



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ, ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΗΣ
ΚΑΙ ΚΑΤΑΝΕΜΗΜΕΝΗΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ HVDC ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ
ΜΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΕΙΚΟΝΙΚΗΣ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ
ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
ΕΥΑΓΓΕΛΟΠΟΥΛΟΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: ΚΩΝΣΤΑΝΤΟΠΟΥΛΟΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ

ΠΑΤΡΑ - ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2025

Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών.

Ευαγγελόπουλος Βασίλειος

© 2025 – Με την επιφύλαξη παντός δικαιώματος

Το σύνολο της εργασίας αποτελεί πρωτότυπο έργο, παραχθέν από τον Ευαγγελόπουλο Βασίλειο, και δεν παραβιάζει δικαιώματα τρίτων καθ' οιονδήποτε τρόπο. Αν η εργασία περιέχει υλικό, το οποίο δεν έχει παραχθεί από τον ίδιο, αυτό είναι ευδιάκριτο και αναφέρεται ρητώς εντός του κειμένου της εργασίας ως προϊόν εργασίας τρίτου, σημειώνοντας με παρομοίως σαφή τρόπο τα στοιχεία ταυτοποίησής του, ενώ παράλληλα βεβαιώνει πως στην περίπτωση χρήσης αυτούνσιων γραφικών αναπαραστάσεων, εικόνων, γραφημάτων κ.λπ., έχει λάβει τη χωρίς περιορισμούς άδεια του κατόχου των πνευματικών δικαιωμάτων για την συμπεριληψη και επακόλουθη δημοσίευση του υλικού αυτού.

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η Διπλωματική Εργασία με τίτλο

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ HVDC ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ ΜΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΕΙΚΟΝΙΚΗΣ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

του φοιτητή του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας
Υπολογιστών

ΒΑΣΙΛΕΙΟΥ ΕΥΑΓΓΕΛΟΠΟΥΛΟΥ ΤΟΥ ΝΙΚΟΛΑΟΥ

Αριθμός Μητρώου: 1089886

Παρουσιάστηκε δημόσια στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και
Τεχνολογίας Υπολογιστών στις

7/10/2025

και εξετάστηκε από την ακόλουθη εξεταστική επιτροπή:

Γεώργιος Κωνσταντόπουλος, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων
Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών (επιβλέπων)

Αντώνιος Αλεξανδρίδης, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Τεχνολογίας Υπολογιστών (μέλος επιτροπής)

Ελευθερία Πυργιώτη, Καθηγήτρια, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Τεχνολογίας Υπολογιστών (μέλος επιτροπής)

Ο Επιβλέπων

Γεώργιος Κωνσταντόπουλος
Καθηγητής

Ο Διευθυντής του Τομέα

Βασίλειος Καλαντώνης
Καθηγητής

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες σε όλους όσοι συνέβαλαν άμεσα ή έμμεσα στην πενταετή πορεία των σπουδών μου και στην εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Αρχικά, ευχαριστώ τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Καθηγητή Γεώργιο Κωνσταντόπουλο, για την πολύτιμη καθοδήγηση και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, δίνοντάς μου τη δυνατότητα να αναλάβω πρωτοβουλίες γεγονός που έκανε την εμπειρία της εργασίας ακόμη πιο ουσιαστική και δημιουργική. Θερμές ευχαριστίες απευθύνω και στους υποψήφιους διδάκτορες Θεόδωρο Καββαθά και Αποστόλη Μανασή, για την βοήθεια τους.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στους προαναφερθέντες, καθώς και στον υποψήφιο διδάκτορα Θεοδόση Αλεξανδρίδη, για την συμβολή τους ώστε μέρος της εργασίας να παρουσιαστεί στο επερχόμενο συνέδριο *IEEE PES ISGT Middle East 2025*, μια εμπειρία που αποτέλεσε για εμένα σημαντικό βήμα και πηγή πολύτιμης γνώσης.

Σημαντικά πρότυπα και πηγές έμπνευσης υπήρξαν και άλλοι καθηγητές του τμήματος, όπως ο Καθηγητής Αθανάσιος Σκόδρας, οι οποίοι μέσα από τις διαλέξεις τους ενέτειναν το ενδιαφέρον μου για το αντικείμενο των σπουδών. Η μεταδοτικότητα, η μεθοδικότητα και η αφοσίωσή τους υπήρξαν για μένα παράδειγμα προς μίμηση, καθιστώντας τους όχι μόνο εξαίρετους επιστήμονες αλλά και αυθεντικά καθηγητικά πρότυπα.

Ξεχωριστές ευχαριστίες στους φίλους μου, εντός και εκτός τμήματος, για τη στήριξη και τη συντροφιά τους σε όλη αυτή τη διαδρομή. Ένα ιδιαίτερο ευχαριστώ στη φίλη και συμφοιτήτρια Μαριλένα, για την αδιάκοπη υποστήριξή της και πίστη σε μένα, καθώς και για τη συνεργασία μας στη δημοσίευση της σχετικής επιστημονικής εργασίας.

Τέλος, το μεγαλύτερο ευχαριστώ ανήκει στην οικογένειά μου, για την αμέριστη στήριξη, την υπομονή και την αγάπη τους καθ' όλη τη διάρκεια αυτής της πορείας.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ HVDC ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ ΜΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΕΙΚΟΝΙΚΗΣ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ
ΦΟΙΤΗΤΗ:

ΕΥΑΓΓΕΛΟΠΟΥΛΟΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ
ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΟΣ:

ΚΩΝΣΤΑΝΤΟΠΟΥΛΟΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ

Η συνεχώς αυξανόμενη κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας, σε συνδυασμό με τη μεγάλη διείσδυση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ), οδηγεί σε ανάγκη για αποδοτική μεταφορά μεγάλων ποσών ισχύος μέσω συστημάτων HVDC, ενώ παράλληλα μειώνει τη φυσική αδράνεια των δικτύων και δημιουργεί νέες προκλήσεις για τη διατήρηση της ευστάθειας και της αξιοπιστίας τους.

Στο πλαίσιο αυτό, η παρούσα διπλωματική εργασία διερευνά τον συνδυασμό των τεχνολογιών Εικονικής Σύγχρονης Μηχανής (VSM) και Synchronverter (SV) ως στρατηγική ελέγχου για σταθμούς μετατροπής σε συστήματα μεταφοράς ισχύος μέσω HVDC. Και οι δύο τεχνολογίες παρέχουν στήριξη τάσης και συχνότητας στα αντίστοιχα συνδεδεμένα δίκτυα, προσφέροντας ταυτόχρονα εικονική αδράνεια ενισχύοντας τη δυναμική απόκριση της συχνότητας. Με βάση το δυναμικό μοντέλο του HVDC συστήματος, σχεδιάζεται και αναλύεται λεπτομερώς η δομή ελέγχου, η οποία περιλαμβάνει εσωτερικούς βρόχους ελέγχου ρεύματος και τάσης, καθώς και τις δυναμικές εξισώσεις των SV και VSM.

Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική υλοποιείται και επικυρώνεται πειραματικά σε μία μοναδική διάταξη Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL), με δύο προσομοιωτές Typhoon HIL που αναπαριστούν σε πραγματικό χρόνο τους δύο σταθμούς μετατροπής, σε συνδυασμό με δύο προγραμματιζόμενες διπλής κατεύθυνσης DC πηγές και ένα ρεαλιστικό μοντέλο γραμμής μεταφοράς μήκους 160 km.

Τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν ότι η προτεινόμενη διάταξη επιτυγχάνει σταθεροποίηση της ενεργού ισχύος και της DC τάσης, ενώ παράλληλα παρέχει στήριξη συχνότητας που συμβάλλει στην ευστάθεια των διασυνδεδεμένων δικτύων, ακόμη και υπό πραγματικές μεταβολές συχνότητας.

