίωσης κλείνει ο διακόπτης και προστίθενται στο φορτίο επιπλέον $500kWatt$. Τα δύο αυτά φορτία είναι συνδεδεμένα μαζί τους μέσω μιας $R - L$ ζεύξης, όπως φαίνεται στη σχήμα 5.11.



Σχήμα 5.11: Φορτίο

Τα δύο φορτία συνδέονται μέσω μιας $R - L$ ζεύξης, τιμής $R = 0.001\text{Ohm}$ και $L = 0.5\text{mH}$. Λόγω της συγκεκριμένης $R - L$ ζεύξης, όταν κλείνει ο διακόπτης, η ροή ισχύος προς το δεύτερο φορτίο δημιουργεί μια μεγάλη πτώση τάσης. Αυτός είναι ο λόγος που τοποθετήθηκαν πυκνωτές στο δεύτερο φορτίο, προκειμένου η ροή αέργου ισχύος να είναι αντίθετη από αυτή της ενεργού ισχύος, ώστε να υπάρχει μικρότερη πτώση τάσης στο σημείο του δεύτερου φορτίου. Ένας γρήγορος υπολογισμός για την τιμή της πτώσης τάσης με βάση τις ισχύες που διακινούνται και τις τιμές των αντιστάσεων-αντιδράσεων γίνεται μέσω του πρακτικού τύπου:

$$\Delta V(\%) = \frac{100}{V_N^2} \cdot (R \cdot P + X \cdot Q).$$

Το δεύτερο φορτίο απορροφά 500kWatt ενεργό ισχύ και αποδίδει στο σύστημα $Q_C - Q_L = 200\text{kVar}$ αέργου ισχύος.

5.2 Μετατροπέας Ισχύος Συστήματος Αποθήκευσης

Στη συγκεκριμένη ενότητα αναλύεται ο τριφασικός μετατροπέας ισχύος μέσω του οποίου συνδέεται η μπαταρία στο δίκτυο. Παρακάτω αναλύονται τα περιθώρια λειτουργίας του συγκεκριμένου μετατροπέα. Σχηματικά αυτός αναπαριστάται στο σχήμα 5.10 και αποτελείται από την ιδανική DC τάση της μπαταρίας, τον μετατροπέα ισχύος, την $R - L$ ζεύξη του συγκεκριμένου συστήματος με το δίκτυο (είναι αναγκαστικό να υπάρχει η $R - L$ ζεύξη, δεν είναι εφικτό να συνδεθεί ο αντιστροφέας απευθείας στο δίκτυο γιατί τότε θα είναι σαν να παραλληλίζονται δύο πηγές τάσης, γεγονός που συνεπάγεται τεράστια ρεύματα), το φίλτρο με πυκνωτές προκειμένου να μην υπάρχουν αρμονικές στο ρεύμα που διακινείται και τέλος ένας διακόπτης ισχύος μέσω του οποίου όλη η διάταξη απομονώνεται από το δίκτυο σε περίπτωση ανάγκης.

Τα μεγέθη είναι τα εξής:

- $R - L$ ζεύξη : Οι τιμές που επιλέγονται είναι οι παρακάτω.

$$R = 0.001\text{Ohm} \quad - \quad X_L = 0.2\text{mH}$$

Η τιμή του R προφανώς είναι αμελητέα, η τιμή του X_L επιλέγεται τέτοια ώστε: (ο μετατροπέας ισχύος, που αναφέρθηκε προηγουμένως, έχει μέγιστη ενεργό ισχύ εξόδου 500kWatt και είναι ονομαστικής ισχύος $S_{inverter} = 520\text{kVA}$)

$$X_L = 0.2\text{mH} \cdot 2\pi f \quad \text{Ohm}$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{400V^2}{520\text{kVA}} = 0.3076923\text{Ohm}$$

$$X_{L-\alpha.\mu.} = \frac{0.2\text{mH} \cdot 2\pi 50}{0.3076923} = 0.2\alpha.\mu.$$

Η τιμή $X_{L-\alpha.\mu.} = 0.2\alpha.\mu.$ είναι μία λογική τιμή για αντίδραση στην έξοδο του αντιστροφέα. Αυτές οι τιμές κυμαίνονται από 0.1 έως 0.25 ανά μονάδα.

- **C Φίλτρο Εξόδου** : Στην έξοδο του συστήματος, από τη πλευρά του δικτύου, υπάρχει φίλτρο με τα εξής χαρακτηριστικά:

$$P = 500Watt \quad - \quad Q_C = 65000Var$$

Πρόκειται για μια συστοιχία πυκνωτών, συνδεσμολογημένη σε **τρίγωνο**, που απορροφά ενεργό ισχύ $500Watt$, προκειμένου να προσομοιαστούν οι εσωτερικές αντιστάσεις, και αποδίδει στο δίκτυο, όταν στα άκρα της εφαρμόζεται πολική τάση RMS τιμής $400Volt$, άεργο ισχύ ίση με $65000Var$. Κάνοντας τις πράξεις μπορεί να καταλήξει κανείς στην ακριβή τιμή του πυκνωτή που τοποθετείται στη συγκεκριμένη θέση. $Q_C = \frac{3 \cdot V_{πολικη}^2}{X_C} \Rightarrow 65kVar = \frac{3 \cdot 400V^2}{1/(2\pi 50 \cdot C)} \Rightarrow C = 0.43mF$.

Σκοπός του συγκεκριμένου φίλτρου είναι να κόβει τις αρμονικές του ρεύματος που ρέουν από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο ή αντίστροφα.

- **Τάση Δικτύου** : Η τάση του δικτύου θεωρείται ότι είναι σταθερή και ίση με $V_{grid-1} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 230.94Volt$ (=φασική τάση). Προφανώς στο πραγματικό μοντέλο, λόγω της πτώσης τάσης, θα υπάρχουν κάποιες αποκλίσεις, αλλά η παρακάτω ανάλυση πάνω στο σύστημα του μετατροπέα ισχύος γίνεται για την ιδανική τιμή τάσης.
- **Μετατροπέας Ισχύος** : Όσον αφορά τον μετατροπέα ισχύος, η DC τάση επιλέγεται να είναι σταθερή στα $V_{DC} = 700Volt$, είναι ένα πλήρες **διακοπτικό μοντέλο μετατροπέα ισχύος 2 επιπέδων** $S_{inverter} = 520kVA$ που επιλέχτηκε από το πρόγραμμα Matlab/Simulink με διακοπτικά στοιχεία IGBT-Diodes. Πάνω σε αυτόν τον μετατροπέα γίνεται ο απλός **SPWM** έλεγχος με **διακοπτική συχνότητα** περί τα $f_{switching} = 7950Hz$. Η διακοπτική αυτή συχνότητα δεν επιλέγεται τυχαία, αλλά χρησιμοποιείται ο παρακάτω τύπος και επιλέγονται αντίστοιχες τιμές που να ικανοποιούν τους παρακάτω κανόνες.

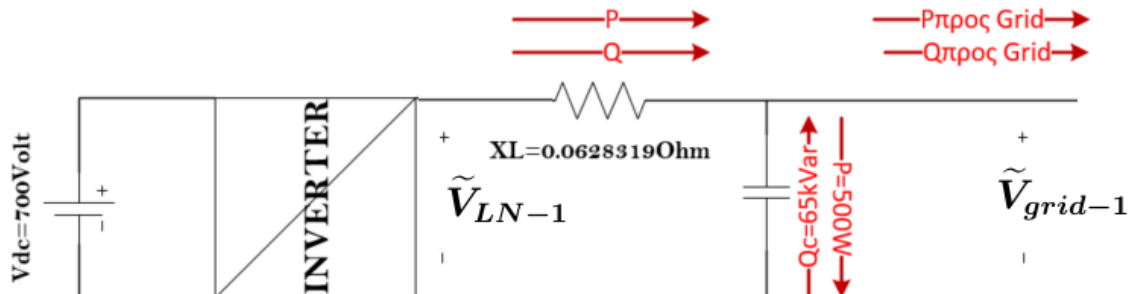
$$m_f = \frac{f_{carrier}}{f_1}$$

Προκειμένου να μην υπάρχουν άρτιες αρμονικές επιλέγεται m_f ακέραιος αριθμός και περιττός. Τότε εξαλείφονται οι άρτιες αρμονικές. Ακόμα επιλέγεται m_f να είναι και πολλαπλάσιο του 3, ώστε να απαλείφονται οι κυρίαρχες αρμονικές που βρίσκονται στην αρμονική $m_f, 2 \cdot m_f$ κ.τ.λ.. Άρα:

$$m_f = 3 \cdot k \quad \text{όπου } k \text{ είναι ακέραιος}$$

Για $f_{switching} = 7950Hz$ ισχύει $m_f = \frac{7950}{50} = 159 = 3 \cdot 53$, άρα ικανοποιείται ο παραπάνω κανόνας.

Μέχρι στιγμής αναφέρθηκαν τα βασικά κομμάτια του κυκλώματος και εξηγήθηκε πως επιλέχθηκαν οι τιμές των μεταβλητών σε κάθε σημείο. Στη συνέχεια αναλύονται σε βάθος τα όρια λειτουργίας του τριφασικού μετατροπέα. Η μελέτη των ορίων αυτή είναι αναγκαστική, γιατί είναι απαραίτητο να γνωρίζει κανείς μέχρι ποιο σημείο η ενεργός ισχύς περιορίζει την άεργο και το αντίστροφο.



Σχήμα 5.12: Μετατροπέας Ισχύος - Μονοφασικό Ισοδύναμο

Με τους παρακάτω τύπους θα γίνει η όλη ανάλυση (προφανώς $\tilde{V}_{grid-1} = \tilde{V}_{grid}$ γιατί θεωρείται ότι το δίκτυο είναι απαλλαγμένο από αρμονικές).

$$P = 3 \cdot \frac{\tilde{V}_{LN-1} \cdot \tilde{V}_{grid}}{X_L} \cdot \sin\delta$$

$$Q = 3 \cdot \frac{\tilde{V}_{grid} \cdot (\tilde{V}_{LN-1} \cdot \cos\delta - \tilde{V}_{grid})}{X_L}$$

Εάν γίνει καλό utilization της DC πηγής (επιλέγεται η μικρότερη δυνατή DC πηγή, επομένως γίνεται η οικονομικότερη επιλογή), δηλαδή π.χ. αν επιλεγεί $V_{DC} = 670V$ τότε το m_α σε όλες τις συνθήκες λειτουργίας θα είναι κοντά στην μονάδα, συνεπώς δεν θα υπάρχει περιθώριο να δοθεί άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Τότε το σύστημα αποθήκευσης θα δίνει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο με συντελεστή ισχύος τη μονάδα, δηλαδή δεν θα υπάρχει η δυνατότητα στήριξη της τάσης. Για να μπορεί με την μικρή αυτή τάση να δώσει άεργο ισχύ ο μετατροπέας, τότε αναγκαστικά θα πρέπει να μειωθεί το X_L ζεύξεως, γεγονός που συνεπάγεται ένα κακό φίλτρο και άρα θα υπάρχουν αρμονικές στην έξοδο προς το δίκτυο, κάτι ανεπιθύμητο. Αντίθετα, αν επιλεγεί μεγάλη DC τάση, π.χ. $V_{DC} = 1000V$, τότε θα υπάρχει η δυνατότητα παροχής άεργου ισχύος σε ονομαστική λειτουργία, που είναι επιθυμητό για τη στήριξη τάσης του δικτύου, αλλά δεν θα έχει γίνει επιλογή της μικρότερης δυνατής DC τάσης που είναι, όμως, αρκετή για να εκπληρωθεί η υποχρέωση ως προς την ενεργό ισχύ. Σε αυτή την περίπτωση το m_α μπορεί να κυμαίνεται από 0.5 έως και το 1 κατά τη λειτουργία του συστήματος. Η λύση μεταξύ αυτών των δύο στρατηγικών είναι κάπου στη μέση.

Η γωνία δ είναι η γωνία μεταξύ των δύο τάσεων, του δικτύου και της πρώτης αρμονικής συνιστώσας της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα. Όταν η γωνία αυτή είναι μεταξύ $(0^\circ, 180^\circ)$ τότε $\sin\delta > 0$, άρα ο μετατροπέας δίνει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο, ενώ όταν $(-180^\circ, 0^\circ)$ τότε $\sin\delta < 0$, άρα απορροφά ενεργό ισχύ από το δίκτυο. Έστω,

λοιπόν, η περίπτωση όπου το σύστημα αποθήκευσης δίνει προς το δίκτυο και ενεργό και άεργο ισχύ. Για να υπάρχει μέγιστη μεταφορά σε άεργο ισχύ το m_α καθορίζεται στην τιμή 1. Όσο αυξάνεται η ενεργός ισχύς προς το δίκτυο, τόσο αυξάνεται και ο όρος $\sin\delta$, δηλαδή το δ από 0 κατευθύνεται προς τις 90 μοίρες, επομένως το $\cos\delta$ συνεχώς μειώνεται. Έχοντας το m_α σταθερό στη τιμή 1 (δεν μπορεί να αυξηθεί άλλο, γιατί τότε εμφανίζεται η υπερδιαμόρφωση, που συνεπάγεται πολλές αρμονικές στην έξοδο) όσο αυξάνεται η ενεργός ισχύς που μεταφέρεται προς το δίκτυο, αναγκαστικά μειώνεται η άεργος που μπορεί να δοθεί προς το δίκτυο, δηλαδή το ένα μέγεθος περιορίζει το άλλο. Ωστόσο, στην περίπτωση που η ενεργός ισχύς δίνεται προς το δίκτυο, αλλά η άεργος ισχύς απορροφάται από το μετατροπέα, τότε η ανάλυση είναι τελείως διαφορετική. Σε αυτήν την περίπτωση, σύμφωνα με τους παραπάνω τύπους, συνεπάγεται $Q < 0$ και το m_α μικραίνει. Για να δοθεί πολύ ενεργός ισχύς προς το δίκτυο πρέπει το $\sin\delta$ να είναι κοντά στην μονάδα, δηλαδή το δ να είναι κοντά στις 90 μοίρες, γεγονός που σημαίνει ότι το $\cos\delta$ θα είναι αρκετά μικρό. Επομένως, τότε υπάρχει πολύ μεγάλο P και μπορεί να επιτευχθεί και μεγάλο αρνητικό Q , δηλαδή να απορροφάται από το μετατροπέα πολύ άεργος ισχύς. Άρα, σε αυτήν την περίπτωση, δεν περιορίζει το ένα μέγεθος το άλλο και δεν υπάρχει πρόβλημα υπερδιαμόρφωσης. Ο μόνος περιορισμός είναι η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα. Για συγκεκριμένη ενεργό ισχύ, για παράδειγμα $P = \frac{P_N}{2}$, μπορεί να απορροφηθεί πολύ περισσότερη άεργος ισχύς από το μετατροπέα, παρά να δοθεί άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Επομένως, πολύ σημαντική παρατήρηση: βολεύει να απορροφάται άεργος από το μετατροπέα ισχύος, γιατί τότε ο μόνος περιορισμός είναι η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα και δεν υπάρχει κανένας κίνδυνος υπερδιαμόρφωσης, αντίθετα δεν βολεύει να δίνεται άεργος προς το δίκτυο, γιατί τότε υπάρχει το πρόβλημα της υπερδιαμόρφωσης, δηλαδή δεν μπορούν μεγάλες ποσότητες άεργου ισχύος να μετακινούνται προς το δίκτυο, χωρίς τον κίνδυμο το m_α να φτάσει το άνω όριο που είναι η μονάδα. Πέρα από αυτό το άνω όριο, ο μετατροπέας βγαίνει εκτός γραμμικής περιοχής λειτουργίας, κάτι που συνεπάγεται αρμονικές στην έξοδο.

Υπάρχουν 4 περιπτώσεις :

- Δίνεται P , Δίνεται Q : Υπάρχει κίνδυνος Υπερδιαμόρφωσης.
- Απορροφάται P , Δίνεται Q : Υπάρχει κίνδυνος Υπερδιαμόρφωσης.
- Δίνεται P , Απορροφάται Q : Δεν υπάρχει κίνδυνος Υπερδιαμόρφωσης, ο μόνος περιορισμός είναι η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα.
- Απορροφάται P , Απορροφάται Q : Δεν υπάρχει κίνδυνος Υπερδιαμόρφωσης, ο μόνος περιορισμός είναι η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα.

Σημαντικός τύπος, που θα χρησιμοποιηθεί στην παρακάτω ανάλυση, είναι η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Η πρώτη αρμονική της, θεμελιώδης αρμονική των 50Hz, δίνεται από τη σχέση:

$$\tilde{V}_{LN-1} = m_\alpha \cdot \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

Σκοπός είναι η μέγιστη ονομαστική ενεργό ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα να φτάνει τα $500kWatt$. Ο μετατροπέας επιλέγεται να έχει rating $S_N = 520kVA$.

Πρώτη περίπτωση: Ο μετατροπέας δίνει ενεργό και άεργο ισχύ προς το δίκτυο. Αφού δίνεται άεργος ισχύς προς το δίκτυο, ο περιορισμός είναι η υπερδιαμόρφωση. Μέγιστη άεργος θα δίνεται όταν $m_\alpha = 1$.

$$P_{max \rightarrow grid} = 500kWatt - 500Watt = 499.5kWatt$$

Ο μετατροπέας ισχύος μπορεί να τροφοδοτήσει το δίκτυο με $500kWatt$ ενεργό ισχύ, και η συστοιχία πυκνωτών, λόγω των εσωτερικών αντιστάσεων, απορροφά $500Watt$. Έτσι προκύπτει η μέγιστη ισχύς στην έξοδο προς το δίκτυο.

$$P = 3 \cdot \frac{1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = 500k$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94\right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}}$$

Λύνοντας την πρώτη εξίσωση και αντικαθιστώντας στη δεύτερη προκύπτει ότι: $Q = 136.24kVar > 0$, θετικό Q σημαίνει άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Άρα:

$$Q_{\rightarrow grid} = 136.24k + 65k = 201kVar$$

Τότε: $\sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{500k^2 + 136.24k^2} = 518kVA < 520kVA$, άρα βρίσκεται μέσα στα επιτρεπτά όρια ονομαστικής ισχύος. Τότε ο συντελεστής ισχύος που πετυχαίνεται προς το δίκτυο (για ονομαστική ενεργό ισχύ στην έξοδο), είναι:

$$P.F. = \frac{P_{\rightarrow grid}}{\sqrt{P_{\rightarrow grid}^2 + Q_{\rightarrow grid}^2}} = \frac{499.5k}{\sqrt{499.5k^2 + 201k^2}} = 0.928 \quad \text{επαγωγικός}$$

Επαγωγικός Συντελεστής ισχύος, στην περίπτωση μου μελετάται, σημαίνει ότι δίνεται άεργος προς το δίκτυο.

Δεύτερη περίπτωση: Όταν η ενεργός ισχύς στην έξοδο προς το δίκτυο είναι 0, τότε παρουσιάζεται η μέγιστη άεργος που μπορεί να δοθεί προς το δίκτυο. Η μέγιστη αυτή άεργος ισχύς επιτυγχάνεται με $m_\alpha = 1$.

$$P_{\rightarrow grid} = 0 \Rightarrow P = 500Watt$$

Γιατί τα $500Watt$ απορροφώνται από το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί. Άρα:

$$P = 3 \cdot \frac{1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = 500$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94\right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}}$$

Λύνοντας την πρώτη εξίσωση και αντικαθιστώντας στην δεύτερη προκύπτει ότι: $Q = 182.46kVar > 0$, θετικό Q σημαίνει άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Άρα:

$$Q_{\rightarrow grid} = 182.46k + 65k = 247.46kVar$$

Τρίτη περίπτωση: Όταν η ενεργός ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα είναι $-500kWatt$, τότε ερευνάται η μέγιστη άεργος που μπορεί να δοθεί προς το δίκτυο. Η μέγιστη αυτή άεργος ισχύς επιτυγχάνεται με $m_\alpha = 1$.

$$P = -500kWatt \Rightarrow P_{\rightarrow grid} = -500.5kWatt$$

Γιατί τα $500Watt$ απορροφώνται από το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί. Άρα :

$$P = 3 \cdot \frac{1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = -500k$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(1 \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94\right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}}$$

Λύνοντας την πρώτη εξίσωση και αντικαθιστώντας στην δεύτερη προκύπτει ότι: $Q = 136.24kVar > 0$, θετικό Q σημαίνει άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Άρα:

$$Q_{\rightarrow grid} = 136.24k + 65k = 201kVar$$

Τότε: $\sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{(-500k)^2 + 136.24k^2} = 518kVA < 520kVA$, άρα βρίσκεται μέσα στα επιτρεπτά όρια ονομαστικής ισχύος.

Τέταρτη περίπτωση: Εδώ υπολογίζεται η άεργος ισχύς που μπορεί να απορροφήσει ο μετατροπέας από το δίκτυο. Σε αυτή την περίπτωση δεν υπάρχει πρόβλημα υπερδιαμόρφωσης, ο μόνος περιορισμός είναι η ονομαστική ικανότητα του τριφασικού μετατροπέα ισχύος, που εδώ είναι $S_N = 520kVA$. Έστω, αρχικά ότι μελετάται η περίπτωση να δίνεται μέγιστη ενεργός ισχύς προς το δίκτυο.

$$P = 500kWatt \Rightarrow P_{\rightarrow grid} = 500kWatt - 500Watt = 499.5kWatt$$

Γιατί τα $500Watt$ απορροφώνται από το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί. Άρα:

$$P = 3 \cdot \frac{m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = 500k$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94\right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} = -\sqrt{520k^2 - 500k^2} = -142.8kVar$$

Παραπάνω, επιλέγεται σαν περιορισμός ισχύος για την άεργο, ο περιορισμός της ονομαστικής ισχύος. Λύνοντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις ως προς του δύο αγνώστους που υπάρχουν προκύπτει ότι: $m_\alpha = 0.9 < 1$. Όντως δεν υπάρχει πρόβλημα υπερδιαμόρφωσης και δεν υπάρχει πρόβλημα περιορισμού λόγω ονομαστικής ισχύος, γιατί η επιλογή του Q έγινε με βάση την ονομαστική ισχύ. Άρα:

$$Q_{\rightarrow grid} = -142.8k + 65k = -77.8kVar$$

Πέμπτη περίπτωση: Εδώ υπολογίζεται η άεργος ισχύς που μπορεί να απορροφήσει ο μετατροπέας από το δίκτυο, στην περίπτωση όπου η ενεργός ισχύς προς το δίκτυο είναι μηδενική

$$P_{\rightarrow grid} = 0 \Rightarrow P = 500Watt$$

Γιατί τα 500Watt απορροφώνται από το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί. Άρα:

$$P = 3 \cdot \frac{m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = 500$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94 \right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} = -\sqrt{520k^2 - 500^2} = -520kVar$$

Παραπάνω, επιλέγεται σαν περιορισμός ισχύος για την άεργο, ο περιορισμός της ονομαστικής ισχύος. Λύνοντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις ως προς του δύο αγνώστους που υπάρχουν προκύπτει ότι: $m_\alpha = 0.74259 < 1$. Όντως δεν υπάρχει πρόβλημα υπερδιαμόρφωσης, ούτε και πρόβλημα περιορισμού λόγω ονομαστικής ισχύος. Άρα:

$$Q_{\rightarrow grid} = -520k + 65k = -455kVar$$

Έκτη περίπτωση: Εδώ υπολογίζεται η άεργος ισχύς που μπορεί να απορροφήσει ο μετατροπέας από το δίκτυο στην περίπτωση όπου η ενεργός ισχύς που απορροφάται από το δίκτυο είναι ίση με $-500.5kWatt$.

$$P = -500kWatt \Rightarrow P_{\rightarrow grid} = -500kWatt - 500Watt = -500.5kWatt$$

Γιατί τα 500Watt απορροφώνται από το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί. Άρα:

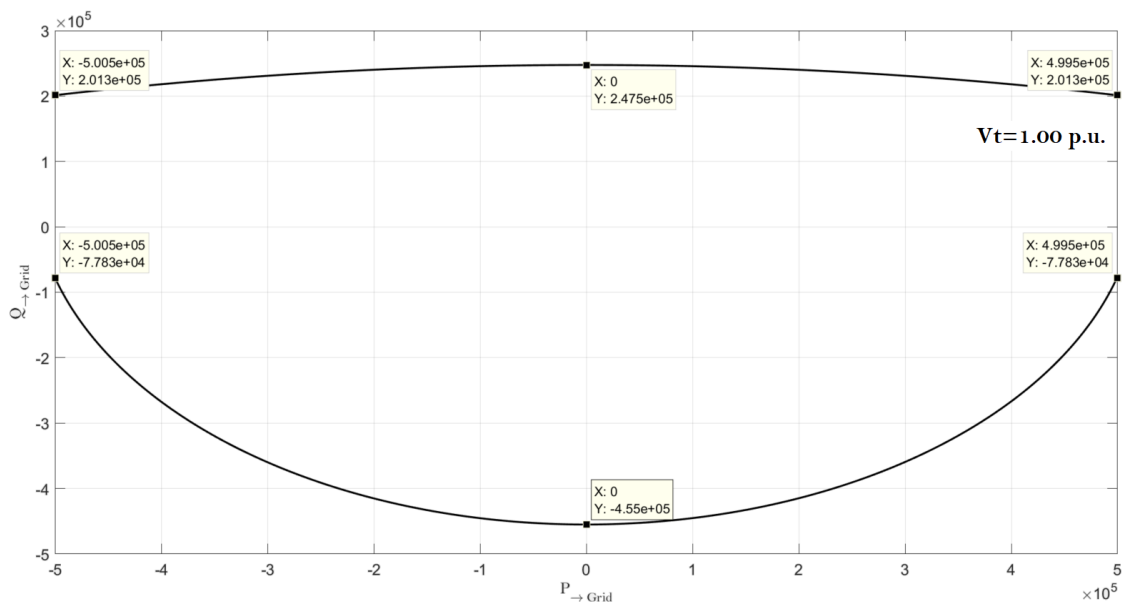
$$P = 3 \cdot \frac{m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 230.94}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \sin\delta = -500k$$

$$Q = 3 \cdot \frac{230.94 \cdot \left(m_\alpha \cdot \frac{700}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos\delta - 230.94 \right)}{2\pi 50 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} = -\sqrt{520k^2 - 500k^2} = -142.8kVar$$

Παραπάνω, επιλέγεται σαν περιορισμός ισχύος για την άεργο, ο περιορισμός της ονομαστικής ισχύος. Λύνοντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις ως προς του δύο αγνώστους που υπάρχουν προκύπτει : $m_\alpha = 0.9 < 1$, επομένως δεν υπάρχει πρόβλημα υπερδιαμόρφωσης. Άρα:

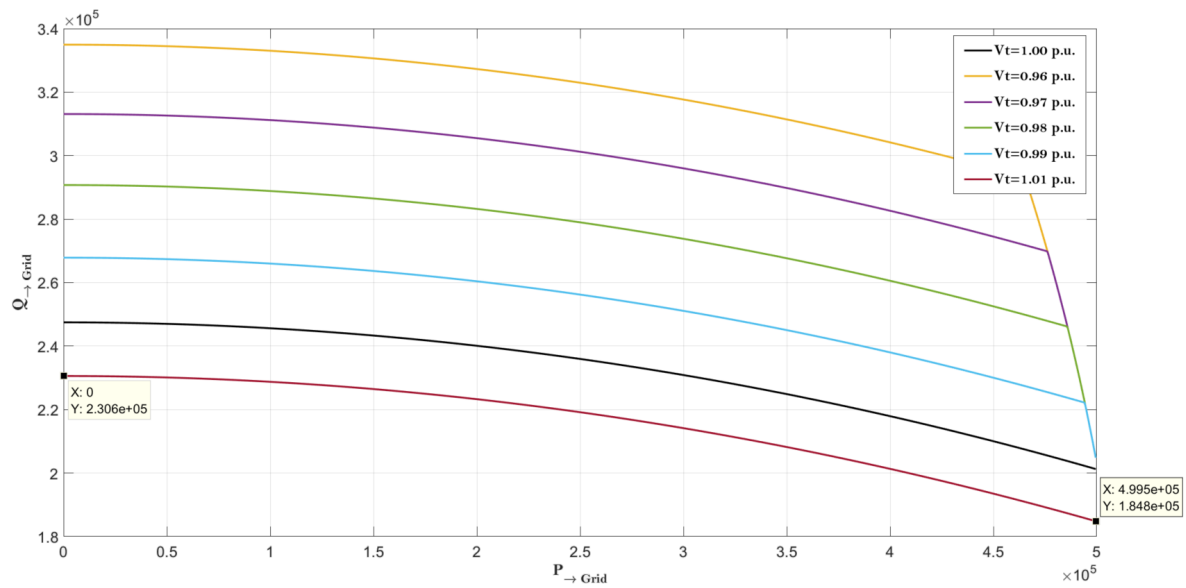
$$Q_{\rightarrow grid} = -142.8k + 65k = -77.8kVar$$

Μελετήθηκαν, λοιπόν, όλες οι ακραίες περιπτώσεις και βρέθηκαν τα αντίστοιχα όρια όσον αφορά την ενεργό και την άεργο ισχύ. Η ενεργός ισχύς σε καμία περίπτωση δεν περιορίζεται, το σύστημα μπαταριών θα δίνει όση ενεργό ισχύ καθορίζει ο έλεγχος συχνότητας, προφανώς μέχρι το όριο των $500kWatt$, ενώ η άεργος ισχύς που ανταλλάσσεται με το δίκτυο θα περιορίζεται σύμφωνα με όλους τους παραπάνω περιορισμούς (περιορισμός ονομαστικής ισχύος και περιορισμός υπερδιαμόρφωσης). Με βάση, λοιπόν, την παραπάνω λογική και τη βοήθεια του Matlab δημιουργήθηκαν οι παρακάτω γραφικές που δείχνουν τα όρια ενεργού-άεργου ισχύος.

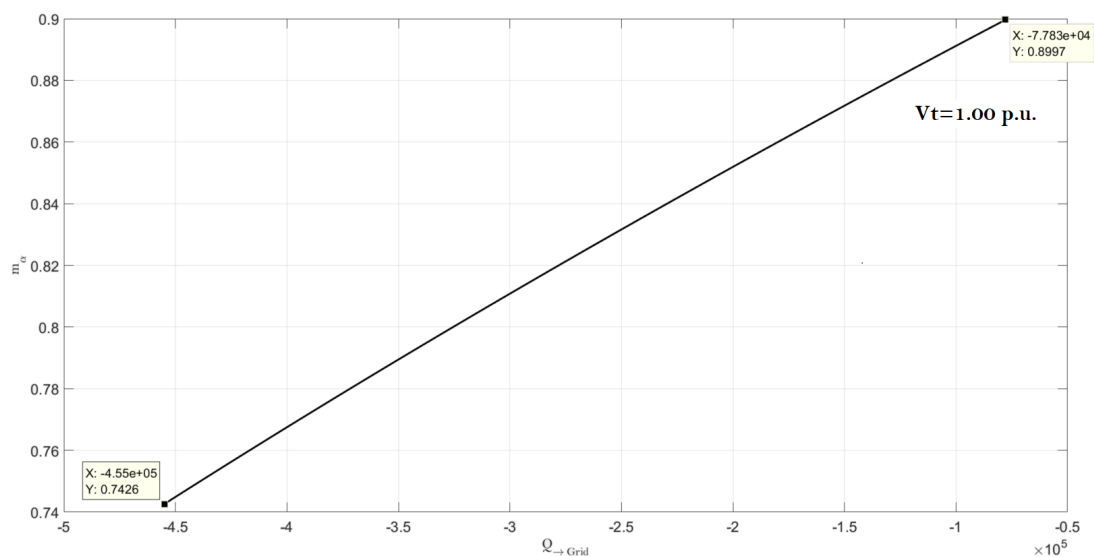


Σχήμα 5.13: Όρια Ενεργού - Άεργου Ισχύος για $V_t = 1.00p.u.$

Στο σχήμα 5.13 απεικονίζεται το διάγραμμα ενεργού-άεργου ισχύος του τριφασικού μετατροπέα για τάση δικτύου ίση με την ονομαστική, δηλαδή $V_{grid} = 1\alpha.\mu.$. Οι ακραίες τιμές επαληθεύονται από τους υπολογισμούς που έγιναν παραπάνω. Ο τριφασικός μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί σε οποιοδήποτε σημείο μέσα στο συγκεκριμένο διάγραμμα. Εάν, όμως, ξεπεράσει τα πάνω όρια (δίνεται άεργος ισχύς στο δίκτυο) τότε καταλήγει στην υπερδιαμόρφωση, αντίθετα όταν ξεπεράσει τα κάτω όρια (απορροφάται άεργος από το δίκτυο) σημαίνει ότι τότε παραβιάζεται η ονομαστική ικανότητα του μετατροπέα. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητο να εξασφαλίζεται η λειτουργία του μετατροπέα ισχύος μέσα στα παραπάνω όρια. Ο κώδικας Matlab για τις συγκεκριμένες γραφικές παρουσιάζεται στο Παράρτημα Α.



Σχήμα 5.14: Όρια Ενεργού - Άεργου Ισχύος για διάφορα V_t



Σχήμα 5.15: m_α - Μετατροπέας απορροφά Άεργο Ισχύ

Το δίκτυο που μελετάται χαρακτηρίζεται κυρίως από πτώση τάσης σε όλη του την έκταση. Για αυτό το λόγο σχεδιάζονται οι γραφικές $P - Q$ για το συγκεκριμένο τριφασικό μετατροπέα για μια ποικιλία τάσεων, από 0.95 έως και 1.01 ανά μονάδα (για όλες αυτές τις γραφικές η τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα ισχύος διατηρείται σταθερή στα 700Volt). Όσο η τάση του δικτύου μειώνεται, τόσο μεγαλύτερη μπορεί να είναι η συνεισφορά του μετατροπέα σε άεργο ισχύ προς το δίκτυο όπως φαίνεται από το σχήμα 5.14. Επομένως, εάν θεωρηθούν σαν όρια λειτουργίας του τριφασικού μετατροπέα αυτά που αντιστοιχούν σε ονομαστική τάση, τότε σίγουρα σε κάθε περίπτωση υπότασης δεν θα υπάρχει κανένας κίνδυνος υπερδιαμόρφωσης. Όταν, όμως, η τάση ανέβει πάνω από

την ονομαστική τότε η άεργος που μπορεί να δώσει ο μετατροπέας προς το δίκτυο περιορίζεται πιο πολύ. Ωστόσο, αυτή η περίπτωση δεν ενδιαφέρει το σύστημα, γιατί σε περίπτωση υπέρτασης ο μετατροπέας δεν θα αποδίδει άεργο προς το δίκτυο, αλλά θα απορροφάει άεργο από αυτό, προκειμένου να μειώσει την τάση του δικτύου.

Επιπλέον, στο σχήμα 5.14 παρατηρείται ότι για τις διάφορες τάσεις από 0.95 έως 0.99 ανά μονάδα, όσο η ενεργός ισχύς εγγίζει την ονομαστική της τιμή, τόσο η άεργος ισχύς μειώνεται όλο και πιο απότομα. Το γεγονός αυτό συμβαίνει, γιατί τότε προσεγγίζεται το όριο της ονομαστικής ικανότητας του μετατροπέα ισχύος. Όσον αφορά την απορρόφηση άεργου ισχύος από το δίκτυο, οι καμπύλες περιορίζονται μόνο από την ονομαστική ικανότητα του μετατροπέα, επομένως ανεξαρτήτως την τάση του δικτύου οι καμπύλες είναι όλες ίδιες, και γι' αυτό δεν παρουσιάζονται στο σχήμα 5.14.

Το μέρος του σχήματος 5.13 με την θετική άεργο ισχύ (άεργος προς δίκτυο) σχεδιάστηκε με περιορισμό το $m_\alpha = 1$. Το αρνητικό μέρος με περιορισμό την ονομαστική ισχύ, και είναι σίγουρο ότι σε κάθε σημείο της γραφικής με αρνητική άεργο ισχύ το m_α είναι μικρότερο του 1. Στο σχήμα 5.15 επιβεβαιώνεται αυτός ο ισχυρισμός. Οι ακραίες τιμές των m_α που παρουσιάζονται στο σχήμα επιβεβαιώνονται από τους υπολογισμούς παραπάνω.

Η τάση στα άκρα του μετατροπέα, από τη πλευρά του δικτύου, δεν θα είναι ακριβώς 1α.μ., αλλά κατά πάσα πιθανότητα θα εμφανίζεται πτώση ή ανύψωση τάσης και τότε δεν ισχύουν επακριβώς οι παραπάνω θεωρητικοί υπολογισμοί για $V_t = 1\alpha.μ.$ για δύο λόγους. Πρώτον, γιατί θα έχει γίνει λανθασμένα η αντικατάσταση της τάσης του δικτύου με 1 στους παραπάνω τύπους και δεύτερον επειδή η συστοιχία πυκνωτών που χρησιμοποιήθηκε από το Simulink αποδίδει στο μοντέλο ακριβώς 65kVar μόνο όταν η τάση στα άκρα του είναι 400Volt, εάν η τάση αυτή μεταβληθεί τότε αναλόγως αλλάζει και η άεργος ισχύς που αποδίδει στο δίκτυο. Βέβαια, σύμφωνα με τα παραπάνω συμπεράσματα (σχήμα 5.14) εάν παρθούν ως περιορισμοί τα όρια της λειτουργίας του μετατροπέα για ονομαστική τάση στα άκρα του, θα λειτουργεί σωστά το σύστημα αποθήκευσης σε κάθε περίπτωση. Σε περίπτωση υπότασης δεν θα οδηγείται το σύστημα ποτέ σε υπερδιαμόρφωση και σε περίπτωση υπέρτασης θα απορροφάται άεργος από το μετατροπέα, η οποία θα περιορίζεται από την ονομαστική ικανότητα του. Λαμβάνονται, λοιπόν, τα παρακάτω όρια:

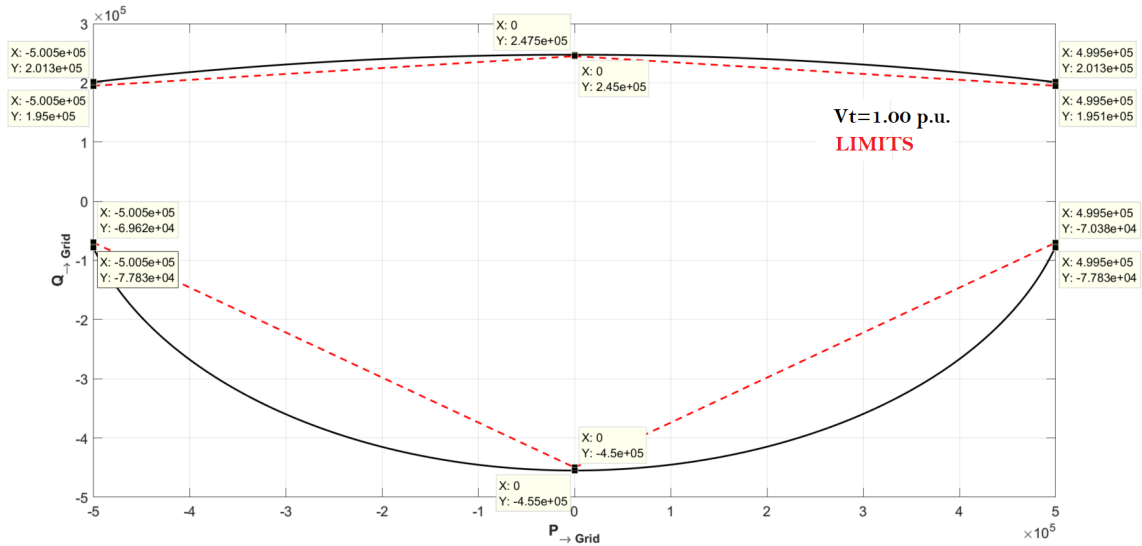
$$\mathbf{Limit1} : Q_{\rightarrow Grid} = 0.1 \cdot P_{\rightarrow Grid} + 245 \cdot 10^3$$

$$\mathbf{Limit2} : Q_{\rightarrow Grid} = -0.1 \cdot P_{\rightarrow Grid} + 245 \cdot 10^3$$

$$\mathbf{Limit3} : Q_{\rightarrow Grid} = 0.76 \cdot P_{\rightarrow Grid} - 450 \cdot 10^3$$

$$\mathbf{Limit4} : Q_{\rightarrow Grid} = -0.76 \cdot P_{\rightarrow Grid} - 450 \cdot 10^3$$

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται τα συγκεκριμένα όρια.



Σχήμα 5.16: Επιτρεπτά Όρια Λειτουργίας

Τελικά, σε ονομαστική λειτουργία πετυχαίνεται Συντελεστής ισχύος:

$$P.F. = \frac{P_{\rightarrow grid}}{\sqrt{P_{\rightarrow grid}^2 + Q_{\rightarrow grid}^2}} = \frac{499.5k}{\sqrt{499.5k^2 + 195k^2}} = 0.93 \text{ επαγωγικός}$$

Τέλος, ο έλεγχος του συγκεκριμένου μετατροπέα ισχύος θα γίνει στο dq -πλαίσιο (ένας κλασικός PQ έλεγχος με την ιδιαιτερότητα ότι όλα τα μεγέθη είναι σε ανά μονάδα τιμές) και έχει παρουσιαστεί αναλυτικά στην υποενότητα 3.6, σχήμα 3.10.

5.3 Σχεδιασμός Ελέγχου Συχνότητας-Τάσης Συστήματος Αποθήκευσης

Στην προηγούμενη ενότητα παρουσιάστηκε ο τριφασικός μετατροπέας ισχύος και τα όρια λειτουργίας του. Στο συγκεκριμένο κομμάτι του κεφαλαίου 5 παρουσιάζεται αναλυτικά ο ελεγκτής συχνότητας του συστήματος αποθήκευσης και πιο συγκεκριμένα το κομμάτι της πρωτεύουσας ρύθμισης και η αδρανειακή απόκριση του BESS (Battery Energy Storage System). Παράλληλα, γίνεται αναφορά και στο τρόπο που το σύστημα αυτό στηρίζει την τάση του δικτύου, με παροχή άεργου ισχύος προς αυτό.

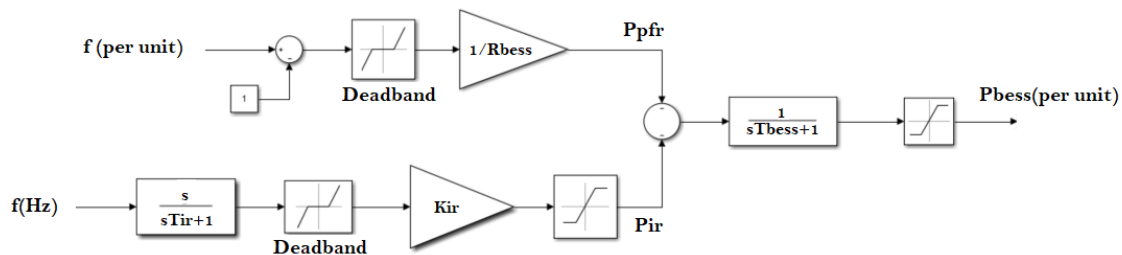
5.3.1 Ρύθμιση Συχνότητας - Τάσης

Ρύθμιση Συχνότητας

Η βασική λογική είναι ίδια με αυτή του ελεγκτή στροφών που παρουσιάστηκε στο κομμάτι του ελέγχου των σύγχρονων γεννητριών. Αρχικά, μετριέται η συχνότητα του δικτύου, συγκρίνεται με την ονομαστική των $50Hz$ και έτσι προκύπτει το αντίστοιχο σφάλμα

συχνότητας. Αυτό πολλαπλασιάζεται με την σταθερά στατισμού του BESS και προκύπτει το σήμα ελέγχου ενεργού ισχύος λόγω στατισμού. Ωστόσο, οι σύγχρονες γεννήτριες, λόγω των στρεφόμενων μερών τους, έχουν αδράνεια, που σημαίνει ότι υπάρχει αντίσταση σε οποιαδήποτε απότομη μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα τους. Για παράδειγμα, αν προστεθεί επιπλέον φορτίο στο δίκτυο, τότε η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας θα λάβει μια απότομη αρνητική κλίση (απότομη μείωση), λόγω όμως της αδράνειας της η απότομη αυτή μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής της θα μειωθεί, καθώς αστραπιαία ενεργός ισχύς θα αποδοθεί προς το δίκτυο από τη γεννήτρια. Αυτή η ιδιότητα προφανώς λείπει από το σύστημα μπαταρία-μετατροπέας ισχύος, καθώς δεν υπάρχουν στρεφόμενα μέρη. Για να προσομοιωθεί αυτή η συμπεριφορά και να ρυθμιστεί το σύστημα μπαταρία-μετατροπέας, ώστε να συμπεριφέρεται με αντίστοιχο τρόπο (Virtual Inertia), πρέπει να μετράται η κλίση της συχνότητας του συστήματος κάθε στιγμή και να αποδίδεται η αντίστοιχη ενεργός ισχύς προς το σύστημα. Όλα τα παραπάνω ισχύουν αντίστροφα στην περίπτωση υπερσυχνότητας, δηλαδή όταν υπάρχει περίσσεια ενεργού ισχύος στο δίκτυο.

Το μοντέλο ελέγχου παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχήμα 5.17: Ελεγκτής Συχνότητας BESS

Το μοντέλο χωρίζεται σε δύο κομμάτια:

- **Κλάδος Πρωτεύουσας Ρύθμισης :** Ο πάνω κλάδος είναι αυτός που αντιστοιχεί στη πρωτεύουσα ρύθμιση που προσφέρει η μπαταρία σε μία ενδεχόμενη διαταραχή στο σύστημα. Αρχικά, μετράται η συχνότητα του δικτύου και διαιρείται με την ονομαστική που είναι τα $50Hz$. Στη συνέχεια, αυτή η τιμή συγκρίνεται με την ονομαστική, που είναι το 1 στο ανά μονάδα σύστημα, και έτσι προκύπτει το εκάστοτε σφάλμα συχνότητας σε ανά μονάδα τιμές. Στη συνέχεια τοποθετείται ένα Deadband block, το οποίο έχει έξοδο Μηδέν, όταν η είσοδος του έχει τιμές από -0.002 έως 0.002 ανά μονάδα. Αυτό μεταφράζεται ως εξής:

$$(-0.002 + 1) \cdot 50 = 49.9Hz$$

$$(0.002 + 1) \cdot 50 = 50.1Hz$$

Δηλαδή, όταν η συχνότητα του δικτύου είναι μέσα στα όρια από $49.9Hz$ έως $50.1Hz$, θεωρείται ότι το σύστημα βρίσκεται μέσα σε αποδεκτά όρια μόνιμης κατάστασης και η μπαταρία δεν επενεργεί με στατισμό στην ρύθμιση συχνότητας.

Ένας ακόμη λόγος που υπάρχει αυτό το Deadband block είναι ο εξής: Η συχνότητα του συστήματος τότε δεν θα είναι ακριβώς 50Hz , αλλά μπορεί να υπάρχει μία αρκετά μικρή απόκλιση. Σε αυτή τη περίπτωση, εάν δεν υπάρχει το συγκεκριμένο Deadband block η μπαταρία θα λειτουργεί συνεχώς μέσω του στατισμού της και για παράδειγμα θα παράγει συνεχώς ενεργό ισχύ, έστω και ελάχιστη, προς το δίκτυο. Έτσι, αναπόφευκτα κάποτε θα εκφορτιστεί και επομένως δεν θα είναι σε θέση να παρέχει ενεργό ισχύ στο δίκτυο σε περίπτωση έκτακτης ανάγκης.

Στη συνέχεια το σφάλμα συχνότητας (στην περίπτωση που είναι έξω από το όριο του Deadband) πολλαπλασιάζεται με τον αντίστροφο όρο του στατισμού και έτσι δημιουργείται το σήμα ελέγχου ενεργού ισχύος λόγω στατισμού.

$$P_{PFR} = \Delta f(\alpha.\mu.) \cdot \frac{1}{R_{bess}}$$

Αγνοώντας το κλάδο της αδρανειακής απόκρισης και θεωρώντας steady state κατάσταση, δηλαδή αρκετό χρόνο μετά την διαταραχή $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$, στην έξοδο του ελέγχου ισχύει:

$$P_{bess} = -P_{PFR} = -\Delta f(\alpha.\mu.) \cdot \frac{1}{R_{bess}}$$

Ερμηνεία: Όταν υπάρχει πτώση συχνότητας, δηλαδή $\Delta f = f - 1 < 0$, τότε σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο ισχύει $P_{bess} > 0$, άρα τότε σωστά το σύστημα αποθήκευσης δίνει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο προκειμένου να συνεισφέρει στη ρύθμιση συχνότητας. Αντίθετα, όταν υπάρχει υπερσυχνότητα, δηλαδή $\Delta f = f - 1 > 0$, τότε από τον παραπάνω τύπο προκύπτει ότι $P_{bess} < 0$, άρα τότε το σύστημα αποθήκευσης απορροφά ενεργό ισχύ από το δίκτυο, που σε αυτή την περίπτωση περισσεύει, και έτσι συμβάλει στον έλεγχο συχνότητας. Συνεπώς, ο παραπάνω έλεγχος λειτουργεί όπως θα έπρεπε, ώστε να διατηρεί το σύστημα σε ευστάθεια.

- **Κλάδος Αδρανειακής Απόκρισης** : Ο κλάδος της αδρανειακής απόκρισης είναι το δεύτερο κομμάτι του ελέγχου. Στόχος αυτού του κλάδου είναι να προσφέρει επιπλέον αδράνεια στο δίκτυο, χωρίς ωστόσο να προστίθεται κάποιο στρεφόμενο μέρος στο σύστημα (Virtual Inertia). Δηλαδή, υπάρχει απόκριση σε ενεργό ισχύ, όχι εξαιτίας του σφάλματος συχνότητας, αλλά εξαιτίας της κλίσης της συχνότητας. Όσο μεγαλύτερη είναι η κλίση, τόσο μεγαλύτερη είναι η αντίστοιχη απόκριση ενεργού ισχύος, αυτό ουσιαστικά εκφράζει και ο ορισμός της αδράνειας.

Αρχικά, μετريέται η συχνότητα του δικτύου, αυτή τη φορά μετريέται σε Hz και όχι σε ανά μονάδα τιμές. Στη συνέχεια, παραγωγίζεται αυτό το σήμα μέσω του Block $\frac{s}{sT_{ir} + 1}$. Στον χώρο του Laplace ο πολλαπλασιασμός με s είναι παραγωγή στο χρόνο d/dt . Σε αυτή την παραγωγή ταυτόχρονα υπάρχει και ένα φίλτρο πρώτης τάξης με χρονική σταθερά T_{ir} . Το συγκεκριμένο φίλτρο έχει δύο σκοπιμότητες: α) λειτουργεί σαν ένα φίλτρο που αφαιρεί τον θόρυβο από το σήμα που έχει παραγωγιστεί και έτσι αποτρέπει τα απότομα jump/spikes στο μετρούμενο df/dt ,

και β) αυξάνοντας αυτό το φίλτρο, δηλαδή αυξάνοντας την τιμή του T_{ir} , μπορεί να γίνει η αδρανειακή απόκριση του BESS πιο αργή, ώστε αυτή η μεταβολή στην συχνότητα να μπορεί να παρατηρηθεί και από άλλα supportive units του συστήματος (που πιθανόν να είναι πιο αργά στην απόκριση), με σκοπό να συμμετέχουν και αυτά στην ρύθμιση συχνότητας και να μην επιβαρυνθεί εξ' ολοκλήρου για ρύθμιση συχνότητας το συγκεκριμένο σύστημα αποθήκευσης.

Ακολούθως, τοποθετείται ένα Deadband block προκειμένου σε πολύ μικρές κλίσεις της συχνότητας, που δεν αντιστοιχούν σε κάποια διαταραχή, να μην ανταποκρίνεται το BESS. Η τιμή που επιλέγεται ως όριο είναι $\pm 0.001 Hz/sec$ [14]. Εάν η κλίση συχνότητας είναι μικρότερη από αυτήν την τιμή, τότε δεν αποκρίνεται το BESS, ενώ εάν είναι μεγαλύτερη, τότε το BESS δίνει ανάλογη ενεργό ισχύ στην έξοδο. Το επόμενο μέρος του ελέγχου είναι ο συντελεστής K_{ir} . Η τιμή αυτού του συντελεστή καθορίζει και την αδράνεια του BESS. Όσο μεγαλύτερος είναι, τόσο περισσότερη ενεργό ισχύ δίνει στην έξοδο το σύστημα αποθήκευσης για δεδομένη κλίση συχνότητας, άρα τόσο μεγαλύτερη είναι η αδράνεια που προσφέρει το σύστημα αποθήκευσης στο δίκτυο. Ο ακριβής τύπος της αδράνειας σε σχέση με την τιμή του K_{ir} , θα παρουσιαστεί στο αμέσως επόμενο κεφάλαιο, που επικεντρώνεται στη γραμμικοποίηση του συγκεκριμένου συστήματος.

$$P_{ir} = f \cdot \frac{s}{sT_{ir} + 1} \cdot K_{ir}$$

Σε μόνιμη κατάσταση θα ισχύει (αγνοώντας το κλάδο πρωτεύουσας ρύθμισης):

$$P_{bess} = -P_{ir} = -\frac{df}{dt} \cdot K_{ir}$$

Η παραπάνω σχέση σημαίνει ότι, όταν η κλίση στη συχνότητα είναι αρνητική $\frac{df}{dt} < 0$, δηλαδή η συχνότητα ξεκινάει να πέφτει, τότε $P_{bess} > 0$, οπότε το BESS δίνει απότομα ενεργό προς το δίκτυο, αντίθετα όταν $\frac{df}{dt} > 0$, δηλαδή οδηγείται το σύστημα σε υπερσυχνότητα, τότε $P_{bess} < 0$, οπότε το BESS απότομα απορροφά ενεργό ισχύ, όπως ακριβώς θα έκανε και μία γεννήτρια. Η λογική λειτουργίας του παραπάνω ελέγχου αντιστοιχεί απολύτως στην αδρανειακή απόκριση μίας γεννήτριας.

Επίσης, στο κλάδο της αδρανειακής απόκρισης του σχήματος 5.17 υπάρχει ένα Saturation Block. Ο λόγος ύπαρξης αυτού του Block είναι ο εξής: Όταν εμφανίζεται αύξηση του φορτίου στο δίκτυο, δηλαδή απότομη πτώση συχνότητας ($\frac{df}{dt} < 0$), τότε αντιλαμβάνεται αυτή την κλίση ο έλεγχος και δίνει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο. Μέχρι εδώ όλα βαίνουν καλώς. Όταν, όμως, φτάσει η συχνότητα στο σημείο f_{min} , τότε αυτή θα αρχίσει να αυξάνει και επομένως η κλίση γίνεται θετική. Εάν η κλίση αυτή ξεπεράσει το μικρό όριο του $0.001 Hz/sec$, τότε η αδρανειακή απόκριση θα μετρήσει θετική κλίση και συνεπώς θα δοθεί εντολή

απορρόφησης ενεργού ισχύος από το BESS. Προφανώς, το γεγονός αυτό δεν θα επηρεάσει πολύ (έως και ελάχιστα) τη λειτουργία του κυκλώματος, γιατί εκείνη τη στιγμή λειτουργεί ο συνδυασμός του PFR και του IR , με το PFR να δίνει μεγάλο σήμα ελέγχου παραγωγής ενεργού ισχύος προς το δίκτυο, ενώ ο IR να δίνει ένα μικρό σήμα ελέγχου ενεργού ισχύος για απορρόφηση από το δίκτυο. Στο συνδυασμό θα κυριαρχήσει ο PFR προφανώς. Για κάθε, όμως, περίπτωση επιλέγεται εκείνο το Saturation Block, προκειμένου να μην επιτρέπεται το σήμα ελέγχου από τον IR , δηλαδή το P_{ir} , να γίνει θετικό. Αυτά όλα ισχύουν στην περίπτωση της πτώσης συχνότητας. Στην περίπτωση της υπέρσυχνότητας πρέπει να συμβεί το ακριβώς αντίθετο και τότε το Saturation Block δεν θα αφήνει ποτέ το σήμα P_{ir} να γίνει αρνητικό.

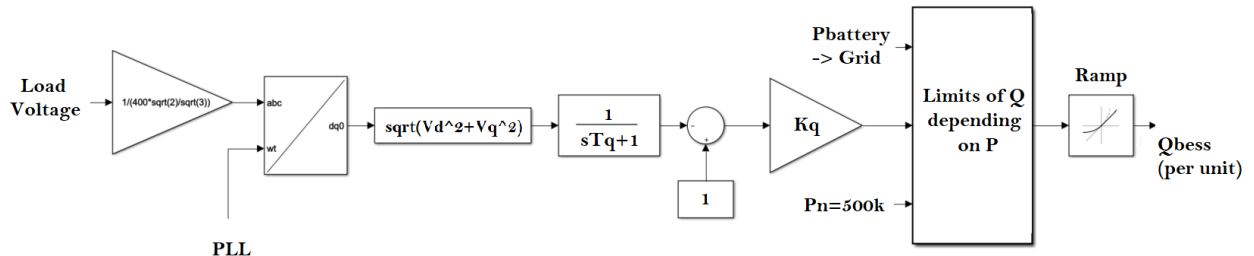
Τέλος, η μοντελοποίηση του ελέγχου τελειώνει με ένα φίλτρο πρώτου βαθμού χρονικής καθυστέρησης T_{bess} . Μέσω αυτής της καθυστέρησης προσομοιώνεται το σύνολο των καθυστερήσεων που μπορεί να υπάρχουν στο σύστημα ελέγχου, στην επικοινωνία του ελέγχου με το μετατροπέα ισχύος και στην απόκριση του μετατροπέα ισχύος. Είναι, δηλαδή, η συνολική καθυστέρηση που μπορεί να υπάρχει. Πολλές φορές, όμως, μέσω της χρονικής καθυστέρησης T_{bess} προστίθεται ηθελημένα καθυστέρηση στο σύστημα, προκειμένου να αργεί η απόκριση του BESS, ώστε να μην καταπονείται μόνο αυτό κατά τις διαταραχές του συστήματος. Αυτή η καθυστέρηση αν είναι αρκετά μεγάλη επηρεάζει την αδράνεια που προσφέρει η μπαταρία στο δίκτυο. Μετά από αυτό το φίλτρο υπάρχει ένα Saturation Block με όρια $P_{\rightarrow Grid} = \frac{+499.5k}{500k} = +0.999$ και $P_{\rightarrow Grid} = \frac{-500.5k}{500k} = -1.001$ σε ανά μονάδα τιμές.

Ρύθμιση Τάσης

Προηγουμένως παρουσιάστηκε η ρύθμιση συχνότητας-έλεγχος ενεργού ισχύος του συστήματος αποθήκευσης. Στη συγκεκριμένη υποενότητα θα αναλυθεί ο έλεγχος άεργου ισχύος στο BESS, δηλαδή η λειτουργία στήριξης τάσης. Η βασική λογική είναι η εξής: Όταν η τάση στο δίκτυο πέφτει, τότε ο μετατροπέας ισχύος θα πρέπει να δώσει άεργο ισχύ προς το δίκτυο. Έτσι, δεν μεταφέρεται η αναγκαία άεργος ισχύς από τις πηγές του συστήματος-γεννήτριες προς το φορτίο, γεγονός που προκαλεί πτώση τάσης (μεταφορά μεγάλης άεργου ισχύος μέσω των γραμμών μεταφοράς), αλλά αυτή παράγεται τοπικά. Ομοίως, όταν η τάση του δικτύου αυξάνει, τότε ο μετατροπέας απορροφά άεργο ισχύ, προκειμένου αυτή η επιπλέον άεργος που παράγεται από τις γεννήτριες του συστήματος, να προκαλέσει πτώση τάσης στο δίκτυο και άρα εν τέλη η τάση να μειωθεί.

Όπως έχει αναφερθεί προτεραιότητα στον έλεγχο έχει η ενεργός ισχύς, επομένως η άεργος ισχύς περιορίζεται αρκετά, όταν ανταλλάσσονται μεγάλες ποσότητες ενεργού ισχύος μεταξύ μετατροπέα και δικτύου. Τονίζεται, ότι το State of Charge (SOC) της μπαταρίας δεν έχει καμία σχέση με τη μεταφορά άεργου ισχύος προς και από το δίκτυο. Το SOC έχει σημασία στην ενεργό ισχύ, για παράδειγμα αν η μπαταρία είναι εκφορτισμένη, δηλαδή έχει χαμηλά επίπεδα SOC, τότε δεν μπορεί να παρέχει ενεργό ισχύ προς το δίκτυο, αλλά πρέπει αναγκαστικά να φορτιστεί. Αντίθετα, και χαμηλό SOC να υπάρχει, το BESS μπορεί να παρέχει απεριόριστα άεργο ισχύ προς το δίκτυο, γιατί κατά την μεταφορά άεργου

ούτε εκφορτίζεται, ούτε φορτίζεται η μπαταρία. Μέσω προσομοιώσεων, τοποθετώντας την μπαταρία να ανταλλάσσει μόνο άεργο ισχύ, παρατηρήθηκε ότι στην DC πλευρά του μετατροπέα το DC ρεύμα ήταν μισή περίοδο αρνητικό και μισή θετικό, άρα είχε μέση τιμή 0, και κατά συνέπεια δεν μεταφέρονταν ισχύ από την μπαταρία στον μετατροπέα. Άρα, ο μόνος περιορισμός αναφορικά με την άεργο ισχύ είναι αυτός που παρουσιάστηκε στη προηγούμενη ενότητα στο σχήμα 5.16.



Σχήμα 5.18: Ελεγκτής Τάσης $BESS$

Ο έλεγχος αποτελείται από τα εξής κομμάτια:

- **1^ο Μέρος** : Αρχικά, μετρίεται η φασική τάση στο φορτίο και μετατρέπεται σε ανά μονάδα μέσω της σχέσης:

$$V_{\alpha.\mu.} = \frac{V_{phase-peakValue}}{V_{base} \cdot \sqrt{2}/\sqrt{3}}$$

- **2^ο Μέρος** : Το τριφασικό αυτό σήμα της φασικής τάσης στα άκρα του φορτίου που μετρήθηκε μετατρέπεται από abc σε dq μέσω του Block μετασχηματισμού $abc \rightarrow dq$, που χρησιμοποιεί το σήμα φάσης από το PLL. Στη συνέχεια, με το νέο αυτό dq σήμα γίνεται η εξής πράξη: $\sqrt{V_d^2 + V_q^2} = V_{peak}$. Έτσι, βρίσκεται το peak της φασικής τάσης σε ανά μονάδα, δηλαδή αν το peak αυτό είναι $400 \cdot \sqrt{2}/\sqrt{3} = 326.6V_{olt}$ τότε το αντίστοιχο V_{peak} που δημιουργείται θα είναι ίσο με 1 ανά μονάδα.
- **3^ο Μέρος** : Μέχρι στιγμής υπάρχει ένα σήμα μέτρησης, το οποίο προφανώς έχει θόρυβο πάνω του. Για αυτό το λόγο, χρησιμοποιείται ένα φίλτρο πρώτης τάξης, προκειμένου να φιλτραριστει αυτό το σήμα. Το φίλτρο έχει τη μορφή:

$$H(s) = \frac{1}{sT_q + 1}$$

Όπου T_q είναι η χρονική σταθερά. Είναι επιθυμητό σε αυτό το σημείο ένα καλό φίλτρο, και γι' αυτό επιλέγεται $T_q = 100msec$. Το ερώτημα εάν η επιλογή της παραμέτρου αυτής κάνει τον έλεγχο της άεργου ισχύος αργό, δεν έχει άμεσο ενδιαφέρον, καθώς η στήριξη τάσης δεν είναι τόσο σημαντική υποχρέωση, όσο είναι η στήριξη συχνότητας. Σίγουρα προτεραιότητα στο κλάδο της άεργου τάσης έχει η ύπαρξη ενός καλού φίλτρου, το οποίο θα κόβει το θόρυβο. Επίσης, φιλτράρεται η DC αυτή τιμή και όχι τα μετρούμενα ημίτονα στην είσοδο, γιατί είναι πολύ πιο εύκολο να φιλτραριστει μια DC παρά μία ημιτονοειδή κυματομορφή.

- **4^ο Μέρος :** Στη συνέχεια το σήμα ελέγχου συγκρίνεται με τη μονάδα και έτσι προκύπτει το σφάλμα τάσης $\Delta V = 1 - V_{peak}$. Όταν $\Delta V < 0$, σημαίνει ότι υπάρχει υπέρταση και θα πρέπει ο μετατροπέας να απορροφάει άεργο ισχύ, κάτι το οποίο γίνεται με τον παραπάνω έλεγχο, γιατί τότε το σήμα ελέγχου άεργου ισχύος είναι αρνητικό. Όταν $\Delta V > 0$, σημαίνει ότι υπάρχει πτώση τάσης στο δίκτυο, τότε σύμφωνα με τον έλεγχο το σήμα στην έξοδο είναι θετικό, δηλαδή δίνεται άεργος ισχύς προς το δίκτυο, κάτι που θα έπρεπε να γίνεται σε αυτή την περίπτωση. Σε μόνιμη κατάσταση ισχύει ο παρακάτω τύπος, που επιβεβαιώνει την παραπάνω λειτουργία.

$$Q_{bess-\alpha.\mu.} = K_q \cdot (1 - V_{peak})$$

Ο ελεγκτής τάσης έχει τη μορφή ενός **P ελεγκτή**, όπως και συνηθίζεται στη βιβλιογραφία. Μικρό μόνιμο σφάλμα τάσης δεν αποτελεί πρόβλημα. Η σταθερά K_q που αποτελεί τον P-αναλογικό όρο του P ελεγκτή επιλέγεται να έχει την τιμή 20 ($K_q = 20$). Η επιλογή αυτή έγινε με την εξής λογική: Θεωρώντας ότι ο μετατροπέας δίνει την ονομαστική ενεργό ισχύ στην έξοδο του, δηλαδή $500kWatt$, είναι επιθυμητό, όταν η τάση πέσει στο 0.98 ανά μονάδα, να δίνεται όλο το περιθώριο άεργου ισχύος προς το δίκτυο για να γίνει στήριξη της τάσης. Δηλαδή, τότε:

$$\frac{195kVar}{500kVar} = K_q \cdot (1 - 0.98) \Rightarrow 0.39 = K_q \cdot 0.02 \Rightarrow K_q \approx 20$$

- **5^ο Μέρος :** Είναι ένα Function Block μέσω του οποίου περιορίζεται η άεργος ισχύς, ώστε να έχει προτεραιότητα η ενεργός ισχύς. Η λειτουργία του μετατροπέα βρίσκεται μέσα στα όρια του πολυγώνου του σχήματος 5.16. Δηλαδή, για θετική άεργο ισχύ (άεργος προς το δίκτυο) ισχύει:

$$Q_{bess-\alpha.\mu.} = \min[Q_{bess-\alpha.\mu.}, LIMIT]$$

Ενώ για αρνητική άεργο ισχύ (άεργος από το δίκτυο) ισχύει:

$$Q_{bess-\alpha.\mu.} = \max[Q_{bess-\alpha.\mu.}, LIMIT]$$

Ο κώδικας Matlab που χρησιμοποιήθηκε για την παραπάνω υλοποίηση παρουσιάζεται στο Παράρτημα Β.

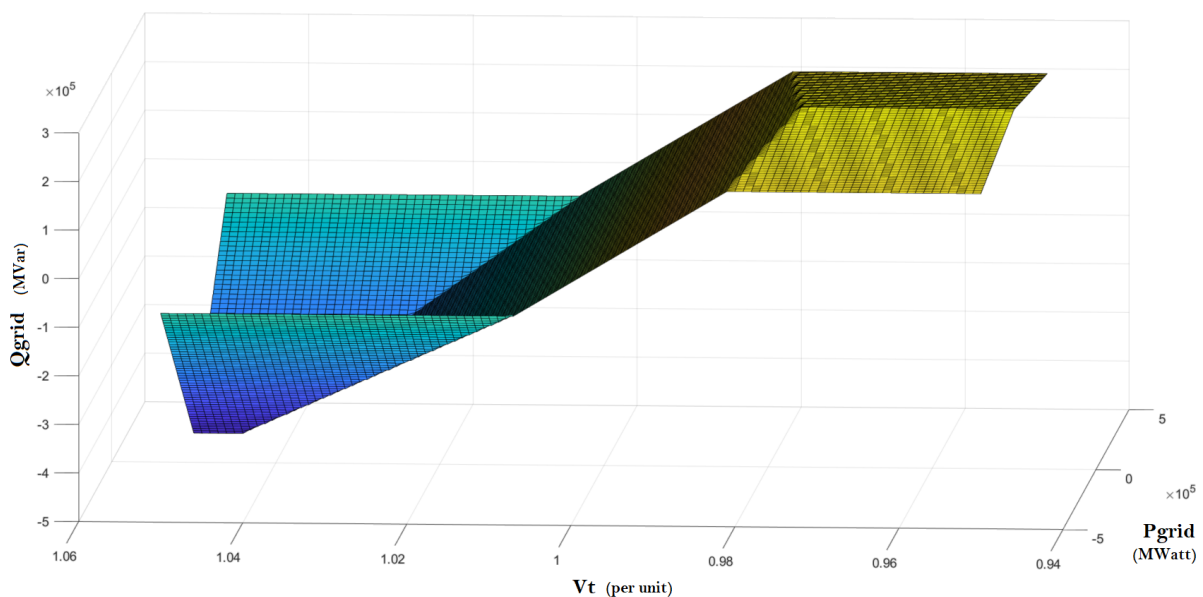
- **6^ο Μέρος :** Τελευταίο κομμάτι του ελεγκτή τάσης είναι ο περιορισμός κλίσης του σήματος άεργου ισχύος προς το μετατροπέα. Όπως τονίστηκε και στη θεωρία για τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος, απότομη μεταβολή στην άεργο ισχύ προκαλεί ένα spike στην ενεργό ισχύ και αντίστροφα. Το spike στην ενεργό ισχύ θα έχει αυτόματη επίπτωση στη συχνότητα του δικτύου, κάτι ανεπιθύμητο, γι' αυτό και περιορίζεται η κλίση με την οποία αλλάζει η άεργος ισχύς του μετατροπέα. Αντίθετα, η ενεργός ισχύς δεν έχει κάποιο περιορισμό κλίσης και οποιαδήποτε απότομη μεταβολή της επηρεάζει την άεργο και τότε εμφανίζονται spikes στην

άεργο. Τα spikes στην άεργο ισχύ δεν είναι απαγορευτικά, καθώς μικρά μεταβατικά στην τάση τους συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας είναι ανούσια μπροστά στην καλή δυναμική συμπεριφορά της συχνότητας. Εάν, ωστόσο, γίνει προσπάθεια να περιοριστεί η κλίση μεταβολής της ενεργού ισχύος στο BESS, τότε ναι μεν θα λυθεί το πρόβλημα της τάσης, αλλά το σύστημα συσσωρευτών δεν θα έχει πλέον τη δυνατότητα να προσφέρει αδρανειακή απόκριση στο δίκτυο, επομένως θα χάνονταν όλη η ουσία του ελέγχου συχνότητας. Η κλίση επιλέγεται να είναι 0.05 ανά μονάδα το δευτερόλεπτο, που ισοδυναμεί με $0.05 \cdot 500k = 25kVar$ το δευτερόλεπτο [10],[11].

Με βάση την παραπάνω ανάλυση της μορφής του ελέγχου τάσης, προκύπτει ότι η σχέση που συνδέει την τάση με την άεργο ισχύ στην έξοδο του BESS είναι η παρακάτω:

$$Q_{bess-\alpha.\mu.} = 20 \cdot (1 - V_{peak})$$

Η παραπάνω σχέση περιορίζεται από τα όρια ενεργού-άεργου ισχύος που υπάρχουν. Με βάση αυτά τα δεδομένα προκύπτει η παρακάτω τρισδιάστατη αναπαράσταση που έχει στους δύο οριζόντιους άξονες την ενεργό ισχύ και την τάση στο φορτίο αντίστοιχα και στον κατακόρυφο άξονα την άεργο ισχύ που ανταλλάσσει το BESS με το δίκτυο.



Σχήμα 5.19: Άεργος Ισχύς που ανταλλάσσεται μεταξύ Δικτύου και BESS

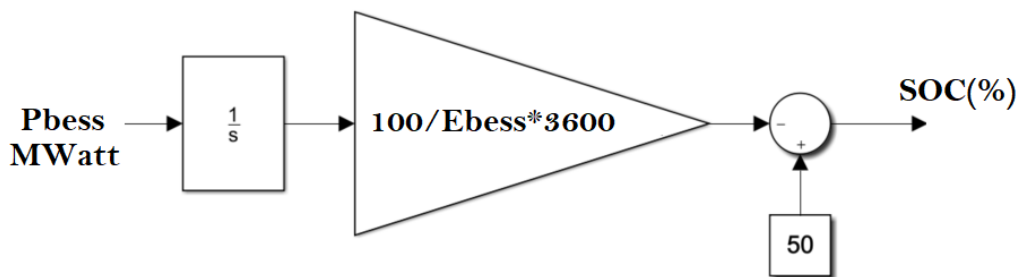
5.3.2 Επαναφόρτιση Συστήματος Αποθήκευσης - Έλεγχος SOC

Ο έλεγχος της ενεργού ισχύος, προκειμένου να γίνεται ρύθμιση συχνότητας του δικτύου, είναι αρκετά σημαντικός, επομένως το σύστημα αποθήκευσης πρέπει πάντα να είναι σε

θέση να προσφέρει στο δίκτυο την απαραίτητη ενεργό ισχύ. Όταν, όμως, η μπαταρία έχει, είτε εκφορτιστεί, είτε φορτιστεί πάρα πολύ, δεν είναι δυνατό να γίνει ο συγκεκριμένος έλεγχος. Όπως αναφέρεται και στη βιβλιογραφία το SOC της μπαταρίας θα πρέπει πάντα να είναι μέσα σε κάποια όρια, έτσι ώστε να υπάρχει περιθώριο φόρτισης και εκφόρτισης ανά πάσα στιγμή, προκειμένου να ελέγχεται η συχνότητα του δικτύου. Πρώτον, λοιπόν, βήμα προς τη συγκεκριμένη κατεύθυνση είναι να παρουσιαστεί ο τύπος, με τον οποίο υπολογίζεται το SOC μιας μπαταρίας [9].

$$SOC = SOC_{initial} - \frac{\int P \cdot dt}{E_{bess}} \cdot 100$$

Η παραπάνω σχέση εκφράζεται σε ποσοστό %. Θεωρητικά, η αρχική τιμή του SOC τη χρονική στιγμή που αρχίζει η λειτουργία της μπαταρίας είναι στο 50%, δηλαδή $SOC_{initial} = 50\%$. Μέσω του παραπάνω τύπου υπολογίζεται, ανάλογα με την ισχύ στην έξοδο του μετατροπέα, το SOC της μπαταρίας σε ποσοστό κάθε στιγμή. Στον αριθμητή του κλάσματος βρίσκεται το ολοκλήρωμα της ενεργούς ισχύος που ανταλλάσσει με το δίκτυο το BESS, άρα έτσι υπολογίζεται η ενέργεια που εισέρχεται ή εξέρχεται στο σύστημα αποθήκευσης. Στον παρανομαστή τοποθετούνται οι ονομαστικές MWh της μπαταρίας (όταν το E_{bess} είναι εκφρασμένο σε MWh , τότε το P πρέπει να είναι εκφρασμένο σε MW). Όλο το κλάσμα πολλαπλασιάζεται με το 100 για να μετατραπεί σε ποσοστό το τελικό αποτέλεσμα. Παρακάτω φαίνεται η υλοποίηση (σχήμα 5.20).

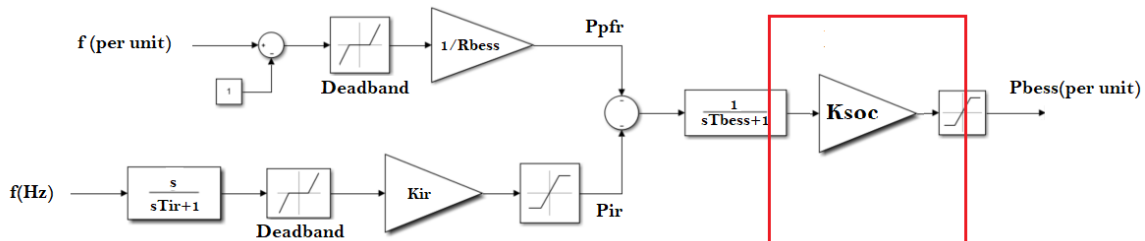


Σχήμα 5.20: Υπολογισμός SOC σε ποσοστό

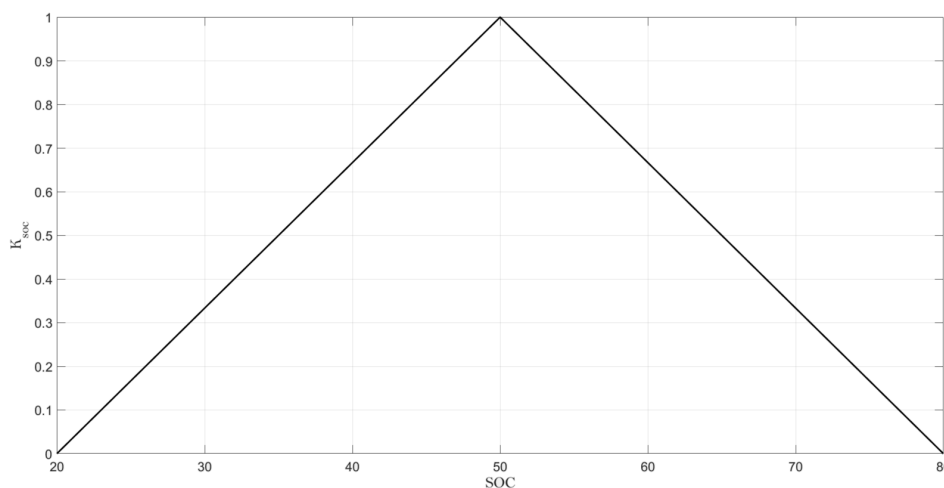
Ο παρανομαστής πολλαπλασιάζεται με 3600, γιατί στον αριθμητή υπολογίζεται η ενέργεια κάθε δευτερόλεπτο με το ολοκλήρωμα (δηλαδή μονάδες αριθμητή: $MW \cdot sec$), άρα και στον παρανομαστή πρέπει να μετατραπούν οι ώρες σε δευτερόλεπτα για να είναι ακριβώς οι ίδιες μονάδες.

Η **τεχνική ελέγχου επαναφόρτισης** που εφαρμόζεται είναι η εξής: Πρώτα από όλα μεταβάλλεται ο έλεγχος συχνότητας του BESS με ένα επιπλέον Block όπως φαίνεται στο σχήμα 5.21. Η μεταβλητή K_{soc} που χρησιμοποιείται είναι μια μεταβαλλόμενη σταθερά. Όταν το $SOC = 50\%$, τότε αυτή η σταθερά ισούται με τη μονάδα, όταν όμως το SOC αρχίζει να μειώνεται τότε και η σταθερά αυτή μειώνεται, ώστε να περιορίζεται η ενεργός ισχύς που δίνει στο δίκτυο το σύστημα αποθήκευσης. Και όταν το SOC φτάσει στην ακραία τιμή $SOC = 20\%$, τότε ο συντελεστής αυτός γίνεται 0, προκειμένου να μην εκφορτιστεί και άλλο η μπαταρία, ακόμα και αν το δίκτυο χρειάζεται στήριξη στη

συχνότητα. Ακριβώς παρόμοια είναι η λειτουργία, όταν το BESS απορροφά ενεργό ισχύ από το δίκτυο. Τότε το άνω όριο είναι το $SOC = 80\%$. Μάλιστα, ακόμα και όταν το SOC φτάνει σε τιμές κοντά στο 20% και 80%, η σταθερά K_{soc} θα έχει γίνει τόσο μικρή, ώστε ουσιαστικά τότε το SOC δε θα πλησιάσει αυτά τα δύο παραπάνω όρια. Οι τιμές του K_{soc} παρουσιάζονται στο σχήμα 5.22 (παρουσιάζεται και η αντίστοιχη υλοποίηση στο Simulink στο σχήμα 5.23).



Σχήμα 5.21: Παραλλαγή Ρυθμιστή Συχνότητας



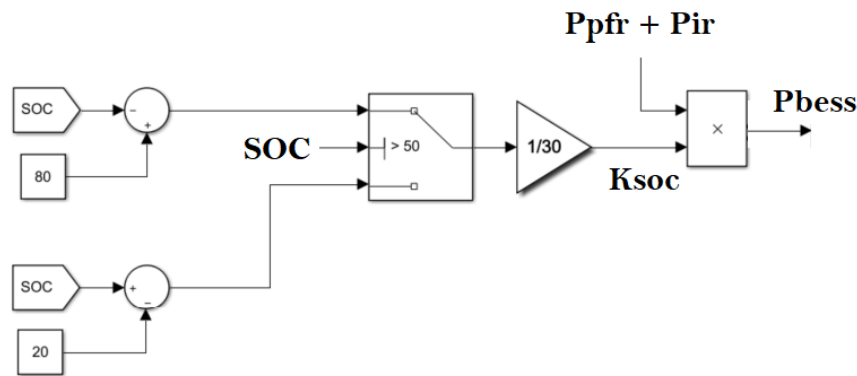
Σχήμα 5.22: Γραφική K_{soc}

Η γραφική προκύπτει από τις σχέσεις:

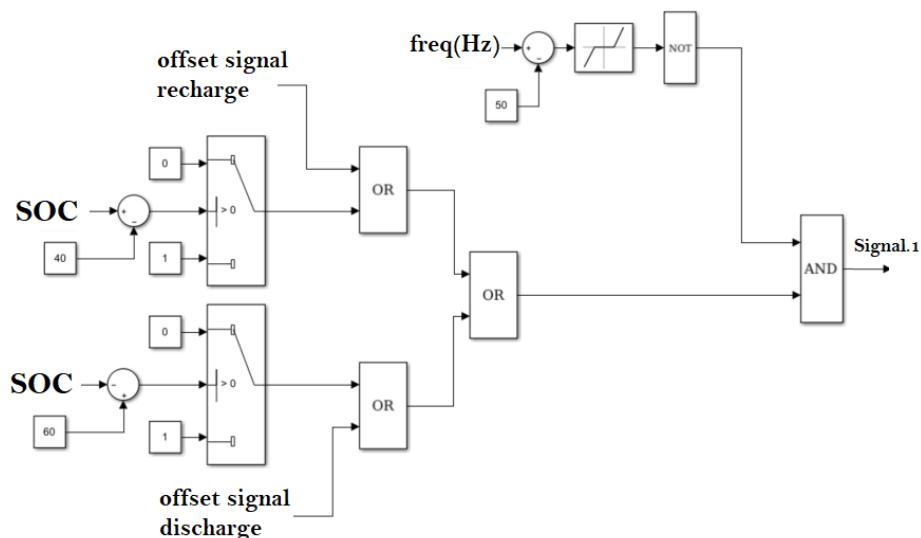
$$K_{soc} = \frac{SOC(\%) - 20}{30} \quad SOC(\%) < 50\%$$

$$K_{soc} = \frac{80 - SOC(\%)}{30} \quad SOC(\%) > 50\%$$

Σημείωση: Η συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου αναφέρεται σε απομονωμένη-αυτόματη επαναφόρτιση, δεν απαιτείται κάποιος κεντρικός έλεγχος.

Σχήμα 5.23: Υλοποίηση τιμών K_{soc}

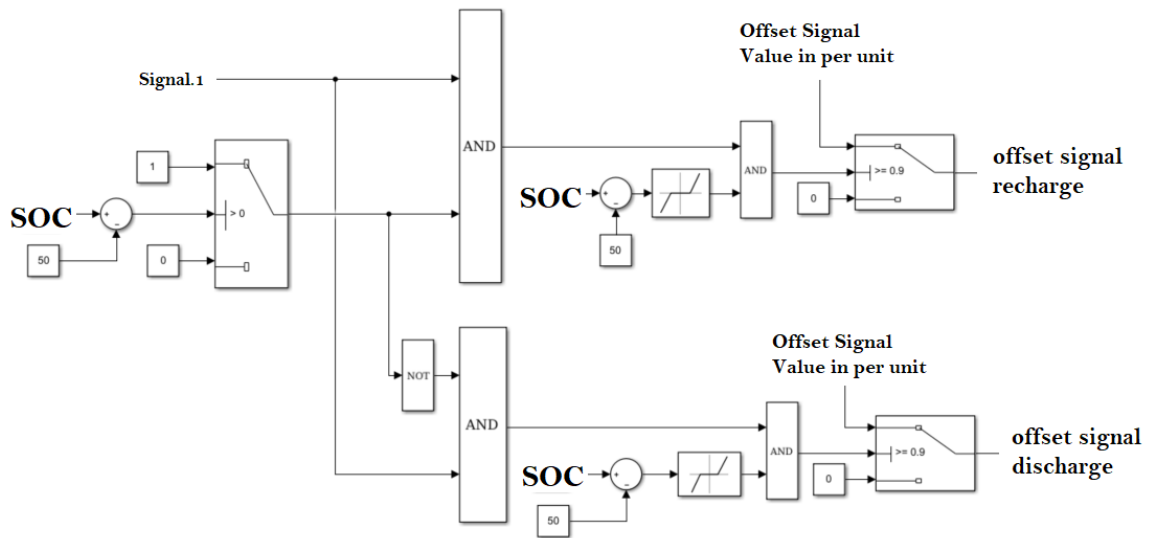
Η συνέχεια της συγκεκριμένης υλοποίησης παρουσιάζεται στα σχήματα 5.24, 5.25: Όταν το SOC πέσει κάτω από 40% και μόλις τελειώσει το μεταβατικό, δηλαδή η συχνότητα επανέρθει μεταξύ των τιμών $49.9Hz$ και $50.1Hz$, τότε θα αρχίσει η επαναφόρτιση της μπαταρίας. Η επαναφόρτιση θα πραγματοποιηθεί με ένα μικρό offset signal, το οποίο στα επόμενα λεπτά θα επαναφέρει το SOC στο 50%. Ομοίως και όταν το SOC ξεπεράσει το 60%. Τα συγκεκριμένα offset signal είναι αρκετά μικρά, ώστε να μην προκαλούν μεταβατικά φαινόμενα στη συχνότητα, εξαιτίας της διαδικασίας επαναφόρτισης.