Λέξεις κλειδιά: HVDC διασύνδεση, Εικονική Σύγχρονη Μηχανή, Synchronverter, Εικονική Αδράνεια, Typhoon HIL, Power Hardware In the Loop, Στήριξη Συχνότητας, Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, Ευστάθεια Δικτύου.

EXTENSIVE ENGLISH SUMMARY

CONTROL DESIGN OF HVDC LINK WITH VIRTUAL SYNCHRONOUS GENERATOR AND IMPLEMENTATION ON REAL-TIME SIMULATOR

STUDENT NAME, SURNAME: **SUPERVISOR NAME, SURNAME:**

VASILEIOS N.
EVANGELOPOULOS

GEORGE C.
KONSTANTOPOULOS

The continuously increasing electricity demand, combined with the high penetration of Renewable Energy Sources (RES), creates the need for efficient bulk power transfer through HVDC systems, while at the same time reducing the natural inertia of power grids and introducing new challenges for maintaining their stability and reliability.

In this context, the present thesis investigates the combined use of Virtual Synchronous Machine (VSM) and Synchronverter (SV) technologies as a control strategy for converter stations in HVDC transmission systems. Both technologies provide voltage and frequency support to the corresponding connected grids, while simultaneously offering virtual inertia that enhances the dynamic frequency response. Based on the dynamic model of the HVDC system, the control structure is designed and analyzed in detail, including the inner current and voltage control loops as well as the SV and VSM dynamics.

The proposed architecture is implemented and experimentally validated in a unique Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL) setup, consisting of two Typhoon HIL simulators emulating in real time the two converter stations, combined with two programmable bidirectional DC power supplies and a realistic transmission line model of 160 km.

The experimental results demonstrate that the proposed setup successfully stabilizes both the active power and the DC voltage, while also providing frequency support that enhances the stability of the interconnected power grids, even under real grid frequency variations.

Keywords: HVDC transmission, Virtual Synchronous Machine (VSM), Synchronverter, Virtual Inertia, Typhoon HIL, Power Hardware In the Loop, Frequency Support, Renewable Energy Sources (RES), Grid Stability.

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα	I
Κατάλογος Σχημάτων	III
Κατάλογος Πινάκων	V
Ακρωνύμια	VI
1 Εισαγωγή	1
1.1 Κίνητρα και Προκλήσεις	1
1.2 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας	1
1.3 Στόχοι και Συνεισφορά	2
1.4 Δομή Διπλωματικής Εργασίας	2
2 Βιβλιογραφική Ανασκόπιση	3
2.1 Τεχνολογίες Εικονικής Αδράνειας	3
2.2 Ανασκόπιση HVDC	5
2.3 Μελλοντικές Τάσεις	8
2.3.1 VSGs και Εικονική Αδράνεια	8
2.3.2 HVDC και η Επόμενη Γενιά Δικτύων	9
3 Θεωρητική Μοντελοποίηση και Ανάλυση Ελέγχων	11
3.1 Μετασχηματισμός Park	11
3.2 Μοντέλο βασικών κυκλωματικών στοιχείων	13
3.2.1 Αντίσταση στο $dq0$ πλαίσιο	13
3.2.2 Πηνίο στο $dq0$ πλαίσιο	13
3.2.3 Πυκνωτής στο $dq0$ πλαίσιο	14
3.3 Ισχύς σε $dq0$ ποσότητες	14
3.3.1 Έκφραση Ενεργού Ισχύος	15
3.3.2 Έκφραση Αέργου Ισχύος	15
3.4 Τεχνικές Παλμοδότησης Μετατροπέων Ισχύος	16
3.4.1 PWM βασισμένη σε κυματομορφή φορέα	16
3.5 Βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL)	19
3.6 Έλεγχος Στατισμού	21
3.6.1 $P-f$ droop	21
3.6.2 $Q-V$ droop	23
3.6.3 $V_{dc}-f$ droop	24
3.7 Ελεγκτής PI	25
3.8 Τριφασικός Αντιστροφέας	26
3.8.1 Κατηγορίες και Χαρακτηριστικά	26
3.8.2 Τρόποι λειτουργίας	27
3.8.3 Μοντελοποίηση 3Φ Αντιστροφέα σε Δίκτυο	28
3.8.4 Έλεγχος 3Φ Αντιστροφέα σε Δίκτυο	31
3.9 Σύγχρονη Μηχανή	36
3.9.1 Δομή σύγχρονης μηχανής	36
3.9.2 Μοντελοποίηση σύγχρονης μηχανής	37
3.10 Εικονική Σύγχρονη Μηχανή (VSM)	39
3.10.1 $V_{dc}-f$ βρόχος ελέγχου	39
3.10.2 $Q-V$ βρόχος ελέγχου	41
3.11 HVDC Διασυνδέσεις	43
3.11.1 Τοπολογίες διασυνδέσεων HVDC	43

3.11.2 Τεχνολογίες υλοποίησης HVDC	45
3.11.3 Κυκλωματικό μοντέλο HVDC	47
3.12 HVDC διασύνδεση με εικονική αδράνεια μεταξύ VSM και SV	48
4 Ανάλυση Ελέγχων σε Περιβάλλον Προσομοίωσης	50
4.1 Έλεγχος 3Φ Αντιστροφέα σε Περιβάλλον Simulink/Matlab	50
4.1.1 Εσωτερικός βρόχος ρεύματος στο Simulink	51
4.1.2 Εξωτερικός βρόχος τάσης στο Simulink	53
4.2 Ανάλυση VSM σε Περιβάλλον Typhoon	56
4.2.1 Χωρίς υλοποίηση droop ελέγχου (V_{dc}^{set})	59
4.2.2 Με υλοποίηση droop ελέγχων	60
4.2.3 Μεταβολή τιμής πηγής ρεύματος	62
5 Προσομοίωση διασύνδεσης HVDC βασισμένη σε VSG και SV	63
5.1 Στιβαρά δίκτυα	65
5.2 Βηματικές μεταβολές παραμέτρων δικτύων	67
5.3 Διασύνδεση ασύγχρονων δικτύων	69
6 Πειραματική υλοποίηση στο εργαστήριο	71
6.1 Περιγραφή πειραματικής διάταξης και εξοπλισμός	71
6.1.1 Διάταξη για VSM	74
6.1.2 Διάταξη για HVDC διασύνδεση SV-VSM	75
6.2 Αποτελέσματα Πειραματικών Μετρήσεων	76
6.2.1 Αποτελέσματα για VSM	76
6.2.2 Αποτελέσματα για HVDC διασύνδεση SV-VSM	81
7 Επίλογος	87
7.1 Σύνοψη εργασίας	87
7.2 Βελτιώσεις και περιορισμοί	87
7.3 Μελλοντική έρευνα	88
Παραρτήματα	89
A Τιμές στοιχείων προσομοιώσεων	89
A.1 Εσωτερικού βρόχου ελέγχου ρεύματος Matlab	89
A.2 Εξωτερικών βρόχου ελέγχου τάσης Matlab	89
A.3 Λειτουργία VSM σε Typhoon	90
A.4 Λειτουργία HVDC διασύνδεσης SV-VSM σε Typhoon	91
A.5 Λειτουργία VSM σε Typhoon πειραματικών μετρήσεων	92
B Κώδικας επικοινωνία τροφοδοτικού Keysight	93
Αναφορές	95

Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Κατηγοριοποίηση τοπολογιών υλοποίησης εικονικής αδράνειας	4
2.2	Κρίσιμη απόσταση HVDC-HVAC.	7
2.3	Σύγκριση πυλώνων HVDC-HVAC	7
2.4	Ανάγκη ΑΠΕ για στήριξη συχνότητα	8
2.5	HVDC έργα στις Σκανδιναβικές χώρες	9
2.6	Μέλλον HVDC διασυνδέσεων στην Αφρική	10
3.1	Περιπτώσεις ευθυγράμμισης αξόνων d-q με a	11
3.2	Τριφασικό συμμετρικό δίκτυο	14
3.3	Κατηγοριοποίηση τεχνικών PWM	16
3.4	Πριονωτό σήμα φορέα	17
3.5	Λειτουργικό διάγραμμα PWM με πριονωτό σήμα	17
3.6	Τριγωνικό σήμα φορέα (SPWM)	18
3.7	Βασική λειτουργία PLL	20
3.8	Υλοποίηση SF-PLL	20
3.9	$P-f$ χαρακτηριστική στατισμού.	22
3.10	Λειτουργία droop σε σύγχρονη γεννήτρια	22
3.11	$Q-V$ χαρακτηριστική στατισμού.	23
3.12	Παράδειγμα εφαρμογής $V_{dc}-f$ droop	24
3.13	$V_{dc}-f$ χαρακτηριστική στατισμού.	24
3.14	PI ελεγκτής	25
3.15	Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας συνδεδεμένος στο δίκτυο	26
3.16	Υπό μελέτη κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα	28
3.17	Εσωτερικός και εξωτερικός βρόχος ελέγχου	34
3.18	Υλοποίηση ελεγκτών τριφασικού αντιστροφέα	35
3.19	Δομή σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών τύπου reluctance	36
3.20	Πυκνότητα μαγνητικών γραμμών Reluctance στο Femm	36
3.21	Υπό μελέτη κύκλωμα VSM	39
3.22	Υλοποίηση Εικονικής Σύγχρονης Μηχανής με έλεγχο τάσης	42
3.23	Μονοπολική διασύνδεση: (α) επιστροφή με Γείωση, (β) επιστροφή με μεταλλικό αγωγό.	43
3.24	Διπολική διασύνδεση: (α) επιστροφή με Γείωση, (β) επιστροφή με μεταλλικό αγωγό.	44
3.25	HVDC διασύνδεση τεχνολογίας MMC (IGBT διακοπτικά στοιχεία)	46
3.26	π μοντέλο HVDC καλωδίου στην συχνότητα	47
3.27	T μοντέλο HVDC καλωδίου	47
3.28	Βελτιωμένο π μοντέλο HVDC καλωδίου	47
3.29	Υπό μελέτη HVDC μοντέλο	48
3.30	Κυκλωματικό διάγραμμα HVDC διασύνδεσης VSM-SV	48
3.31	Υλοποίηση Synchronverter με έλεγχο τάσης	49
4.1	Λογότυπο Matlab Simulink	50
4.2	Λογότυπο Typhoon HIL	50
4.3	Υλοποίηση ελέγχου ρεύματος στο Simulink	51
4.4	Αποτελέσματα εσωτερικού ελεγκτή ρεύματος	52
4.5	Υλοποίηση ελέγχου τάσης στο Simulink	53
4.6	Αποτελέσματα εξωτερικού ελεγκτή τάσης (Τάσεις)	54
4.7	Αποτελέσματα εξωτερικού ελεγκτή τάσης (Ρεύματα)	55
4.8	Προσομοιωτής Typhoon HIL 404	56
4.9	Εικονική Σύγχρονη Μηχανή σε περιβάλλον Typhoon Schematic Editor	56
4.10	Αναλυτικά Typhoon Schematic: (α) Εσωτερικών ελεγκτών, (β) Εξισώσεων VSM.	57

4.11	SCADA διάγραμμα για την εκτέλεση της προσομοίωσης	58
4.12	Βηματικές αλλαγές στην DC τάση της VSM	59
4.13	Βηματικές αλλαγές στην άεργο ισχύ της VSM	59
4.14	Βηματικές μεταβολές στη συχνότητα του δικτύου (V_{dc} - f droop)	60
4.15	Βηματικές μεταβολές στη τάση του δικτύου (Q - V droop)	61
4.16	Μεταβολές στην πηγή ρεύματος στην είσοδο της VSM	62
5.1	HVDC διασύνδεση SV-VSM στο Typhoon IDE	63
5.2	Custom HVDC block μοντέλο	64
5.3	Κυκλωματική υλοποίηση HVDC μοντέλου	64
5.4	Αποτελέσματα Synchroverter για HVDC διασύνδεση με VSM	65
5.5	Αποτελέσματα VSM για HVDC διασύνδεση με SV	66
5.6	Αποτελέσματα Synchroverter διασύνδεσης με VSM και λειτουργία droop	67
5.7	Αποτελέσματα VSM διασύνδεσης με SV και έλεγχο droop	68
5.8	Αποτελέσματα Synchroverter για ασύγχρονη HVDC διασύνδεση με VSM	69
5.9	Αποτελέσματα VSM για ασύγχρονη HVDC διασύνδεση με SV	70
6.1	Προγραμματιζόμενα διπλής κατεύθυνσης τροφοδοτικά	71
6.2	Έξυπνος μετρητής δικτύου	72
6.3	Differential Probe τάσης (α) και ρεύματος (β)	72
6.4	Ρεαλιστική HVDC μονάδα	72
6.5	Παλμογράφος εργαστηρίου	73
6.6	Typhoon HIL με κάρτα διεπαφής	73
6.7	Πειραματική διάταξη μελέτης VSM	74
6.8	Εργαστηριακή διάταξη HVDC διασύνδεσης SV-VSM	75
6.9	VSM στο Typhoon Scematic Editor για πειραματικές μετρήσεις	76
6.10	Μέτρηση αντίστασης HVDC μονάδας	77
6.11	Μέτρηση ρεύματος στον παλμογράφο	77
6.12	Μετρήσεις πειράματος VSM με μεταβολές DC τάσης	78
6.13	Μετρήσεις πειράματος VSM με συχνότητα πραγματικού δικτύου	79
6.14	Χώρος ανάπτυξης προσομοιώσεων και κώδικα	81
6.15	Αρχική διαμόρφωση εξοπλισμού	81
6.16	Σύστημα monitoring δεδομένων τροφοδοτικού	82
6.17	Μετρήσεις διάταξης HVDC SV-VSM με στιβαρά δίκτυα	83
6.18	Μετρήσεις διάταξης HVDC SV-VSM με συχνότητες πραγματικών δικτύων	84
6.19	Υδραυλικό ισοδύναμο συστήματος	86

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Σύνοψη τοπολογιών ελέγχου για την επίτευξη εικονικής αδράνειας	5
2.2	Σύγκριση Μεταφοράς Ενέργειας μέσω HVDC και HVAC	6
2.3	Παραδείγματα HVDC διασυνδέσεων	7
3.1	Σύνοψη τρόπων λειτουργίας αντιστροφέων συνδεδεμένων στο δίκτυο	27
A.1	Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, σταθεράς χρόνου και κερδών ελεγκτή ρεύματος	89
A.2	Τιμές σταθεράς χρόνου και κερδών ελεγκτή τάσης	89
A.3	Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων της VSM	90
A.4	Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων HVDC διασύνδεσης SV-VSM	91
A.5	Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων της VSM πειραματικών μετρήσεων	92

Ακρωνύμια

3Φ τριφασικός.

AVR automatic voltage regulator.

CSC Current source converter.

CSI current source inverter.

dq direct–quadrature.

HVAC high voltage alternating current.

HVDC high voltage direct current.

IEPE Institute of Electrical and Power Engineering.

KHI Kawasaki Heavy Industries.

LCC line commutated converter.

LPF Low Pass Filter.

MMC modular multilevel converter.

MPC model-predictive control.

MTDC multi terminal direct current.

PHIL Power Hardware In the Loop.

PI proportional-integral.

PLL phase-locked loop.

PWM pulse width modulation.

SCR Short Circuit Ratio.

SF-PLL Synchronous Frame phase-locked loop.