Σχήμα 5.24: Υλοποίηση επαναφόρτισης 10 κομμάτι

Στο σχήμα 5.24, αρχικά επιβεβαιώνεται ότι το SOC έχει ξεπεράσει τα επιτρεπτά όρια. Εάν, όντως ισχύει αυτό και εάν ακόμα η συχνότητα βρίσκεται μέσα στο Deadband μεταξύ των τιμών $49.9Hz$ και $50.1Hz$, τότε το $Signal.1$ ενεργοποιείται. Προσοχή, στην αρχή του σχήματος αυτού προστέθηκε ένα OR μεταξύ των σημάτων «SOC ξεπέρασε τα όρια» και των Offset signal της εξόδου. Αυτό γίνεται, ώστε όταν πραγματοποιείται η επαναφόρτιση και το SOC εισέλθει μέσα στα όρια του 40% και 60%, η διαδικασία

να συνεχιστεί, γιατί είναι επιθυμητό το *SOC* να επαναφερθεί στο 50%, που είναι και η αρχική του τιμή.



Σχήμα 5.25: Υλοποίηση επαναφόρτισης 2ο κομμάτι

Στη συνέχεια το *Signal.1*, που υποδηλώνει ότι η επαναφόρτιση πρέπει να ξεκινήσει, μαζί με ένα άλλο σήμα, το οποίο φανερώνει αν το *SOC* είναι πάνω ή κάτω από 50%, προστίθενται μέσω μιας λογικής πύλης *AND* και έτσι θα αποφανθεί αν θα γίνει εκφόρτιση ή φόρτιση της μπαταρίας. Η φόρτιση της μπαταρίας σταματάει όταν το *SOC* έχει επιστρέψει σε ένα Deadband μεταξύ των τιμών 49% και 51%.

Κεφάλαιο 6

Γραμμικοποίηση Συστήματος

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζεται η βασική θεωρία σχετικά με την γραμμικοποίηση ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, δηλαδή, αρχικά, αναλύεται η εξίσωση κίνησης, στη συνέχεια γραμμικοποιείται το υπάρχων σύστημα και σαν τελικό στάδιο αυτού του κεφαλαίου γίνεται μία μαθηματική προσέγγιση στα δυναμικά ευστάθειας των μπαταριών. Πιο συγκεκριμένα, μοντελοποιείται η αδράνεια του συστήματος αποθήκευσης (μπαταρία-μετατροπέας ισχύος) και συσχετίζεται η αδράνεια αυτή με την πολλαπλασιαστική σταθερά αδρανείας k_{it} που χρησιμοποιείται στον ελεγκτή αδρανειακής απόκρισης.

6.1 Γενική Θεωρία - Εξίσωση Κίνησης

Η παρακάτω θεωρία βασίζεται στον *kundur* [4]. Οι εξισώσεις κίνησης των γεννητριών (που περιλαμβάνουν τον συντελεστή της στρεφόμενης αδράνειας τους) είναι αρκετά σημαντικές για την μελέτη της ευστάθειας του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτές δίνουν πληροφορίες σχετικά με το φαινόμενο της ανισορροπίας μεταξύ ηλεκτρομαγνητικής και μηχανικής ροπής στον άξονα των μεμονωμένων μηχανών. Αν, δηλαδή, συμβεί κάποια ανισορροπία στο ισοζύγιο ισχύος τότε μέσω των εξισώσεων αυτών παρατηρείται πως αντιδράσουν οι ίδιες οι μηχανές και πως επηρεάζεται η συχνότητα του συστήματος γενικότερα.

Όταν υπάρχει η προαναφερόμενη ανισορροπία στις ροπές που ασκούνται στον ρότορα τότε προκαλείται είτε επιτάχυνση είτε επιβράδυνση αυτού, που δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$T_{\alpha} = T_m - T_e$$

Όπου T_{α} είναι η επιταχυνόμενη ροπή, T_m η μηχανική ροπή και T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή, όλα σε μονάδες $N \cdot m$. Στην εξίσωση αυτή οι τιμές T_m και T_e είναι θετικές, μιας και εδώ γίνεται αναφορά αποκλειστικά σε γεννήτριες. Έτσι η εξίσωση κίνησης είναι η εξής:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_{\alpha} = T_m - T_e \quad (6.1)$$

Όπου J είναι η συνολική αδράνεια της ηλεκτρικής γεννήτριας μαζί με ολόκληρο τον άξονα

της τουρμπίνας σε $kg \cdot m^2$ και ω_m είναι η μηχανική γωνιακή ταχύτητα του ρότορα σε rad/sec . Αυτή η εξίσωση μπορεί να κανονικοποιηθεί σε ανά μονάδα τιμές. Η ανά μονάδα σταθερά αδρανείας συμβολίζεται με το γράμμα H και ορίζεται ως η κινητική ενέργεια σε $Watt \cdot sec$ του ρότορα κατά την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής διαιρούμενη με την ονομαστική ισχύ της μηχανής σε VA . Συμβολίζοντας την ονομαστική αυτή μηχανική ταχύτητα ως ω_{mo} προκύπτει:

$$H = \frac{\frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega_{mo}^2}{S_{VA}} \quad (6.2)$$

Αντικαθιστώντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις και ξέροντας ότι $T_{base} = S_{VA}/\omega_{mo}$ προκύπτουν τα παρακάτω:

$$\begin{aligned} \frac{2H}{\omega_{mo}^2} \cdot S_{VA} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} &= T_m - T_e \Rightarrow \\ 2H \cdot \frac{d(\omega_m/\omega_{mo})}{dt} &= \frac{T_m - T_e}{S_{VA}/\omega_{mo}} \Rightarrow \\ 2H \cdot \frac{d\omega_{m-p.u.}}{dt} &= T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Στην παραπάνω εξίσωση χρησιμοποιείται η μηχανική γωνιακή ταχύτητα, η οποία συνδέεται με την ηλεκτρική μέσω των αριθμών των πόλων της μηχανής. Πιο συγκεκριμένα αν οι πόλοι της μηχανής είναι p τότε $\omega_m = \omega_e/(p/2) \Rightarrow \omega_{m-p.u.} = \omega_m/\omega_{mo} = [\omega_e/(p/2)]/[\omega_{eo}/(p/2)] = \omega_e/\omega_{eo} = \omega_{e-p.u.}$. Δηλαδή η ουσία είναι πως η ανά μονάδα τιμή της μηχανικής γωνιακής ταχύτητας είναι ίδια με την ανά μονάδα τιμή της ηλεκτρικής γωνιακής ταχύτητας. Αν θεωρηθεί ότι δ είναι η γωνιακή θέση του άξονα του ηλεκτρικού μέρους (του μαγνητικού πεδίου) ως προς ένα reference frame που περιστρέφεται με ω_{eo} , δηλαδή $\Delta\omega_e = \omega_e - \omega_{eo} = d\delta/dt$, τότε ολοκληρώνοντας κάθε μέλος προκύπτει το εξής:

$$\delta = (\omega_e - \omega_{eo}) \cdot t + \delta_o$$

Όπου δ_o είναι η αρχική θέση του άξονα, δηλαδή την χρονική στιγμή $t = 0$. Αν παραγωγιστεί ως προς t η παραπάνω σχέση προκύπτει:

$$d\delta/dt = \omega_e - \omega_{eo} = \Delta\omega_e$$

Και αν ξαναπαραγωγιστεί τότε η σχέση γίνεται:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\delta}{dt^2} &= \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{d\Delta\omega_e}{dt} \Rightarrow \\ \frac{d^2\delta}{dt^2} &= \frac{d(\omega_{eo} \cdot \omega_{e-p.u.})}{dt} = \frac{d(\omega_{eo} \cdot \Delta\omega_{e-p.u.})}{dt} \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας στην σχέση 6.3 το παραπάνω λαμβάνεται η εξίσωση κίνησης συναρτήσει της γωνιακής θέσης:

$$\frac{2H}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} \quad (6.4)$$

Συχνά είναι επιθυμητό να συμπεριληφθεί και ο συντελεστής του Damping στην εξίσωση κίνησης. Damping είναι η μεταβολή του φορτίου σε σχέση με την αλλαγή της συχνότητας σε τιμές διάφορες της ονομαστικής f_{eo} . Πιο συγκεκριμένα υπάρχουν κάποια φορτία, όπως για παράδειγμα ένας ασύγχρονος κινητήρας συνδεδεμένος απευθείας στο δίκτυο, που λόγω της αλλαγής της συχνότητας μεταβάλλεται και η ενεργός ισχύς που απορροφούν, άρα στην ουσία στην παραπάνω σχέση το $T_{e-p.u.}$ δεν είναι απολύτως σωστό και πρέπει να διορθωθεί από τον συντελεστή του Damping D . Είναι σημαντικό να τονιστεί πως όσο πιο μεγάλο το Damping του δικτύου τόσο πιο ευσταθές είναι το δίκτυο, και αυτό γιατί όταν για παράδειγμα υπάρχει αύξηση φορτίου και άρα πτώση συχνότητας τότε λόγω του Damping το φορτίο, όσο πέφτει η συχνότητα, μειώνεται και άρα βοηθιέται η όλη κατάσταση. Η σχέση γίνεται:

$$\frac{2H}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.} \quad (6.5)$$

Στην παραπάνω σχέση οι μονάδες είναι οι εξής: Στο δεξί μέλος όλα είναι σε ανά μονάδα τιμές και μάλιστα ο συντελεστής Damping D δίνεται στην μορφή κλάσματος με αριθμητή την ανά μονάδα ροπή και παρανομαστή την ανά μονάδα απόκλιση συχνότητας, στο αριστερό μέλος ο συντελεστής αδρανείας H είναι σε sec , το ω_{eo} σε rad/sec και το $d^2\delta/dt^2$ σε rad/sec^2 , άρα αν γίνουν οι πράξεις των μονάδων και στις δύο μεριές λαμβάνονται ανά μονάδα τιμές. Από τη σχέση 6.5 και τις παραπάνω σχέσεις κάνοντας αντικατάσταση λαμβάνεται:

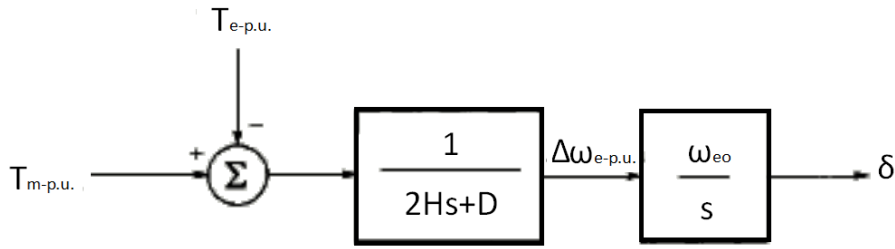
$$\frac{2H}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - \frac{D}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d\delta}{dt}$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις μπορεί κανείς να αναπαραστήσει την γεννήτρια ή ένα σύστημα πολλών γεννητριών σε ένα block diagram προκειμένου να το μελετήσει. Προκύπτει το εξής σύνολο εξισώσεων:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} &= \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}) \\ \frac{d\delta}{dt} &= \Delta\omega_e = \omega_{eo} \cdot \Delta\omega_{e-p.u.} \end{aligned} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} &= \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}) \\ \frac{d\delta}{dt} &= \Delta\omega_e = \omega_{eo} \cdot \Delta\omega_{e-p.u.} \end{aligned}$$

Το block diagram του παραπάνω συστήματος εξισώσεων που περιγράφει μία γεννήτρια φαίνεται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 6.1: Block Diagram Γεννήτριας

Από το παραπάνω διάγραμμα προκύπτει:

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{\omega_{eo}}{s} \cdot \frac{1}{2Hs + D} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.}) \Rightarrow \\ (2Hs^2 + Ds) \cdot \delta &= \omega_{eo} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.}) \Rightarrow \\ \frac{s^2 \cdot \delta}{\omega_{eo}} &= \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - \frac{Ds \cdot \delta}{\omega_{eo}}) \Rightarrow \\ \frac{1}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} &= \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - \frac{D}{\omega_{eo}} \cdot \frac{d\delta}{dt}) \Rightarrow \\ \frac{d\Delta\omega_{e-p.u.}}{dt} &= \frac{1}{2H} \cdot (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} - D \cdot \Delta\omega_{e-p.u.}) \end{aligned}$$

Άρα το παραπάνω block diagram επιβεβαιώνεται ότι είναι σωστό, γιατί η ανάλυση κατέληξε στην γνωστή εξίσωση που αποδείχτηκε παραπάνω.

Ακόμα είναι σημαντικό να αναφερθεί κανείς στον μηχανικό χρόνο εκκίνησης. Ο ορισμός του μηχανικού χρόνου εκκίνησης είναι ο χρόνος που απαιτείται έτσι ώστε ονομαστική ροπή επιτάχυνσης ($T_{\alpha-p.u.} = T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.} = 1$) να επιταχύνει τον ρότορα της μηχανής από την ακινησία σε ονομαστικές στροφές. Παίρνοντας την εξίσωση κίνησης 6.1 σε ανά μονάδα τιμές και ολοκληρώνοντας ως προς το χρόνο και τα δύο μέρη προκύπτει : $\omega_{m-p.u.} = (1/2H) \cdot \left(\int_0^t (T_{m-p.u.} - T_{e-p.u.}) dt \right)$ και αν συμβολίσει κανείς τον μηχανικό χρόνο εκκίνησης με το σύμβολο T_M και λύσει $1.0 = (1/2H) \cdot \left(\int_0^{T_M} (1.0) dt \right) \Rightarrow T_M = 2$.

Σημαντική παρατήρηση σε όλα τα παραπάνω είναι πως αυτές οι εξισώσεις και το ισοδύναμο block diagram μπορούν να γενικευτούν για όλο το ηλεκτρικό σύστημα και να μην αφορούν αποκλειστικά μία μεμονωμένη γεννήτρια. Αν η συχνότητα του δικτύου θεωρηθεί ενιαία παντού, τότε μπορεί εύκολα να θεωρηθεί μια ισοδύναμη γεννήτρια ίση με όλες τις επιμέρους γεννήτριες του δικτύου μαζί. Τα χαρακτηριστικά της θα υπολογιστούν κατάλληλα και θα εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά και την ονομαστική ισχύ της κάθε ξεχωριστής γεννήτριας.

6.2 Γραμμικοποίηση Υπό Μελέτη Συστήματος

Το μοντέλο του συστήματος που παρουσιάζεται στο σχήμα 5.1 αποτελείται από δύο σύγχρονες γεννήτριες, το σύστημα μεταφοράς, τα φορτία στην άλλη άκρη του δικτύου και το μοντέλο του συστήματος αποθήκευσης. Προκειμένου να γραμμικοποιηθεί το συγκεκριμένο σύστημα (ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά της συχνότητας του συστήματος για διάφορες αλλαγές παραμέτρων), αρκεί να χρησιμοποιηθούν οι ελεγκτές στροφών των γεννητριών, ο ελεγκτής συχνότητας του BESS, η μεταβολή στο φορτίο μοντελοποιείται πολύ απλά σαν μία βηματική αλλαγή και τέλος να γίνει η μοντελοποίηση της ολικής αδράνειας του συστήματος χρησιμοποιώντας την ονομαστική ισχύ κάθε γεννήτριας και την αντίστοιχη αδράνεια της. Το υπόλοιπο σύστημα μεταφοράς δεν μοντελοποιείται κάπως, απλώς οι απώλειες στους μετασχηματιστές ή στις γραμμές μεταφοράς μπορούν να θεωρηθούν ως επιπλέον φορτίο [4].

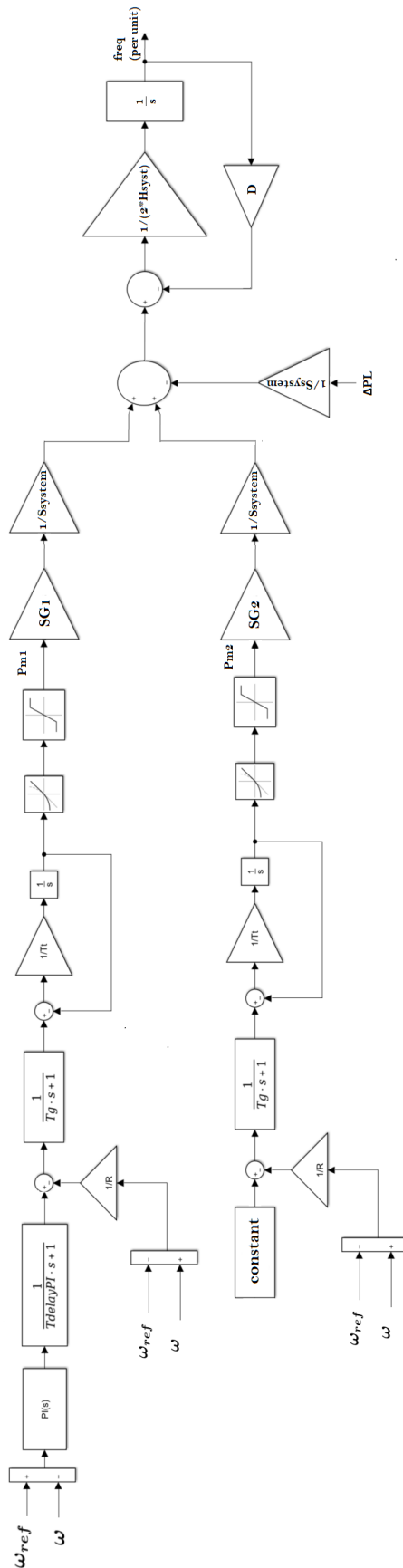
6.2.1 Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Χωρίς BESS

Η βασική λογική πίσω από την μοντελοποίηση του συστήματος είναι να χρησιμοποιηθεί η εξίσωση κίνησης συνολικά για όλο το σύστημα. Στο σχήμα 6.2 παρουσιάζεται η γραμμικοποίηση του συστήματος πριν την εισαγωγή του συστήματος αποθήκευσης. Σε ένα Block ανθρώσιματος προστίθενται οι έξοδοι των ελεγκτών στροφών των γεννητριών και αφαιρείται η βηματική αλλαγή στο φορτίο, το αποτέλεσμα όλων αυτών ,λαμβάνοντας υπόψη την αδράνεια του συστήματος, δίνει την απόκριση της συχνότητας σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο:

$$\begin{aligned}
 T_{G1} + T_{G2} - T_L &= J_{system} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} \Rightarrow \\
 \frac{T_{G1} + T_{G2} - T_L}{S_{system} \cdot \omega_{eo}} &= \frac{J_{system}}{S_{system}} \cdot \frac{d(\omega_e/\omega_{eo})}{dt} \Rightarrow \\
 \frac{T_{G1} + T_{G2} - T_L}{S_{system} \cdot \omega_{eo}} &= \frac{2 \cdot H_{system}}{\omega_{eo}^2} \cdot \frac{d(\omega_e/\omega_{eo})}{dt} \Rightarrow \\
 \frac{T_{G1} + T_{G2} - T_L}{S_{system}/\omega_{eo}} &= 2 \cdot H_{system} \cdot \frac{d(\omega_e/\omega_{eo})}{dt} \Rightarrow \\
 T_{G1-PerUnit} + T_{G2-PerUnit} - T_{L-PerUnit} &= 2 \cdot H_{system} \cdot \frac{d\omega_{e-PerUnit}}{dt}
 \end{aligned}$$

Σε ανά μονάδα ισχύς και ροπή είναι ακριβώς ταυτόσημες, άρα προκύπτει:

$$\begin{aligned}
 P_{G1-PerUnit} + P_{G2-PerUnit} - P_{L-PerUnit} &= 2 \cdot H_{system} \cdot \frac{d\omega_{e-PerUnit}}{dt} \\
 P_{G1-PerUnit} + P_{G2-PerUnit} - P_{L-PerUnit} &= 2 \cdot H_{system} \cdot s \cdot \omega_{e-PerUnit} \\
 \omega_{e-PerUnit} &= \frac{1}{2 \cdot H_{system} \cdot s} \cdot (P_{G1-PerUnit} + P_{G2-PerUnit} - P_{L-PerUnit})
 \end{aligned}$$



Σχήμα 6.2: Γραμμικοποιημένο Σύστημα Χωρίς BESS

Σύμφωνα, λοιπόν, με την παραπάνω σχέση σχεδιάζεται το γραμμικοποιημένο μοντέλο του συστήματος και αυτό φαίνεται παραπάνω. Στην περίπτωση αυτή αγνοείται ο Damping Factor, δηλαδή επιλέγεται $D = 0$ για δύο λόγους. Πρώτον, γιατί όντως το υπό μελέτη σύστημα δεν έχει κάποια ασύγχρονη μηχανή σαν φορτίο και κατά συνέπεια δεν υπάρχει μεταβαλλόμενο με την συχνότητα φορτίο, άρα εξ' ορισμού τότε δεν υπάρχει Damping Factor. Δεύτερον, ακόμα και να υπήρχε στο σύστημα Damping Factor, στο γραμμικοποιημένο μοντέλο τοποθετώντας $D = 0$ μελετάται το worst case scenario γιατί από θεωρία γνωρίζει κανείς ότι το Damping υποβοηθάει στην στήριξη συχνότητας και περιορίζει τα μεταβατικά σε αυτή.

Στο μοντέλο : $S_{system} = S_{G1} + S_{G2}$. Και η αδράνεια του συστήματος συνολικά δίνεται από τον παρακάτω τύπο.

$$H_{system} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}}{S_{system}} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}}{S_{G1} + S_{G2}} \quad (6.6)$$

Όλες οι υπόλοιπες τιμές του γραμμικοποιημένου συστήματος είναι ίδιες με αυτές των ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν και στο κανονικό μοντέλο, δεν υπάρχει καμία απολύτως διαφορά.

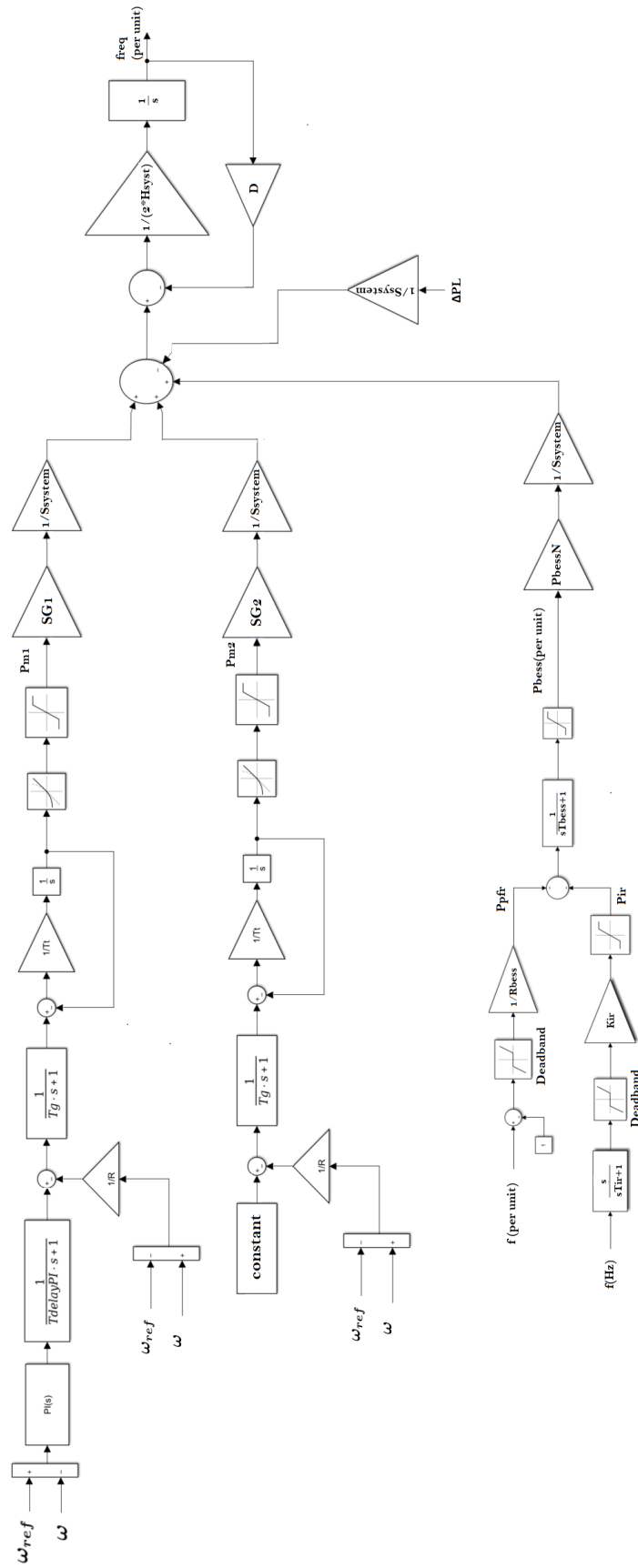
6.2.2 Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Με BESS

Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί το γραμμικοποιημένο μοντέλο μαζί με τον έλεγχο συχνότητας του συστήματος αποθήκευσης. Οι άλλοι δύο ελεγκτές σε αυτήν την περίπτωση παραμένουν ολόιδιοι. Τα μόνα στοιχεία που αλλάζουν στο γραμμικοποιημένο σύστημα είναι τα παρακάτω.

Η ονομαστική ισχύς του συστήματος δεν δίνεται πλέον από τον τύπο που διατυπώθηκε στην ανάλυση χωρίς BESS, αλλά εδώ πρέπει να προστεθεί και η **ονομαστική E-NEPT'ΟΣ** ισχύς του BESS. Δηλαδή: $S_{system} = S_{G1} + S_{G2} + P_{bessNominal}$. Με αυτή τη λογική, αλλάζει και ο τύπος της αδράνειας του συστήματος που πλέον είναι ο εξής:

$$H_{system} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}}{S_{system}} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}}{S_{G1} + S_{G2} + P_{bessNominal}} \quad (6.7)$$

Σημαντική Παρατήρηση για την παραπάνω σχέση: Προφανώς, η μπαταρία προσφέρει αδράνεια στο δίκτυο, δηλαδή η συνολική αδράνεια του δικτύου δεν είναι αυτή που υπολογίζεται με την παραπάνω σχέση, αλλά είναι μεγαλύτερη. Ωστόσο, αυτή η τιμή (σχέση 6.7) θα χρησιμοποιηθεί στο γραμμικοποιημένο μοντέλο. Και αυτό γιατί στο γραμμικοποιημένο μοντέλο η αδράνεια των δύο γεννητριών δεν προσομοιώνεται πουθενά, και αυτό με την έννοια ότι οι δύο κλάδοι ελέγχου των γεννητριών έχουν πρωτεύουσα και δευτερεύουσα ρύθμιση μόνο, δεν έχουν κάποιο κλάδο αδρανειακής απόκρισης. Αντίθετα, στην μοντελοποίηση της μπαταρίας, υπολογίζεται η κλίση της συχνότητας και πολλαπλασιάζεται με τον συντελεστή k_{ir} , άρα στον κλάδο της μπαταρίας συμπεριλαμβάνεται η αδρανειακή της απόκριση στο σύστημα.



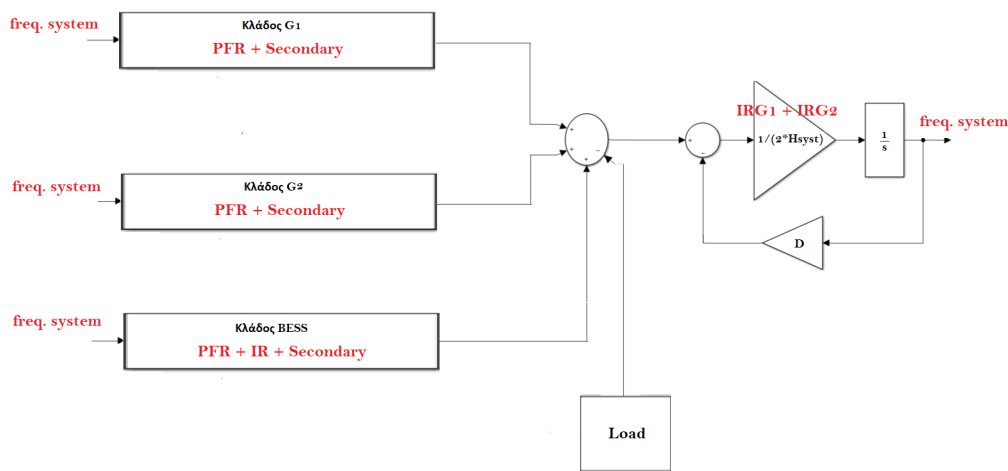
Σχήμα 6.3: Γραμμικοποιημένο Σύστημα Με BESS

Το μόνο, δηλαδή που απομένει για να είναι ολοκληρωμένο το σύστημα, είναι να προστεθούν οι αδράνειες των δύο γεννητριών και αυτό γίνεται με το H_{system} . Αν στην μπαταρία δεν υπήρχε ο κλάδος αδρανειακής απόκρισης (ενώ η ίδια συμμετείχε στο IR), τότε αναγκαστικά θα έπρεπε να προστεθεί η αδράνεια της μπαταρίας και αυτή μέσα στον όρο H_{system} . Η σχέση που ισχύει για την μοντελοποίηση του συστήματος είναι η παρακάτω:

$$\omega_{e-PerUnit} = \frac{1}{2H_{system}s} \left(P_{G1-PerUnit} + P_{G2-PerUnit} + P_{bess-PerUnit} - P_{L-PerUnit} \right)$$

Σημαντική Παρατήρηση: Κάτι, επίσης, αρκετά ενδιαφέρον που πρέπει να τονισθεί για την μοντελοποίηση του συστήματος είναι το εξής. Στο πραγματικό μοντέλο που σχεδιάστηκε στο Matlab/Simulink κάθε ελεγκτής στροφών των γεννητριών, λάμβανε σαν μία είσοδο την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής που είναι το 1 ανά μονάδα και σαν δεύτερη είσοδο την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της. Δηλαδή στον ελεγκτή της γεννήτριας $G1$ υπάρχει σαν είσοδος η ω_{G1} και αντίστοιχα στον ελεγκτή της γεννήτριας $G2$ υπάρχει σαν είσοδος η ω_{G2} . Προφανώς, η ω_{G1} είναι σχεδόν ολόγεια με την f_{system} (προφανώς σε steady state κατάσταση) κατά το μεταβατικό, γιατί η γεννήτρια $G1$ είναι αρκετά πιο στιβαρή από την γεννήτρια $G2$. Αντιθέτως, το ω_{G2} (προφανώς σε steady state κατάσταση $\omega_{G1} = \omega_{G2} = f_{system}$) στο μεταβατικό διαφέρει από την συχνότητα του δικτύου. Όλα τα παραπάνω συμβαίνουν στο πραγματικό μοντέλο που σχεδιάστηκε. Όμως, στο γραμμικοποιημένο μοντέλο η μόνη συχνότητα που είναι στην διάθεση του παρατηρητή είναι αυτή του συστήματος f_{system} (που είναι σχεδόν ολόγεια με την ω_{G1} στο μεταβατικό, αλλά διαφέρει από την ω_{G2} κατά το μεταβατικό) και αυτή τροφοδοτείται στον ελεγκτή στροφών της γεννήτριας $G2$ στο γραμμικοποιημένο μοντέλο. Αυτός είναι και ένας λόγος για να υπάρχουν μικρές αποκλίσεις μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, αλλά προφανώς αυτές οι αποκλίσεις είναι αρκετά μικρές όσον αφορά τις προσομοιώσεις που υλοποιήθηκαν.

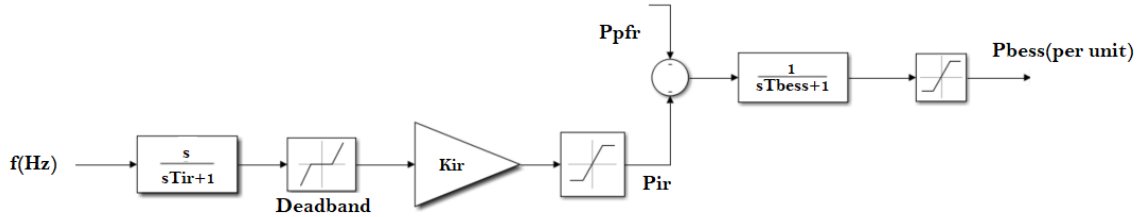
Δηλαδή, μια σχηματική απεικόνιση αυτών που αναλύθηκαν παραπάνω είναι η εξής:



Σχήμα 6.4: Γραμμικοποιημένο Ισοδύναμο με BESS

6.3 Μοντελοποίηση Αδράνειας Συστήματος Αποθήκευσης

Στο συγκεκριμένο σημείο της διπλωματικής μοντελοποιείται η αδράνεια της μπαταρίας. Δηλαδή, σκοπός είναι να μπορεί να ελεγχθεί η αδράνεια που προσθέτει το σύστημα συσσωρευτών στο σύστημα, με άλλα λόγια να μπορεί να ελεγχθεί η ενεργός ισχύς, λόγω αδρανειακής απόκρισης, που ανταλλάσσει μπαταρία με το δίκτυο (σύμφωνα με paper [14]). Όπως παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5 ο κλάδος αδρανειακής απόκρισης του BESS είναι ο εξής:



Σχήμα 6.5: Κλάδος Αδρανειακής Απόκρισης BESS

Για το BESS αναπτύσσεται η εξίσωση κίνησης:

$$\frac{2 \cdot H_{bess}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt} = \Delta P = P_{ir}$$

Άρα, η αδράνεια του συστήματος αποθήκευσης δίνεται κάθε στιγμή από την σχέση:

$$H_{bess} = P_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt} \right)^{-1} \quad (6.8)$$

Σύμφωνα, με τον έλεγχο, δηλαδή το σχήμα 6.5, η ενεργός ισχύς λόγω αδρανειακής απόκρισης του BESS δίνεται από τον τύπο: $P_{ir} = \frac{1}{1 + sT_{ir}} \cdot k_{ir} \cdot \frac{df}{dt}$. Προσεγγιστικά, αγνοείται η καθυστέρηση του φίλτρου T_{ir} και λαμβάνεται η σχέση:

$$P_{ir} \approx K_{ir} \cdot \frac{df}{dt}$$

Αν $P_{ir} \leq 1$ τότε ισχύει η παραπάνω σχέση, και άρα καθορίζεται το P_{ir} μέσω του K_{ir} , αν όμως $P_{ir} > 1$ τότε υποχρεωτικά περιορίζεται η ισχύς αυτή στην τιμή $P_{ir} = 1$ και άρα δεν ισχύει η παραπάνω σχέση. Όταν $P_{ir} \leq 1$ τότε:

$$P_{ir} \approx K_{ir} \cdot \frac{df}{dt} \Rightarrow \left(\frac{df}{dt} \right)^{-1} \approx \frac{K_{ir}}{P_{ir}}$$

Σύμφωνα με τη σχέση 6.8 ισχύει:

$$H_{bess} = P_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt} \right)^{-1} \approx P_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \frac{K_{ir}}{P_{ir}} \approx \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir}$$

Δηλαδή, ο τελικός τύπος για την αδράνεια του BESS είναι ο εξής:

$$H_{bess} = \begin{cases} \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir} & , \quad |P_{ir}| \leq 1 \\ \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1} & , \quad |P_{ir}| > 1 \end{cases}$$

Άρα, η αδράνεια του συστήματος αποθήκευσης εξαρτάται άμεσα από την επιλογή της σταθεράς K_{ir} μόνο όταν το P_{ir} λαμβάνει «λογικές» τιμές, δηλαδή τιμές ≤ 1 . Αν λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες του 1, δεν υπάρχει αυτή η σύνδεση μεταξύ αδράνειας και σταθεράς, αλλά αυτό αποτελεί μια ακραία περίπτωση γιατί αν σχεδιαστεί σύστημα αποθήκευσης που το P_{ir} του ξεπερνάει το 1, στην ουσία καταπονείται απίστευτα το σύστημα αυτό κατά τις διαταραχές του δικτύου και υπάρχει ενδεχόμενο κάποια στιγμή το σύστημα αποθήκευσης να καταρρεύσει.

Παρατηρείται ότι για $|P_{ir}| \leq 1$ η αδράνεια του BESS είναι σταθερή, ενώ για $|P_{ir}| > 1$ η αδράνεια του BESS αρχίζει και μικραίνει συνεχώς, όσο η μεταβολή στην συχνότητα $\frac{df}{dt}$ αυξάνει. Το τελευταίο συμπέρασμα είναι αρκετά λογικό υπό την έννοια ότι: από την στιγμή που η μπαταρία έχει φτάσει στο «ταβάνι» της αδρανειακής της απόκρισης, το P_{ir} δεν μπορεί να ξεπεράσει την μονάδα, όσο και αν αυξάνει η διαταραχή που ισοδυναμεί με το να αυξάνει η κλίση της συχνότητας $\frac{df}{dt}$, η μπαταρία δεν μπορεί να δώσει επιπλέον ενεργό ισχύ, είναι ήδη σε πλήρη λειτουργία. Άρα, από ένα σημείο και μετά όσο και να μεγαλώνει η διαταραχή, η μπαταρία συμπεριφέρεται το ίδιο, που σημαίνει ότι το σύστημα βλέπει την μπαταρία όλο και σαν μία πιο μικρή αδράνεια καθώς αυξάνει η διαταραχή. Το ποσοστό ενεργού ισχύος (% της διαταραχής ΔP_L) που δίνει η μπαταρία στο σύστημα όλο και μικραίνει → Μικρότερη αδράνεια προσφέρει η μπαταρία στο δίκτυο [14].

Κεφάλαιο 7

Υπολογισμοί - Αποτελέσματα

Στο οικείο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι διάφοροι υπολογισμοί και προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν, αρχικά στο γραμμικοποιημένο μοντέλο, το οποίο αποτέλεσε βάση πειραματισμού για τις διάφορες τιμές των μεταβλητών, και στη συνέχεια στο πραγματικό σύστημα. Πιο συγκεκριμένα, οι υπολογισμοί αφορούν την αδρανειακή απόκριση του συστήματος αποθήκευσης (μπαταρία-μετατροπέας ισχύος), το στατισμό του συγκεκριμένου συστήματος και τη χρονική καθυστέρηση απόκρισης που μπορεί να υπάρχει σε ένα τέτοιο σύστημα αποθήκευσης. Εν συνεχεία, παρουσιάζεται η προτεινόμενη τεχνική επαναφόρτισης, η οποία έχει αναφερθεί στην ενότητα 5.3.2.

7.1 Μελέτη Αδρανειακής Απόκρισης BESS - K_{ir}

Αρχικά, αναλύεται η επίδραση της σταθεράς K_{ir} στη συμπεριφορά της συχνότητας του συστήματος. Ο έλεγχος συχνότητας του BESS είναι αυτός που παρουσιάστηκε στην εικόνα 6.5 (δεν υπάρχει ο κλάδος στατισμού). Το σύστημα είναι το εξής:

- Γεννήτρια 1 : $S_{G1} = 1.5MVA$ και $H_{G1} = 2.7sec$
- Γεννήτρια 2 : $S_{G2} = 0.8MVA$ και $H_{G2} = 1.5sec$

Άρα, Χωρίς BESS ισχύουν τα εξής χαρακτηριστικά:

$$S_{system} = 1.5 + 0.8 = 2.3MVA$$

$$H_{system} = \frac{1.5MVA \cdot 2.7sec + 0.8MVA \cdot 1.5sec}{1.5MVA + 0.8MVA} = 2.2826sec$$

Στη συνέχεια, προστίθεται το BESS των $500kWatt$ στο σύστημα. Με το σκεπτικό ότι το BESS θεωρείται ως μια νέα γεννήτρια που σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας δεν προσφέρει ενεργό ισχύ στο δίκτυο, αλλά προσφέρει αδρανειακή απόκριση και πρωτεύουσα ρύθμιση κατά τα μεταβατικά φαινόμενα, αλλάζει η ονομαστική ισχύς ολόκληρου του συστήματος και προφανώς η αδράνειά του. Πλέον, το σύστημα έχει ονομαστική

ισχύ και αδράνεια των γεννητριών $G1$ και $G2$ σύμφωνα με τους παρακάτω τύπους. Αυτές είναι και οι τιμές που αντικαθιστώνται στο γραμμικοποιημένο μοντέλο, για να γίνει η μελέτη με την ύπαρξη του BESS.

$$S_{system-new} = 1.5 + 0.8 + 0.5 = 2.8MVA$$

$$H_{InertiaOf-G1-G2} = \frac{1.5MVA \cdot 2.7sec + 0.8MVA \cdot 1.5sec}{1.5MVA + 0.8MVA + 0.5MWatt} = 1.875sec$$

Ακολούθως, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις για διάφορες τιμές της σταθεράς K_{ir} , η οποία σχετίζεται άμεσα με την αδράνεια που προσφέρει το BESS και επομένως, με την αδράνεια όλου του συστήματος. Οι στατισμοί των γεννητριών επιλέγονται στις τιμές $R_{G1} = R_{G2} = 0.07 = 7\%$. Η μεταβολή στο φορτίο επιλέγεται να είναι $0.5MWatt$, που ισούται με μια μεταβολή της τάξης του $\Delta P_L / S_{system-new} = 0.5M / 2.8M = 18\%$ της ισχύος του συνολικού συστήματος.

Στη διεθνή βιβλιογραφία [26] αναφέρεται ότι χαρακτηριστικά όρια επιτρεπτής κλίσης συχνότητας είναι $1.5Hz/sec$, $1Hz/sec$, $0.5Hz/sec$ και η επιλογή κάποιου από αυτά τα όρια αναφέρεται ότι εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, π.χ. από το πόσο ισχυρό είναι το εκάστοτε δίκτυο, από την ονομαστική του ισχύ και από τους περιορισμούς που ορίζονται από τον κάθε τοπικό διαχειριστή συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Ιδιαίτερη σημασία έχει να αναφερθεί το παράθυρο χρόνου μέτρησης των συγκεκριμένων κλίσεων συχνότητας, το οποίο περιγράφεται λεπτομερώς σε επόμενη ενότητα, όπου θα αποφασιστούν οι χαρακτηριστικές τιμές για το σύστημα. Σε αυτό το στάδιο μελέτης, διερευνώνται οι αναφερόμενες κλίσεις συχνότητας και ο τρόπος με τον οποίο αυτές οριακά δεν παραβιάζονται.