SG synchronous generator.

SPWM sinusoidal pulse width modulation.

STATCOM Static synchronous compensator.

SV synchronconverter.

SVC Static Var Compensator.

VSC voltage source converter.

VSG virtual synchronous generator.

VSI voltage source inverter.

VSM virtual synchronous machine.

VSO voltage-controlled oscillator.

ΑΙΕ Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας.

ΔΟΕ Διεθνής Οργανισμός Ενέργειας.

1 Εισαγωγή

1.1 Κίνητρα και Προκλήσεις

Σύμφωνα με την πιο πρόσφατη επισκόπηση της Ember Energy [1], η παγκόσμια ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας αυξήθηκε κατά 4% (+1.172 TWh) το 2024, ξεπερνώντας για πρώτη φορά τις 30.000 TWh σε ετήσια βάση. Ταυτόχρονα, η ενδιάμεση έκθεση του Διεθνούς Οργανισμού Ενέργειας (ΔΟΕ), για το 2025 [2], επιβεβαιώνει πως η ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας θα συνεχίσει να αυξάνεται και το 2026. Μέχρι το 2030, οι εκτιμήσεις του ΔΟΕ προβλέπουν πως οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) θα καλύπτουν το 46% της συνολικής παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας [3]. Τα παραπάνω καθιστούν αναγκαία την ενίσχυση των υποδομών του ηλεκτρικού δικτύου σε επίπεδο παραγωγής, μεταφοράς και διανομής. Δεδομένου ότι οι μονάδες ΑΠΕ εγκαθίστανται συχνά μακριά από τα κέντρα κατανάλωσης, απαιτούνται αποδοτικά συστήματα μεταφοράς ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις [4]. Η ανάγκη αυτή εντείνεται στο πλαίσιο της παγκόσμιας ηλεκτρικής διασύνδεσης, με στόχο την οικολογική και οικονομική βιωσιμότητα [5].

Η μεταφορά/διασύνδεση της μαζικής ενέργειας είναι εφικτή με τη χρήση συνδέσεων high voltage direct current (HVDC) και high voltage alternating current (HVAC). Η επιλογή μεταξύ των δύο τεχνολογιών εξαρτάται από παράγοντες όπως το οικονομικό κόστος [6], τη δυνατότητα ελέγχου και την ευστάθεια του συστήματος [7]. Λαμβάνοντας υπόψη το εκτεταμένο μήκος της διασύνδεσης, η λύση HVDC προκύπτει ως η πλέον συμφέρουσα επιλογή. Μερικά χαρακτηριστικά παραδείγματα διασύνδεσης μέσω HVDC τεχνολογίας περιλαμβάνουν το έργο NorNed, που συνδέει τη Νορβηγία με την Ολλανδία, με ισχύ 700 MW στα ±450 kV και συνολικό μήκος 580 km [8], καθώς και το Ariadne, που μεταφέρει 1000 MW στα 500 kV μεταξύ Κρήτης-Αττικής μέσω υποβρύχιων καλωδίων μήκους 335 km σε βάθος 1.2 km [9].

Η αυξημένη διείσδυση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας ΑΠΕ, και ειδικά των φωτοβολταϊκών, επιφέρει σημαντικές προκλήσεις στη σταθερότητα των ηλεκτρικών δικτύων. Αυτό οφείλεται στην απουσία φυσικής αδράνειας, η οποία παρέχεται από τις περιστρεφόμενες μάζες των σύγχρονων γεννητριών στις συμβατικές μονάδες παραγωγής ενέργειας [10]. Η αδράνεια είναι κρίσιμη για τη διατήρηση της συχνότητας του δικτύου, καθώς αντισταθμίζει απότομες διακυμάνσεις και διαταραχές. Η αντιμετώπιση του παραπάνω προβλήματος βασίζεται στον σχεδιασμό ειδικών ελέγχων που επιτρέπουν στους αντιστροφείς των ΑΠΕ να προσομοιώνουν τη συμπεριφορά μιας σύγχρονης γεννήτριας, τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση. Ένας τέτοιος αντιστροφέας αναφέρεται ως «Εικονική Σύγχρονη Γεννήτρια» [11].

Η γενικότερη τεχνολογική πρόκληση που παρουσιάζεται στο σημερινό ενεργειακό τοπίο, σε συνδυασμό με την πρόσφατη επίσκεψη της **Hitachi Energy** στο πανεπιστήμιό μας (2024) στο πλαίσιο του **Hitachi Energy Roadshow**, αποτέλεσαν το βασικό έναντιμα για την παρούσα διπλωματική εργασία.

1.2 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι:

- Μελέτη και προσομοίωση ενός ελεγκτή τριφασικού (3Φ) αντιστροφέα για την λειτουργία σαν Εικονική Σύγχρονη Γεννήτρια.
- Εφαρμογή της Εικονικής Σύγχρονης Γεννήτριας σε HVDC διασύνδεση.
- Διασύνδεση δυο απομακρυσμένων δικτύων μέσω HVDC εφαρμόζοντας δυο τεχνολογίες εικονικής αδράνειας virtual synchronous generator (VSG) και synchronverter (SV).

1.3 Στόχοι και Συνεισφορά

Η συνεισφορά της παρούσας διπλωματικής έγκειται στην ανάπτυξη μιας πρωτοπόρας πειραματικής διάταξης με εφαρμογή Power Hardware In the Loop (PHIL), η οποία υλοποιήθηκε ως αποτέλεσμα της επίτευξης των παρακάτω στόχων:

- Έλεγχος ρεύματος και τάσης 3Φ αντιστροφέα σε περιβάλλον προσομοίωσης.
- Ανάπτυξη και αξιολόγηση ελεγκτή VSG μέσω προσομοιώσεων.
- Μελέτη λειτουργίας διασύνδεσης HVDC με εφαρμογή εικονικής αδράνειας μέσω VSG και SV σε περιβάλλον προσομοίωσης.
- Υλοποίηση πειραματικής διάταξης HVDC διασύνδεσης με χρήση VSG.
- Δοκιμή και σύγκριση των τεχνολογιών VSG και SV σε πραγματικό χρόνο μέσω πειραματικής διάταξης PHIL.

1.4 Δομή Διπλωματικής Εργασίας

Η εργασία οργανώθηκε στα παρακάτω κεφάλαια:

1. **Εισαγωγή:** Παρουσιάζονται το κίνητρο εκπόνησης της εργασίας, οι σύγχρονες προκλήσεις στον τομέα της ενέργειας, καθώς και ο σκοπός, οι στόχοι και η συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας.
2. **Βιβλιογραφική Ανασκόπηση:** Επισκόπηση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας σχετικά με την εικονική αδράνεια, τις HVDC διασυνδέσεις και τις μελλοντικές τάσεις του κλάδου.
3. **Θεωρητική Μοντελοποίηση και Ανάλυση Ελέγχων:** Περιλαμβάνει μαθηματική μοντελοποίηση βασικών στοιχείων στο σύστημα αναφοράς direct-quadrature (dq), καθώς και θεωρητική ανάλυση ελέγχου ρεύματος και τάσης, droop control, τεχνολογιών ελέγχου τύπου VSG, και αρχών λειτουργίας HVDC συστημάτων. Τέλος, παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα ελέγχου του συστήματος.
4. **Ανάλυση Ελέγχων σε Περιβάλλον Προσομοίωσης:** Επιβεβαιώνεται η ορθήΔ λειτουργία των ελεγκτών του 3Φ αντιστροφέα και της εικονικής σύγχρονης μηχανής σε τρία διαφορετικά σενάρια, στο Matlab/Simulink και σε προσομοιωτή πραγματικού χρόνου Typhoon HIL αντίστοιχα.
5. **Προσομοίωση διασύνδεσης HVDC βασισμένη σε VSG και SV:** Αναλύεται η λειτουργία HVDC διασύνδεσης βασισμένης σε δύο διαφορετικές τεχνολογίες εικονικής αδράνειας, σε τρία σενάρια σε προσομοιωτή πραγματικού χρόνου Typhoon HIL.
6. **Πειραματική υλοποίηση στο εργαστήριο:** Προτείνεται μια καινοτόμα εργαστηριακή διάταξη για την ανάλυση τόσο της εικονικής σύγχρονης μηχανής όσο και για της HVDC διασύνδεσης δύο μετατροπέων τεχνολογίας SV και VSM, με χρήση ρεαλιστικού μοντέλου HVDC γραμμής.
7. **Επίλογος:** Συνοψίζονται τα βασικά σημεία της εργασίας, οι περιορισμοί και οι δυνατότητες βελτίωσης, καθώς και προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