Για το σύστημα αποθήκευσης επιλέγονται οι εξής τιμές: Αρχικά, στο κομμάτι του ελέγχου δεν υπάρχει ο PFR κλάδος. Η καθυστέρηση φίλτρου στη μέτρηση παραγώγου της συχνότητας (προκειμένου να μην υπάρχουν απότομα spikes στην μέτρηση του df/dt) επιλέγεται στα $T_{ir} = 20msec$, σύμφωνα με τα βιβλιογραφικά δεδομένα [14]. Τέλος, το T_{bess} , που με αυτήν τη σταθερά προσομοιώνεται η συνολική καθυστέρηση απόκρισης ενεργού ισχύος του συστήματος αποθήκευσης, επιλέγεται στην τιμή $T_{bess} = 1msec$, προκειμένου να μην επηρεάζονται οι παρακάτω υπολογισμοί. Η καθυστέρηση αυτή μπορεί να είναι εσκεμμένη, δηλαδή να είναι επιθυμητό να καθυστερεί η απόκριση της μπαταρία σε μεταβατικά φαινόμενα, προκειμένου να προλαβαίνουν και άλλες μονάδες του συστήματος να αποκριθούν, ώστε να μην καταπονείται το BESS, ή μπορεί να προσομοιώνει φυσικές καθυστερήσεις.

- $\frac{df}{dt} = 1.5 \frac{Hz}{sec}$: Η εξίσωση κίνησης για όλο το σύστημα είναι η παρακάτω:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}}$$

$$\frac{df}{dt limit} = 1.5 \frac{Hz}{sec}$$

Άρα:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt \text{ limit}} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{50Hz} \cdot 1.5 \frac{Hz}{sec} = \frac{0.5MWatt}{1.5MVA + 0.8MVA + 0.5MW} \Rightarrow$$

$$\mathbf{H_{total} = 2.97619sec}$$

Τότε:

$$H_{total} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2} + P_{bessN} \cdot H_{bess}}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$2.97619 = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + 0.5 \cdot H_{bess}}{2.8} \Rightarrow$$

$$\mathbf{H_{bess} = 6.16667sec}$$

Στην συνέχεια, χρησιμοποιείται ο προσεγγιστικός τύπος που συνδέει την αδράνεια του BESS με τη σταθερά K_{ir} . Ο προσεγγιστικός τύπος αδράνειας του BESS είναι δυνατόν να επιβληθεί στο να επιλεχθεί η κατάλληλη τιμή της παραμέτρου K_{ir} , προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Αυτός ο τύπος αποκλίνει από την πραγματικότητα όταν $P_{ir} > 1$ ή όταν η καθυστέρηση T_{bess} είναι αρκετά μεγάλη. Το δεύτερο κριτήριο εξασφαλίζεται, επιλέγοντας τιμή $1msec$, ενώ το πρώτο θα επιβεβαιωθεί από τα τελικά αποτελέσματα.

$$H_{bess} = 6.16667sec = \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir} \Rightarrow \mathbf{K_{ir} = 0.24667}$$

- $\frac{df}{dt} = 1 \frac{Hz}{sec}$: Η εξίσωση κίνησης για όλο το σύστημα είναι η παρακάτω:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}}$$

$$\frac{df}{dt \text{ limit}} = 1 \frac{Hz}{sec}$$

Άρα:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt \text{ limit}} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{50Hz} \cdot 1 \frac{Hz}{sec} = \frac{0.5MWatt}{1.5MVA + 0.8MVA + 0.5MW} \Rightarrow$$

$$\mathbf{H_{total} = 4.4642857sec}$$

Τότε:

$$H_{total} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2} + P_{bessN} \cdot H_{bess}}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$4.4642857 = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + 0.5 \cdot H_{bess}}{2.8} \Rightarrow$$

$$\mathbf{H_{bess} = 14.5sec}$$

Ακολούθως, χρησιμοποιείται ο προσεγγιστικός τύπος που συνδέει την αδράνεια του BESS με τη σταθερά K_{ir} .

$$H_{bess} = 14.5sec = \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir} \Rightarrow \mathbf{K_{ir} = 0.58}$$

- $\frac{df}{dt} = 0.5 \frac{Hz}{sec}$: Η εξίσωση κίνησης για όλο το σύστημα είναι η παρακάτω:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}}$$

$$\frac{df}{dt \text{ limit}} = 0.5 \frac{Hz}{sec}$$

Άρα:

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{f_o} \cdot \frac{df}{dt \text{ limit}} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$\frac{2 \cdot H_{total}}{50Hz} \cdot 0.5 \frac{Hz}{sec} = \frac{0.5MWatt}{1.5MVA + 0.8MVA + 0.5MW} \Rightarrow$$

$$\mathbf{H_{total} = 8.92857sec}$$

Τότε:

$$H_{total} = \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2} + P_{bessN} \cdot H_{bess}}{S_{system}} \Rightarrow$$

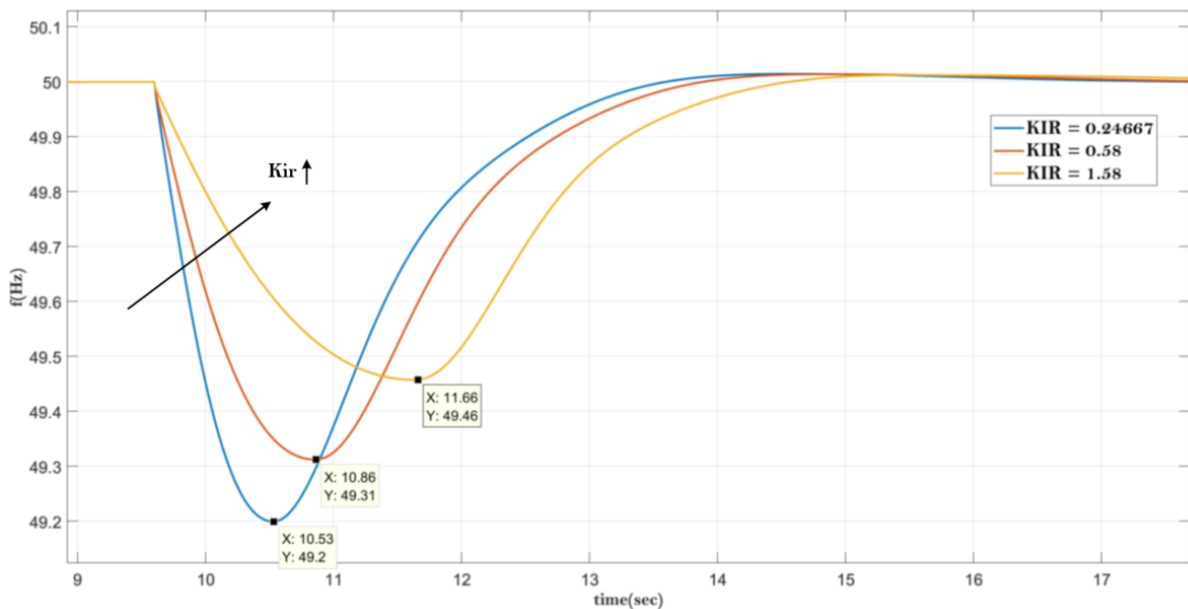
$$8.92857 = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + 0.5 \cdot H_{bess}}{2.8} \Rightarrow$$

$$H_{bess} = 39.5sec$$

Η αδράνεια του BESS συνδέεται με τη σταθερά K_{ir} μέσω του παρακάτω τύπου.

$$H_{bess} = 39.5sec = \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir} \Rightarrow K_{ir} = 1.58$$

Για τις παραπάνω τιμές K_{ir} εκτελείται το γραμμικοποιημένο μοντέλο. **Αποτελέσματα Προσομοιώσεων:**



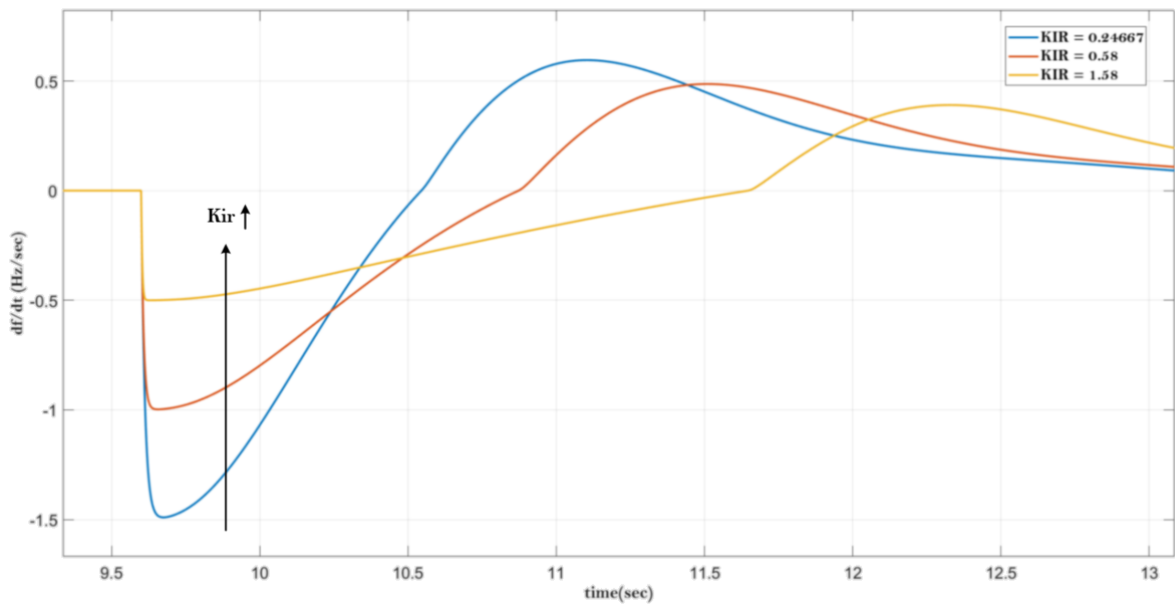
Σχήμα 7.1: Απόκριση Συχνότητας για τα διάφορα K_{ir}

Στο σχήμα 7.1 φαίνεται ότι όσο το K_{ir} αυξάνεται, η κλίση της συχνότητας για τη διαταραχή των **0.5MWatt** μειώνεται, άρα το σύστημα αποκτά μεγαλύτερη αδράνεια. Ακόμη διαπιστώνεται ότι, όσο η αδράνεια του συστήματος μεγαλώνει, τόσο η f_{min} αυξάνεται. Φαίνεται:

$$K_{ir} = 0.247 \rightarrow f_{min} = 49.20Hz$$

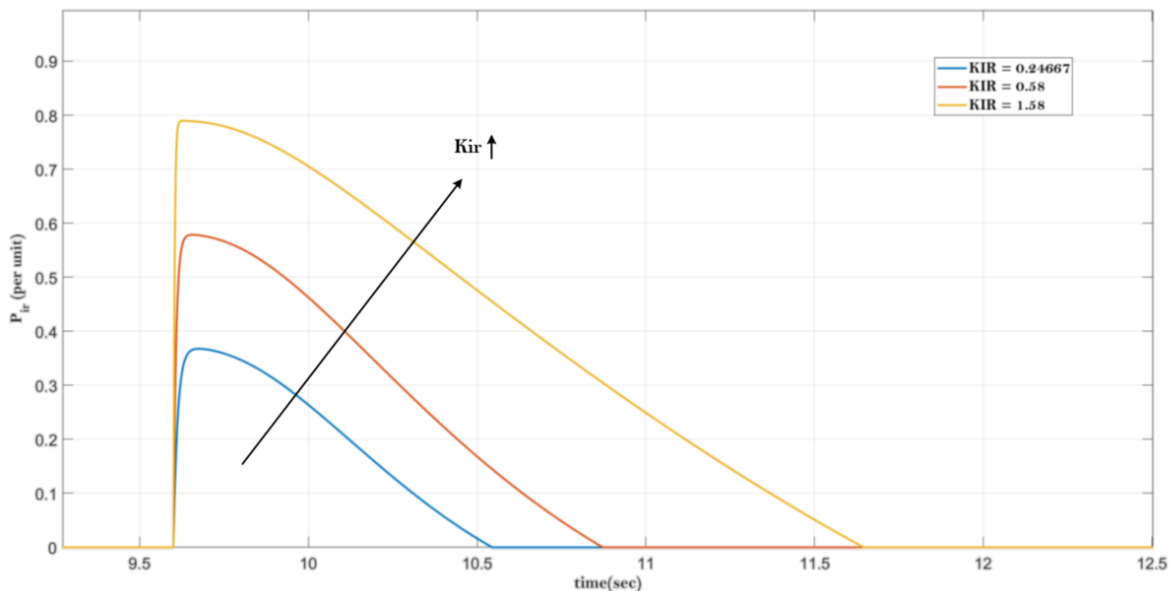
$$K_{ir} = 0.580 \rightarrow f_{min} = 49.31Hz$$

$$K_{ir} = 1.580 \rightarrow f_{min} = 49.46Hz$$



Σχήμα 7.2: $ROCOF$ για τα διάφορα K_{ir}

Η κλίση συχνότητας είναι ακριβώς αυτή που υπολογίστηκε παραπάνω. Το παράθυρο χρόνου μέτρησης αυτής της κλίσης συχνότητας είναι απειροελάχιστο, και η μέτρηση γίνεται μόλις 5ms μετά την διαταραχή. Συνεπώς, πρόκειται για πολύ ακριβείς μετρήσεις της συμπεριφοράς του συστήματος.



Σχήμα 7.3: Απόκριση P_{ir} για τα διάφορα K_{ir}

Ο τύπος της ενεργού ισχύος λόγω αδρανειακής απόκρισης του BESS είναι $P_{ir} = K_{ir} \cdot \frac{df}{dt}$ (αμελείται η καθυστέρηση φίλτρου).

$$P_{ir-1} = 0.24667 \cdot 1.5 = 0.37p.u.$$

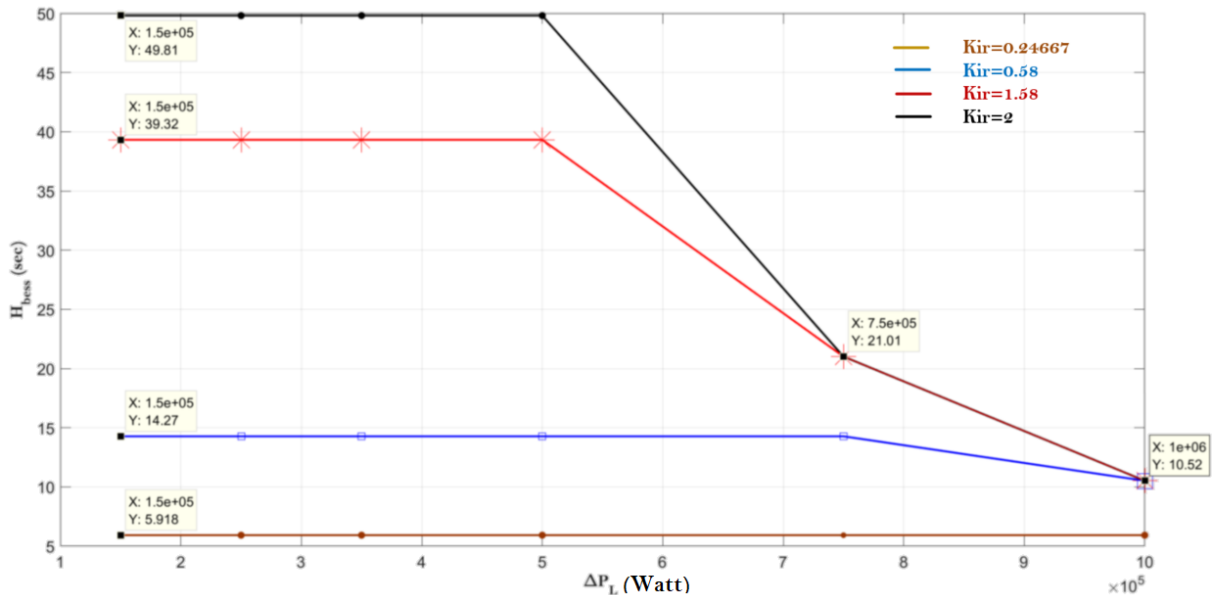
$$P_{ir-2} = 0.58000 \cdot 1.0 = 0.58p.u.$$

$$P_{ir-3} = 1.58000 \cdot 0.5 = 0.79p.u.$$

Οι παραπάνω τιμές επιβεβαιώνονται από το σχήμα 7.3. Μετέπειτα, για τις τιμές του K_{ir} , 0.24667, 0.58, 1.58 και 2, υπολογίζεται η αδράνεια του BESS για διάφορες μεταβολές του φορτίου του συστήματος ΔP_L , 150MW, 250MW, 350MW, 500MW, 750MW και 1000MW. Οι υπολογισμοί γίνονται με βάση τον τύπο:

$$H_{bess} = P_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}$$

Ο παραπάνω τύπος είναι αυτός που δίνει την ισοδύναμη αδράνεια της μπαταρίας. Προκύπτει το παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 7.4: H_{bess} για διάφορα K_{ir} και ΔP_L

Για μικρές διαταραχές, σε κάθε περίπτωση ισχύει:

$$H_{bess} = 5.918sec \rightarrow H_{total} = \frac{5.25 + H_{bess} \cdot 0.5}{2.8} = 2.9318sec$$

$$H_{bess} = 14.27sec \rightarrow H_{total} = \frac{5.25 + H_{bess} \cdot 0.5}{2.8} = 4.4232sec$$

$$H_{bess} = 39.32sec \rightarrow H_{total} = \frac{5.25 + H_{bess} \cdot 0.5}{2.8} = 8.8964sec$$

$$H_{bess} = 49.81sec \rightarrow H_{total} = \frac{5.25 + H_{bess} \cdot 0.5}{2.8} = 10.769sec$$

Όσο αυξάνει η διαταραχή, τόσο το P_{ir} αυξάνει, προκειμένου να διατηρηθεί η κλίση της συχνότητας στις προκαθορισμένες τιμές. Όταν η μεταβολή στο φορτίο είναι αρκετά μεγάλη, η ενεργός ισχύς στην έξοδο του BESS (P_{ir}) περιορίζεται από την τιμή του 1 ανά μονάδα. Στην περίπτωση αυτή, η αδρανειακή απόκριση του BESS δεν μπορεί να ορίσει την κλίση συχνότητας στην επιθυμητή τιμή, και προφανώς η αδράνεια του BESS μειώνεται. Δηλαδή, ισχύει ο τύπος: ($P_{ir} = 1$)

$$2 \cdot \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2} + P_{bessN} \cdot \left(1 \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}\right)}{S_{system}} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$2 \cdot \frac{S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2} + P_{bessN} \cdot \left(1 \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}\right)}{S_{system} \cdot f_o} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L}{S_{system}} \Rightarrow$$

$$P_{bessN} \cdot 1 \cdot \frac{f_o}{2} + \left(S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}\right) \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L \cdot f_o}{2} \Rightarrow$$

$$\left(S_{G1} \cdot H_{G1} + S_{G2} \cdot H_{G2}\right) \cdot \frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_L \cdot f_o}{2} - P_{bessN} \cdot 1 \cdot \frac{f_o}{2}$$

Διαφαίνεται, ότι όσο το φορτίο αυξάνεται, από την στιγμή που $P_{ir} = 1$, δηλαδή υπάρχει μέγιστη φόρτιση του BESS, το df/dt αυξάνεται και επομένως, από τον τύπο της αδράνειας του BESS προκύπτει ότι η αδράνεια του μειώνεται.

Η παραπάνω γραφική παρουσιάζει την πραγματική αδράνεια του BESS από τον γενικό τύπο. Στην περίπτωση, όμως, των μικρών καθυστερήσεων και όταν το $P_{ir} < 1$ υπάρχει και ο προσεγγιστικός τύπος με βάση του οποίου υπολογίζονται οι αντίστοιχοι συντελεστές για κάθε διαφορετική επιλογή αδράνειας του BESS. Χρησιμοποιείται, λοιπόν, ο παρακάτω τύπος και γίνονται οι αντίστοιχοι υπολογισμοί για να διερευνηθεί εάν είναι δυνατόν να προβλεφθεί η παραπάνω συμπεριφορά του H_{bess} .

$$H_{bess} = \begin{cases} \frac{f_o}{2} \cdot K_{ir} & , \quad |P_{ir}| \leq 1 \\ \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1} & , \quad |P_{ir}| > 1 \end{cases}$$

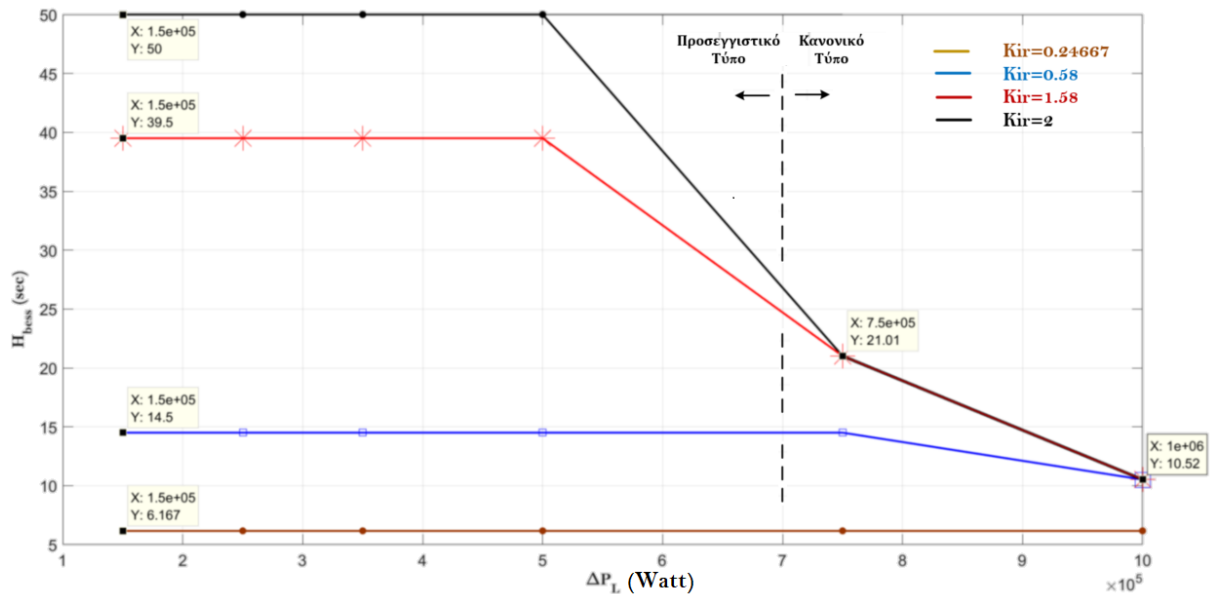
$$K_{ir} = 0.24667 \quad \rightarrow \quad H_{bess} = K_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} = 0.24667 \cdot \frac{50}{2} = 6.1667sec$$

$$K_{ir} = 0.58000 \quad \rightarrow \quad H_{bess} = K_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} = 0.58000 \cdot \frac{50}{2} = 14.500sec$$

$$K_{ir} = 1.58000 \quad \rightarrow \quad H_{bess} = K_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} = 1.58000 \cdot \frac{50}{2} = 39.500sec$$

$$K_{ir} = 2.00000 \quad \rightarrow \quad H_{bess} = K_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} = 2.00000 \cdot \frac{50}{2} = 50.000sec$$

Εάν συγκριθούν οι εικόνες 7.4 και 7.5, παρατηρείται ότι οι αποκλίσεις μεταξύ πραγματικού και προσεγγιστικού τύπου (για μικρές διαταραχές, δηλαδή το P_{ir} δεν ξεπερνά την μονάδα, αλλιώς δεν έχει νόημα η αναφορά στον προσεγγιστικό τύπο) είναι πολύ μικρές. Το εύρημα αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι η συνολική καθυστέρηση $T_{ir} + T_{bess}$ είναι πολύ μικρή και τότε ισχύει με μεγάλη ακρίβεια ο προσεγγιστικός τύπος. Βέβαια, οι τιμές αδράνειας στην εικόνα 7.4 σε σχέση με τις αντίστοιχες στην εικόνα 7.5 είναι πάντα λίγο μικρότερες, γιατί στο πραγματικό μοντέλο λαμβάνονται υπόψη οι χρονικές καθυστερήσεις στον κλάδο της αδρανειακής απόκρισης, οι οποίες ισοδυναμούν με μία μικρή μείωση της αδράνειας του BESS.



Σχήμα 7.5: Προσεγγιστικό H_{bess} για διάφορα K_{ir} και ΔP_L

Επιλογή K_{ir} → Πλεονέκτημα του μικρού συντελεστή K_{ir} : Όπως φαίνεται παραπάνω, η επιλογή μικρού συντελεστή (για παράδειγμα $K_{ir} = 0.24667$), είναι προτεινόμενη, καθώς η αδράνεια που προσφέρει το BESS στο δίκτυο παραμένει σταθερή για όλο το δυνατό εύρος μεταβολών φορτίου του συστήματος, διότι το P_{ir} είναι μικρότερο της μονάδας σε όλες τις περιπτώσεις και συνεπώς η αδράνεια προκύπτει από τον σταθερό τύπο. Επομένως, ανεξαρτήτως διαταραχής, θα είναι γνωστή η συνεισφορά του BESS. Προφανώς, η επιλογή μικρού K_{ir} συνεπάγεται μικρή αδράνεια του BESS για όλο το εύρος διαταραχών. Αντίθετα, μεγάλη σταθερά K_{ir} συνεπάγεται μεγάλη αδράνεια του BESS για μικρές διαταραχές, αλλά αυτή η αδράνεια θα βαίνει μειούμενη καθώς το μέγεθος της διαταραχής αυξάνει. Επομένως, η επιλογή του μεγάλου K_{ir} φαίνεται καλύτερη, γιατί προσφέρει μεγάλη αδράνεια. Ωστόσο, σε γενική περίπτωση δεν είναι επιθυμητό το BESS να έχει μεγάλη αδράνεια, και μάλιστα ισχύει ο κανόνας ότι, το BESS δεν θα πρέπει να έχει αδράνεια πολύ μεγαλύτερη από την αδράνεια που είχε το δίκτυο πριν την προσθήκη του αποθηκευτικού μέσου. Και αυτό γιατί, εάν τοποθετηθεί BESS με μεγάλη σταθερά αδράνειας στο δίκτυο, τότε κατά τις διαταραχές θα αναλαμβάνει αυτό όλο το φορτίο, με αποτέλεσμα να καταπονείται συνεχώς το σύστημα μπαταριών και επομένως να μειώνεται η διάρκεια ζωής του.

7.2 Μελέτη Στατισμού BESS - R_{bess}

Επόμενο στάδιο είναι να μελετηθεί η συμπεριφορά του συστήματος (θεωρητικά και μέσω προσομοιώσεων) στους διάφορους στατισμούς. Σύμφωνα με τον **ENTSO – E** [21] οι επιτρεπτές τιμές στατισμού κυμαίνονται μεταξύ 2% και 12%. Ακόμη, ένας περιορισμός από τον ίδιο οργανισμό, που αφορά όμως το διασυνδεδεμένο δίκτυο, είναι ότι σε μόνιμη κατάσταση, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, το $f_{s.s.}$ πρέπει να είναι μεγαλύτερο ή ίσο του $49.8Hz$ (αύξηση φορτίου-πτώση συχνότητας). Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω, πραγματοποιείται η ανάλυση του γραμμικοποιημένου συστήματος ως προς τον στατισμό.

Οι γεννήτριες έχουν στατισμό $R_{G1} = R_{G2} = 0.07 = 7\%$. Αυτό μεταφράζεται ως εξής:

$$R_{G1-PerUnit} = 7\% \Rightarrow \Delta P_{G1-PerUnit} = \frac{\Delta \omega_{PerUnit}}{R_{G1-PerUnit}} \Rightarrow$$

$$\Delta P_{G1-PerUnit} \cdot S_{G1-N} = \frac{\Delta \omega_{PerUnit} \cdot f_o}{R_{G1-PerUnit} \cdot \frac{f_o}{S_{G1-N}}} \Rightarrow$$

$$\Delta P_{G1-PerUnit} \cdot 1.5MW = \frac{\Delta \omega_{PerUnit} \cdot 50Hz}{R_{G1-PerUnit} \cdot \frac{50Hz}{1.5MW}} \Rightarrow$$

$$R_{G1} = 0.07 \cdot \frac{50Hz}{1.5MW} \Rightarrow$$

$$\frac{1}{R_{G1}} = 428.57143 \frac{kWatt}{Hz}$$

Παρομοίως:

$$\frac{1}{R_{G2}} = 228.571428 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\frac{1}{R_{bess}} = \left(R_{bess-PerUnit} \cdot \frac{f_o}{P_{bessN}} \right)^{-1} = \left(R_{bess-PerUnit} \cdot \frac{50Hz}{500kW} \right)^{-1}$$

Λαμβάνοντας υπόψιν τον αυστηρότερο περιορισμό, δηλαδή να υπάρχει σφάλμα συχνότητας σε μόνιμη κατάσταση ίσο με $\Delta f_{s.s.} = 0.2Hz$, πραγματοποιούνται οι υπολογισμοί για να προκύψει ο στατισμός του BESS.

$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G2}} + \frac{1}{R_{bess}} \quad \Bigg| \quad \Delta f_{s.s.} = \frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_{total}} \right)}$$

Διαταραχή και σε αυτή την περίπτωση θεωρείται η $\Delta P_L = 0.5MWatt$. Επομένως, προκύπτει:

$$0.2Hz = \frac{0.5MW}{428.57143 \frac{kWatt}{Hz} + 228.571428 \frac{kWatt}{Hz} + \frac{1}{R_{bess}}} \Rightarrow$$

$$\frac{1}{R_{bess}} = 1842.978 \frac{kWatt}{Hz} \Rightarrow R_{bess-PerUnit} = 0.005426 \Rightarrow$$

$$\mathbf{R_{bess-PerUnit} = 0.5426\%}$$

Η παραπάνω τιμή στατισμού εξασφαλίζει αυτόν τον αυστηρό περιορισμό του $\Delta f_{s.s} = 0.2Hz$, ωστόσο είναι ακραία τιμή, εκτός των λογικών ορίων του 2% έως 12%, και επομένως απορρίπτεται. Στη συνέχεια εφαρμόζονται τιμές στατισμού 0.5426%, όπως προηγουμένως, 1%, 3%, 5%, 7%. Δεν εφαρμόζονται μεγαλύτερες τιμές στατισμού για το BESS, γιατί είναι επιθυμητό η μπαταρία να συμβάλει στην πρωτεύουσα ρύθμιση ακριβώς με το ποσοστό που της αναλογεί (όταν $R_{G1} = R_{G2} = R_{bess} = 7\%$) ή με μεγαλύτερο ποσοστό, σε καμία όμως περίπτωση, με μικρότερο.

- Στατισμός $R_{bess-PerUnit} = 1\%$, τότε:

$$\frac{1}{R_{bess}} = \left(0.01 \cdot \frac{50}{500k}\right)^{-1} = 1000 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G2}} + \frac{1}{R_{bess}} = 1657.1429 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\Delta f_{s.s} = \frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_{total}}\right)} = \frac{500kW}{1657.1429 \frac{kWatt}{Hz}} = 0.3017Hz \Rightarrow f_{s.s} = 49.698Hz$$

- Στατισμός $R_{bess-PerUnit} = 3\%$, τότε:

$$\frac{1}{R_{bess}} = \left(0.03 \cdot \frac{50}{500k}\right)^{-1} = 333.333 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G2}} + \frac{1}{R_{bess}} = 990.42 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\Delta f_{s.s} = \frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_{total}}\right)} = \frac{500kW}{990.42 \frac{kWatt}{Hz}} = 0.5Hz \Rightarrow f_{s.s} = 49.5Hz$$

- Στατισμός $R_{bess-PerUnit} = 5\%$, τότε:

$$\frac{1}{R_{bess}} = \left(0.05 \cdot \frac{50}{500k}\right)^{-1} = 200 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G2}} + \frac{1}{R_{bess}} = 857.14271 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\Delta f_{s.s} = \frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_{total}}\right)} = \frac{500kW}{857.14271 \frac{kWatt}{Hz}} = 0.5833Hz \Rightarrow f_{s.s} = 49.4167Hz$$

- Στατισμός $R_{bess-PerUnit} = 7\%$, τότε:

$$\frac{1}{R_{bess}} = \left(0.07 \cdot \frac{50}{500k}\right)^{-1} = 142.857143 \frac{kWatt}{Hz}$$

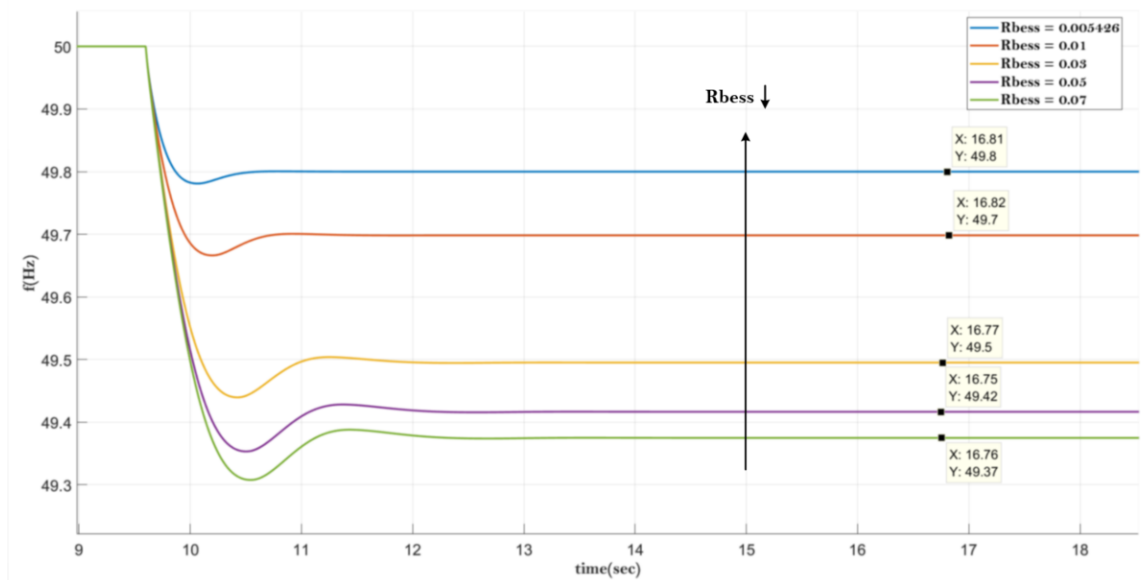
$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G2}} + \frac{1}{R_{bess}} = 800 \frac{kWatt}{Hz}$$

$$\Delta f_{s.s} = \frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_{total}}\right)} = \frac{500kW}{800 \frac{kWatt}{Hz}} = 0.625Hz \Rightarrow f_{s.s} = 49.375Hz$$

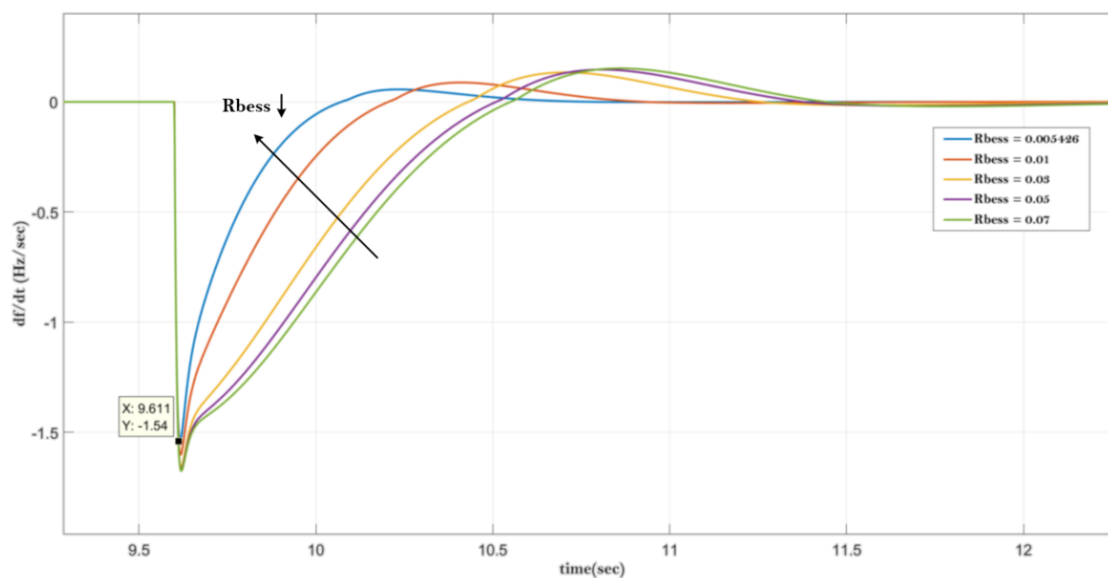
Για τη συγκεκριμένη προσομοίωση επιλέγονται τα εξής: α) το BESS έχει και PFR και IR έλεγχο, β) οι γεννήτριες έχουν PFR και δεν εφαρμόζεται δευτερεύουσα ρύθμιση, γ) επιλέγεται $K_{ir} = 0.24667$ (περιορίζεται η κλίση της συχνότητας σε τιμές $df/dt < 1.5Hz/sec$ που είναι λογικός περιορισμός για απομονωμένο δίκτυο σύμφωνα με **ENTSO – E** [21]) και τότε προκύπτει ότι $H_{bess} = 6.16sec$, που είναι αποδεκτή τιμή αδρανείας για BESS σύμφωνα με βιβλιογραφική αναφορά [23], δ) επιλέγεται $T_{ir} = 20msec$, ε) χρησιμοποιείται $T_{bess} = 1msec$, προκειμένου να μην επηρεάζονται οι υπολογισμοί και ζ) η διαταραχή είναι η $\Delta P_L = 0.5MW$.

Στο σχήμα 7.6 οι παραπάνω θεωρητικοί υπολογισμοί επιβεβαιώνονται. Παρατηρείται ότι όσο ο στατισμός του BESS μειώνεται, τόσο μειώνεται και το μόνιμο σφάλμα συχνότητας. Η κλίση σε όλες τις κυματομορφές είναι ίδια, γιατί αυτή καθορίζεται από το K_{ir} , το οποίο είναι σταθερό σε όλες τις περιπτώσεις. Η διαίστωση αυτή διαφαίνεται και στο σχήμα 7.7, όπου σε όλες τις περιπτώσεις εμφανίζεται το ίδιο $ROCOF$ αμέσως μετά την διαταραχή, ίσο με $1.5 \frac{Hz}{sec}$. Οι μικρές αποκλίσεις στο $ROCOF$ μεταξύ των περιπτώσεων, προκύπτουν γιατί στην περίπτωση αυτών των προσομοιώσεων δεν υπάρχει Deadband στον PFR κλάδο, με αποτέλεσμα η PFR και η IR του BESS να ενεργοποιούνται ταυτόχρονα την στιγμή του σφάλματος. Επομένως, αμέσως μετά τη διαταραχή υπάρχει ένα P_{ir} σήμα στο οποίο υπερτίθεται ένα πάρα πολύ μικρό P_{pfr} , το οποίο, όμως, είναι

διαφορετικό σε κάθε αλλαγή του R_{bess} . Για το λόγο αυτό παρατηρούνται αυτές οι μικρές αποκλίσεις στην τιμή $1.5 \frac{Hz}{sec}$ του $ROCOF$ μεταξύ των περιπτώσεων.



Σχήμα 7.6: Απόκριση Συχνότητας για διάφορα R_{bess}



Σχήμα 7.7: $ROCOF$ για τα διάφορα R_{bess}

Στο σχήμα 7.8 παρουσιάζεται η απόκριση της μπαταρίας για διαφορετικές τιμές του στατισμού. Δεν υπάρχει δευτερεύουσα ρύθμιση και ως εκ τούτου, η ισχύς που παρέχεται εξαιτίας της πρωτεύουσας ρύθμισης παραμένει και δε μειώνεται. Όσο ο στατισμός μειώνεται, τόσο η απόκριση της μπαταρίας στη πρωτεύουσα ρύθμιση σε steady state αυξάνει.

$$P_{bess-s.s.-1} = \frac{\Delta f_{s.s}}{f_o} \cdot \frac{1}{R_{bess}} = \frac{0.20Hz}{50Hz} \cdot \frac{1}{0.005426} = 0.7972p.u.$$

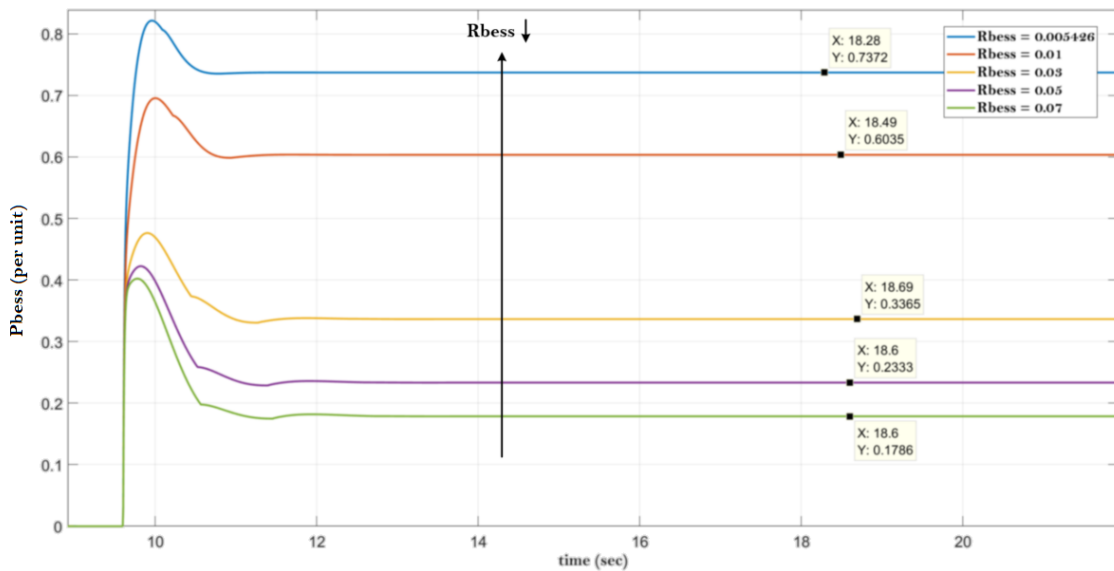
$$P_{bess-s.s.-2} = \frac{\Delta f_{s.s}}{f_o} \cdot \frac{1}{R_{bess}} = \frac{0.30Hz}{50Hz} \cdot \frac{1}{0.010000} = 0.6000p.u.$$

$$P_{bess-s.s.-3} = \frac{\Delta f_{s.s}}{f_o} \cdot \frac{1}{R_{bess}} = \frac{0.50Hz}{50Hz} \cdot \frac{1}{0.030000} = 0.3333p.u.$$

$$P_{bess-s.s.-4} = \frac{\Delta f_{s.s}}{f_o} \cdot \frac{1}{R_{bess}} = \frac{0.58Hz}{50Hz} \cdot \frac{1}{0.050000} = 0.2320p.u.$$

$$P_{bess-s.s.-5} = \frac{\Delta f_{s.s}}{f_o} \cdot \frac{1}{R_{bess}} = \frac{0.63Hz}{50Hz} \cdot \frac{1}{0.070000} = 0.1800p.u.$$

Στο σχήμα 7.8 παρουσιάζεται το $P_{bess} = P_{ir} + P_{pfr}$, το P_{ir} σε κάθε μία περίπτωση είναι ίδιο, ενώ το σήμα ελέγχου P_{pfr} μεταβάλλεται.



Σχήμα 7.8: Απόκριση P_{bess} για τα διάφορα R_{bess}

Επιλογή R_{bess} → Οι επιλογές των R_{bess} 0.5426% και 1% δε θεωρούνται αποδεκτές σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [21] και γι' αυτό απορρίπτονται. Οι υπόλοιπες επιλογές είναι αποδεκτές, συνήθως όμως πρακτική είναι η επιλογή στατισμού για το BESS ίδιου με αυτόν των υπόλοιπων γεννητριών του συστήματος (εάν όλες έχουν τον ίδιο στατισμό) ή η επιλογή κατάλληλου στατισμού, ώστε κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση να αναλαμβάνει το BESS φορτίο, ανάλογο της ονομαστικής του ισχύς. Το σύστημα συσσωρευτών δεν είναι επιθυμητό να καταπονείται, αλλά σκοπός του είναι να συμβάλλει επιβληθητικά στο δίκτυο με ενεργό ισχύ στην έξοδό του, ανάλογη της ονομαστικής του ικανότητας. Για το λόγο αυτό, επιλέγεται ο εξής στατισμός:

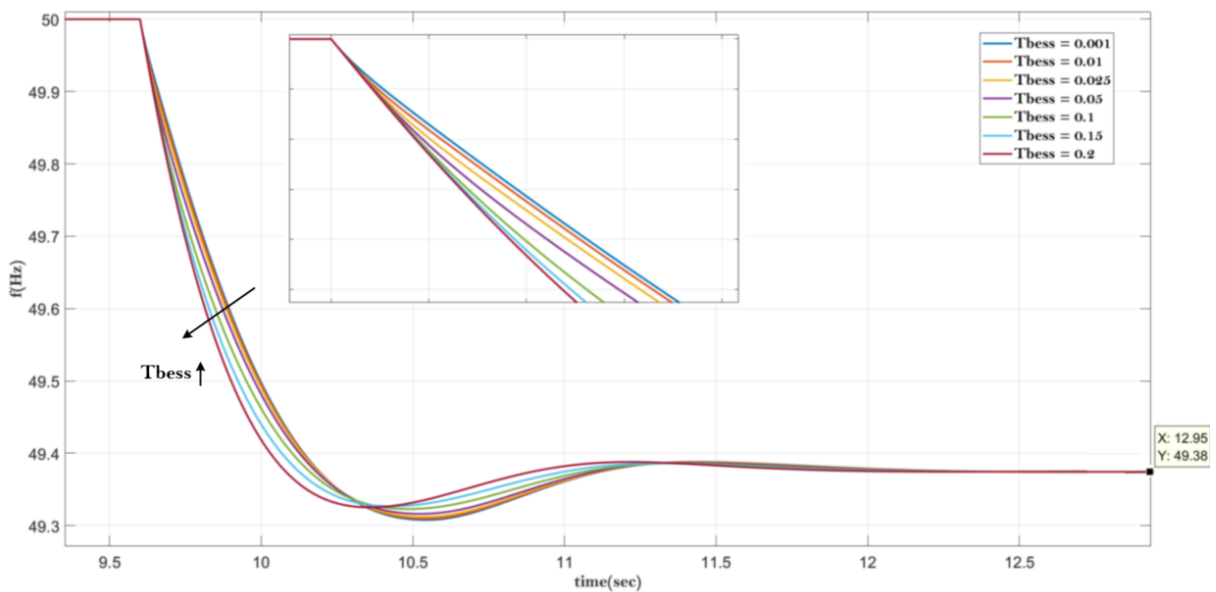
$$R_{bess} = 7\% \Rightarrow \frac{1}{R_{bess}} = 142.857143 \frac{kWatt}{Hz}$$

7.3 Μελέτη Χρονικής Καθυστέρησης Απόκρισης BESS - T_{bess}

Αφού μελετήθηκαν οι δύο πολύ σημαντικές παράμετροι, δηλαδή η σταθερά K_{ir} που καθορίζει την αδράνεια του BESS, επομένως και του δικτύου, και ο στατισμός R_{bess} , σκοπός είναι ακολούθως να αναλυθεί η επίδραση της καθυστέρησης στο σύστημα του ελεγκτή στροφών του BESS. Η καθυστέρηση προσομοιώνεται με ένα φίλτρο πρώτης τάξεως με χρονική σταθερά T_{bess} . Μέσω αυτής της σταθεράς, όπως αναφέρεται στη βιβλιογραφία, είναι δυνατόν είτε να προσομοιώνονται καθυστερήσεις που υπάρχουν στον ελεγκτή ή να προστίθεται ηθελημένα καθυστέρηση στον έλεγχο, προκειμένου και άλλα βοηθητικά συστήματα του δικτύου να επενεργήσουν κατά την διαταραχή και να μην αναλαμβάνεται η ευθύνη της στήριξης της συχνότητας του δικτύου αποκλειστικά από το BESS [14]. Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς είναι η εξής:

$$P_{bess} = (P_{ir} + P_{pfr}) \cdot \frac{1}{sT_{bess} + 1}$$

Για τις συγκεκριμένες προσομοιώσεις θεωρούνται $R_{bess} = 7\%$, $K_{ir} = 0.24667$ και η σταθερά χρόνου T_{bess} λαμβάνει τιμές από $1msec$ έως $200msec$. Σύμφωνα με βιβλιογραφικά δεδομένα ([22] σελίδα 42) επιλέγεται τιμή για το $T_{bess} = 50msec$. Ακόμη, στο φυλλάδιο του *ENTSO - E* [23], αναφέρεται ότι το *ROCOF* μετρίεται σε ένα παράθυρο χρόνου των $500msec$, επομένως στην προκειμένη περίπτωση για να υπάρχει αισθητή επίδραση του BESS στο σύστημα μέσα στο χρονικό αυτό παράθυρο μέτρησης, πρέπει η καθυστέρηση του BESS να είναι αρκετά μικρότερη των $500msec$. Επιπλέον, σε άλλη βιβλιογραφία προτείνεται το T_{bess} να λαμβάνει την τιμή του $100msec$ ή του $200msec$. Λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παραπάνω, οι προσομοιώσεις θα πραγματοποιηθούν για T_{bess} : $1msec$, $10msec$, $25msec$, $50msec$, $100msec$, $150msec$ και $200msec$.

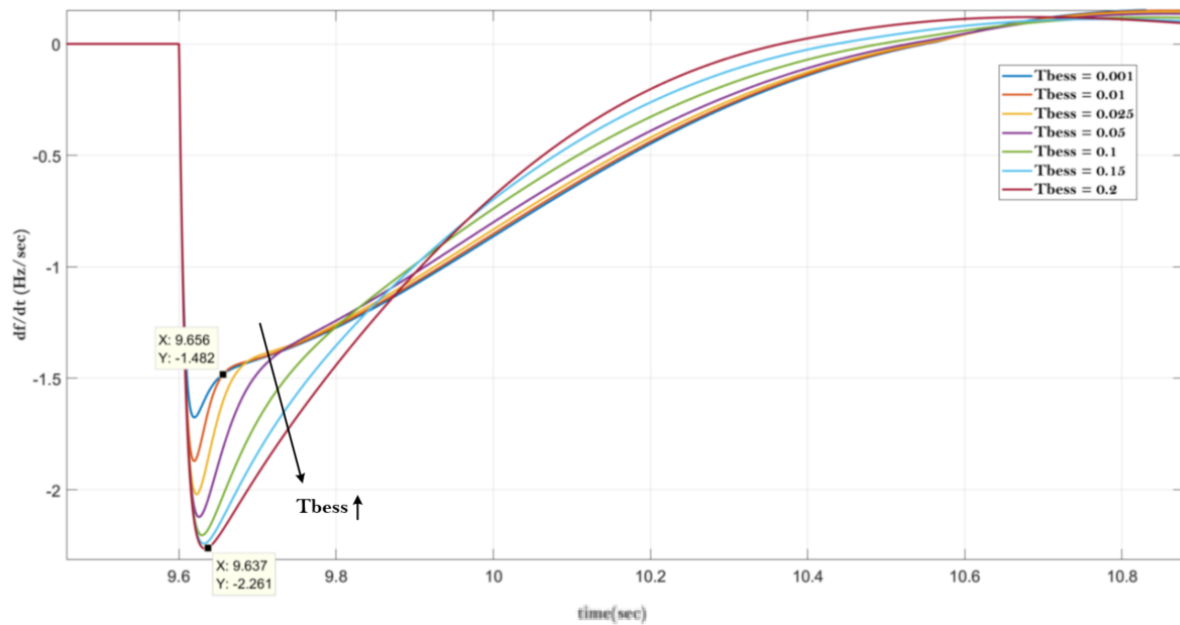


Σχήμα 7.9: Απόκριση Συχνότητας για διάφορα T_{bess}

Στο σχήμα 7.9 παρουσιάζεται η μεταβολή της συχνότητας του δικτύου για διάφορες τιμές της καθυστέρησης T_{bess} . Παρατηρείται ότι, όσο η χρονική καθυστέρηση αυξάνει τόσο η αδρανειακή απόκριση του συστήματος γίνεται πιο ανίσχυρη, εύρημα που υποδηλώνει ότι η κλίση της συχνότητας, αμέσως μετά το μεταβατικό, είναι πιο απότομη και αυτό ισοδυναμεί με μία πιο χαμηλή αδράνεια δικτύου. Η απόκριση πρωτεύουσας ρύθμισης δεν επηρεάζεται καθόλου από την μεταβολή της χρονικής καθυστέρησης, σε αντίθεση με το *ROCOF*. Για κάθε περίπτωση σε steady state μετά το σφάλμα ισχύει: (δεν εφαρμόζεται δευτερεύουσα ρύθμιση στην συγκεκριμένη προσομοίωση, αλλά μόνο πρωτεύουσα)

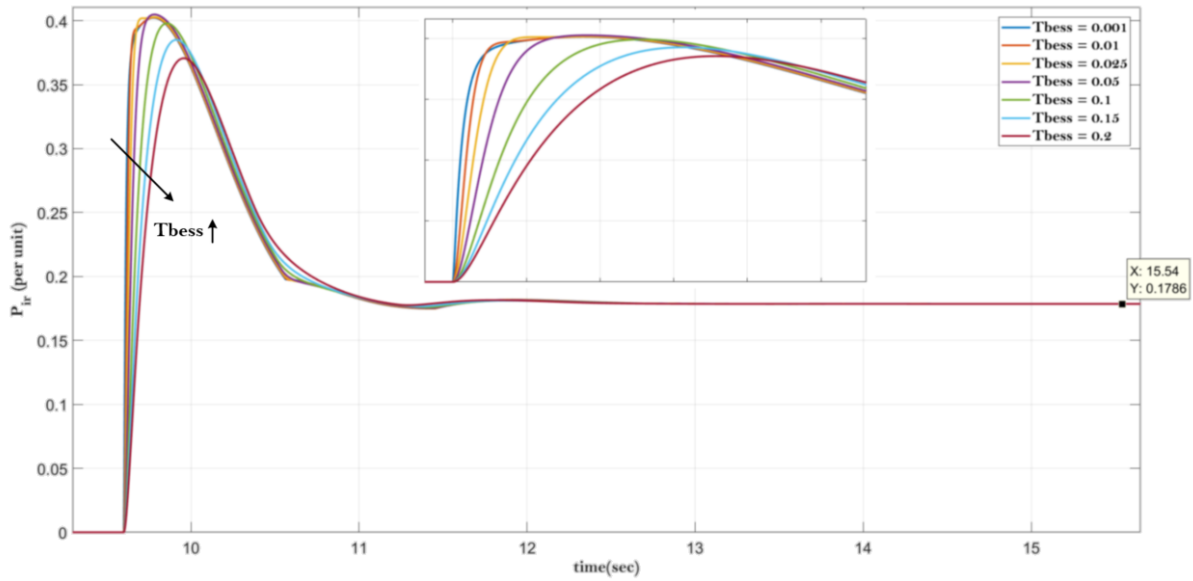
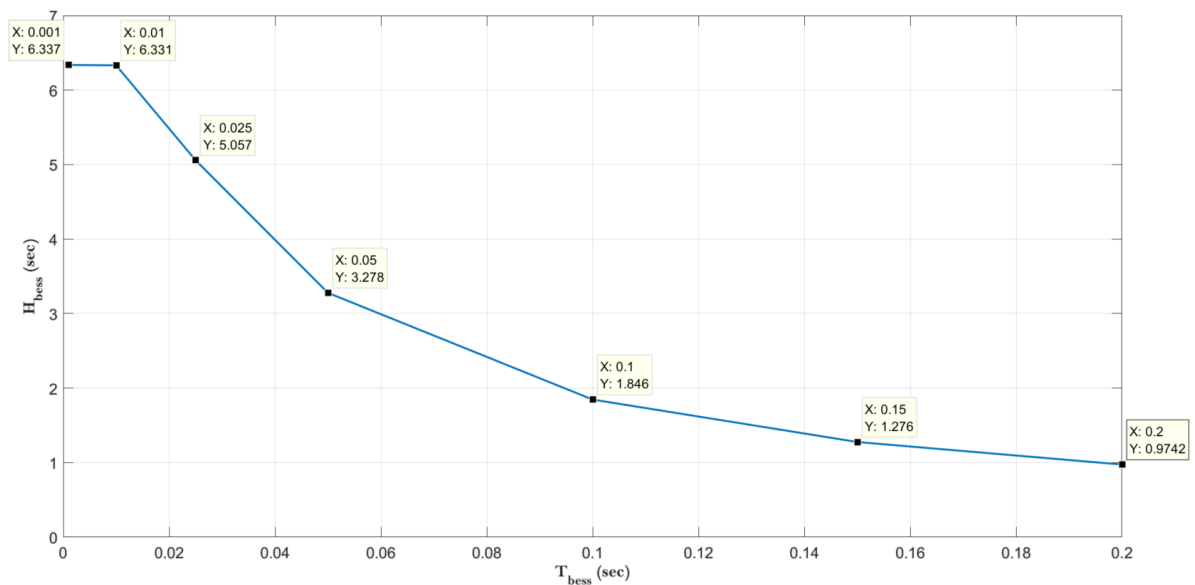
$$\Delta f = \frac{\Delta P_L}{1} = \frac{500kW}{800kW/Hz} = 0.625Hz \Rightarrow f_{s.s.} = 50 - 0.625 = 49.375Hz$$

$$R_{total}$$



Σχήμα 7.10: *ROCOF* για τα διάφορα T_{bess}

Στο σχήμα 7.10 διευκρινίζεται καλύτερα η παραπάνω διαπίστωση, το *ROCOF* (το οποίο μετριέται συνεχώς, και όχι σε κάποιο παράθυρο μέτρησης που αναφέρει ο *ENTSO-E*) αυξάνει, όσο μεγαλώνει η χρονική καθυστέρηση. Για πολύ μικρή χρονική καθυστέρηση το *ROCOF* είναι αυτό που αντιστοιχεί για $K_{ir} = 0.24667$ και υπολογίστηκε παραπάνω ($df/dt = 1.5Hz/sec$). Στην αντίθετη περίπτωση, για τη μεγαλύτερη χρονική καθυστέρηση (200msec), το *ROCOF* προσεγγίζει την τιμή του $df/dt = 2.26Hz/sec$. Ενδιαφέρον στις παραπάνω προσομοιώσεις έχει μόνο η κλίση της συχνότητας στα αρχικά στάδια μετά τη διαταραχή, γιατί αν αυτή η κλίση είναι αρκετά μεγάλη, τότε οι προστασίες που ενεργοποιούνται με βάση το μετρούμενο *ROCOF* θα ενεργοποιηθούν, απορρίπτοντας φορτία, γεγονός ανεπιθύμητο.

Σχήμα 7.11: Απόκριση P_{bess} για τα διάφορα R_{bess} Σχήμα 7.12: Αδράνεια BESS H_{bess} για τα διάφορα T_{bess}

Στο σχήμα 7.11 παριστάνεται η απόκριση ενεργού ισχύος P_{bess} του συστήματος αποθήκευσης για διάφορες τιμές του T_{bess} . Σε μόνιμη κατάσταση, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση, για όλες τις περιπτώσεις θα ισχύει:

$$P_{bess-s.s.} = \frac{1}{R_{bess}} \cdot \Delta f = \frac{142.857143 \frac{kW}{Hz} \cdot 0.625 Hz}{500 kW} = 0.1786 p.u.$$

Σε κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις η ενεργός ισχύς απόκρισης του BESS στα πρώτα $msec$ είναι διαφορετική. Όσο μεγαλύτερη είναι η χρονική καθυστέρηση, τόσο

πιο ομαλά αυξάνει η ισχύς εξόδου του BESS. Επομένως, όλο και μικρότερη είναι η συνεισφορά του BESS στο IR του δικτύου, άρα όλο και μικρότερη γίνεται η αδράνεια που προσφέρει το BESS στο δίκτυο.

Η παραπάνω διατύπωση παρουσιάζεται παραστατικά στο σχήμα 7.12. Για μικρή χρονική καθυστέρηση (συγκεκριμένα $1msec$ και $10msec$) η αδράνεια του BESS είναι μεγάλη υπολογίζεται με καλή ακρίβεια από τον παρακάτω προσεγγιστικό τύπο:

$$H_{bess} = K_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} = 0.24667 \cdot \frac{50}{2} = 6.16675sec$$

Στο σχήμα 7.12 η τιμή της αδράνειας, για μικρές καθυστερήσεις T_{bess} , δεν είναι ακριβώς αυτή που υπολογίζεται παραπάνω (προσεγγιστικός τύπος), αλλά ούτε και λίγο μικρότερη που θα δικαιολογούνταν λόγω της ύπαρξης καθυστερήσεων. Αντίθετα, αυτή είναι λίγο μεγαλύτερη και μάλιστα ίση με $6.33sec$. Αυτό συμβαίνει, γιατί κατά την προσομοίωση στον PFR κλάδο ελέγχου της μπαταρίας δεν έχει τοποθετηθεί κάποιο deadband, με αποτέλεσμα την αμέσως επόμενη στιγμή μετά την διαταραχή να επενεργούν ταυτόχρονα η IR μαζί με τη PFR απόκριση (προφανώς η συνεισφορά της PFR είναι μικρή, αλλά αρκετή για να μεταβάλλει τα αποτελέσματα) και κατά συνέπεια αντί να ισχύει ο τύπος $H_{bess} = P_{ir} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}$, ισχύει $H_{bess} = (P_{ir} + P_{pfr}) \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1}$.

Όσο αυξάνει η καθυστέρηση, η αδράνεια του BESS απομακρύνεται από την αρχική της τιμή (που προβλέπεται παραπάνω), μειώνεται σημαντικά και εγγίζει την τιμή του $0.9742sec$ για $T_{bess} = 200msec$. Για τις τιμές που υπολογίστηκαν προκύπτει:

$$H_{bess} = 6.337sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 3.007sec$$

$$H_{bess} = 6.331sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 3.006sec$$

$$H_{bess} = 5.057sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.778sec$$

$$H_{bess} = 3.278sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.460sec$$

$$H_{bess} = 1.846sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.205sec$$

$$H_{bess} = 1.276sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.103sec$$

$$H_{bess} = 0.974sec \Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.049sec$$

7.4 Μελέτη Μοντέλου Μικροδικτύου

Στην παρούσα ενότητα, αφού έχει ήδη μελετηθεί κάθε παράμετρος που καθορίζει τα δυναμικά απόκρισης της μπαταρίας στο σύστημα, επιλέγονται οι κατάλληλες τιμές και πραγματοποιείται η προσομοίωση όλου του δικτύου.

Επιλεγμένα Όρια:

Λαμβάνοντας υπόψη τους κανονισμούς του **ENTSO-E** [21], [23], [24], [26], [27]: Ο στατισμός επιλέγεται στο **7%**, που είναι αποδεκτή τιμή σύμφωνα με την βιβλιογραφία. Το Deadband zone of BESS επιλέγεται στο $\pm 100mHz$, που αποτελεί τιμή εντός του εύρους προτεινόμενων τιμών από τους κανονισμούς. Η αδράνεια του BESS προτείνεται να επιλέγεται εντός των ορίων $2sec$ έως $7sec$ [26]. Η **καθυστέρηση απόκρισης BESS** επιλέγεται στην τιμή των $100msec$. Η συγκεκριμένη τιμή καθυστέρησης επιτρέπει στο BESS να αποκριθεί στην ρύθμιση του *ROCOF* του συστήματος μέσα στο χρονικό παράθυρο των $\approx 500msec$, που επιβάλλεται από τους κανονισμούς. Για παράδειγμα, αν το T_{bess} επιλέγονταν στην τιμή των $300msec$, τότε προκειμένου να αποκριθεί η IR του BESS, θα απαιτούνταν χρόνος της τάξης του $3 \div 4 \cdot 300msec = 900 \div 1200msec$. Επομένως, μέσα στο χρονικό παράθυρο μέτρησης *ROCOF* $500msec$, δεν θα προλάβαινε να αποκριθεί η μπαταρία. Τέλος, το K_{ir} θα επιλεγεί με βάση τις προσομοιώσεις που θα πραγματοποιηθούν στη συνέχεια. Οι δύο βασικοί άξονες για την επιλογή του K_{ir} είναι οι εξής: Πρώτον, να ικανοποιείται ο κανόνας σχετικά με την αδράνεια του BESS, δηλαδή το H_{bess} να επιλέγεται εντός των ορίων $2sec$ έως $7sec$, και δεύτερον είναι επιθυμητό κάθε μέτρηση *ROCOF* **χρονικού παραθύρου $500msec$** (κινητό χρονικό πλαίσιο) να είναι μικρότερη από το όριο $1Hz/sec$. Το όριο αυτό αποφασίστηκε με βάση τα εξής δεδομένα. Αρχικά, στους κανονισμούς του **ENTSO-E** [27] αναφέρεται ότι για διαταραχή έως και 20% , ο περιορισμός στο *ROCOF* είναι το $1Hz/sec$ (όσο η διαταραχή αυξάνεται, τότε αυξάνεται και το επιτρεπτό όριο *ROCOF*).

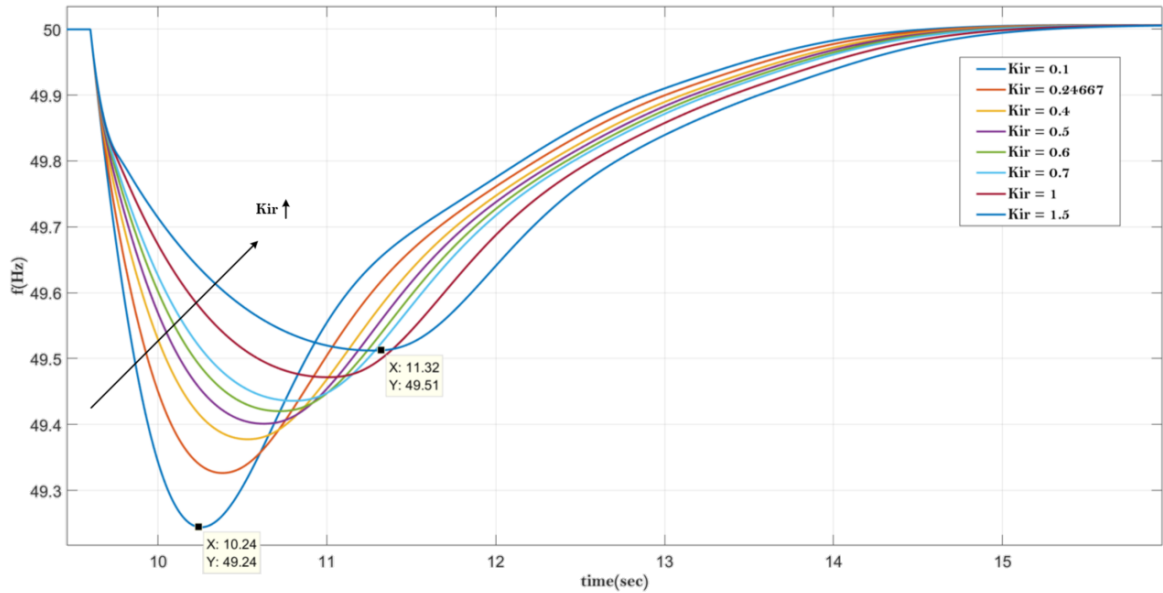
Η μέτρηση του *ROCOF* γίνεται υπολογίζοντας το μέσο όρο όλων του df/dt τα τελευταία $500msec$ (χρονικό παράθυρο). Δηλαδή, μέσα σε αυτό το χρονικό πλαίσιο μετρώνται και προστίθενται όλα τα δείγματα μετρήσεων *ROCOF* και το αποτέλεσμα αυτό διαιρείται με τον συνολικό αριθμό των μετρήσεων. Με αυτόν τον τρόπο υπολογίζεται το **moving average ROCOF**.

$$ROCOF_{AVERAGE} = \frac{\sum_1^N df/dt}{N}$$

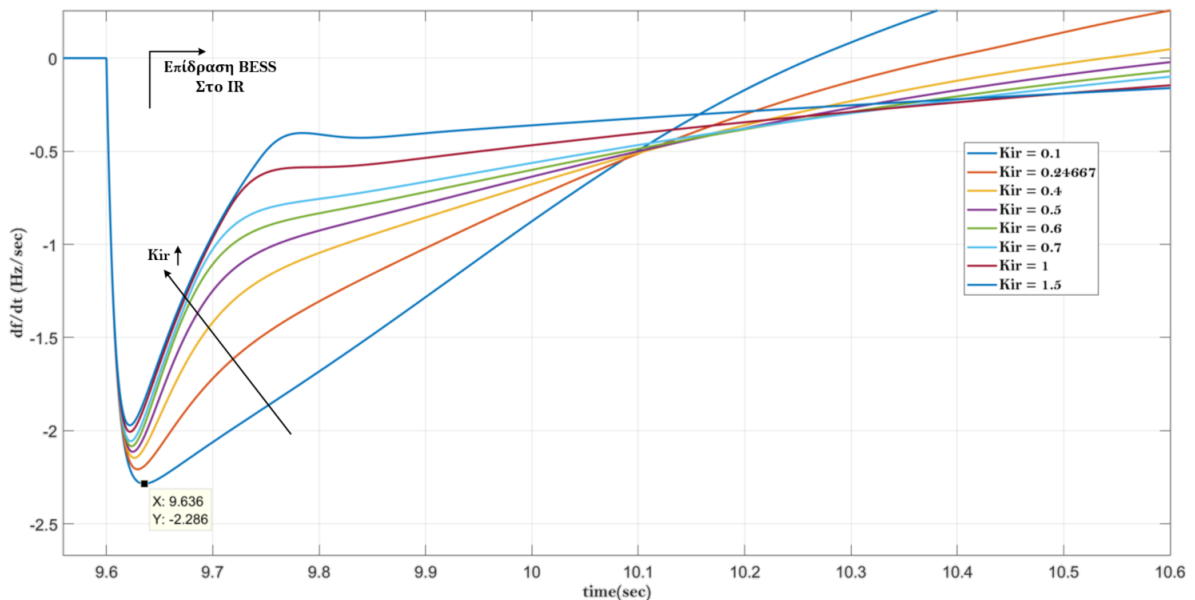
Περιορισμός της Προσομοίωσης: Η παραπάνω τιμή να μην ξεπεράσει το όριο του $1Hz/sec$ για την δεδομένη διαταραχή των $500kW \approx 20\% \cdot S_{system}$ στο σύστημα. Είναι αυστηρός περιορισμός για το μικρό υπό μελέτη σύστημα.

Επιλογή K_{ir} :

Από την στιγμή που υπάρχει καθυστέρηση στην απόκριση, οι θεωρητικές προσεγγίσεις δεν θα είναι απόλυτα ακριβείς. Ο μόνος τρόπος προσέγγισης είναι οι προσομοιώσεις και αυτός πραγματοποιείται για διάφορες τιμές του K_{ir} : 0.1, 0.24667, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 1.0 και 1.5.



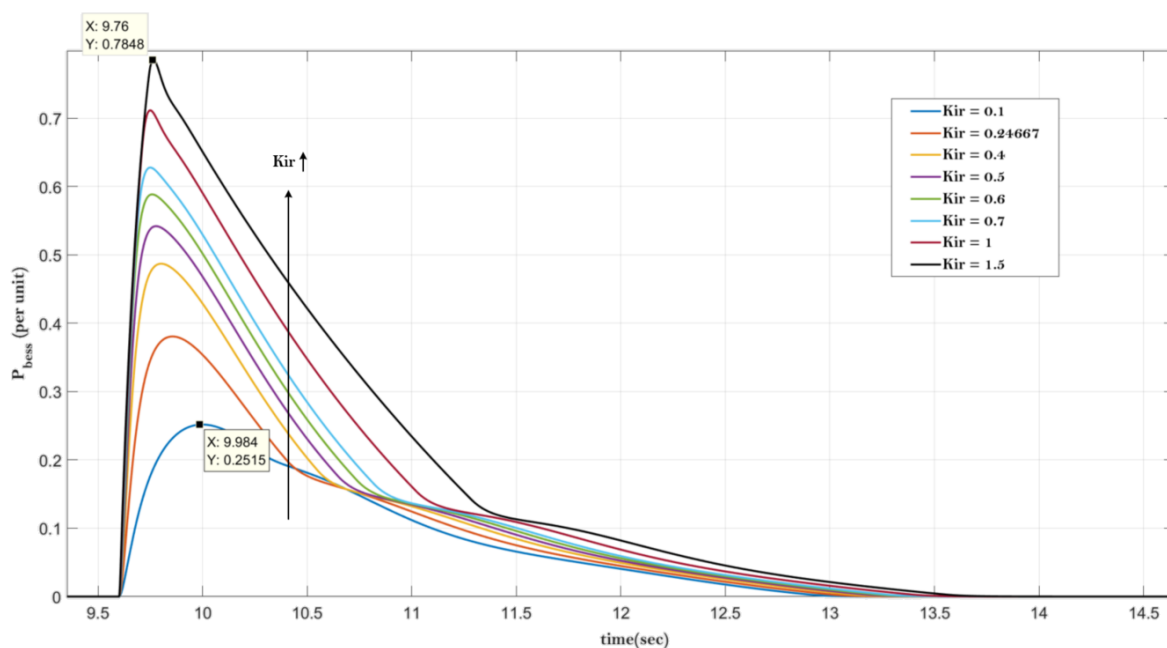
Σχήμα 7.13: Απόκριση Συχνότητας για διάφορα K_{ir}



Σχήμα 7.14: ROCOF για τα διάφορα K_{ir}

Στα σχήματα 7.13 και 7.14 παρατηρείται η επίδραση του K_{ir} στη συχνότητα και στο

ROCOF. Όσο το K_{ir} αυξάνεται, τόσο η απόκριση της συχνότητας βελτιώνεται, αναφορικά με την κλίση της και το ναδίρ σημείο της. Σε κάθε περίπτωση, το settling time είναι σταθερό. Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.13, η συχνότητα έχει το under-freq. profile που παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 4 σχήμα 4.18, που προτείνεται από τον *ENTSO – E*. Αρχικά, υπάρχει μία μεγάλη κλίση στην συχνότητα df/dt , καθώς δεν έχει προλάβει να συμβάλει επιβοηθητικά το σύστημα μπαταριών (λόγω του T_{bess}). Σε όλες, λοιπόν, τις παραπάνω περιπτώσεις, στα πρώτα msec μετά τη διαταραχή, εμφανίζεται ακριβώς η ίδια κλίση συχνότητας. Στη συνέχεια, όμως, όταν το σύστημα μπαταριών συμβάλλει στην ρύθμιση συχνότητας, παρατηρείται ότι αυξανόμενου του K_{ir} η συμβολή της μπαταρίας στο *ROCOF* είναι πιο παρατηρήσιμη. Στο σχήμα 7.14 παρατηρείται ότι, όταν επενεργεί η μπαταρία με μεγάλο K_{ir} , το *ROCOF* μειώνεται απότομα. Η επίδραση της μπαταρίας, σύμφωνα με τα σχήματα 7.13, 7.14, παρουσιάζεται αισθητά από την στιγμή $t + 150msec$ και μετά.

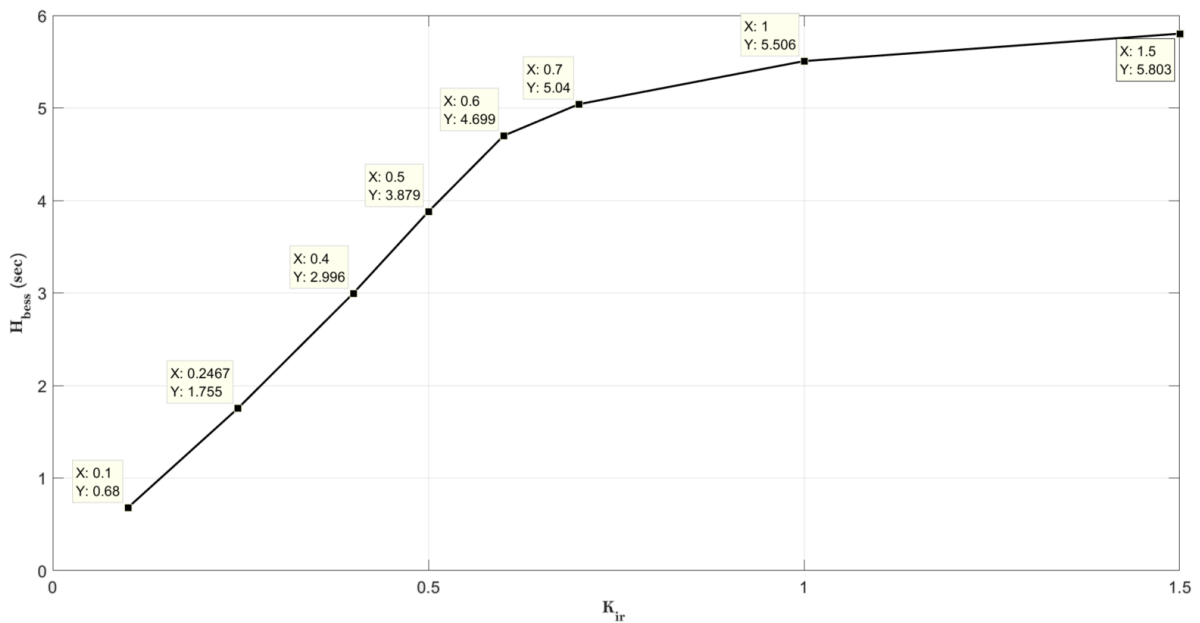


Σχήμα 7.15: Απόκριση P_{bess} για τα διάφορα K_{ir}

Στο σχήμα 7.15 παρουσιάζεται η ενεργός ισχύς εξόδου του συστήματος μπαταριών για την εν λόγω διαταραχή. Η *IR* απόκριση δεν είναι πλέον το ίδιο άμεση μετά τη διαταραχή, όπως για αμελητέο $T_{bess} = 1msec$, επειδή υπάρχει καθυστέρηση λόγω του T_{bess} . Όσο το K_{ir} μεγαλώνει, η *IR* απόκριση του BESS βελτιώνεται, για το λόγο ότι όχι μόνο προσεγγίζεται μεγαλύτερη τιμή ενεργού ισχύος, αλλά αυξάνεται και πιο απότομα η ενεργός ισχύς του BESS στα πρώτα msec της διαταραχής.

Στο σχήμα 7.16 υπολογίζεται η αδράνεια του BESS στα πρώτα λίγα msec αμέσως μετά την διαταραχή (εκεί έχει νόημα να υπολογίζεται η αδράνεια, δηλαδή αμέσως μετά τη διαταραχή, πριν προλάβει να αποκριθεί ακόμα ο *PFR* της έλεγχος). Παρατηρείται ότι όσο το K_{ir} αυξάνει, αυξάνεται και η αδράνεια του BESS και του δικτύου συνολικά. Πιο συγκεκριμένα:

$$\begin{aligned}
H_{bess} = 0.680sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 1.996sec \\
H_{bess} = 1.755sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.188sec \\
H_{bess} = 2.996sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.410sec \\
H_{bess} = 3.879sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.567sec \\
H_{bess} = 4.699sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.714sec \\
H_{bess} = 5.040sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.775sec \\
H_{bess} = 5.506sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.860sec \\
H_{bess} = 5.803sec &\Rightarrow H_{total} = \frac{1.5 \cdot 2.7 + 0.8 \cdot 1.5 + H_{bess} \cdot 0.5}{1.5 + 0.8 + 0.5} = 2.911sec
\end{aligned}$$



Σχήμα 7.16: Αδράνεια BESS H_{bess} για τα διάφορα K_{ir}

Τέλος, το πιο σημαντικό σκέλος της συγκεκριμένης προσομοίωσης είναι να ελεγχθεί ποια από όλες τις περιπτώσεις πληρεί τα κριτήρια που τέθηκαν παραπάνω. Για το λόγο αυτό, υπολογίζεται το $ROCOF_{AVERAGE}$ για ένα κινητό παράθυρο χρόνου μεγέθους $500msec$, τις χρονικές στιγμές $t = 100msec$, $t = 200msec$, $t = 300msec$, $t = 400msec$ και $t = 500msec$. Στις συγκεκριμένες χρονικές στιγμές, λαμβάνονται τα δείγματα $ROCOF$ των τελευταίων $500msec$ και καταγράφεται ο μέσος όρος. Ο μέσος όρος, κάθε φορά που υπολογίζεται, θα πρέπει να είναι μικρότερος από το όριο που είναι το $1Hz/sec$.

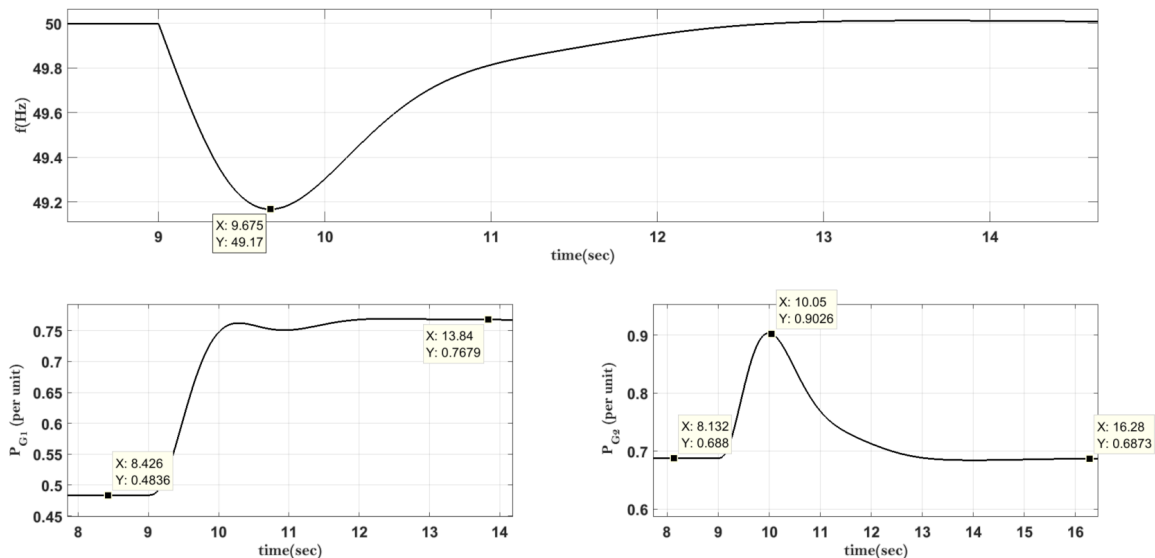
Πίνακας ROCOF					
—	$t = 100msec$	$t = 200msec$	$t = 300msec$	$t = 400msec$	$t = 500msec$
$K_{ir} = 0.100$	0.4117Hz/sec	0.7861Hz/sec	1.0831Hz/sec	1.2989Hz/sec	1.4353Hz/sec
$K_{ir} = 0.246$	0.3792Hz/sec	0.6771Hz/sec	0.9092Hz/sec	1.0866Hz/sec	1.2130Hz/sec
$K_{ir} = 0.400$	0.3484Hz/sec	0.5870Hz/sec	0.7764Hz/sec	0.9298Hz/sec	1.0483Hz/sec
$K_{ir} = 0.500$	0.3298Hz/sec	0.5386Hz/sec	0.7091Hz/sec	0.8508Hz/sec	0.9643Hz/sec
$K_{ir} = 0.600$	0.3138Hz/sec	0.4986Hz/sec	0.6540Hz/sec	0.7859Hz/sec	0.8944Hz/sec
$K_{ir} = 0.700$	0.3064Hz/sec	0.4731Hz/sec	0.6155Hz/sec	0.7382Hz/sec	0.8410Hz/sec
$K_{ir} = 1.000$	0.2980Hz/sec	0.4322Hz/sec	0.5454Hz/sec	0.6457Hz/sec	0.7328Hz/sec
$K_{ir} = 1.500$	0.2929Hz/sec	0.4059Hz/sec	0.4897Hz/sec	0.5659Hz/sec	0.6343Hz/sec

Ακόμα και στα αρχικά βήματα, όπου το $ROCOF$ είναι πολύ μεγάλο (ανέρχεται έως την τιμή $\approx 2.3Hz/sec$), τα όρια δεν παραβιάζονται, γιατί μετριέται ο μέσος όρος με τα προηγούμενα $500msec$, όπου το $ROCOF$ κατά βάση ήταν μηδέν. Ουσιαστικά, η χειρότερη περίπτωση είναι όταν μετρηθεί ο μέσος όρος μεταξύ των τιμών $t = 0$ και $t = 500msec$ μετά την διαταραχή. Τότε θα υπάρχει ο μεγαλύτερος δυνατός μέσος όρος και αυτός θα πρέπει να είναι μέσα στα όρια του $1Hz/sec$. Τα παραπάνω παρατίθενται στον παραπάνω Πίνακα $ROCOF$.

Επιλέγεται, σύμφωνα με τον παραπάνω πίνακα, η τιμή $K_{ir} = 0.500$, γιατί για τη δεδομένη μεταβολή του φορτίου, παραμένει μέσα στα όρια το $ROCOF$ κάθε μετρούμενη χρονική στιγμή. Η επιλογή μεγαλύτερου K_{ir} να μην ήταν μέσα στα όρια, αλλά θα απαιτούσε μεγαλύτερη καταπόνηση του BESS, γεγονός που δεν είναι επιθυμητό. Ο ιδιοκτήτης του συστήματος συσσωρευτών επιδιώκει το **μικρότερο δυνατό K_{ir}** , το οποίο θα εξασφαλίζει παράλληλα μια αποδεκτή απόκριση του συνολικού συστήματος. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, το $H_{bess} = 3.879sec$ αποτελεί λογική τιμή σύμφωνα με τη βιβλιογραφία. Επίσης, ένας άλλος εμπειρικός κανόνας είναι να επιλέγεται BESS με αδράνεια κοντά σε αυτή που είχε το δίκτυο προτού τοποθετηθεί το σύστημα αποθήκευσης και αυτό επιτυγχάνεται με την παραπάνω επιλογή. Το δίκτυο χωρίς το BESS ($S_{system} = 2.8 - 0.5 = 2.3sec$) έχει αδράνεια $H_{system} = 5.25/2.3 = 2.2826sec$. Όπως φαίνεται, οι παραπάνω τιμές δεν έχουν μεγάλη απόκλιση μεταξύ τους.