2 Βιβλιογραφική Ανασκόπιση

Παρακάτω παρουσιάζεται μια εκτενή βιβλιογραφική ανασκόπηση σχετικά με τις διασυνδέσεις HVDC, τις τεχνολογίες εικονικής αδράνειας, καθώς και τις μελλοντικές τάσεις στους παραπάνω τομείς.

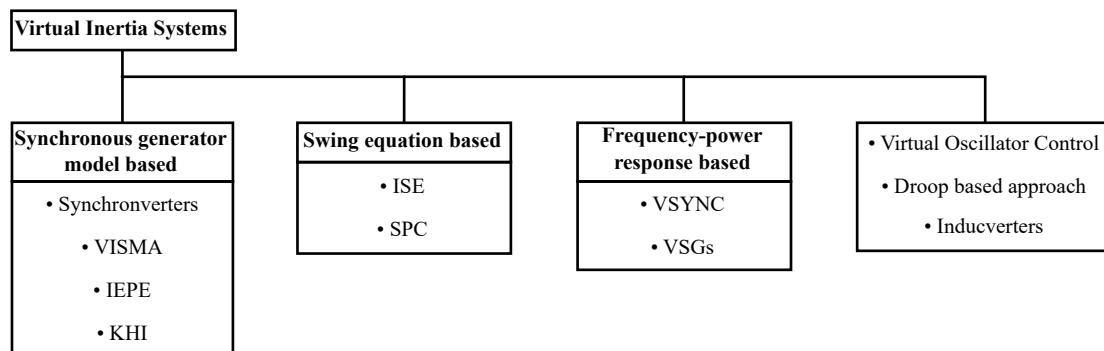
2.1 Τεχνολογίες Εικονικής Αδράνειας

Η αυξανόμενη χρήση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, παρότι συμβάλλει θετικά στη μείωση της εξάρτησης από τα ορυκτά καύσιμα και προωθεί τη βιώσιμη ανάπτυξη [12], παρουσιάζει υστέρηση στην παροχή αδράνειας και απόσβεσης στο ηλεκτρικό δίκτυο, ιδιαίτερα όταν η παραγωγή πραγματοποιείται μέσω ηλεκτρονικά διασυνδεδεμένων διεσπαρμένων μονάδων [13]. Παρακάτω αναφέρονται διάφορες τοπολογίες για την επίτευξη εικονικής αδράνειας:

- *Synchronverter (SV)*: Οι Qing-Chang Zhong και George Weiss [14] πρότειναν την προσθήκη εικονικής αδράνειας μέσω υλοποίησης του πλήρους μαθηματικού μοντέλου μιας σύγχρονης γεννήτριας. Η προσέγγιση αυτή δεν απαιτεί μετρήσεις ενεργού ή άεργου ισχύος, ενώ τόσο ο συντελεστής απόσβεσης όσο και η ροπή αδράνειας μπορούν να ρυθμιστούν ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος. Επιπλέον, οι Yu Christine Chen και Shuan Dong [15] ανέπτυξαν έναν βοηθητικό έλεγχο που επιτρέπει την ευέλικτη ρύθμιση της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος.
- *Virtual synchronous machine (VISMA ή VSM)*: Ο Ralf Hesse και άλλοι [16] ανέπτυξαν μια αρχιτεκτονική βασισμένη στο dq σύστημα αναφοράς. Τα μετρούμενα σήματα τάσης και ρεύματος μετασχηματίζονται στο dq πλαίσιο και χρησιμοποιούνται για την προσδομοίωση του αναλυτικού δυναμικού μοντέλου μιας σύγχρονης γεννήτριας, μέσω της ψηφιακής μονάδας επεξεργασίας του αντιστροφέα. Η μονάδα αυτή υπολογίζει τις απαραίτητες τιμές αναφοράς για τον ελεγκτή υστέρησης του αντιστροφέα, ο οποίος στη συνέχεια δημιουργεί το σήμα τάσης αναφοράς που χρησιμοποιείται για την παλμοδότηση του αντιστροφέα. Για τη βελτίωση της λειτουργίας της αρχιτεκτονικής VISMA σε περιπτώσεις ασύμμετρων φορτίων και απότομων διαταραχών στο δίκτυο, οι Yong Chen και συνεργάτες [17] πρότειναν την υλοποίησή της στο 3Φ σύστημα αναφοράς.
- *Institute of Electrical and Power Engineering (IEPE)*: Βασισμένη στο μοντέλο VISMA, η λειτουργία του ως πηγή τάσης αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως τοπολογία IEPE από την ομώνυμη ερευνητική ομάδα της Γερμανίας [18]. Η κύρια διαφοροποίηση σε σχέση με τη συμβατική VISMA είναι ότι, αντί για είσοδο τάσης, χρησιμοποιείται το ρεύμα εξόδου της διεσπαρμένης γεννήτριας. Με αυτόν τον τρόπο, παράγονται οι απαραίτητες τιμές αναφοράς τάσης που τροφοδοτούν την εικονική μηχανή. Βασικά πλεονεκτήματα είναι η βελτιωμένη απόδοση του όταν λειτουργεί σαν grid-forming αντιστροφέας.
- *Kawasaki Heavy Industries (KHI)*: Η Yuko Hirase και οι συνεργάτες της από το εργαστήριο KHI [19], ανέπτυξαν μια προσέγγιση όπου τα ηλεκτρικά μεγέθη της σύγχρονης μηχανής αναπαρίστανται ως φάσωρες, επιτρέποντας έτσι την ακριβή παραγωγή αναφορών ρεύματος. Η διάταξη περιλαμβάνει έναν αυτόματο ρυθμιστή τάσης (AVR) και μια μονάδα ρυθμιστή στροφών (governor), οι οποίοι υλοποιούνται ψηφιακά και χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της φάσης και του πλάτους τάσης της εικονικής μηχανής. Οι τιμές αυτές τροφοδοτούνται σε σύστημα που βασίζεται στο αλγεβρικό μοντέλο της μηχανής, ώστε να παραχθούν οι κατάλληλες αναφορές ρεύματος για τον proportional-integral (PI) ελεγκτή ρεύματος του αντιστροφέα. Επιπλέον, χρησιμοποιείται phase-locked loop (PLL) για την παρακολούθηση της συγχύτητας του δικτύου και για την επίτευξη συγχρονισμού με αυτό.