Χωρίς BESS:

Εκτελούνται προσομοιώσεις στο μοντέλο (γραμμικοποιημένο και κανονικό) για την περίπτωση που δεν έχει τοποθετηθεί στο δίκτυο το σύστημα αποθήκευσης, και συγκρίνονται τα αποτελέσματα μεταξύ τους για να βρεθούν ενδεχόμενες αποκλίσεις. Στην συνέχεια, εκτελούνται προσομοιώσεις στο μοντέλο με τη χρήση του συστήματος αποθήκευσης και παρατηρείται η βελτίωση της ευστάθειας του δικτύου, τόσο ως προς την συχνότητα, όσο και ως προς την τάση. Η χαρακτηριστική μεταβολή στο συνολικό φορτίο είναι $\Delta P_L \approx 440kWatt$.

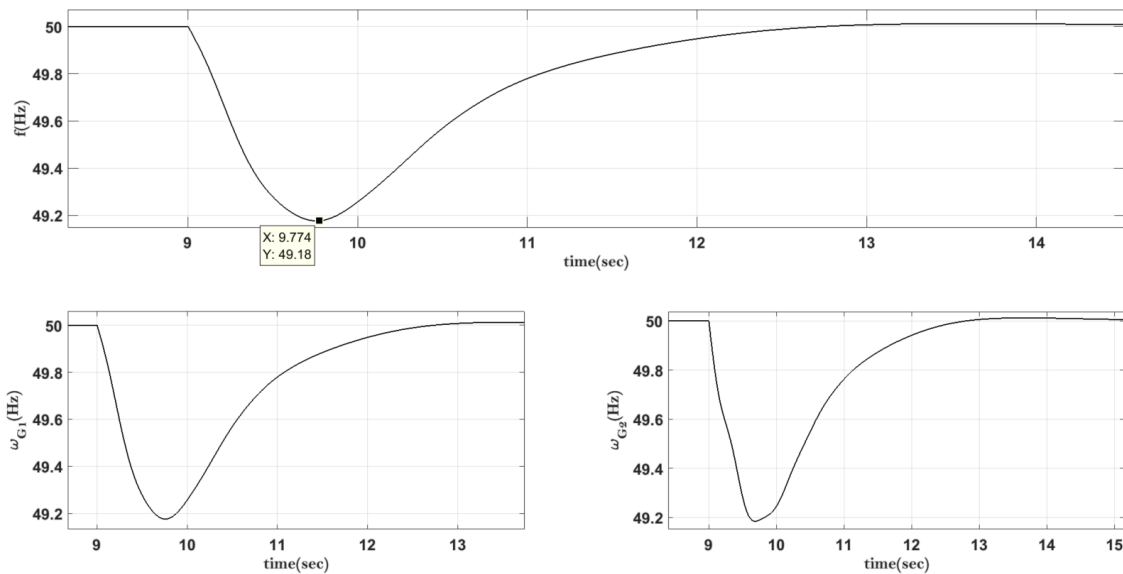


Σχήμα 7.17: Γραμμικοποιημένο Μοντέλο: Συχνότητα - Ισχύς G1 - Ισχύς G2

Στο σχήμα 7.17 παρατηρείται η συχνότητα του συστήματος στο γραμμικοποιημένο μοντέλο καθώς και οι ενεργές ισχύες των δύο γεννητριών. Στις ενεργές ισχύες παρατηρείται η πρωτεύουσα και δευτερεύουσα απόκρισή τους. Η αδρανειακή τους απόκριση δεν φαίνεται στα συγκεκριμένα σχήματα, καθώς η αδράνεια των δύο γεννητριών στο γραμμικοποιημένο σύστημα προσομοιώνεται μέσω της σταθεράς H_{system} , που χρησιμοποιείται στην εξίσωση κίνησης, ενώ στις αποκρίσεις των γεννητριών δεν υπάρχει κάποιος κλάδος που μετρείται το $ROCOF$, ώστε να προσομοιώνεται η αδράνειά τους. Στην γεννήτρια G2, στην οποία επιλέγεται σταθερό σήμα ελέγχου για την έξοδο της ενεργού ισχύος της σε μόνιμη κατάσταση, παρατηρείται ότι, αυτή επανέρχεται στην αρχική της κατάσταση, η αφού προηγουμένως προσφέρει πρωτεύουσα ρύθμιση. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο πίνακας $ROCOF$ (με βάση τους κανονισμούς του $ENTSO - E$ - παράθυρο 500msec), όπως αυτός υπολογίζεται από τα αποτελέσματα του γραμμικοποιημένου μοντέλου.

Πίνακας ROCOF				
$t = 100msec$	$t = 200msec$	$t = 300msec$	$t = 400msec$	$t = 500msec$
0.3224Hz/sec	0.7091Hz/sec	1.0527Hz/sec	1.3284Hz/sec	1.5223Hz/sec

Ακολουθώντας, παρουσιάζεται η συχνότητα που μετρείται στο πλήρες μοντέλο, καθώς και οι ταχύτητες περιστροφής στους δρομείς των δύο γεννητριών. Σε μόνιμη κατάσταση, αυτά τα μεγέθη είναι προφανώς ίδια, όμως σε μεταβατικές καταστάσεις έχουν διαφορετική απόκριση. Στην προκειμένη περίπτωση, βέβαια, επειδή η $G1$ είναι μεγαλύτερη σε ισχύ από τη $G2$ και έχει μεγαλύτερη αδράνεια, ενώ παράλληλα το υπό μελέτη σύστημα είναι μικρό, η συχνότητα του συστήματος f με την ταχύτητα περιστροφής της μεγάλης αυτής γεννήτριας ω_{G1} ταυτίζονται, δηλαδή τα μεγέθη είναι σχεδόν παρόμοια σε μεταβατική κατάσταση. Αντίθετα, η γεννήτρια $G2$ είναι μικρή και έτσι κατά τα μεταβατικά φαινόμενα, η συμπεριφορά της ταχύτητας περιστροφής της ω_{G2} είναι διαφορετική από την μεταβατική συμπεριφορά των άλλων δύο μεγεθών. Οι διαπιστώσεις αυτές παρουσιάζονται στο σχήμα 7.18.



Σχήμα 7.18: Πλήρες Μοντέλο: Συχνότητα - ω_{G1} - ω_{G2}

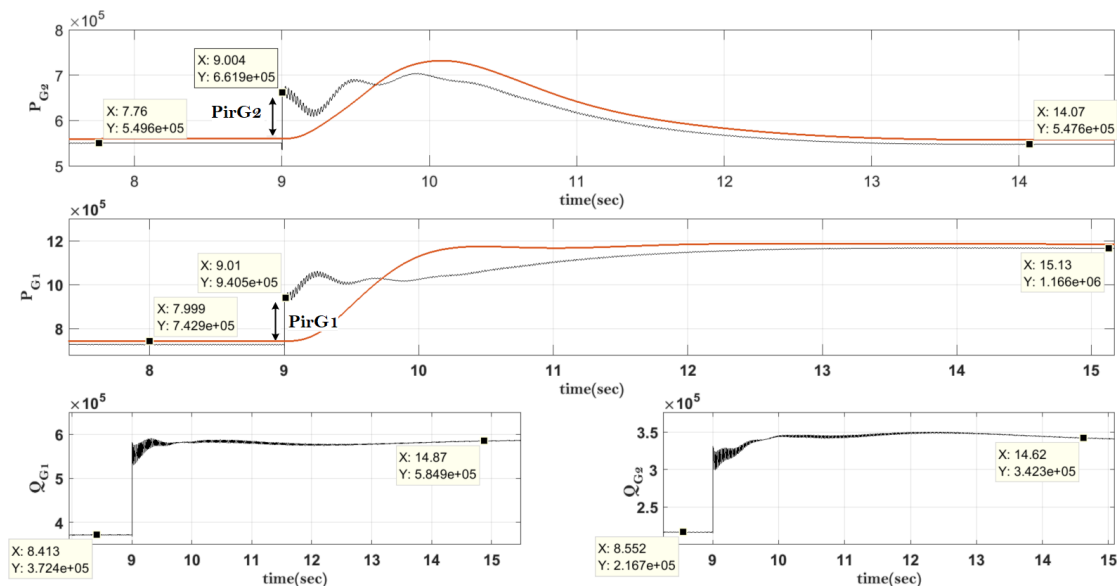
Όσον αφορά τη σύγκριση της συχνότητας μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, το αποτέλεσμα είναι παραπλήσιο. Η f_{min} και στις δύο περιπτώσεις είναι σχεδόν η ίδια, και η διαφορά έγκειται στην κλίση $ROCOF$. Το $ROCOF$ διαφέρει ελάχιστα μεταξύ των δύο μοντέλων, αλλά είναι λογικό να υπάρχουν αποκλίσεις μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, καθώς το γραμμικοποιημένο είναι μια προσέγγιση του δεύτερου. Μετρώντας το $ROCOF_{AVERAGE}$ σύμφωνα με τον $ENTSO - E$ στο χρονικό παράθυρο των $500msec$ προκύπτει:

Πίνακας ROCOF				
$t = 100msec$	$t = 200msec$	$t = 300msec$	$t = 400msec$	$t = 500msec$
0.2538Hz/sec	0.5958Hz/sec	0.9528Hz/sec	1.2387Hz/sec	1.4314Hz/sec

Φαίνεται και στον πίνακα, ότι υπάρχουν αποκλίσεις στο $ROCOF$ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, αλλά είναι δικαιολογημένες. Προφανώς ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι μετρήσεις από το πραγματικό μοντέλο και αυτές χρησιμοποιούνται για να γίνουν

συγκρίσεις στην συνέχεια. Παρατηρείται πως στην συγκεκριμένη περίπτωση παραβιάζεται το όριο του $1\text{Hz}/\text{sec}$ που έχει τεθεί, δηλαδή βρέθηκε παράθυρο 500msec που ο μέσος όρος του ROCOF ξεπερνάει τον περιορισμό.

Παρατήρηση: Μία γενική παρατήρηση που μπορεί να διατυπωθεί σχετικά με τις αποκλίσεις που υπάρχουν μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου είναι η εξής: Στο γραμμικοποιημένο μοντέλο, οι ελεγκτές ενεργού ισχύος των γεννητριών λαμβάνουν σαν είσοδο την συχνότητα του δικτύου. Επομένως, η πρωτεύουσα και δευτερεύουσα ρύθμιση γίνεται με βάση αυτή την συχνότητα. Αντίθετα, στο πραγματικό μοντέλο οι ελεγκτές ενεργού ισχύος λαμβάνουν σαν είσοδο την εκάστοτε ταχύτητα περιστροφής τους ω_{G1} και ω_{G2} . Στην υπό μελέτη περίπτωση και μεν $f_{system} \approx \omega_{G1}$ κάθε χρονική στιγμή (μεταβατικό και μόνιμη κατάσταση), αλλά κατά το μεταβατικό η ω_{G2} διαφέρει από την f_{system} . Έτσι, ενώ στο ένα μοντέλο (γραμμικοποιημένο) η πρωτεύουσα ρύθμιση της γεννήτριας 2 γίνεται με βάση την συχνότητα του δικτύου, στο κανονικό μοντέλο η πρωτεύουσα ρύθμιση της γεννήτριας 2 γίνεται με βάση την ταχύτητα περιστροφής της και επομένως προκύπτουν δύο διαφορετικά σήματα ελέγχου ενεργού ισχύος. Αυτός πιθανότατα είναι ένας λόγος αποκλίσεων μεταξύ των δύο μοντέλων.



Σχήμα 7.19: Πραγματικό Μοντέλο: Ενεργός-Άεργος G1 - Ενεργός-Άεργος G2

Στο σχήμα 7.19 παρουσιάζονται οι ενεργές ισχύς εξόδου των δύο γεννητριών στο πραγματικό μοντέλο, τα αντίστοιχα σήματα ελέγχου από τους ελεγκτές στροφών και η άεργος ισχύς στην έξοδο αυτών των γεννητριών. Η άεργος ισχύς και στις δύο γεννήτριες αυξάνεται, καθώς αυξάνεται το συνολικό επαγωγικό φορτίο του κυκλώματος. Ο έλεγχός τους γίνεται με τους αντίστοιχους ρυθμιστές τάσης, οι οποίοι προσπαθούν να κρατήσουν την τάση στην έξοδο των γεννητριών όσο γίνεται πιο κοντά στην μονάδα. Η απόκριση ενεργού ισχύος έχει αρκετό ενδιαφέρον. Τα σήματα ελέγχου περιέχουν τη δευτερεύουσα και πρωτεύουσα ρύθμιση και η ενεργός ισχύς εξόδου των γεννητριών «προσπαθεί» να ακολουθήσει αυτά τα σήματα ελέγχου (που στην ουσία είναι η μηχανική ισχύς, η οποία προσφέρεται στην γεννήτρια μέσω της μηχανής Diesel). Προφανώς υπάρχουν απώλειες

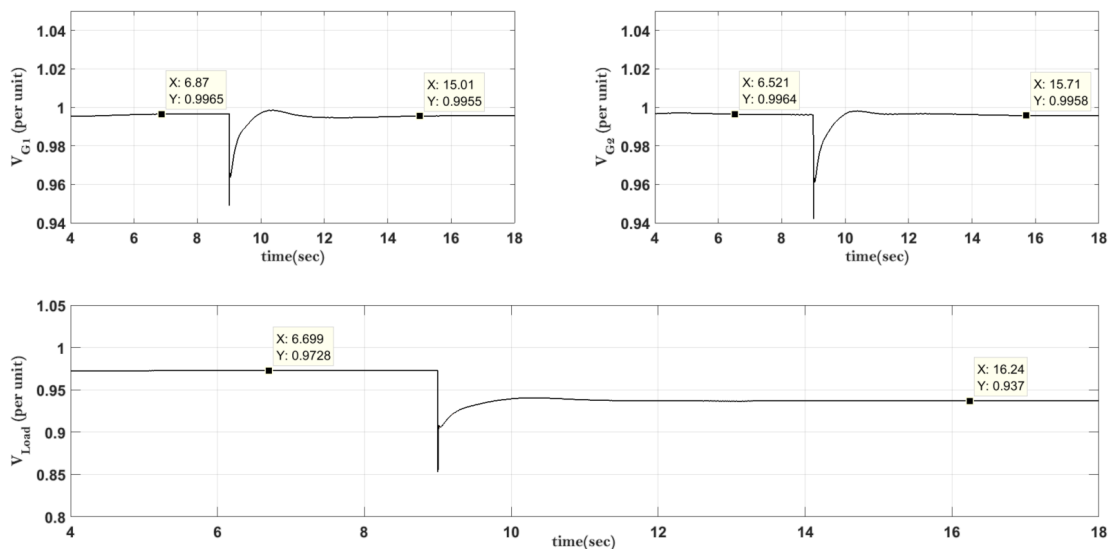
τριβής στον άξονα, καθώς και στον στάτη της γεννήτριας και για το λόγο αυτό η ηλεκτρική ισχύς στην έξοδο της γεννήτριας είναι σχετικά μικρότερη. Οι γεννήτριες, όμως, έχουν αδράνεια και επομένως αδρανειακή απόκριση σε απότομες μεταβολές του *ROCOF*. Αυτό φαίνεται στο παραπάνω σχήμα και υπολογίζεται επακριβώς από τον τύπο: (στον τύπο τα $d\omega_{G1}/dt$ και $d\omega_{G2}/dt$ υπολογίζονται ελάχιστα *msec* μετά τη διαταραχή)

$$\frac{2 \cdot H_{G1}}{f_o} \cdot \frac{d\omega_{G1}}{dt} = \frac{\Delta P_{G1}}{S_{G1-N}} \Rightarrow \frac{2 \cdot 2.7}{50} \cdot 1.301 = \frac{\Delta P_{G1}}{1.5} \Rightarrow \Delta P_{G1} = 210kW$$

$$\frac{2 \cdot H_{G2}}{f_o} \cdot \frac{d\omega_{G2}}{dt} = \frac{\Delta P_{G2}}{S_{G2-N}} \Rightarrow \frac{2 \cdot 1.5}{50} \cdot 2.406 = \frac{\Delta P_{G2}}{0.8} \Rightarrow \Delta P_{G2} = 115kW$$

$$\Delta P_{G1} = \mathbf{InertialResponseG1} = 940kW - 743kW = 197kW \approx 210kW$$

$$\Delta P_{G2} = \mathbf{InertialResponseG2} = 662kW - 550kW = 112kW \approx 115kW$$

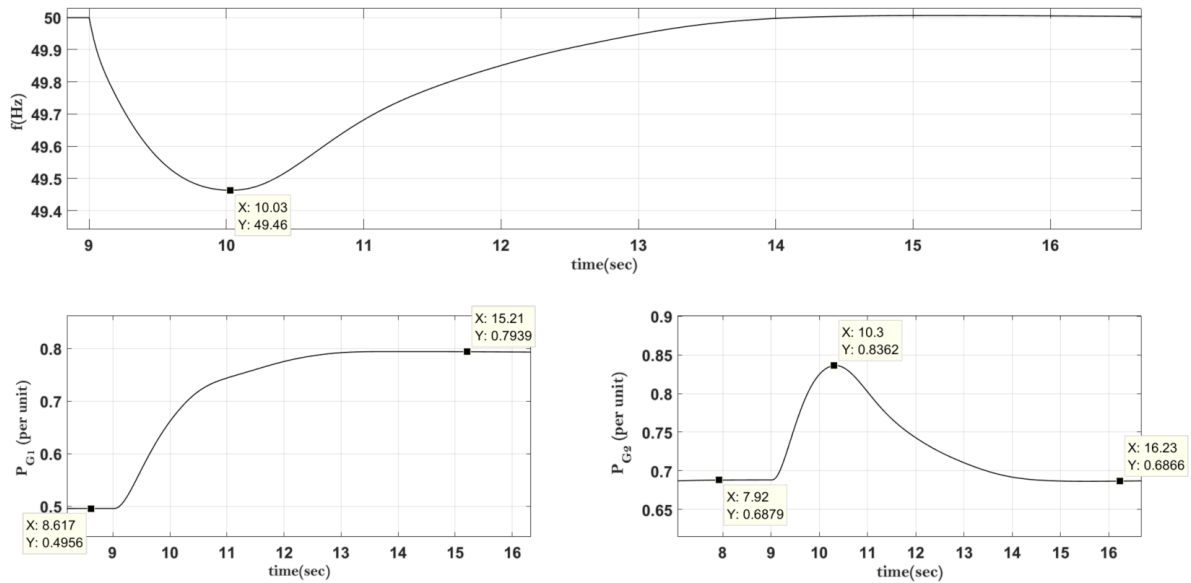


Σχήμα 7.20: Πραγματικό Μοντέλο: Τάση $G1$ - Τάση $G2$ - Τάση Φορτίου

Παραπάνω φαίνεται η τάση στα άκρα των γεννητριών, η οποία, πριν και μετά την προσθήκη φορτίου, κρατιέται κοντά στην μονάδα με την βοήθεια των ελεγκτών τάσεων των γεννητριών. Προφανώς, η τάση πέφτει όταν εισέλθει φορτίο στο σύστημα, αλλά αυτή η πτώση τάσης στα άκρα των γεννητριών είναι αρκετά μικρή. Όσον αφορά την τάση στα άκρα του φορτίου, αυτή, πριν την εισαγωγή φορτίου, είναι 0.9728 ανά μονάδα, και μετά την εισαγωγή επιπλέον φορτίου $\Delta P_L \approx 440kWatt$ μειώνεται στο 0.937 ανά μονάδα. $\Delta V_{load} = -3.58\%$ με $V_{after} = 0.937p.u. = -6.3\%$. Έξω από το όριο του $\pm 5\%$.

Με BESS:

Εκτελούνται προσομοιώσεις στο μοντέλο (γραμμικοποιημένο και κανονικό) για την περίπτωση που τοποθετείται στο δίκτυο το σύστημα αποθήκευσης, και συγκρίνονται τα αποτελέσματα μεταξύ τους για να ανευρεθούν ενδεχόμενες αποκλίσεις. Επίσης, συγκρίνονται τα αποτελέσματα του κανονικού μοντέλου με και χωρίς τη μπαταρία. Η χαρακτηριστική μεταβολή στο συνολικό φορτίο είναι περίπου $\Delta P_L \approx 440kWatt$. (η μεταβολή στο φορτίο δεν μπορεί να είναι ακριβής, γιατί η τάση στο δίκτυο είναι διαφορετική σε κάθε περίπτωση, και στο μοντέλο του Matlab/Simulink η ισχύς του φορτίου εξαρτάται από την τάση στα άκρα του)



Σχήμα 7.21: Γραμμικοποιημένο Μοντέλο: Συχνότητα - Ισχύς G1 - Ισχύς G2

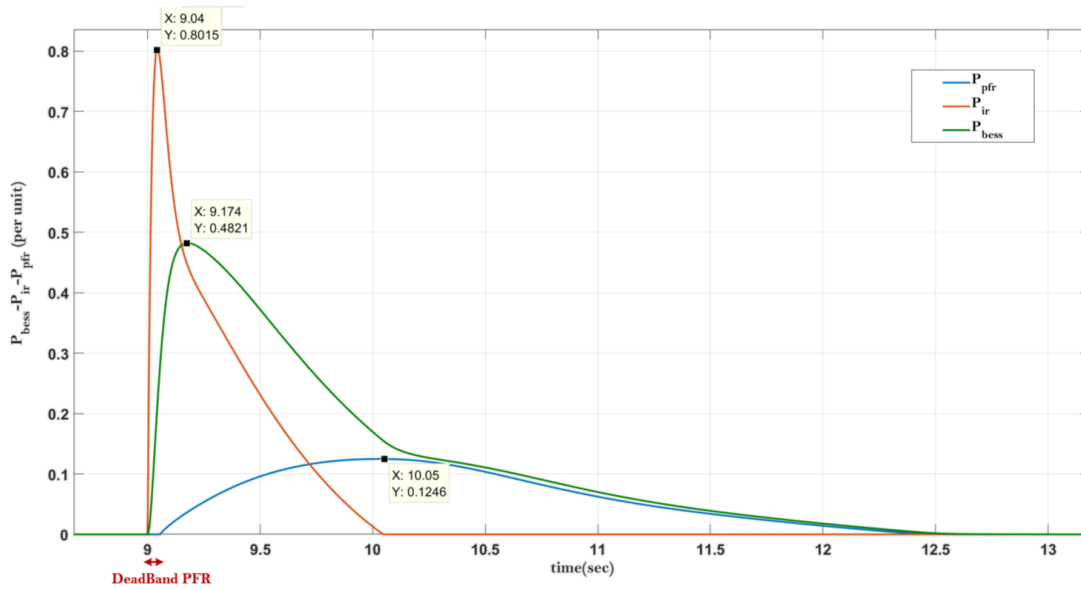
Στο παραπάνω σχήμα αναπαριστώνται η συχνότητα του συστήματος στο γραμμικοποιημένο μοντέλο, καθώς και οι ενεργοί ισχύες των δύο γεννητριών. Στις ενεργούς ισχύς παρατηρείται η πρωτεύουσα και δευτερεύουσα απόκρισή τους, για τους λόγους που αναφέρθηκαν και προηγουμένως. Ο πίνακας $ROCOF$ (με βάση τους κανονισμούς του $ENTSO - E$ -πρότυπο $500msec$), όπως αυτός υπολογίζεται από τα αποτελέσματα του γραμμικοποιημένου μοντέλου, παρουσιάζεται παρακάτω. Φαίνεται ότι όλοι οι περιορισμοί ικανοποιούνται. Σε κάθε χρονικό παράθυρο το $ROCOF_{AVERAGE}$ είναι μικρότερο του $1Hz/sec$.

Πίνακας ROCOF				
$t = 100msec$	$t = 200msec$	$t = 300msec$	$t = 400msec$	$t = 500msec$
$0.2638Hz/sec$	$0.4604Hz/sec$	$0.6165Hz/sec$	$0.7465Hz/sec$	$0.8512Hz/sec$

Ακολούθως, παρουσιάζεται η ισχύς στην έξοδο του BESS, όπως αυτή προκύπτει από το γραμμικοποιημένο μοντέλο. Στο σχήμα 7.22 φαίνεται η αδρανειακή απόκριση της μπαταρίας για $K_{ir} = 0.5$, η πρωτεύουσα ρύθμιση της μπαταρίας, η οποία αργεί να ενεργοποιηθεί γιατί υπάρχει το Deadband που της απαγορεύει να ενεργοποιηθεί αν η συχνότητα δεν πέσει κάτω από $49.9Hz$ και τέλος με την πράσινη γραμμή παριστάνεται το τελικό σήμα ελέγχου της ενεργού ισχύος του BESS. Αυτό προκύπτει από την σχέση: $P_{bess} = (P_{ir} + P_{pfr}) \cdot (1/(sT_{bess} + 1))$. Μετρώντας την αδράνεια της μπαταρίας σε αυτήν την περίπτωση (ελάχιστα msec μετά την διαταραχή) προκύπτει (οι πράξεις γίνονται με τα νούμερα της προσομοίωσης):

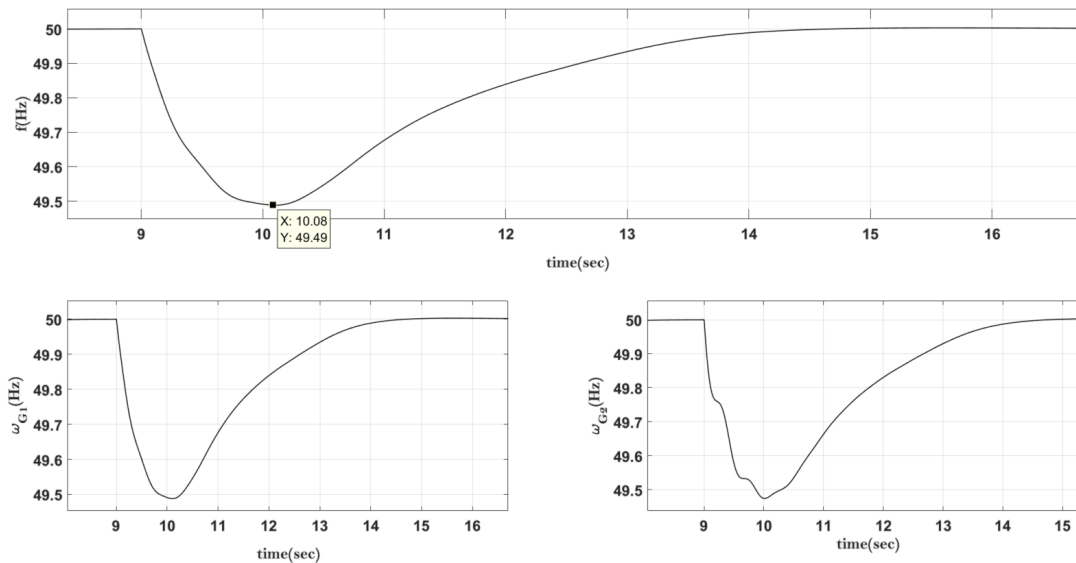
$$H_{bess} = P_{bess} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1} = 3.8785sec \Rightarrow$$

$$H_{system} = \frac{2.7 \cdot 1.5 + 0.8 \cdot 1.5 + 0.5 \cdot 3.8785}{2.8} = 2.5676sec$$



Σχήμα 7.22: Γραμμικοποιημένο Μοντέλο: $P_{bess} - P_{ir} - P_{pfr}$

Στην συνέχεια, παρουσιάζονται η συχνότητα που μετριέται στο πραγματικό μοντέλο και οι ταχύτητες περιστροφής στους δρομείς των δύο γεννητριών. Σε μόνιμη κατάσταση αυτά τα μεγέθη είναι προφανώς ίδια, όμως σε transient καταστάσεις έχουν διαφορετική απόκριση, όπως προκύπτει από τη θεωρία που αναλύθηκε στην προηγούμενη υποενότητα. Όσον αφορά τη σύγκριση της συχνότητας μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, το αποτέλεσμα είναι παραπλήσιο. Η f_{min} και στις δύο περιπτώσεις είναι σχεδόν η ίδια, και η διαφορά έγκειται στην κλίση $ROCOF$. Το $ROCOF$ διαφέρει ελάχιστα μεταξύ των δύο μοντέλων, αλλά είναι λογικό να υπάρχουν αποκλίσεις μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου.



Σχήμα 7.23: Πραγματικό Μοντέλο: Συχνότητα - ω_{G1} - ω_{G2}

Μετρώντας και εδώ το $ROCOF_{AVERAGE}$ σύμφωνα με τον $ENTSO - E$ στο χρονικό παράθυρο των $500msec$, προκύπτει:

Πίνακας ROCOF				
$t = 100msec$	$t = 200msec$	$t = 300msec$	$t = 400msec$	$t = 500msec$
0.2227Hz/sec	0.4336Hz/sec	0.5984Hz/sec	0.70755Hz/sec	0.7942Hz/sec

Όπως διαφαίνεται και από τον πίνακα, υπάρχουν αποκλίσεις στο $ROCOF$ μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου, οι οποίες είναι αναμενόμενες. Επίσης, όπως φαίνεται σε κάθε μέτρηση, τα αποτελέσματα στο πραγματικό μοντέλο είναι πιο ευνοϊκά από τα αντίστοιχα αποτελέσματα στο γραμμικοποιημένο. Επομένως, αν η ανάλυση υλοποιηθεί πάνω στο γραμμικοποιημένο ισοδύναμο και τα επιτρεπτά όρια των κανονισμών δεν παραβιάζονται, τότε σίγουρα η ίδια επιλογή παραμέτρων στο πραγματικό μοντέλο θα δώσει ακόμα καλύτερα αποτελέσματα. Ο παραπάνω πίνακας (αποτελέσματα πραγματικού μοντέλου) χρησιμοποιείται για συγκρίσεις στη συνέχεια. Φαίνεται πως σε καμία περίπτωση ΔEN παραβιάζεται το όριο του $1Hz/sec$ που έχει τεθεί.

Στο σχήμα 7.24 παρουσιάζονται η ενεργός ισχύς εξόδου των δύο γεννητριών στο πραγματικό μοντέλο, τα αντίστοιχα σήματα ελέγχου από τους ελεγκτές στροφών και η άεργος ισχύς στην έξοδο των γεννητριών. Η άεργος ισχύς και στις δύο γεννήτριες αυξάνεται καθώς αυξάνεται το συνολικό επαγωγικό φορτίο του κυκλώματος. Τα σήματα ελέγχου περιέχουν τη δευτερεύουσα και πρωτεύουσα ρύθμιση και η ενεργός ισχύς εξόδου των γεννητριών «προσπαθεί» να ακολουθήσει αυτά τα σήματα ελέγχου (που ουσιαστικά είναι η μηχανική ισχύς, η οποία προσφέρεται στην γεννήτρια μέσω της τουρμπίνας). Προφανώς υπάρχουν απώλειες τριβής στον άξονα, καθώς και στο στάτη της γεννήτριας και για το λόγο αυτό, η ηλεκτρική ισχύς στην έξοδο της γεννήτριας είναι σχετικά μικρότερη. Οι γεννήτριες, όμως, έχουν αδράνεια και επομένως, αδρανειακή απόκριση σε απότομες

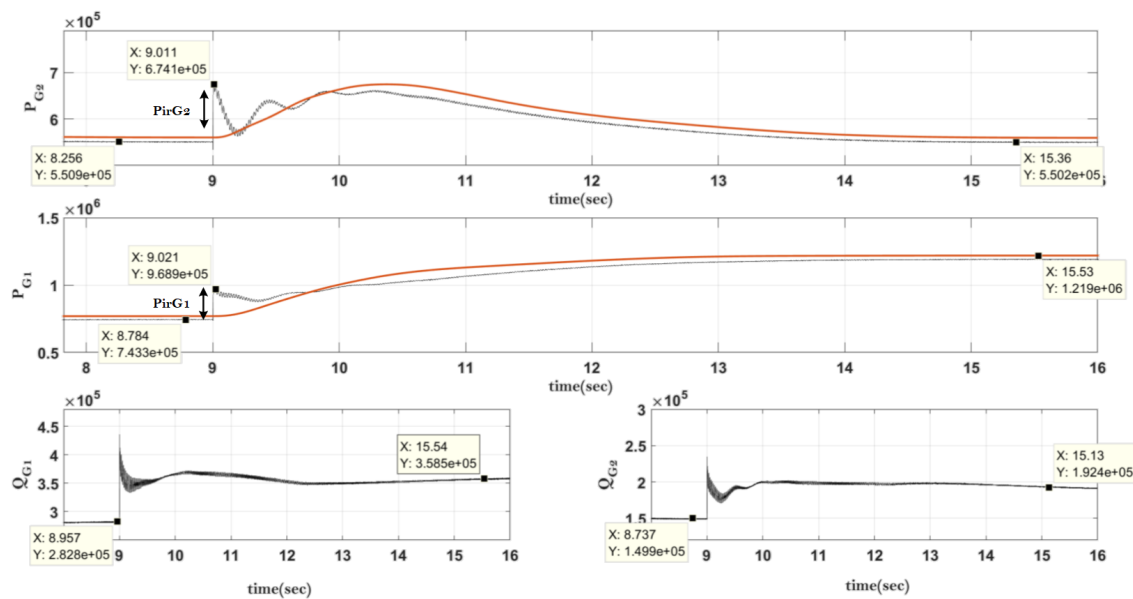
μεταβολές του $ROCOF$. Αυτό διαφαίνεται στο παραπάνω σχήμα και υπολογίζεται επακριβώς από τον τύπο: (στον τύπο τα $d\omega_{G1}/dt$ και $d\omega_{G2}/dt$ υπολογίζονται ελάχιστα $msec$ μετά τη διαταραχή)

$$\frac{2 \cdot H_{G1}}{f_o} \cdot \frac{d\omega_{G1}}{dt} = \frac{\Delta P_{G1}}{S_{G1-N}} \Rightarrow \frac{2 \cdot 2.7}{50} \cdot 1.335 = \frac{\Delta P_{G1}}{1.5} \Rightarrow \Delta P_{G1} = 217kW$$

$$\frac{2 \cdot H_{G2}}{f_o} \cdot \frac{d\omega_{G2}}{dt} = \frac{\Delta P_{G2}}{S_{G2-N}} \Rightarrow \frac{2 \cdot 1.5}{50} \cdot 2.414 = \frac{\Delta P_{G2}}{0.8} \Rightarrow \Delta P_{G2} = 116kW$$

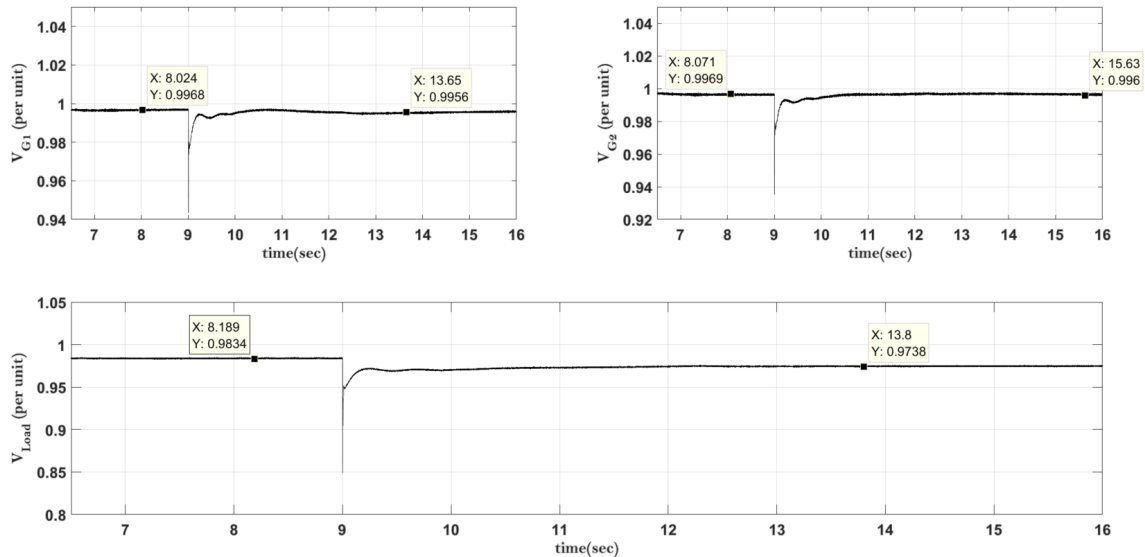
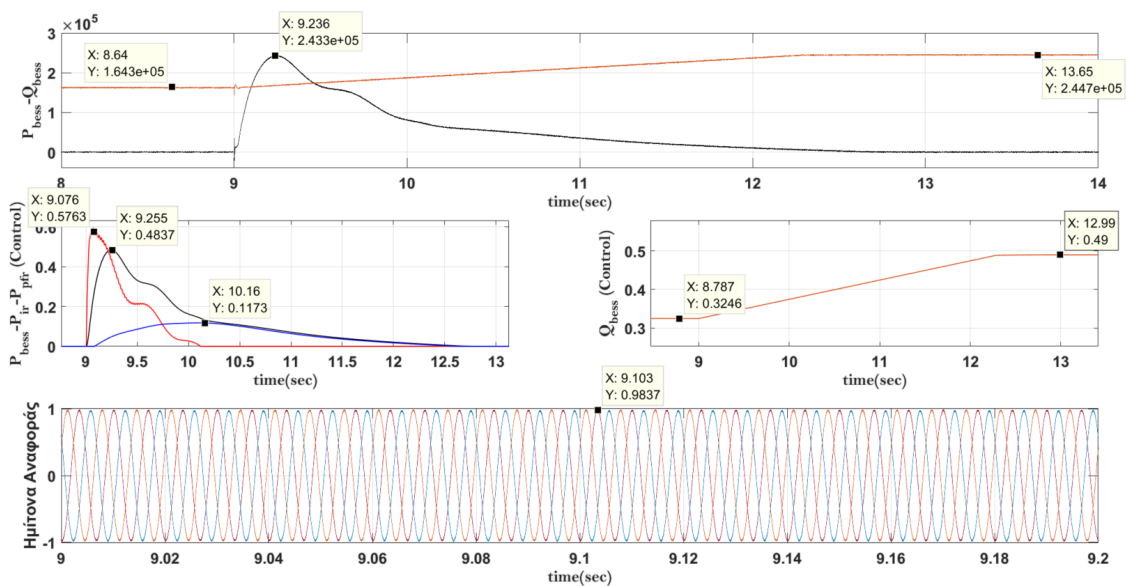
$$\Delta P_{G1} = \mathbf{InertialResponseG1} = 969kW - 743kW = 226kW \approx 217kW$$

$$\Delta P_{G2} = \mathbf{InertialResponseG2} = 674kW - 551kW = 123kW \approx 116kW$$



Σχήμα 7.24: Πραγματικό Μοντέλο: Ενεργός-Αεργός G1 - Ενεργός-Αεργός G2

Στο σχήμα 7.25, παριστάνεται η τάση στα άκρα των γεννητριών, η οποία, πριν και μετά την προσθήκη φορτίου, κρατιέται κοντά στην μονάδα με την βοήθεια των ελεγκτών τάσεων των γεννητριών. Δεν υπάρχει μεγάλη διαφορά στα V_{G1} και V_{G2} πριν και μετά την προσθήκη του BESS. Σε ότι αφορά την τάση στα άκρα του φορτίου, παρατηρείται μεγάλη διαφορά συγκριτικά με την περίπτωση που δεν ήταν τοποθετημένο το BESS. Συγκεκριμένα, πριν την εισαγωγή φορτίου η τάση υπολογίζεται σε 0.9834 ανά μονάδα, και μετά την εισαγωγή $\Delta P_L \approx 440kWatt$, αυτή μειώνεται σε 0.9738 ανά μονάδα. $\Delta V_{load} = -0.96\%$ με $V_{after} = 0.9738p.u. = -2.62\%$. Μέσα από το όριο του $\pm 5\%$.