- *ISE*: Ο Kenichi Sakimoto και οι συνεργάτες του [20], στο πλαίσιο στήριξης του συστήματος εντοπισμού φάσης (PLL) σε περιπτώσεις μεγάλης παραγωγής ισχύος, αξιοποίησαν την εξίσωση ταλάντωσης της σύγχρονης γεννήτριας ως ρυθμιστή ισχύος-συγχότητας (P-f regulator). Μια μονάδα μέτρησης συγχότητας και ισχύος λαμβάνει το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και την τάση από το κοινό σημείο σύνδεσης. Από τα δύο αυτά μεγέθη, υπολογίζεται τόσο η ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα όσο και η συγχότητα του δικτύου και χρησιμοποιούνται ως είσοδο στον αλγόριθμο ελέγχου. Πρόταση για προσαρμοζόμενη τιμή της ροπής αδράνειας υπέβαλαν ο Jaber Alipoor και οι συνεργάτες του [21], επιτυγχάνοντας μείωση της μεταβατικής ενέργειας του συστήματος και βελτίωση της απόκρισης κατά των διαταραχών.
- *VSYNC*: Η ευρωπαϊκή ερευνητική ομάδα VSYNC [22] ανέπτυξε ένα απλουστευμένο μοντέλο εικονικής αδράνειας, το οποίο δεν βασίζεται σε πλήρη αναπαράσταση των εξισώσεων της σύγχρονης μηχανής. Οι τιμές αναφοράς για την ενεργό και άεργο ισχύ προκύπτουν από τις εξισώσεις που παρουσιάζονται στη δημοσίευση [23], ενώ για την εκτίμηση της συγχότητας απαιτείται η χρήση PLL. Κύριος στόχος αυτής της τοπολογίας είναι ο περιορισμός του πλάτους των διακυμάνσεων της συγχότητας κατά τη διάρκεια διαταραχών, όπως επιβεβαιώνεται από τις μελέτες των Vasileios Karapanos και συνεργατών [24]. Ωστόσο, βασικό μειονέκτημα αποτελεί η αδυναμία εφαρμογής της σε grid-forming αντιστροφείς.

Αυτές αποτελούν τις βασικότερες τοπολογίες που έχουν προταθεί για την επίτευξη εικονικής αδράνειας μέσω αντιστροφέων. Αν και στην πράξη πρόκειται για ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος, σε θεωρητικό επίπεδο μοντελοποιούνται ως σύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές [25]. Μια συγκριτική αξιολόγηση των πιο διαδεδομένων τοπολογιών παρουσιάζεται στη δημοσίευση των Guilherme Penha da Silva Júnior και συνεργατών [26]. Οι τεχνολογίες αυτές, μαζί με άλλες σχετικές υλοποιήσεις, μπορούν να ταξινομηθούν όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 2.1 [27]:



Σχ. 2.1. Κατηγοριοποίηση τοπολογιών υλοποίησης εικονικής αδράνειας.

Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζεται μια συγκριτική σύνοψη των κύριων τεχνικών ελέγχου για την επίτευξη εικονικής αδράνειας, με τα βασικά χαρακτηριστικά και τις αντίστοιχες αδυναμίες τους, όπως περιγράφονται στη βιβλιογραφία [27].

Πίνακας 2.1. Σύνοψη τοπολογιών ελέγχου για την επίτευξη εικονικής αδράνειας.

Control Technique	Key Features	Weaknesses
SG model based	<ul style="list-style-type: none"> Accurate replication of SG dynamics Frequency derivative not required PLL used only for synchronization 	<ul style="list-style-type: none"> Numerical instability concerns Typically voltage-source implementation; no over-current protection
Swing equation based	<ul style="list-style-type: none"> Simpler model compared to SG based model Frequency derivative not required PLL used only for synchronization 	<ul style="list-style-type: none"> Power and frequency oscillations Typically voltage-source implementation; no over-current protection
Frequency-power response based	<ul style="list-style-type: none"> Straightforward implementation Typically currentsource implementation; inherent over-current protection 	<ul style="list-style-type: none"> Instability due to PLL, particularly in weak grids Frequency derivative required, system susceptible to noise
Droop-based approach	<ul style="list-style-type: none"> Communication-less Concepts similar to traditional droop control in SGs 	<ul style="list-style-type: none"> Slow transient response Improper transient active power sharing

2.2 Ανασκόπιση HVDC

Πάνω από 170 συστήματα μεταφοράς HVDC λειτουργούν σήμερα παγκοσμίως, με τις μεγαλύτερες εγκαταστάσεις να φτάνουν τάσεις ± 800 kV και ρεύματα άνω των 4500 A [28]. Αν και το εναλλασσόμενο ρεύμα επικράτησε ως βασική μέθοδος μεταφοράς κατά τον 20ό αιώνα, η τεχνολογία HVDC σταδιακά κέρδισε έδαφος χάρη στην καταλληλότητά της για συγκεκριμένες εφαρμογές. Από τις αρχές του 21ου αιώνα, ο αριθμός νέων έργων HVDC παρουσιάζει σταθερή αύξηση, καθώς αποδεικνύεται συχνά πιο αποδοτική λύση παρά το υψηλό κόστος των σταθμών μετατροπής. Η επιλογή HVDC προτιμάται τεχνοοικονομικά σε περιπτώσεις όπως [29]:

- Μεταφορά υψηλής ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις.
- Υποθαλάσσιες μεταδόσεις σε μεγάλες αποστάσεις.
- Διασύνδεση ασύγχρονων δικτύων ή δικτύων με διαφορετικές συχνότητες.
- Ελεγχόμενη ροή ισχύος μεταξύ κόμβων σε αγορές ηλεκτρικής ενέργειας.
- Ενίσχυση της ευστάθειας των δικτύων AC και παροχή βοηθητικών υπηρεσιών.
- Σύνδεση απομονωμένων υποδομών, όπως υπεράκτια αιολικά πάρκα ή πλατφόρμες εξόρυξης.

Η μεταφορά ενέργειας μέσω συνεχούς ρεύματος (DC) χρησιμοποιήθηκε ήδη από τα πρώτα ηλεκτρικά δίκτυα. Ωστόσο, η σύγχρονη μορφή της τεχνολογίας HVDC παρουσιάστηκε για πρώτη φορά το 1954, με τη διασύνδεση των ανατολικών ακτών της Σουηδίας με το νησί Gotland [30]. Οι πρώτες εφαρμογές μέχρι τα μέσα της δεκαετίας του 1970 βασίζονταν σε υδραργυρικούς ανορθωτές (mercury-arc valves), με πιο χαρακτηριστικό και κοστοβόρο έργο το

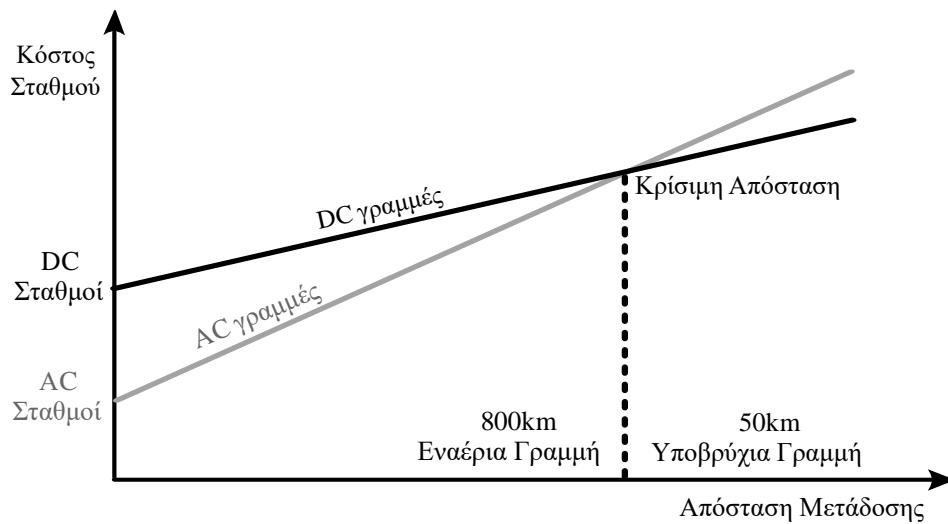
Manitoba Bipole στον Καναδά, το 1971 [31]. Με την πρόοδο στην τεχνολογία των ημιαγωγών, εισήχθησαν οι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου (thyristors), οι οποίοι αντικατέστησαν τους ανορθωτές υδραργύρου λόγω ανώτερης ανθεκτικότητας, αξιοπιστίας και χαμηλότερου κόστους [32]. Περαιτέρω βελτιώσεις στην απόδοση και στον έλεγχο επιτεύχθησαν με την εισαγωγή των διπολικών τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBTs), που εφαρμόστηκαν για πρώτη φορά το 1999 από την ABB.

Πίνακας 2.2. Σύγκριση Μεταφοράς Ενέργειας μέσω HVDC και HVAC.

Παράμετρος	Μεταφορά μέσω HVDC	Μεταφορά μέσω HVAC
Ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας	Εύκολη ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών	Δύσκολη ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών
Απόσταση μεταφοράς ισχύος	Προτιμάται όταν η απόσταση υπερβαίνει την κρίσιμη τιμής της (γενικά, 800 km εναέριας ή 50 km υποθαλάσσιας γραμμής) (Σχ. 2.2)	Προτιμάται όταν η απόσταση είναι μικρότερη από την κρίσιμη τιμή
Απώλειες ισχύος	Μικρότερες απώλειες λόγω απουσίας αέργου ισχύος και φαινομένου επιδερμικού φαινομένου	Μεγαλύτερες απώλειες λόγω αέργου ισχύος και επιδερμικού φαινομένου
Αντιστάθμιση αέργου ισχύος	Δεν απαιτείται αντιστάθμιση αέργου ισχύος	Απαιτείται αντιστάθμιση αέργου ισχύος
Ευστάθεια δικτύου	Επιτρέπει σύνδεση AC συστημάτων με διαφορετικές συχνότητες	Δύσκολη η σύνδεση συστημάτων με διαφορετικές συχνότητες
Ρύθμιση τάσης	Εύκολη ρύθμιση τάσης λόγω μόνο ωμικών απωλειών	Πολύπλοκη ρύθμιση τάσης λόγω άεργων απωλειών
Σχεδιασμός πυλώνα και επιπτώσεις	<ul style="list-style-type: none"> • Συμπαγής σχεδίαση πυλώνα και μικρότερο ανθρακικό αποτύπωμα • Οικονομική για μεταφορά σε μεγάλες αποστάσεις • Μικρότερη ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή λόγω DC • Λιγότερη απαίτηση για μόνωση • Υψηλότερη μεταφορά ισχύος ανά αγωγό με μειωμένες απώλειες 	<ul style="list-style-type: none"> • Πολύπλοκη σχεδίαση πυλώνα και μεγαλύτερο ανθρακικό αποτύπωμα (Σχ. 2.3) • Ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές • Αυξημένες απαιτήσεις μόνωσης • Δαπανηρή για μεγάλες αποστάσεις λόγω απωλειών και περιορισμένης ισχύος μεταφοράς

Τα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας HVDC σε σύγκριση με την τεχνολογία HVAC συγκρίνονται σε αρκετές βασικές πτυχές, συμπεριλαμβανομένων των εξής: η ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, η απόσταση μετάδοσης ενέργειας, οι απώλειες ισχύος, η αναγκαιότητα αντιστάθμισης αέργου ισχύος, η ευστάθεια και ο έλεγχος του δικτύου και η φιλικότητα προς το περιβάλλον. Στον Πίνακα 2.2 φαίνεται μια σύνοψη των υλοποιήσεων [33].

Στα Σχ. 2.2 και Σχ. 2.3 παρουσιάζεται, αντίστοιχα, η κρίσιμη απόσταση πέρα από την οποία συμφέρει η χρήση διασύνδεσης HVDC, καθώς και η κατασκευαστική διαφορά στους πυλώνες των δύο τεχνολογιών. Ενώ στον Πίνακα 2.3 κάποιες HVDC υλοποιήσεις.



Σχ. 2.2. Κρίσιμη απόσταση HVDC-HVAC.



Σχ. 2.3. Σύγκριση πυλώνων HVDC-HVAC

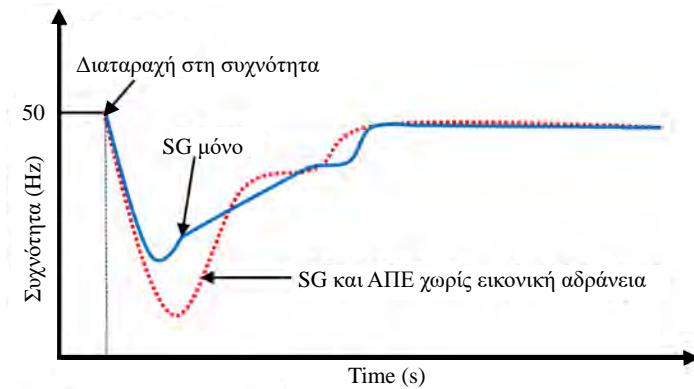
Πίνακας 2.3. Παραδείγματα HVDC διασυνδέσεων.

Όνομα	Ισχύς (MW)	Τάση (kV)	Μήκος (km)
Xiangjiaba–Shanghai	7200	± 800	2071
Deyang–Boaji	3000	± 500	534
Greenlink	500	± 320	200
BritNed	1000	450	245
Italy-Greece	500	400	310
Murraylink	220	± 150	180

2.3 Μελλοντικές Τάσεις

2.3.1 VSGs και Εικονική Αδράνεια

Με την παγκόσμια ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας να αυξάνεται συνεχώς και τις απαιτήσεις για ένα βιώσιμο και ανθεκτικό ενεργειακό σύστημα να γίνονται ολοένα και πιο επιτακτικές, τα σύγχρονα ηλεκτρικά δίκτυα καλούνται να ανταποκριθούν σε νέες προκλήσεις. Μεταξύ αυτών περίλαμβάνονται η ικανότητα μεταφοράς μεγάλων ποσοτήτων ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις, η διατήρηση της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή, καθώς και η ομαλή ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο ήδη υπάρχον δίκτυο. Η ανάγκη για εικονική αδράνεια σε εφαρμογές ΑΠΕ φαίνεται στο Σχ. 2.4 [34].



Σχ. 2.4. Ανάγκη ΑΠΕ για στήριξη συχνότητας.

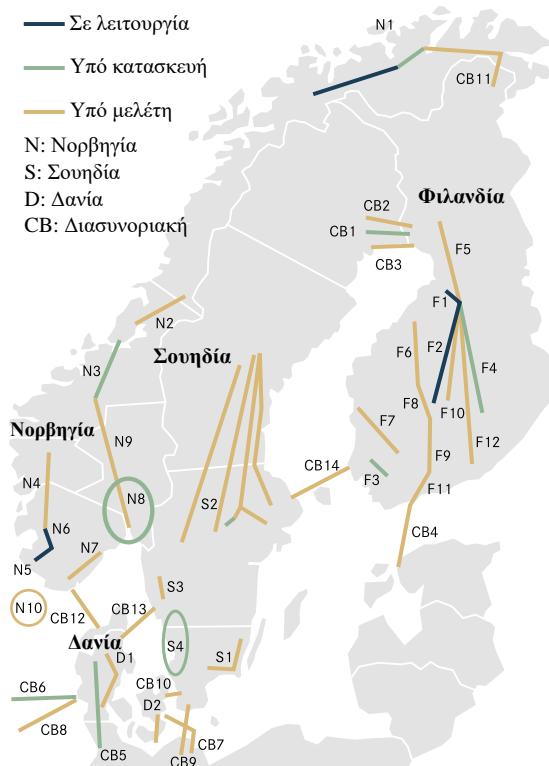
Αν και οι αλγόριθμοι ελέγχου για την επίτευξη εικονικής αδράνειας σε μετατροπείς ισχύος βρίσκονται ακόμη σε σχετικά πρώιμο στάδιο, τα επόμενα χρόνια αναμένεται η μετάβαση σε πιο δυναμικές (adaptive) προσεγγίσεις, όπως ο model-predictive control (MPC), ο ασαφής έλεγχος (fuzzy control) και άλλες μέθοδοι [35]. Ωστόσο, αυτές απαιτούν γνώση του συστήματος και σε περιπτώσεις μοντελοποίηση σε διακριτό χρόνο, προσφέροντας όμως καλύτερη προσαρμοστικότητα και απόκριση. Επιπλέον, το ενδιαφέρον για τη δυναμική μεταβολή της ροπής αδράνειας αυξάνεται, καθώς επιτρέπει βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος στις μεταβατικές καταστάσεις. Στο πλαίσιο αυτό, οι Theodoros Kavvathas και George Konstantopoulos πρότειναν την αρχιτεκτονική ελέγχου DI-BVSG, με την οποία διασφαλίζεται ότι τάση, ρεύμα και συχνότητα παραμένουν εντός ορισμένων ορίων [36].