Σχήμα 7.25: Πραγματικό Μοντέλο: Τάση $G1$ - Τάση $G2$ - Τάση Φορτίου

Σχήμα 7.26: Πραγματικό Μοντέλο: BESS

Στο σχήμα 7.26 παρατηρούνται τα μεγέθη στην έξοδο του BESS. Πιο συγκεκριμένα, στο άνω μέρος του σχήματος φαίνεται η ενεργός και άεργος ισχύς στην έξοδο του BESS. Η ενεργός ισχύς, μόλις συμβεί το σφάλμα, αυξάνει και φτάνει στο **peak της 243.3kWatt σε χρόνο περίπου 250msec** και στην συνέχεια μειώνεται σταδιακά. Η άεργος ισχύς, καθώς η τάση στο φορτίο πέφτει, αυξάνει σταδιακά προκειμένου να μην προκληθεί μεταβατικό στην ενεργό ισχύ. Κάθε στιγμή η άεργος ισχύς είναι τόση, ώστε να μην οδηγείται το σύστημα σε υπερδιαμόρφωση των ημίτονων αναφοράς. Στο μεσαίο - αριστερά σχήμα παρατηρούνται τα σήματα ελέγχου του BESS για IR , PFR και το $Total$. Αυτά είναι παρόμοια με εκείνα του γραμμικοποιημένου μοντέλου. Διαπιστώνεται ότι, οι

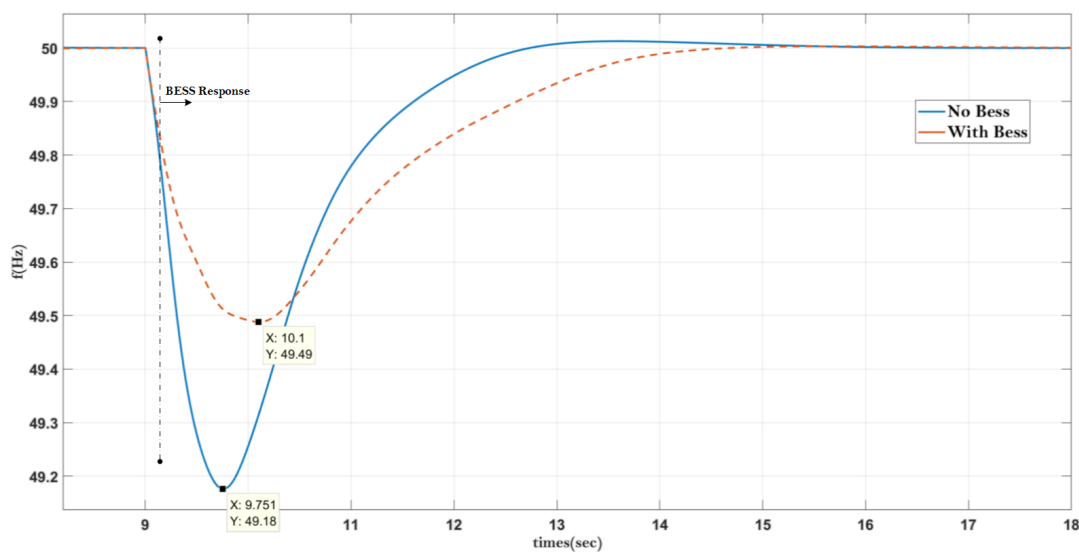
μέγιστες τιμές της συνολικής απόκρισης και της PFR απόκρισης είναι ίδιες και στα δύο μοντέλα, ενώ μικρή διαφορά υπάρχει στο σήμα ελέγχου IR , εύρημα το οποίο μπορεί να εξηγηθεί από τις αποκλίσεις στο $ROCOF$ που υπάρχουν μεταξύ γραμμικοποιημένου και πραγματικού μοντέλου. Στο μεσαίο - δεξιά σχήμα φαίνεται το σήμα ελέγχου της αέργου ισχύος που προκύπτει από τον τύπο $Q_{bess} = 20 \cdot (1 - V_{Load})$, δηλαδή αρχικά $V_{Load} = 0.9834 \Rightarrow Q_{bess} = 20 \cdot (1 - 0.9834) = 0.332p.u.$ (επιβεβαίωση από το σχήμα) και μετέπειτα $V_{Load} = 0.9738 \Rightarrow Q_{bess} = 20 \cdot (1 - 0.9738) = 0.524p.u. \rightarrow 262MVar > 245MVar$, άρα αναγκαστικά περιορίζεται στα $245MWatt \rightarrow 0.49p.u.$ που είναι το όριο (επιβεβαίωση από το σχήμα). Το κάτω σχήμα δείχνει τα ημίτονα αναφοράς τα οποία σε κάθε περίπτωση είναι μικρότερα του 1, συνεπώς, δεν υπάρχει υπερδιαμόρφωση. Στο πραγματικό μοντέλο υπολογίζεται η αδράνεια του BESS με τον παρακάτω τύπο. Υπάρχει μια μικρή απόκλιση από την αντίστοιχη τιμή του γραμμικοποιημένου μοντέλου.

$$H_{bess} = P_{bess} \cdot \frac{f_o}{2} \cdot \left(\frac{df}{dt}\right)^{-1} = 3.2773sec \Rightarrow$$

$$H_{system} = \frac{2.7 \cdot 1.5 + 0.8 \cdot 1.5 + 0.5 \cdot 3.2773}{2.8} = 2.46sec$$

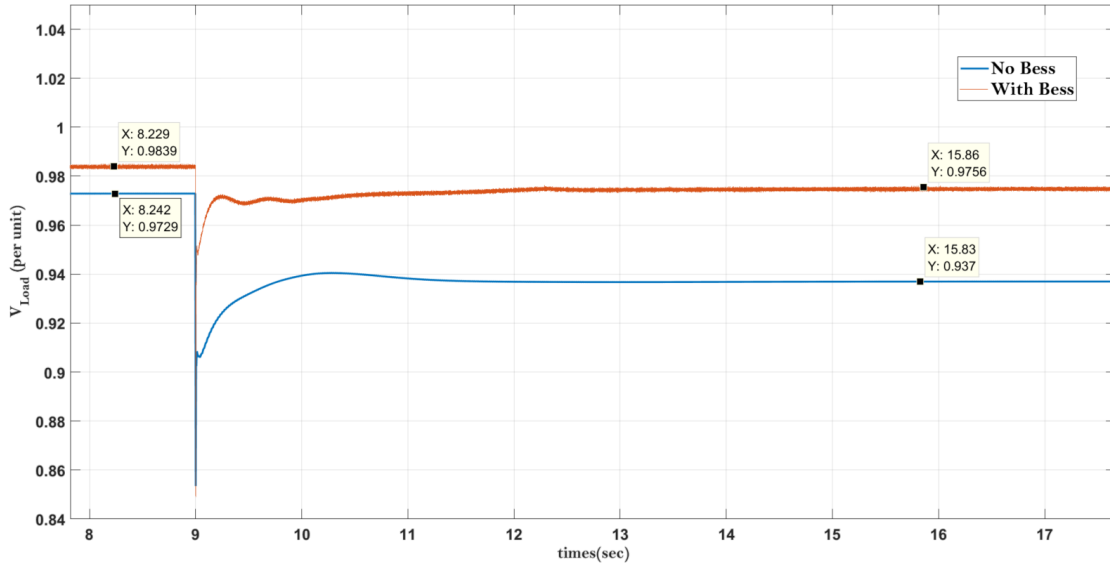
Συνολικά:

Η διαφορά μεταξύ του μοντέλου χωρίς και με το BESS παρουσιάζεται στα παρακάτω δύο σχήματα. Συγκρίνονται οι αποκρίσεις σε τάση και συχνότητα του δικτύου για το σύστημα με και χωρίς το BESS. Είναι προφανές, ότι η ευστάθεια του δικτύου βελτιώνεται σημαντικά με την χρήση του BESS.



Σχήμα 7.27: Διαφορά σε Απόκριση Συχνότητας

Η τάση, ενώ προηγουμένως ήταν εκτός ορίων ($\pm 5\%$), πλέον είναι μέσα στα όρια. Επίσης, η συχνότητα έγγιξε την τιμή $f_{min} = 49.18Hz$, τιμή η οποία σύμφωνα με τον *ENTSO-E* δεν είναι επιτρεπτή, καθώς το ναδίρ συχνότητας πρέπει να είναι μεγαλύτερο ή ίσο του $49.2Hz$. Επίσης, το *ROCOF*, όπως δείχθηκε προηγουμένως, ήταν εκτός ορίων, άρα υπήρχε κίνδυνος δυσλειτουργίας προστασιών και καταπόνηση των γεννητριών. Αντίθετα, στο σύστημα με BESS η συχνότητα δεν μειώθηκε κάτω από το ναδίρ του $49.49Hz > 49.2Hz$ και το *ROCOF* σε κάθε μέτρηση με χρονικό παράθυρο $500msec$ διατηρήθηκε εντός των ορίων. Όλα τα πλεονεκτήματα, συγκεντρωτικά, φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.



Σχήμα 7.28: Διαφορά σε Απόκριση Τάσης Φορτίου

Πίνακας Αποτελεσμάτων		
-----	Χωρίς BESS	Με BESS
$f_{min}(Hz)$	49.180	49.490
$ROCOF(Hz/sec)(t = 500msec)$	1.4314	0.7942
$H_{bess}(sec)$	0	3.2773
$H_{system}(sec)$ με $S_{system} = 2.8MVA$	1.8750	2.4600
$V_{Load}(PerUnit)$	-6.3%	-2.62%
$SettlingTime(sec)$	≈ 7.9120	≈ 11.330

Όσον αφορά την αδράνεια του δικτύου, αυτή υπολογίστηκε σε κοινή βάση ισχύος και σε ότι αφορά το Settling Time αυτό υπολογίστηκε όταν η συχνότητα σταθεροποιήθηκε στα $50Hz$ μετά από ένα μικρό Overshoot και όχι τη στιγμή του πρώτου μηδενισμού. Overshoot στη συχνότητα υπάρχει και στις δύο περιπτώσεις, αν και δεν είναι εύκολα παρατηρήσιμο, γιατί είναι αρκετά μικρό στην περίπτωση του δικτύου με BESS.

7.5 Μελέτη Settling Time

Τα αποτελέσματα έδειξαν, ότι το Settling Time της συχνότητας αυξάνεται με την προσθήκη του BESS. Το εύρημα αυτό δεν είναι αναμενόμενο, καθόσον είναι γνωστό ότι το BESS δύναται να βελτιώσει κάθε επιμέρους παράμετρο της ευστάθειας του συστήματος. Οι πιθανοί παράγοντες που ενδεχομένως εμπλέκονται στην εν λόγω συμπεριφορά της συχνότητας αποτέλεσαν πρόκληση προς μελέτη και αυτή παρατίθεται στις επόμενες παραγράφους.

Εκτελείται το γραμμικοποιημένο μοντέλο για διάφορες περιπτώσεις:

- Χωρίς BESS - Με PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$
- Με BESS (με μόνο IR) - Με PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$
- Με BESS (με μόνο PFR) - Με PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$

Από τα παραπάνω παρατηρήθηκε ότι το Settling Time στις δύο πρώτες περιπτώσεις ήταν περίπου το ίδιο, ενώ όταν υπήρχε PFR στο BESS το Settling Time της συχνότητας ήταν μεγαλύτερο. Η παρατήρηση αυτή υποδηλώνει ότι το PFR στο BESS ευθύνεται πιθανώς για την αύξηση του Settling Time. Επίσης, εξετάζονται οι περιπτώσεις:

- Χωρίς BESS - Χωρίς PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$ (δηλαδή θα υπάρχει $\Delta f_{s.s}$ στο τέλος)
- Με BESS (με μόνο IR) - Χωρίς PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$
- Με BESS (με μόνο PFR) - Χωρίς PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$
- Με BESS ($PFR + IR$) - Χωρίς PI δευτερεύουσα ρύθμιση στην $G1$

Από αυτές τις περιπτώσεις, παρατηρήθηκε ότι το μικρότερο Settling Time υπήρχε όταν η μπαταρία με PFR ήταν συνδεδεμένη στο σύστημα, δηλαδή στην τρίτη και τέταρτη περίπτωση. Άρα, το ακριβώς αντίθετο συμπέρασμα με προηγουμένως. **Τελικά, ο συνδυασμός PFR στο BESS και PI στην γεννήτρια $G1$ ευθύνεται για το αργό Settling Time.**

Για να επιβεβαιωθεί ο παραπάνω ισχυρισμός χρησιμοποιείται το γραμμικοποιημένο μοντέλο, καταστρώνονται όλες οι συναρτήσεις μεταφοράς και παρατηρείται η απόκριση τους.

Πρώτη Περίπτωση: Δεν υπάρχει PI στην $G1$ και στο BESS υπάρχει PFR . Το IR του BESS δεν επηρεάζει καθόλου το Settling Time που μελετάται εδώ, και γι' αυτό αγνοείται, ώστε να μην γίνουν περίπλοκες οι συναρτήσεις μεταφοράς.

$$\begin{aligned} \text{κλαδος}G1 : & -\Delta\omega \cdot \frac{1}{R_{G1}} \cdot \frac{1}{sT_1 + 1} \cdot \frac{1}{sT_2 + 1} \\ \text{κλαδος}G2 : & -\Delta\omega \cdot \frac{1}{R_{G2}} \cdot \frac{1}{sT_1 + 1} \cdot \frac{1}{sT_2 + 1} \\ \text{κλαδος}BESS : & -\Delta\omega \cdot \frac{1}{R_{bess}} \cdot \frac{1}{sT_{bess} + 1} \end{aligned}$$

$$\Delta P_m - \Delta P_L = 2H \cdot s \cdot \Delta\omega \Rightarrow$$

$$-\Delta\omega \frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + -\Delta\omega \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} - \Delta\omega \frac{1}{R_{bess}} \frac{1}{sT_{bess} + 1} - \Delta P_L = 2Hs\Delta\omega$$

$$-\Delta\omega \left(\frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + \frac{1}{R_{bess}} \frac{1}{sT_{bess}} + 2Hs \right) = \Delta P_L$$

Γίνεται αντικατάσταση με τις τιμές του συστήματος ($T_1 = 0.1$, $T_2 = 0.2$, $T_{bess} = 0.1$, $R_{G1} = R_{G2} = R_{bess} = 0.07$, $H = 1.875$) και προκύπτει:

$$-\Delta\omega \left(\frac{3.75s^3 + 56.25s^2 + 330.357s + 2142.86}{s^2 + 15s + 50} \right) = \Delta P_L \Rightarrow$$

$$\Delta\omega = -\Delta P_L \frac{s^2 + 15s + 50}{3.75s^3 + 56.25s^2 + 330.357s + 2142.86}$$

Δεύτερη Περίπτωση: Δεν υπάρχει PI στην G1 και Δεν υπάρχει BESS.

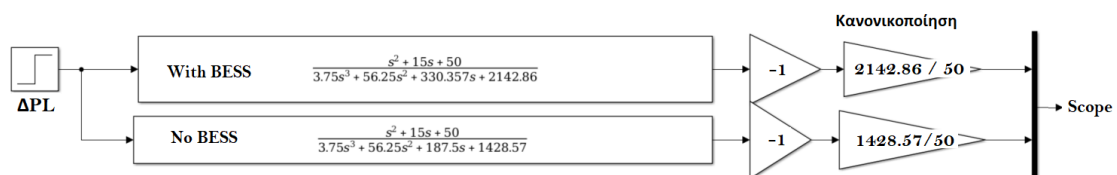
$$-\Delta\omega \frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + -\Delta\omega \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} - \Delta P_L = 2Hs\Delta\omega$$

$$-\Delta\omega \left(\frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + 2Hs \right) = \Delta P_L$$

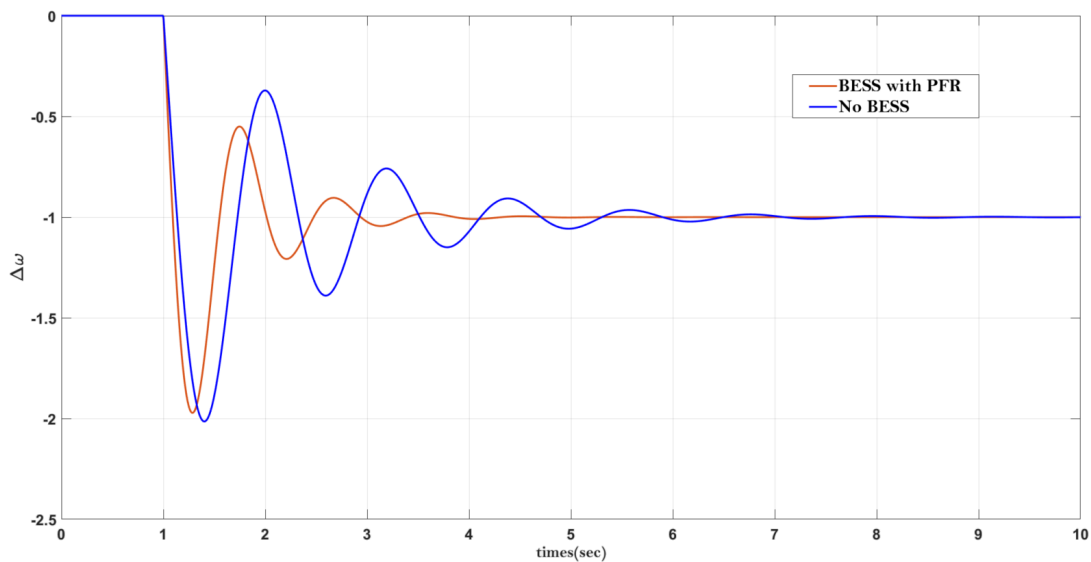
Γίνεται αντικατάσταση με τις τιμές του συστήματος και προκύπτει:

$$-\Delta\omega \left(\frac{3.75s^3 + 56.25s^2 + 187.5s + 1428.57}{s^2 + 15s + 50} \right) = \Delta P_L \Rightarrow$$

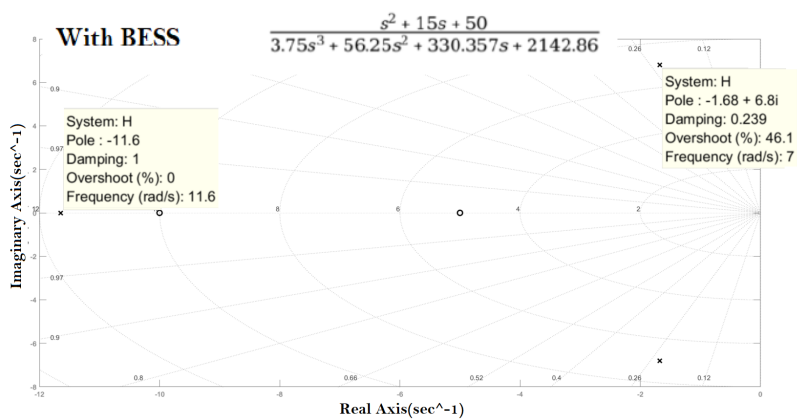
$$\Delta\omega = -\Delta P_L \frac{s^2 + 15s + 50}{3.75s^3 + 56.25s^2 + 187.5s + 1428.57}$$



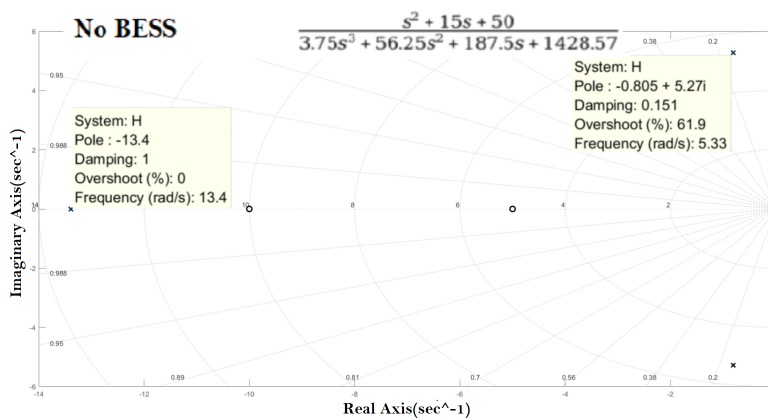
Σχήμα 7.29: Μοντέλο



Σχήμα 7.30: Απόκριση



Σχήμα 7.31: Διάγραμμα Πόλων-Μηδενικών με BESS



Σχήμα 7.32: Διάγραμμα Πόλων-Μηδενικών χωρίς BESS

Από τα παραπάνω σχήματα προκύπτει ότι εάν υπάρχει μόνο BESS και δεν υπάρχει PI στην Γεννήτρια 1, τότε προφανώς το Settling Time είναι μικρότερο με την μπαταρία.

Τρίτη Περίπτωση: Υπάρχει PI στην G1 και στο BESS υπάρχει PFR.
Αγνοείται το IR του BESS.

$$-\Delta\omega \frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + -\Delta\omega \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} - \Delta\omega \frac{1}{R_{bess}} \frac{1}{sT_{bess} + 1} -$$

$$\Delta\omega \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} \frac{1}{sT_{PI} + 1} - \Delta P_L = 2Hs\Delta\omega$$

Γίνεται αντικατάσταση με τις τιμές του συστήματος ($T_{PI} = 0.5sec$, $k_p = 0.75$, $k_i = 12.71$) και προκύπτει:

$$-\Delta\omega \left(\frac{3.75s^5 + 63.7502s^4 + 442.858s^3 + 2803.58s^2 + 4360.75s + 1274}{s^4 + 17s^3 + 80s^2 + 100s} \right) = \Delta P_L \Rightarrow$$

$$\Delta\omega = -\Delta P_L \frac{s^4 + 17s^3 + 80s^2 + 100s}{3.75s^5 + 63.7502s^4 + 442.858s^3 + 2803.58s^2 + 4360.75s + 1274}$$

Τέταρτη Περίπτωση: Υπάρχει PI στην G1 και Δεν υπάρχει BESS.

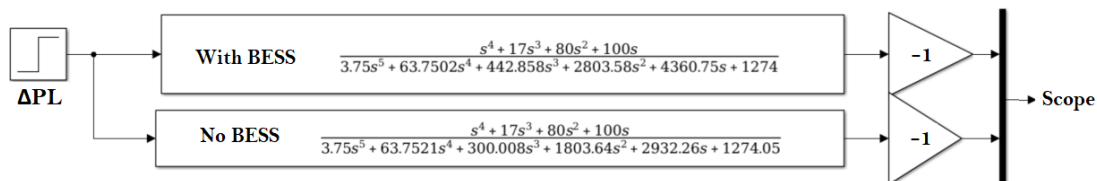
$$-\Delta\omega \frac{1}{R_{G1}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} + -\Delta\omega \frac{1}{R_{G2}} \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} -$$

$$\Delta\omega \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{sT_1 + 1} \frac{1}{sT_2 + 1} \frac{1}{sT_{PI} + 1} - \Delta P_L = 2Hs\Delta\omega$$

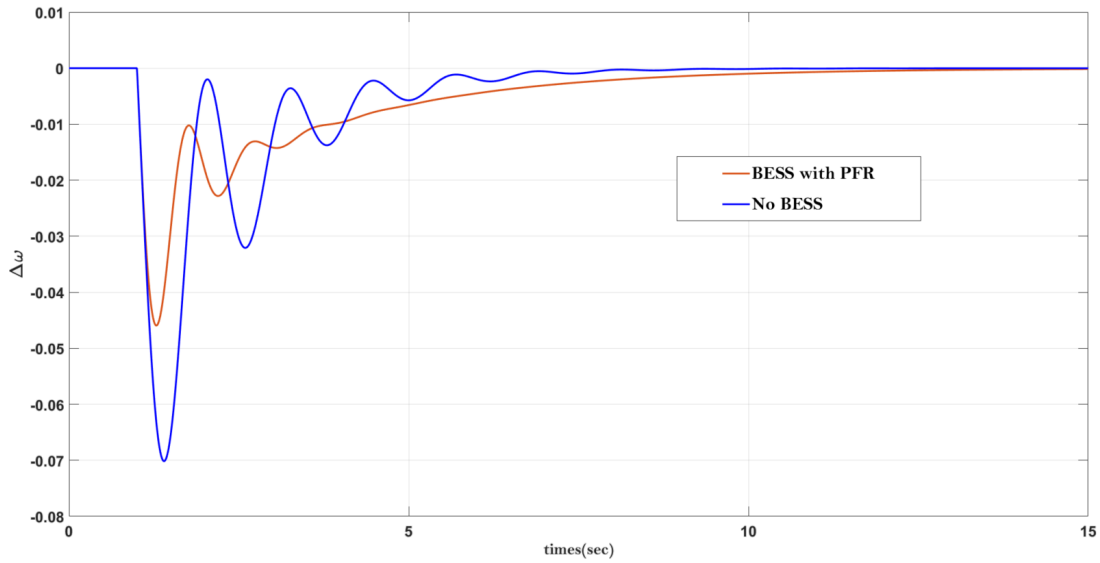
Γίνεται αντικατάσταση με τις τιμές του συστήματος και προκύπτει:

$$-\Delta\omega \left(\frac{3.75s^5 + 63.7521s^4 + 300.008s^3 + 1803.64s^2 + 2932.26s + 1274.05}{s^4 + 17s^3 + 80s^2 + 100s} \right) = \Delta P_L \Rightarrow$$

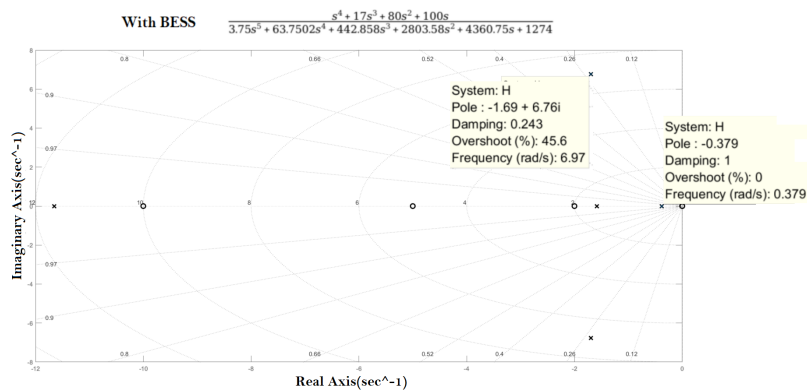
$$\Delta\omega = -\Delta P_L \frac{s^4 + 17s^3 + 80s^2 + 100s}{3.75s^5 + 63.7521s^4 + 300.008s^3 + 1803.64s^2 + 2932.26s + 1274.05}$$



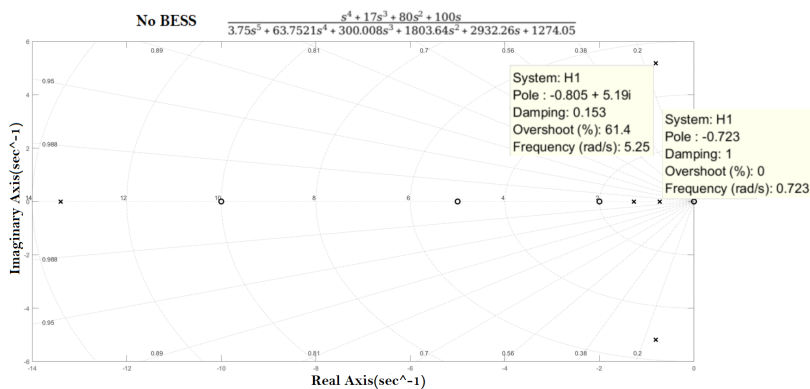
Σχήμα 7.33: Μοντέλο



Σχήμα 7.34: Απόκριση



Σχήμα 7.35: Διάγραμμα Πόλων-Μηδενικών με BESS



Σχήμα 7.36: Διάγραμμα Πόλων-Μηδενικών χωρίς BESS

Από τα παραπάνω σχήματα προκύπτει ότι αν υπάρχει *PI* στην Γεννήτρια 1, τότε το

Settling Time είναι μικρότερο όταν δεν υπάρχει η μπαταρία.

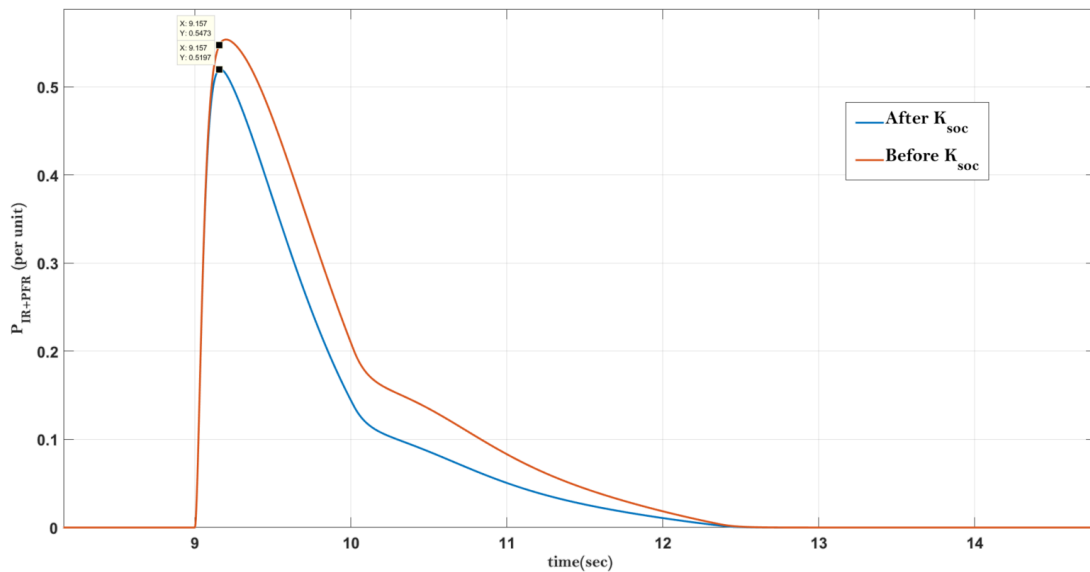
Μικρότερο Damping σημαίνει λιγότερες ταλαντώσεις στην απόκριση. Επιπρόσθετα, το σύστημα που διαθέτει τον πιο κοντινό πόλο στο φανταστικό άξονα, επαναφέρεται πιο αργά σε ισορροπία, άρα έχει μεγαλύτερο Settling Time. Με βάση αυτές τις θεωρητικές παρατηρήσεις, τα παραπάνω διαγράμματα επιβεβαιώνονται μεταξύ τους.

Συμπερασματικά, ο συνδυασμός PI στην Γεννήτρια 1 (συγκεκριμένα το ολοκληρωτικό κομμάτι I) και PFR στο BESS προκαλεί αργό Settling Time. Αν δεν είναι συνδεδεμένο στο δίκτυο το BESS, τότε ο PI ελεγκτής της Γεννήτριας 1 θα διαβάσει στην είσοδο του ένα μεγάλο σφάλμα συχνότητας και αντίστοιχα θα δώσει ένα μεγάλο σήμα ελέγχου στην έξοδό του, ώστε η Γεννήτρια 1 να παράξει την κατάλληλη ενεργό ισχύ, η οποία θα κάνει δευτερεύουσα ρύθμιση. Με αυτό τον τρόπο, μηδενίζεται σύντομα το σφάλμα στο ισοζύγιο ισχύος και επομένως, μηδενίζεται και το σφάλμα συχνότητας. Όταν, όμως, υπάρχει BESS με PFR , το αρχικό σφάλμα συχνότητας που διαβάσει ο PI είναι μικρότερο (οι αποκλίσεις συχνότητας μειώθηκαν) και επομένως και το σήμα ελέγχου στην έξοδο του PI ελεγκτή μικραίνει. Έτσι, ο μηδενισμός του σφάλματος συχνότητας γίνεται πιο αργός. Ένας άλλος τρόπος εξήγησης αυτού του φαινομένου είναι ο εξής: Όταν το BESS με πρωτεύουσα ρύθμιση είναι συνδεδεμένο στο δίκτυο, το φορτίο που βλέπει η Γεννήτρια είναι $\Delta P_{\text{recognisedByG1}} = \Delta P_L - P_{\text{bess}}$. Συνεπώς, ενώ το I μέρος του ελεγκτή της Γεννήτριας 1 τείνει να μηδενίσει αυτό το σφάλμα, το P_{bess} μειώνεται σιγά-σιγά και έτσι εν νέου δημιουργείται ένα νέο σφάλμα. Αυτό το νέο σφάλμα πρέπει να καλυφθεί από την δευτερεύουσα ρύθμιση της γεννήτριας. Δηλαδή, κάθε στιγμή υπάρχει μια ανισορροπία στο ισοζύγιο ισχύος που πρέπει να καλύπτεται από την Γεννήτρια 1. Αυτή η ανισορροπία θα υφίσταται μέχρι να μηδενιστεί το P_{bess} της μπαταρίας (κάθε στιγμή το P_{G1} τείνει να γίνει ίσο με το $P_L - P_{\text{bess}}$, ενώ το P_{bess} συνεχώς μειώνεται, άρα δεν μπορεί ποτέ να επιτευχθεί η παραπάνω ισότητα). Το P_{bess} δεν μειώνεται απότομα, γιατί σε αντίθετη περίπτωση θα εμφανιστεί άμεση ανισορροπία στο σύστημα, που θα δημιουργήσει εν νέου μεγαλύτερο σφάλμα συχνότητας. Το μεγαλύτερο αυτό σφάλμα συχνότητας με τη σειρά του θα αυξήσει ξανά το P_{bess} . Άρα, είναι αναπόφευκτό το γεγονός ότι το P_{bess} θα μειώνεται πολύ αργά. Εν κατακλείδι, το αργό Settling Time οφείλεται στον συνδυασμό του PFR του BESS και του I μέρους της Γεννήτριας 1.

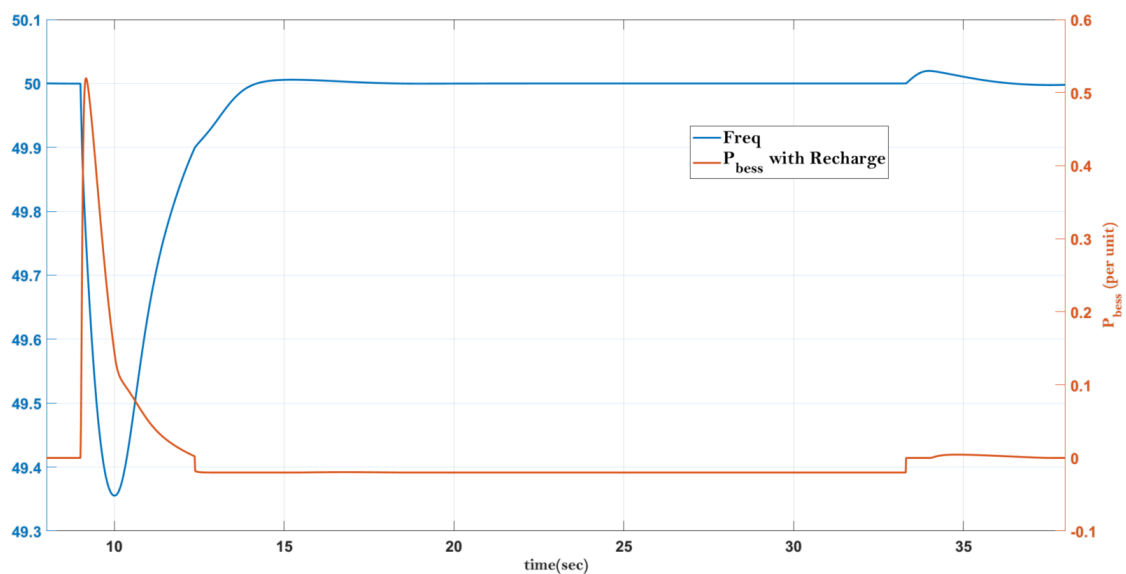
7.6 Μελέτη Τεχνικής Επαναφόρτισης SOC

Στο σημείο αυτό πραγματοποιούνται προσομοιώσεις επάνω στην Τεχνική Επαναφόρτισης που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5.3.2. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται στο γραμμικοποιημένο μοντέλο. Η τιμή της ονομαστικής ενέργειας E_{bess} της μπαταρίας επιλέγεται με τρόπο, ώστε να φανεί το αποτέλεσμα της στρατηγικής επαναφόρτισης στις προσομοιώσεις. Προφανώς, σε πραγματικά δεδομένα η ονομαστική ενέργεια της μπαταρίας θα είναι αρκετά μεγάλη και θα απαιτούνται πολλές διαταραχές στο δίκτυο προκειμένου αυτή να φτάσει σε κρίσιμο όριο, ώστε να χρειασθεί επαναφόρτιση. Στη συγκεκριμένη υλοποίηση, το BESS προσφέρει δυναμική ευστάθεια στο σύστημα, δηλα-

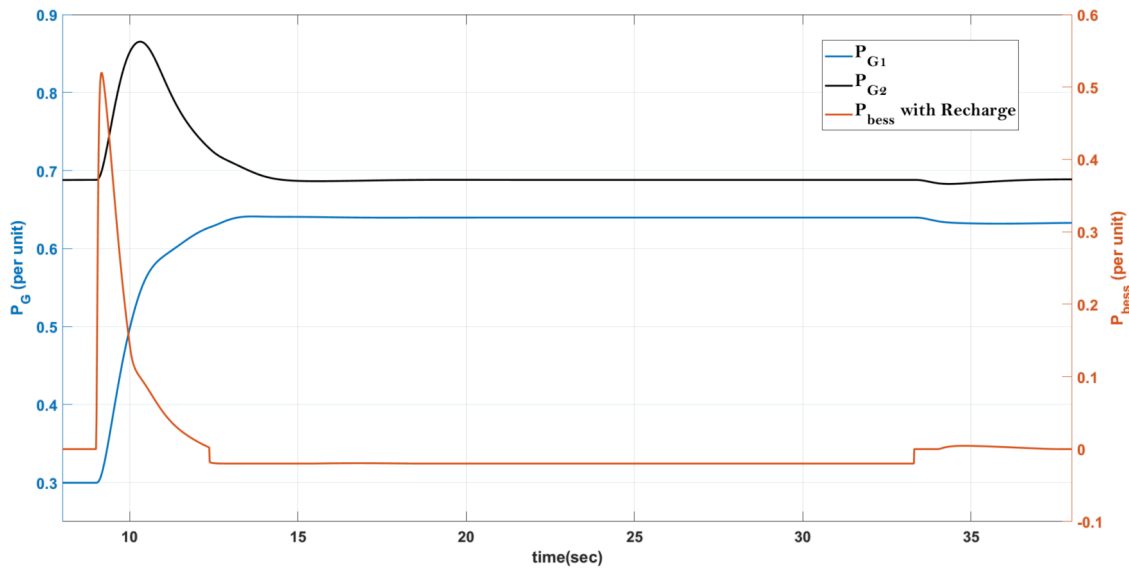
δή παρέχει μόνο αδρανειακή απόκριση και πρωτεύουσα ρύθμιση και δε συμμετέχει σε δευτερεύουσα ρύθμιση. Αυτό συνεπάγεται ότι, σε πραγματικά δεδομένα, μετά από μία διαταραχή η ελάττωση του SOC θα είναι πολύ μικρή [7]. Το BESS προσφέρει μεγάλη ισχύ στο δίκτυο, αλλά για ελάχιστο χρονικό διάστημα, συνεπώς το εμβαδόν (καταναλισκόμενη ενέργεια) θα είναι πολύ μικρό. Σε αυτές τις περιπτώσεις, μπαταρίες μικρής χωρητικότητας είναι ιδανικές. Για την συγκεκριμένη προσομοίωση των κάποιων δευτερολέπτων και για διαταραχή στο σύστημα της τάξης των $500kWatt$, επιλέγεται η πολύ μικρή μπαταρία $0.1kWh$, προκειμένου με αυτή την διαταραχή και για αυτό το μικρό χρονικό διάστημα να ενεργοποιηθεί η τεχνική επαναφόρτισης που υιοθετείται.



Σχήμα 7.37: P_{bess} - Επίδραση k_{soc}



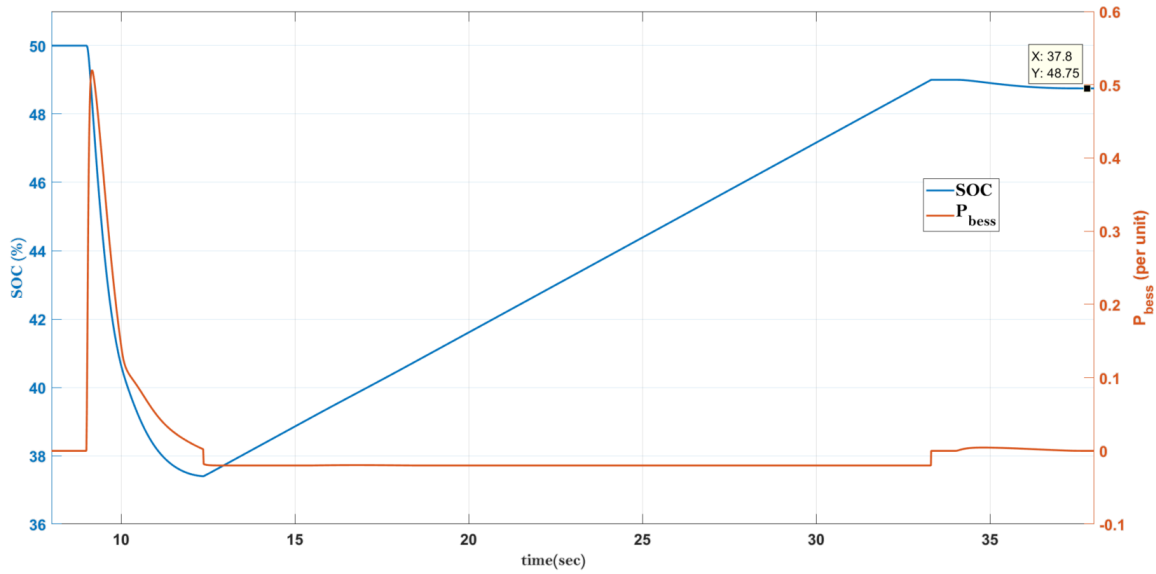
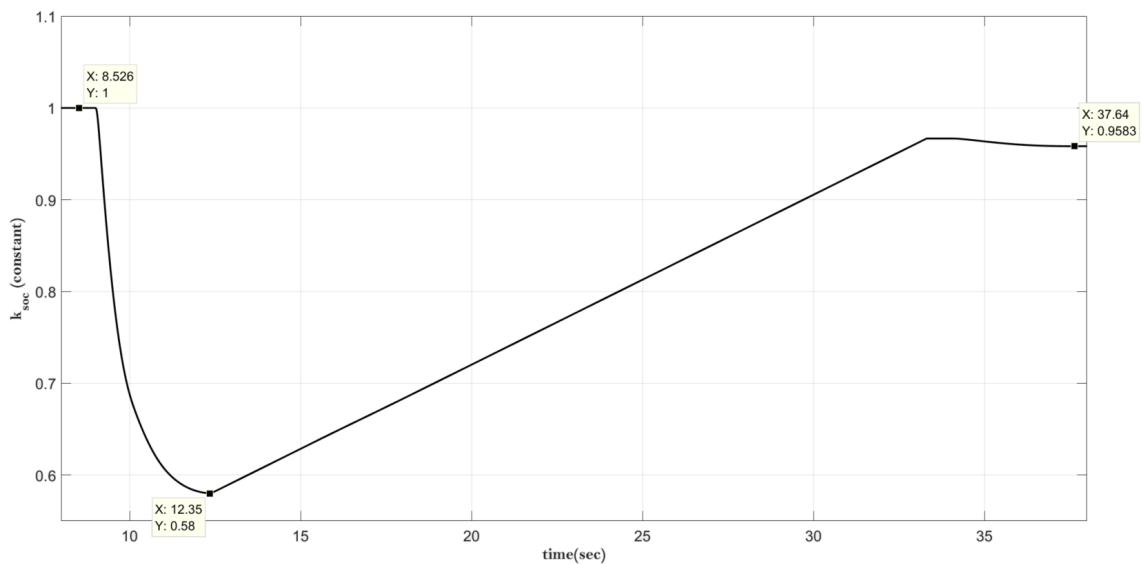
Σχήμα 7.38: Συχνότητα - P_{bess} με επαναφόρτιση



Σχήμα 7.39: $P_{bess} - P_{G1} - P_{G2}$

Στο σχήμα 7.37 παρατηρείται η επίδραση της σταθεράς k_{soc} στο σήμα ελέγχου για αδρανειακή απόκριση και πρωτεύουσα ρύθμιση του BESS. Αφού το SOC μειώνεται, αντίστοιχα μειώνεται και η απόκριση της μπαταρίας κατά τη διαταραχή. Το γεγονός αυτό, μειώνει τη συνολική ευστάθεια του συστήματος, καθώς η μπαταρία δίνει λιγότερη ενεργό ισχύ προς το δίκτυο, αλλά έτσι εξασφαλίζεται ότι το SOC της μπαταρίας δεν θα πέσει ποτέ χαμηλά (δηλαδή δεν θα πλησιάσει ποτέ την τιμή του 20%, που είναι το κάτω όριο). Στο σχήμα 7.38 φαίνεται η απόκριση του BESS μαζί με την επαναφόρτιση και η αντίστοιχη απόκριση συχνότητας του συστήματος. Παρατηρείται ότι όταν γίνεται εναλλαγή στο Offset Signal επαναφόρτισης, υπάρχει και ένα μικρό μεταβατικό στην συχνότητα, καθώς τότε εμφανίζεται στιγμιαία ανισορροπία στο ισοζύγιο ισχύος (υπερσυχνότητα, γιατί απότομα μειώνεται το φορτίο και στιγμιαία $P_G > P_L$), αλλά αυτό το μεταβατικό είναι αμελητέο. Το Offset Signal είναι αρκετά μικρό για να μην επηρεάζεται η συχνότητα. Στην προκειμένη περίπτωση το Offset Signal επιλέγεται στην τιμή $0.02p.u. \rightarrow 10kWatt$.

Στο σχήμα 7.39 φαίνονται οι αποκρίσεις των γεννητριών σε αυτήν την επαναφόρτιση. Το αρχικό μεταβατικό λόγω του Offset Signal δεν είναι παρατηρήσιμο γιατί γίνεται σχεδόν πάνω στην μεταβολή, πριν προλάβει να σταθεροποιηθεί η κατάσταση. Όμως, κατά το τελικό μεταβατικό, δηλαδή όταν το Offset Signal μηδενίζεται εκ νέου, γεννήτρια 1, που διαθέτει τη δευτερεύουσα ρύθμιση, μειώνει την ισχύ της, ενώ η γεννήτρια 2 συμμετέχει ελάχιστα με πρωτεύουσα ρύθμιση στο μικρό αυτό μεταβατικό και μετά επιστρέφει στη σταθερή τιμή της. Στο σχήμα 7.40 φαίνεται η απόκριση της μπαταρίας μαζί με το SOC . Όταν το SOC πέσει κάτω από 40%, το σήμα ελέγχου επαναφόρτισης υπερτίθεται στο σήμα πρωτεύουσας-αδρανειακής απόκρισης. Αυτό δεν είναι παρατηρήσιμο στο σχήμα, γιατί εκείνη τη στιγμή κυριαρχεί το σήμα ελέγχου συχνότητας και το σήμα επαναφόρτισης είναι αμελητέο. Όταν, το SOC φτάσει το 49%, η επαναφόρτιση παύει.

Σχήμα 7.40: P_{bess} - SOC Σχήμα 7.41: k_{soc}

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται η σταθερά k_{soc} με την οποία πολλαπλασιάζεται το σήμα ελέγχου συχνότητας του BESS. Η σταθερά αυτή είναι ανάλογη με το SOC , γεγονός που εξηγεί γιατί οι μορφές κυματομορφών των δύο αυτών μεγεθών είναι παραπλήσιες.

$$K_{soc} = \frac{SOC(\%) - 20}{30} \quad SOC(\%) < 50\%$$

$$K_{soc} = \frac{80 - SOC(\%)}{30} \quad SOC(\%) > 50\%$$

Για παράδειγμα την $t = 9.157sec$:

$$SOC = 48.49\% \Rightarrow k_{soc} = (48.49 - 20)/30 = 0.94967$$

$$P_{bess-after-k_{soc}} = P_{bess-before-k_{soc}} \cdot k_{soc} \Rightarrow 0.5197 = 0.5473 \cdot k_{soc} \Rightarrow k_{soc} = 0.9496$$

Επομένως, τα αποτελέσματα επιβεβαιώνονται.

Κεφάλαιο 8

Σύνοψη - Συμπεράσματα - Προτάσεις

8.1 Σύνοψη

Σκοπός της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας είναι η μελέτη της ένταξης ενός συστήματος αποθήκευσης σε ένα μικρό αυτόνομο ηλεκτρικό σύστημα προκειμένου να βελτιωθεί η ευστάθειά του, δηλαδή να παρέχεται στήριξη στο πλάτος και στη συχνότητα της τάσης. Με αυτό τον τρόπο, βελτιώνεται η δυναμική απόκριση όλου του συστήματος σε απρόσμενες διαταραχές. Είναι γεγονός, ότι τα τελευταία χρόνια οι ΑΠΕ έχουν διεισδύσει σε μεγάλο βαθμό στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας και πόσο μάλλον στο μέλλον, όπου οι στόχοι για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με ελάχιστους ρύπους και μικρότερο κόστος είναι ο βασικός σκοπός. Όλα αυτά καθιστούν τις ΑΠΕ το πιο πολύτιμο ενεργειακό πόρο. Στον Ελλαδικό χώρο η κατάσταση είναι κρίσιμη. Υπάρχουν μεγάλες δυνατότητες, όσον αφορά τη διαθεσιμότητα ανέμου και ήλιου, για την παραγωγή «πράσινης» ηλεκτρικής ενέργειας, ειδικά στις νησιωτικές περιοχές της χώρας, αλλά δεν καθίσταται εύκολη η εκμετάλλευση αυτού του αγαθού, καθόσον το υπάρχον ηλεκτρικό δίκτυο δεν μπορεί να στηρίξει μεγάλη διείσδυση ΑΠΕ. Αυτό οφείλεται στο γεγονός, ότι οι ΑΠΕ είναι πηγές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με μικρή αδράνεια (για παράδειγμα τα φωτοβολταϊκά συνδέονται στο ηλεκτρικό δίκτυο μέσω ηλεκτρονικών ισχύος και δεν υπάρχουν στρεφόμενες μάζες που παρέχουν αδράνεια). Έτσι, συνεπάγεται ένα δίκτυο με προβλήματα ευστάθειας, έντονα μεταβατικά φαινόμενα στη συχνότητα και μεγάλες τιμές *ROCOF*. Οι μεγάλες κλίσεις συχνότητας είναι αρκετά επικίνδυνες για την ευστάθεια του δικτύου, καθώς μπορεί να οδηγήσουν σε μη επιθυμητό triggering προστασιών, αποκοπή φορτίου, καταπόνηση σύγχρονων γεννητριών δικτύου και μείωση διάρκειας ζωής τους ή ακόμα και σε ολικό Blackout. Μία λύση για αυτό το πρόβλημα είναι η χρήση συστημάτων συσσωρευτών ως αποθηκευτικά μέσα, που θα στηρίζουν το δίκτυο παρέχοντάς του ισχύ ή καταναλώνοντας ισχύ από αυτό, όταν είναι απαραίτητο [1].

Αν και το συγκεκριμένο πεδίο έρευνας, δηλαδή της αποθήκευσης με χρήση μπαταριών για στήριξη συχνότητας, συγκεντρώνει έντονο ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια, η παρούσα εργασία παρουσιάζει στοιχεία **πρωτοτυπίας**, καθώς μελετάται λεπτομερώς ένα μικρό αυτόνομο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας σε συνδυασμό με το αντίστοιχο γραμμικοποιη-

μένο μοντέλο του, προτείνεται μια τροποποιημένη τεχνική PQ ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα ισχύος, σχεδιάζονται οι ελεγκτές των γεννητριών του συστήματος, δομείται αναλυτικά ο έλεγχος του συστήματος συσσωρευτών και πραγματοποιείται ακριβής μαθηματική προσέγγιση στους τύπους του $ROCOF$ και της αδράνειας, συνδέοντας την αδράνεια του BESS με την αντίστοιχη τιμή του πολλαπλασιαστικού όρου του ελεγκτή αδρανειακής του απόκρισης.

Αρχικά, στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται η μοντελοποίηση των δυναμικών μιας γεννήτριας και αναλύονται οι βασικές αρχές των ελεγκτών στροφών και τάσης σύμφωνα με τα δεδομένα της διεθνούς βιβλιογραφίας [3],[4]. Επικεντρώνεται η προσοχή στην πρωτεύουσα και δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας τονίζοντας τις διάφορες τοπολογίες. Επίσης, στην Ενότητα 2.3 υλοποιούνται και μελετούνται οι ελεγκτές των γεννητριών του υπό μελέτη αυτόνομου ηλεκτρικού συστήματος. Ο ελεγκτής στροφών μοντελοποιείται με ένα φίλτρο πρώτης τάξης (χρονική καθυστέρηση), ενώ ο ελεγκτής τάσεων αποτελείται από έναν P ελεγκτή σε σειρά με έναν TGR , που είναι αναγκαίος για τον περιορισμό του μεταβατικού κέρδους τάσης.

Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται οι βασικές αρχές του ελέγχου ενός μετατροπέα ισχύος σύμφωνα με την τρέχουσα βιβλιογραφία [6]. Στην Ενότητα 3.6 υλοποιείται ο προτεινόμενος PQ έλεγχος στο dq πλαίσιο. Το dq πλαίσιο επιτρέπει το εύκολο tracking DC τιμών με τη χρήση ενός ολοκληρωτικού όρου, σε αντίθεση με το tracking μιας ημιτονοειδούς κυματομορφής που απαιτεί πολύπλοκους ελεγκτές. Η πρωτοτυπία που παρουσιάζεται είναι η τροποποίηση του ελεγκτή προκειμένου να χρησιμοποιούνται ανά μονάδα τιμές. Αυτό αποτελεί πλεονέκτημα, καθόσον ο συγκεκριμένος ελεγκτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ποικιλία μετατροπέων, διαφορετικής ονομαστικής ισχύος ο καθένας. Δεν απαιτείται η επαναλαμβανόμενη ρύθμιση των PI ελεγκτών κάθε φορά που ο συγκεκριμένος ελεγκτής χρησιμοποιείται σε διαφορετικής ισχύος μετατροπέα, καθώς αυτός έχει σχεδιαστεί στο ανά μονάδα σύστημα.

Η μοντελοποίηση του συστήματος πραγματοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab/Simulink και παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 5. Για το τριφασικό μετατροπέα ισχύος χρησιμοποιήθηκε πλήρες διακοπτικό μοντέλο, προκειμένου η απόκριση του συστήματος να είναι όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστική. Στο συγκεκριμένο Κεφάλαιο, παρατίθεται αναλυτικά το υπό μελέτη σύστημα και δίνεται έμφαση στο υποσύστημα του μετατροπέα ισχύος και στον αντίστοιχο έλεγχο συχνότητας-τάσης. Πιο συγκεκριμένα, σχεδιάζονται οι καμπύλες $P-Q$ για το τριφασικό μετατροπέα και επισημαίνεται ότι αυτές δεν επιτρέπεται να παραβιαστούν, καθώς τότε τα ημίτονα αναφοράς του μετατροπέα βρίσκονται σε κατάσταση υπερδιαμόρφωσης. Η υπερδιαμόρφωση συνεπάγεται αρμονικές χαμηλών συχνοτήτων στην έξοδο του μετατροπέα, που είναι δύσκολο να φιλτραριστούν. Στο οικείο Κεφάλαιο, παρουσιάζεται επίσης ο έλεγχος συχνότητας-τάσης που εφαρμόζεται στο σύστημα συσσωρευτών. Ο έλεγχος αυτός, αφορά τόσο την αδρανειακή απόκριση και πρωτεύουσα ρύθμιση του BESS με τεχνικές που παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 4 όσο και τη στήριξη τάσης του δικτύου, με ανταλλαγή άεργου ισχύος. Τέλος, προτείνεται μια τεχνική απομονωμένης λειτουργίας αυτόματης επαναφόρτισης του συστήματος αποθήκευσης.

Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται μια γρήγορη ανασκόπηση στη γενική θεωρία της εξίσωσης κίνησης [4], επισημαίνεται η διαδικασία γραμμικοποίησης ενός συστήματος και η μοντελοποίησή του. Στην Ενότητα 6.2 παρατίθεται το γραμμικοποιημένο ισοδύναμο του

υπό μελέτη συστήματος, με και χωρίς σύστημα συσσωρευτών και στη συνέχεια στην Ενότητα 6.3, αναλύεται ο τρόπος μοντελοποίησης της αδράνειας του συστήματος αποθήκευσης με βάση την εξίσωση κίνησης.

Οι προσομοιώσεις του συστήματος πραγματοποιήθηκαν ομοίως στο λογισμικό Matlab/Simulink και αφορούν διάφορες περιπτώσεις παραμέτρων. Αναλυτικότερα, μελετάται η συμπεριφορά του γραμμικοποιημένου συστήματος για διάφορες τιμές των παραμέτρων στατισμού, αδρανειακής απόκρισης και χρονικής καθυστέρησης του ελέγχου του BESS. Σε κάθε περίπτωση υπολογίζεται η αντίστοιχη αδράνεια που προσφέρει το BESS στο συνολικό σύστημα, καθώς και η νέα αδράνεια του συνολικού συστήματος. Παρουσιάζεται η συμπεριφορά της αδράνειας του BESS συγκριτικά με τις τιμές της παραμέτρου k_{ir} , του μεγέθους της διαταραχής (σχήματα 7.4, 7.5) και τέλος της χρονικής καθυστέρησης T_{bess} (σχήμα 7.12). Στη συνέχεια, επιλέγονται όρια *ROCOF* με βάση τη διεθνή βιβλιογραφία ([23]-[26]), αποφασίζονται οι ενδεδειγμένες τιμές παραμέτρων και συγκρίνονται οι προσομοιώσεις μεταξύ απλοποιημένου και μη μοντέλου, μοντέλου με και χωρίς BESS. Το Κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μια ανάλυση πάνω στη συμπεριφορά του settling time της συχνότητας των προσομοιώσεων και, τέλος, με μια σύντομη παράθεση των αποτελεσμάτων της προτεινόμενης τεχνικής επαναφόρτισης του BESS.

Στις επόμενες παραγράφους, παρουσιάζονται τα βασικά συμπεράσματα που προκύπτουν από τη μελέτη και την προσομοίωση του συστήματος, καθώς επίσης και προτάσεις για μελλοντική έρευνα και προέκταση των αποτελεσμάτων της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας.

8.2 Συμπεράσματα

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων όπως παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 7, αλλά και από τη διερεύνηση του ελέγχου του συστήματος που πραγματοποιήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, προκύπτουν τα συμπεράσματα που περιγράφονται στην παρούσα ενότητα.

Σημαντικό συμπέρασμα της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας αποτελεί η διαπίστωση ότι μια αποθηκευτική μονάδα, που παρέχει υπηρεσίες στήριξης συχνότητας και τάσης δικτύου, βελτιώνει τη δυναμική συμπεριφορά ολόκληρου του συστήματος κατά τη διάρκεια διαταραχών. Αναλυτικότερα, στο υπό εξέταση αυτόνομο σύστημα με μία ακαριαία αύξηση του φορτίου της τάξης του $\approx 20\%$ προκύπτει υποσυχνότητα που πέφτει κάτω από τα 49.2Hz , $ROCOF_{AVERAGE}$ που ξεπερνά (κατ' απόλυτη τιμή) το 1Hz/sec και υπόταση κάτω από το $0.95\alpha.μ.$ (όρια για το συγκεκριμένο ποσοστό διαταραχής από τον *ENTSO – E* [23]). Όπως παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο των προσομοιώσεων, η χρήση ενός συστήματος αποθήκευσης για στήριξη πλάτους και συχνότητας της τάσης στην πλευρά του φορτίου (XT) συμβάλλει στην καλύτερη δυναμική απόκριση του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, διαφαίνεται ότι όλες οι παράμετροι του συστήματος βελτιώνονται και πλέον τοποθετούνται μέσα στο πλαίσιο των επιτρεπτών ορίων. Η μόνη παράμετρος που επιδεινώνεται είναι ο χρόνος αποκατάστασης της συχνότητας και, όπως εξηγείται στην Ενότητα 7.5, αυτό οφείλεται στην αλληλεπίδραση του ολοκληρωτικού όρου του *PI* ελεγκτή της γεννήτριας 1 και του ελέγχου πρωτεύουσας ρύθμισης του συστήματος συσσωρευτών.

Ο ελεγκτής ρεύματος στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς είναι η πλέον κατάλληλη επιλογή για τον ανεξάρτητο έλεγχο της ροής ενεργού και αέργου ισχύος από τον τριφασικό μετατροπέα ισχύος προς και από το δίκτυο σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης. Επιπλέον, η ιδιαιτερότητα του ανά μονάδα PQ ελέγχου του μετατροπέα (Κεφάλαιο 3), προσφέρει το πλεονέκτημα της ρύθμισης των κερδών των PI ελεγκτών του, ανεξάρτητα από την ονομαστική ισχύ του.

Απο τα αποτελέσματα προκύπτει, ότι τόσο στην τάση όσο και στην άεργο ισχύ υπερτίθεται μια υψίσυχη συνιστώσα, γεγονός που δημιουργεί πρόβλημα στις προσομοιώσεις. Προτείνεται, λοιπόν, και υλοποιείται στην παρούσα Διπλωματική Εργασία, η χρήση ενός Transient Gain Reduction (TGR) Filter στους ελεγκτές τάσης των γεννητριών του μικρού αυτόνομου συστήματος [3], ώστε να μειωθεί το μεταβατικό κέρδος τάσης του ελεγκτή και τελικά να περιορισθούν οι προαναφερόμενες ταλαντώσεις.

Από τα αποτελέσματα, διαφαίνεται επίσης ότι είναι σημαντική η χρήση όχι μόνο πρωτεύουσας ρύθμισης, που είναι και η συνηθισμένη πρακτική, αλλά και αδρανειακής απόκρισης στον έλεγχο συχνότητας του συστήματος αποθήκευσης. Όπως παρουσιάζεται και στο Κεφάλαιο 7, η αδρανειακή απόκριση του BESS βελτιώνει σημαντικά το $ROCOF$ του συστήματος, άρα και την ευστάθειά του. Ο αδρανειακός συντελεστής k_{ir} προτείνεται να είναι μικρότερος της μονάδος, προκειμένου να μην καταπονείται υπέρμετρα το BESS κατά τα πρώτα δευτερόλεπτα της διαταραχής, γεγονός που θα επέφερε τη μείωση της διάρκειας ζωής του.

Ο στατισμός του BESS σε τιμή ίδια με αυτή των άλλων γεννητριών του συστήματος επιλέγεται ώστε η συνεισφορά του BESS στη διαταραχή να είναι ανάλογη της ονομαστικής του ισχύος. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αναδεικνύεται το γεγονός ότι η επιλογή πολύ μικρής τιμής στατισμού για το BESS οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της προκύπτουσας απόκλισης συχνότητας κατά τη διαταραχή, επιβαρύνοντας όμως το BESS με υπερβολική ανάληψη φορτίου, σε σχέση με τις υπόλοιπες συμβατικές μονάδες.

Επιπλέον συμπέρασμα από τις προσομοιώσεις αποτελεί το εύρημα, ότι το σύστημα αποθήκευσης έχει τη δυνατότητα να συμβάλλει καθοριστικά στη στήριξη τάσης, χωρίς να επηρεάζεται η στήριξη συχνότητας που προσφέρει, μέσω εφαρμογής κατάλληλου ελεγκτή τάσης, ο οποίος ρυθμίζει την άεργο ισχύ του συστήματος αποθήκευσης. Η ρύθμιση τάσης που εφαρμόζεται δεν επηρεάζει τη ρύθμιση συχνότητας του BESS, διότι δίνεται προτεραιότητα στην ενεργό ισχύ. Αυτό καθίσταται εφικτό, περιορίζοντας την άεργο ισχύ, προκειμένου να μην υπάρχει υπερδιαμόρφωση και να μην παραβιάζεται η ονομαστική ισχύς του μετατροπέα.

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία, στον ελεγκτή τάσης του μετατροπέα ισχύος προτείνεται η χρήση Block περιορισμού κλίσης, καθώς μια απότομη μεταβολή στην άεργο ισχύ dQ/dt προκαλεί απότομο spike στην ενεργό ισχύ εξόδου του μετατροπέα, που μεταφράζεται σε μεταβατικό στη συχνότητα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός, ότι κατά την μεταβατική κατάσταση δεν υπάρχει αποσύζευξη μεταξύ ενεργού και αέργου ισχύος στον έλεγχο του τριφασικού μετατροπέα ισχύος [6]. Η συγκεκριμένη υλοποίηση του ελεγκτή τάσης παρουσιάζεται στην Ενότητα 5.2 .

Επιπρόσθετα, στην παρούσα Εργασία διαπιστώθηκε, ότι η γραμμικοποίηση ενός ηλε-

κτρικού συστήματος και η μαθηματική σύνδεση της αδράνειας ενός συστήματος συσσωρευτών με το συντελεστή k_{ir} αποτελούν αρκετά χρήσιμα εργαλεία για την μελέτη της συμπεριφοράς ενός μικροδικτύου σε διαταραχές. Ακολουθώντας αυτά τα δύο βήματα μελέτης προκύπτουν άμεσα προσεγγιστικά αποτελέσματα αναφορικά με την αδράνεια του συστήματος συσσωρευτών. Όταν μάλιστα, η χρονική καθυστέρηση του συστήματος αποθήκευσης είναι αρκετά μικρή (T_{bess} μικρότερη από 10 – 20msec) και $P_{ir} < 1$, τότε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και οι θεωρητικοί υπολογισμοί ταυτίζονται.

Η επιθυμητή ή μή καθυστέρηση στην απόκριση του ελέγχου ενεργού ισχύος του συστήματος συσσωρευτών (T_{bess}) επηρεάζει την αδράνεια του BESS και επομένως και τη συνολική του δικτύου. Όσο μεγαλύτερη είναι η καθυστέρηση, τόσο μειώνεται η αδράνεια, καθώς καθυστερεί η αδρανειακή απόκριση ενεργού ισχύος του BESS. Ο λόγος αύξησης της συγκεκριμένης χρονικής σταθεράς είναι ώστε να μην αποκρίνεται πολύ γρήγορα το BESS και επομένως να καταπονείται.

Για μικρές επιλογές του συντελεστή αδρανείας k_{ir} , η αδράνεια του συστήματος συσσωρευτών διατηρείται σταθερή, ανεξαρτήτως του μεγέθους της διαταραχής. Αντίθετα, η επιλογή μεγάλου k_{ir} συντελεί σε ένα σύστημα συσσωρευτών που μειώνει απότομα την αδράνειά του, καθώς η διαταραχή του συστήματος αυξάνεται. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι το σύστημα αποθήκευσης οδηγείται σε κορεσμό και δεν μπορεί να προσφέρει επιπλέον ενεργό ισχύ.

Τέλος, στην παρούσα Διπλωματική Εργασία προτείνεται και μια στρατηγική ελέγχου απομονωμένης επαναφόρτισης του SOC των μπαταριών, ώστε αυτές να είναι σε ετοιμότητα να εξυπηρετούν το δίκτυο κάθε φορά που κρίνεται απαραίτητο. Συμπεραίνεται, μέσω των προσομοιώσεων στην Ενότητα 7.6, ότι μία τέτοια στρατηγική ελέγχου επιτρέπει την άμεση επαναφορά του SOC (εντός δευτερολέπτων) στην αρχική του κατάσταση.

8.3 Προτάσεις

Από τα αποτελέσματα της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας, δύναται να διατυπωθούν προτάσεις, οι οποίες ενδεχομένως να αποτελέσουν στόχο μελλοντικής ερευνητικής δραστηριότητας. Σε ότι αφορά το μοντέλο που παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 5, πιθανός μελλοντικός στόχος μελέτης θα μπορούσε να είναι η μεταφορά του συστήματος αποθήκευσης από τη Χαμηλή Τάση στη Μεσαία Τάση. Η εφαρμογή αυτή αποτελεί βελτιωτική κίνηση, καθώς σε υψηλότερη τάση μπορεί να μεταφέρεται μεγαλύτερη ισχύς με μικρότερο ρεύμα (άρα μικρότερες απώλειες) και επομένως να παρέχεται η δυνατότητα αύξησης της ισχύος του BESS. Βέβαια, η σύνδεση του BESS στο σύστημα Μ.Τ. απαιτεί τη χρήση κατάλληλου Μ/Σ και επομένως, αύξηση του κόστους εγκατάστασης.

Διαφαίνεται ότι μελλοντικά, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα θα αποτελέσουν μια πραγματικότητα. Αυτά, θα πρέπει να είναι ενσωματωμένα στο δίκτυο κατά την διάρκεια της ημέρας προκειμένου να φορτισθούν. Συνεπώς, μπορεί να θεωρηθεί ότι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα,

όταν θα είναι συνδεδεμένα στο δίκτυο, είναι δυνατόν να λειτουργήσουν σαν ένα σύστημα μπαταριών. Είναι, λοιπόν, ενδιαφέρουσα η μελέτη της δυναμικής απόκρισης των ηλεκτρικών αυτοκινήτων, που είναι συνδεδεμένα στο ηλεκτρικό δίκτυο, κατά τη διάρκεια μιας διαταραχής. Πιο συγκεκριμένα, όταν απαιτείται ενεργός ισχύς από το δίκτυο για να περιοριστεί η υποσυχνότητα, θα πρέπει τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα να μειώσουν την ενεργό ισχύ που απορροφούν ή ακόμα και να εκφορτισθούν, εάν υπάρχει μεγάλη ανάγκη. Επομένως, θα μπορούσε να καταστρωθεί ένας έλεγχος *PFR* και *IR* στην μπαταρία του αυτοκινήτου, όπως παρουσιάζεται και στην παρούσα Διπλωματική Εργασία. Αυτή η νέα οπτική γωνία αναλύεται στα επιστημονικά άρθρα [16], [17], όπου και προτείνονται κατάλληλοι έλεγχοι συχνότητας για τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα (EV).

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον θα είχε η μελέτη των τεχνικών επαναφόρτισης των μπαταριών. Στη συγκεκριμένη Διπλωματική Εργασία περιγράφεται σχετική τεχνική, η οποία εστιάζει στη λογική της απομονωμένης επαναφόρτισης. Εναλλακτικές τεχνικές απομονωμένης επαναφόρτισης και τρόποι δόμησης ενός κεντρικού ελέγχου, προκειμένου το BESS να είναι πάντα σε ετοιμότητα για να εξυπηρετήσει το δίκτυο, έχουν περιγραφεί στη διεθνή βιβλιογραφία [9 - 11].

Επίσης, επιπλέον έρευνα θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί σχετικά με τα αίτια αύξησης του χρόνου αποκατάστασης με BESS, διερευνώντας την εφαρμογή κατάλληλων λύσεων, ώστε να μην συμβαίνει αυτό.

Τα βιβλιογραφικά δεδομένα σχετικά με το πεδίο του *ROCOF* είναι περιορισμένα και επιπρόσθετα, δεν υφίστανται σαφείς κώδικες από τον *ENTSO – E* για τον περιορισμό του *ROCOF* στα μικρά αυτόνομα ηλεκτρικά συστήματα. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με τη μεγάλη διείσδυση των ΑΠΕ στη σύγχρονη εποχή, καθιστά τη μελέτη των αποδεκτών ορίων *ROCOF* πιο ελκυστική και αναγκαία από κάθε άλλη φορά. (*ENTSO – E* [23])

Παράρτημα Α΄

Κώδικας Matlab για τη σχεδίαση των $P - Q$ γραφικών του τριφασικού μετατροπέα ισχύος (σχήματα (5.13) (5.14) (5.16)). Ο κώδικας αφορά τις τιμές που επιλέχτηκαν στην παρούσα Διπλωματική Εργασία.

- P προς το δίκτυο - Q προς το δίκτυο

```
1 Pgridstart=0;
2 Pgridstop=499.5e03;
3 Pgrid=Pgridstart : 500 : Pgridstop;
4 Qgrid=[];
5
6 for i=1 : 1000
7     P=Pgrid(i)+500;
8         Newton Rapshon
9         f=@(x) (2728.9375e03)*sin(x)-P;
10        df=@(x) (2728.9375e03)*cos(x);
11        a=0;
12        x=a;
13        for k=1:1:100
14            x1=x-(f(x)/df(x));
15            x=x1;
16        end
17        sol=x;
18        Q=(2728.9375e03)*cos(sol)-2546.4767e03;
19        Qgrid(i)=Q+65e03;
20        Limit=sqrt((520e03)^2-(P)^2);
21        if Q>Limit
22            Q=Limit;
23            Qgrid(i)=Q+65e03;
24        end
25    end
26    figure(1)
27    plot(Pgrid,Qgrid);
28    hold on
```

- *P* προς το δίκτυο - *Q* από το δίκτυο

```

1 Pgridstart=0;
2 Pgridstop=499.5e03;
3 Pgrid=Pgridstart : 500 : Pgridstop;
4 Qgrid=[];
5
6 for i=1 : 1000
7     P=Pgrid(i)+500;
8     Newton Rapshon
9     f=@(x) (2728.9375e03)*sin(x)-P;
10    df=@(x) (2728.9375e03)*cos(x);
11    a=0;
12    x=a;
13    for k=1:1:100
14        x1=x-(f(x)/df(x));
15        x=x1;
16    end
17    sol=x;
18    Q=(2728.9375e03)*cos(sol)-2546.4767e03;
19    Qgrid(i)=Q+65e03;
20    Limit=sqrt((520e03)^2-(P)^2);
21    if Q>Limit
22        Q=Limit;
23        Qgrid(i)=Q+65e03;
24    end
25 end
26 figure(1)
27 plot(Pgrid,Qgrid);
28 hold on

```

- *P* από το δίκτυο - *Q* προς το δίκτυο

```

1 Pgridstart=0;
2 Pgridstop=499.5e03;
3 Pgrid=Pgridstart : 500 : Pgridstop;
4 Qgrid=[];
5
6 for i=1 : 1000
7     P=Pgrid(i)+500;
8     Newton Rapshon
9     f=@(x) (2728.9375e03)*sin(x)-P;
10    df=@(x) (2728.9375e03)*cos(x);
11    a=0;
12    x=a;
13    for k=1:1:100
14        x1=x-(f(x)/df(x));
15        x=x1;
16    end

```

```

17         sol=x;
18         Q=(2728.9375e03)*cos(sol)-2546.4767e03;
19         Qgrid(i)=Q+65e03;
20         Limit=sqrt((520e03)^2-(P)^2);
21         if Q>Limit
22             Q=Limit;
23             Qgrid(i)=Q+65e03;
24         end
25     end
26     figure(1)
27     plot(Pgrid,Qgrid);
28     hold on

```

• *P* από το δίκτυο - *Q* από το δίκτυο

```

1  Pgridstart=0;
2  Pgridstop=499.5e03;
3  Pgrid=Pgridstart : 500 : Pgridstop;
4  Qgrid=[];
5
6  for i=1 : 1000
7      P=Pgrid(i)+500;
8      Newton Rapshon
9      f=@(x) (2728.9375e03)*sin(x)-P;
10     df=@(x) (2728.9375e03)*cos(x);
11     a=0;
12     x=a;
13     for k=1:1:100
14         x1=x-(f(x)/df(x));
15         x=x1;
16     end
17     sol=x;
18     Q=(2728.9375e03)*cos(sol)-2546.4767e03;
19     Qgrid(i)=Q+65e03;
20     Limit=sqrt((520e03)^2-(P)^2);
21     if Q>Limit
22         Q=Limit;
23         Qgrid(i)=Q+65e03;
24     end
25 end
26 figure(1)
27 plot(Pgrid,Qgrid);
28 hold on

```



Παράρτημα Β'

Κώδικας Matlab που χρησιμοποιήθηκε κατά την υλοποίηση του ελέγχου της αέργου ισχύος του μετατροπέα. Με βάση τον κώδικα αυτόν, περιορίζεται η άεργος ισχύς, προκειμένου να μην εμφανίζεται υπερδιαμόρφωση και να μην παραβιάζεται η ονομαστική ισχύς του μετατροπέα.

```
1 function y = fcn(Pbattery_pu ,Qpu,PN)
2
3 Limit=0;
4 Pbattery_Nominal=Pbattery_pu*PN;
5 if (Pbattery_Nominal>=0 && Q>0)
6     Limit=(-0.1*Pbattery_Nominal+245e03);
7 elseif (Pbattery_Nominal>=0 && Q<0)
8     Limit=(0.76*Pbattery_Nominal-450e03);
9 elseif (Pbattery_Nominal<0 && Q>0)
10    Limit=(0.1*Pbattery_Nominal+245e03);
11 else
12    Limit=(-0.76*Pbattery_Nominal-450e03);
13 end
14
15 Limit=Limit/PN;
16
17 if (Qpu>0)
18     if (Qpu<Limit)
19         y=Qpu;
20     else
21         y=Limit;
22     end
23 elseif (Qpu<0)
24     if (Qpu>Limit)
25         y=Qpu;
26     else
27         y=Limit;
28     end
29 else
```

```
30     y=0;  
31 end
```

Παράρτημα Γ'

Ηλεκτρικά Χαρακτηριστικά Γεννητριών

Τιμές		
Παράμετρος	Γεννήτρια 1	Γεννήτρια 2
$S_N(MVA)$	1.5	0.8
$V_N(kV)$	6.3	6.3
$X_d(pu)$	1.826	1.826
$X'_d(pu)$	0.259	0.259
$X''_d(pu)$	0.166	0.166
$X_q(pu)$	0.916	0.916
$X''_q(pu)$	0.188	0.188
$X_l(pu)$	0.098	0.098
$T'_d(pu)$	1.287	1.287
$T''_d(pu)$	0.01564	0.01564
$T''_{qo}(pu)$	0.1348	0.1348
$R_s(pu)$	0.003747795	0.003747795
$H(s)$	2.7	1.5
$F(pu)$	0.01	0.01
$poles$	4	4

Η επιλογή τιμών έγινε με βάση την παρακάτω εικόνα, που παρουσιάζει χαρακτηριστικές τιμές για γεννήτριες εκτύπων πόλων με τέσσερις πόλους.

Type of machine	4 Pole / Multi-Pole		Cylindrical rotor turbine generators			Salient pole generators	
			Air Cooled	Hydrogen Cooled	Hydrogen/Water Cooled	4 Pole	Multi-pole
Short circuit ratio	0.5-0.7	1.0-1.2	0.4-0.6	0.4-0.6	0.4-0.6	0.4-0.6	0.6-0.8
Direct axis synchronous reactance X_d (p.u.)	1.6-2.0	0.8-1.0	2.0-2.8	2.1-2.4	2.1-2.6	1.75-3.0	1.4-1.9
Quadrature axis synchronous reactance X_q (p.u.)	1.0-1.23	0.5-0.65	1.8-2.7	1.9-2.4	2.0-2.5	0.9-1.5	0.8-1.0
Direct axis transient reactance X'_d (p.u.)	0.3-0.5	0.2-0.35	0.2-0.3	0.27-0.33	0.3-0.36	0.26-0.35	0.24-0.4
Direct axis sub-transient reactance X''_d (p.u.)	0.2-0.4	0.12-0.25	0.15-0.23	0.19-0.23	0.21-0.27	0.19-0.25	0.16-0.25
Quadrature axis sub-transient reactance X''_q (p.u.)	0.25-0.6	0.15-0.25	0.16-0.25	0.19-0.23	0.21-0.28	0.19-0.35	0.18-0.24
Negative sequence reactance X_2 (p.u.)	0.25-0.5	0.14-0.35	0.16-0.23	0.19-0.24	0.21-0.27	0.16-0.27	0.16-0.23
Zero sequence reactance X_0 (p.u.)	0.12-0.16	0.06-0.10	0.06-0.1	0.1-0.15	0.1-0.15	0.01-0.1	0.045-0.23
Direct axis short circuit transient time constant T'_d (s)	1.5-2.5	1.0-2.0	0.6-1.3	0.7-1.0	0.75-1.0	0.4-1.1	0.25-1
Direct axis open circuit transient time constant T''_{do} (s)	5-10	3-7	6-12	6-10	6-9.5	3.0-9.0	1.7-4.0
Direct axis short circuit sub-transient- time constant T''_d (s)	0.04-0.9	0.05-0.10	0.013-0.022	0.017-0.025	0.022-0.03	0.02-0.04	0.02-0.06
Direct axis open circuit sub-transient time constant $T''_{do}(s)$	0.07-0.11	0.08-0.25	0.018-0.03	0.023-0.032	0.025-0.035	0.035-0.06	0.03-0.1
Quadrature axis short circuit sub-transient time constant T''_q (s)	0.04-0.6	0.05-0.6	0.013-0.022	0.018-0.027	0.02-0.03	0.025-0.04	0.025-0.08
Quadrature axis open circuit sub-transient time constant T''_{qo} (s)	0.1-0.2	0.2-0.9	0.026-0.045	0.03-0.05	0.04-0.065	0.13-0.2	0.1-0.35

NB all reactance values are unsaturated.

Table 5.1: Typical synchronous generator parameters

Σχήμα Γ'.1: Χαρακτηριστικές Τιμές [32]

Βιβλιογραφία

- [1] Επιτροπή Ενέργειας Της Ακαδημίας Αθηνών - Επιμέλεια : Λουκά. Γ Χριστοφόρου, *Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας : Προϋποθέσεις Μαζικής Διείσδυσης στην Ηλεκτροπαραγωγή*, Αθήνα, 2014
- [2] Top10electrical.blogspot, [Ηλεκτρονικό], <http://top10electrical.blogspot.com/2015/10/primary-secondary-and-tertiary.html>
- [3] Κ. Βουρνάς, Β. Κ. Παπαδιάς, Κ. Ντεκλής, *Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας - Έλεγχος και Ευστάθεια Συστήματος*, Αθήνα, ΣΥΜΜΕΤΡΙΑ, 2011
- [4] Prabha Kundur, *Power System Stability and Control - 1st Edition*, California, McGraww-Hill, 1993
- [5] Στέφανος Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος - Δεύτερη Έκδοση*, Αθήνα, ΣΥΜΕΩΝ, 2017
- [6] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems : Modeling, Control, and Applications*, New Jersey, Wiley-IEEE Press, 2010
- [7] Mohammad Reza Aghamohammadi, Hajar Abdolahinia, *New Approach for Optimal Sizing of Battery Energy Storage System For Primary Frequency Control of Islanded Microgrid*, Elsevier-Electrical Power and Energy Systems, vol 54, pp. 325-333, 2014
- [8] Raheel Ali, Tarek Hassan Mohamed, Yaser Soliman Qudaih, Y.Mitani, *A new Load Frequency Control Approach in an isolated Small Power Systems using Co-efficient Diagram Method*, , Elsevier-Electrical Power and Energy Systems, vol 56, pp. 110-116, 2014
- [9] Theodor S. Borsche, Andreas Ulbig, Goran Andersson, *Impact of Frequency Control Reserve Provision by Storage Systems on Power System Operation* , 19th World Congress The international Federation of Automatic Control, Cape Town, South Africa, August 24-29, 2014
- [10] I. Serban, Member, IEEE, C. Marinescu, Member, IEEE, *An enhanced three-phase Battery Energy Storage System for Frequency Control in Microgrids*, 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Brasov, Romania, 2012

-
- [11] Ioan Serban, Member, IEEE, Corneliu Marinescu, Member, IEEE, *Enhanced Control Strategy of Three-Phase Battery Energy Storage Systems for Frequency Support in Microgrids and with Uninterrupted Supply of Local Loads*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol 29, no 9, Sept, 2014
- [12] D. Kottick M. Blau D. Edelstein, *Battery Energy Storage for Frequency Regulation in an Island Power System*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol 8, no 3, Sept, 1993
- [13] Zhi Xuan Tang, Yun Seng Lim *Frequency Regulation Mechanism of Energy Storage System For the Power Grid*. 4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016), Kuala Lumpur, Malaysia, 2016
- [14] Vaclav Knap, Member, IEEE, Sanjay K. Chaudhary, Member, IEEE, Daniel-Ioan Stroe, Member, IEEE, Maciej Swierczynski, Member, IEEE, Bogdan-Ionut Craciun, and Remus Teodorescu, Fellow, IEEE, *Sizing of an Energy Storage System for Grid Inertial Response and Primary Frequency Reserve*, IEEE Transactions on Power Systems, vol 31, no 5, Sept, 2016
- [15] Atia Adrees, Jovica V. Milanović, *Impact of Energy Storage Systems on the Stability of Low Inertia Power Systems*, IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), Torino, Italy, 2017
- [16] P.M. Rocha Almeida, F.J. Soares, J.A. Pecas Lopes, *Electric Vehicles Contribution for Frequency Control with Inertial Emulation*, Elsevier-Electrical Power and Energy Systems, vol 127, pp. 141-150, 2015
- [17] Manoj Datta, Hiroki Ishikawa, Haruo Naitoh, Tomonobu Senjyu, *LFC by Coordinated Virtual Inertia Mimicking and PEVs in Power Utility with MW-class Distributed PV Generation*, IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Kyoto, Japan, 2012
- [18] Hyeon-Jin Moon, Jae Won Chang, Eung-Sang Kim, Seung-II Moon, *Frequency-Based Wireless Control of Distributed Generators in an Isolated Microgrid: a case of Geocha Island in South Korea*, 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Heraklion, Greece, 2017
- [19] Upama Bose, Sumit K Chattopadhyay Member IEEE, Chandan Chakraborty Fellow IEEE, Bikash Pal Fellow IEEE, *A Novel Method of Frequency Regulation in Microgrid*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2018
- [20] John J. Grainger, William D. Stevenson, Gary W. Chang, *Power System Analysis-International Edition*, New York, McGraw-Hill Education, 2016
- [21] ENTSO-E, 2nd Public workshop on Frequency Stability Parameters for Connection Network Code Implementation, Brussels, 20 July, 2017 [Ηλεκτρονικό], <https://docstore.entsoe.eu/Documents/Events/2017/cnc-freq/170720-2ndStakeholderWorkshopOnFrequencyStabilityParameters.pdf>

-
- [22] Vaclav Knap, Rakesh Sinha, *Grid Inertial Response with Lithium-ion Battery Energy Storage Systems*, M.S. thesis, Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 2013
- [23] ENTSO-E, Rate of Change of Frequency (RoCoF) withstand capability-ENTSO-E guidance document for national implementation for network codes on grid connection, 31 January, 2018 [Ηλεκτρονικό],
<https://docstore.entsoe.eu/Documents/Network%20codes%20documents/NC%20RfG/IGD-RoCoF-withstand-capability-final.pdf>
- [24] HEDNO, RoCoF Protection Changes and the Impact on ComAp relays ML v3 [Ηλεκτρονικό],
<https://www.nationalgrid.com/sites/default/files/documents/8589939203-RoCoF%20protection%20changes%20and%20the%20impact%20on%20ComAp%20relays%20ML%20v3.docx>
- [25] Salim Temtem and Karen Creighton, Summary of Studies on Rate of Change of Frequency events on the All-Island System, August, 2012 [Ηλεκτρονικό],
<http://www.eirgrid.ie/site-files/library/EirGrid/Summary-of-Studies-on-Rate-of-Change-of-Frequency-events-on-the-All-Island-System.pdf>
August, 2012
- [26] ENTSO-E, Frequency Sensitive Mode ENTSO-E guidance document for national implementation for network codes on grid connection, 31 January, 2018 [Ηλεκτρονικό],
<https://docstore.entsoe.eu/Documents/Network%20codes%20documents/NC%20RfG/IGD-FSM-final.pdf>
- [27] ENTSO-E RG-CE System Protection and Dynamics Sub Group, Frequency Stability Evaluation Criteria for the Synchronous Zone of Continental Europe – Requirements and impacting factors, March, 2016, [Ηλεκτρονικό],
<https://docstore.entsoe.eu/Documents/SOC%20documents/RGCE-SPD-frequency-stability-criteria-v10.pdf>
- [28] Δεκαετές Πρόγραμμα Ανάπτυξης Συστήματος Μεταφοράς, Εφημερίδα της Κυβερνήσεως, 2ο τεύχος, Αρ. Φύλλο 1570, 8 Μαΐου, 2018, [Ηλεκτρονικό],
<http://www.admie.gr/fileadmin/user-upload/Files/masm/2018-2027/DPA-2018-2027.pdf>
- [29] Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας, [Ηλεκτρονικό],
<http://www.rae.gr/site/categories-new/electricity/market/mdn.csp>

-
- [30] Συνέντευξη Τύπου για το πρόγραμμα «ΕΞΥΠΝΑ ΔΙΚΤΥΑ σε 5 νησιά του Αιγαίου», Δίκτυο Αειφόρων Νήσων - ΔΑΦΝΗ, [Ηλεκτρονικό], <http://www.dafni.net.gr/gr/archives/isle-smart.htm>
- [31] Jan Servotte, Luis M. Castro, *Smart Frequency Control in Power Transmission Systems Using a BESS*, IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA), November, 2015
- [32] Equivalent Circuits and Parameters of Power System Plant, Network Protection and Automation Guide, [Ηλεκτρονικό], <https://www.fecime.org/referencias/npag/chap5-46-77.pdf>