Καθώς το σύστημα μεταβαίνει σε κυριαρχία μετατροπέων ισχύος, η αδράνεια αναμένεται να αποκτήσει οικονομική αξία και να καταστεί εμπορεύσιμο αγαθό. Πηγές όπως οι ανεμογεννήτριες ή τα φωτοβολταϊκά με αποθήκευση [37], μπορούν να προσφέρουν τέτοιες υπηρεσίες, εφόσον υπάρξει κατάλληλο πλαίσιο αγοράς. Μια πρόταση παρουσιάζεται στην [38]. Επίσης, έχει προταθεί η αξιοποίηση διαθέσιμων πόρων για την υποστήριξη της συχνότητας του δικτύου μέσω υλοποίησης εικονικής αδράνειας. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα data centers, τα οποία διαθέτουν μεγάλα αποθέματα αποθηκευμένης ενέργειας για λόγους αξιοπιστίας, τα οποία παραμένουν αναξιοποίητα σε κανονικές συνθήκες. Έρευνες έχουν δείξει ότι αυτοί οι πόροι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για κάλυψη φορτίων [39], με δυνατότητα επέκτασης της χρήσης τους και για παροχή εικονικής αδράνειας. Σε μη κανονικές συνθήκες, κατά τη διάρκεια σφαλμάτων στο δίκτυο παρατηρούνται διαφορές στον τρόπο που οι σύγχρονες γεννήτριες και VSG μοιράζονται την ισχύ. Συγκεκριμένα, οι VSG έχουν τη δυνατότητα να παρέχουν γρήγορα ισχύ στο δίκτυο για να σταθεροποιήσουν τη συχνότητα, ενώ οι SG ανταποκρίνονται πιο αργά, προκαλώντας ανισορροπία ισχύος. Για την αποφυγή αυτής της ασυμμετρίας, είναι αναγκαία η ανάπτυξη ενός τυποποιημένου πλαισίου διασύνδεσης SG και VSG.

2.3.2 HVDC και η Επόμενη Γενιά Δικτύων

Οι μελλοντικές κινήσεις στις διασυνδέσεις HVDC αναμένονται εκτενείς. Πιο αναλυτικά, μια πρόσφατη μελέτη διερευνά τη δυνατότητα επίτευξης 100% διείσδυσης ΑΠΕ στην Ευρώπη έως το 2050. Σύμφωνα με τα ευρήματα, απαιτείται αύξηση της εγκατεστημένης ισχύος από αιολική ενέργεια κατά 90% (στα 1.9 TW) με ετήσια αύξηση 7.5 GW, ενώ για την ήλιακή απαιτούνται 10.5 GW ετησίως. Για να αξιοποιηθεί αυτή η ενέργεια σε απομακρυσμένες περιοχές ζήτησης, η ενίσχυση των δικτύων μεταφοράς, ιδιαίτερα των HVDC διασυνδέσεων, είναι αναγκαία [40].

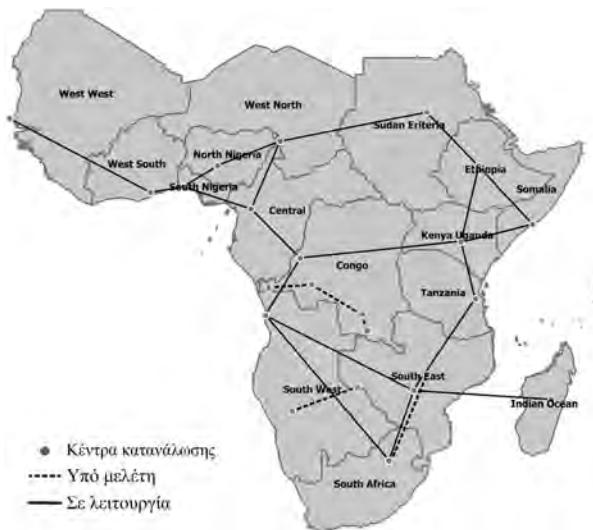
Σημαντικές επενδύσεις λαμβάνουν χώρα για την αναβάθμιση των ενεργειακών υποδομών παγκοσμίως. Η Ινδία σχεδιάζει να διαθέσει περίπου 18,4 δισ. ευρώ έως το 2030, ενώ οι Ηνωμένες Πολιτείες αναμένεται να επενδύσουν πάνω από 122 δισ. ευρώ για τον ίδιο σκοπό. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η αγορά των συστημάτων HVDC, η οποία προβλέπεται να αυξηθεί από 22 δισ. ευρώ το 2025 σε 60 δισ. ευρώ μέχρι το 2035 [41]. Ενδεικτικό έργο αποτελεί η υπό μελέτη διασύνδεση μήκους 3300 km μεταξύ Ηνωμένου Βασιλείου και Καναδά, με ικανότητα μεταφοράς 4000 MW στα ± 640 kV και εκτιμώμενη ολοκλήρωση έως το 2030 [42]. Σημαντική κινητικότητα παρατηρείται και στις σκανδιναβικές χώρες, όπου έχουν κατατεθεί πολλές προτάσεις και μελέτες επενδύσεων, όπως συνοψίζονται στο Σχ. 2.5, οι οποίες αναμένεται να υλοποιηθούν εντός των επόμενων 15 ετών [43].



Σγ. 2.5. HVDC έργα στις Σκανδιναβικές χώρες.

Στην Αφρική, έχει προταθεί η εφαρμογή multi terminal direct current (MTDC) δικτύων για αξιοποίηση απομακρυσμένων ΑΠΕ και ενοποίηση των αγορών μέχρι το 2030, με εκτιμώμενο κόστος 17.3 δισ. ευρώ για αναβάθμιση του δικτύου [44]. Τα HVDC δίκτυα προτείνονται ως οικονομικά αποδοτικότερη λύση σε σχέση με την επέκταση των AC δικτύων. Στο Σχ. 2.6 φαίνονται οι υπό λειτουργία και μελέτη διασυνδέσεις.

Οι αυξημένες ανάγκες μεταφοράς ενέργειας οδηγούν στην ανάγκη περαιτέρω ανάπτυξης των τεχνολογιών που εφαρμόζονται στις HVDC διασυνδέσεις. Ενδεικτικά παραδείγματα αποτελούν τα καλώδια τύπου XLPE, τα οποία πλέον σχεδιάζονται για να αντέχουν σε υψηλότερα επίπεδα τάσης και ισχύος, καθώς και οι εξελιγμένες διατάξεις προστασίας και τα διακοπτικά



Σχ. 2.6. Μέλλον HVDC διασυνδέσεων στην Αφρική.

στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε MTDC δίκτυα. Παράλληλα, στο πλαίσιο της παγκόσμιας διασύνδεσης, αναμένεται αύξηση του μέγιστου βάθους υποθαλάσσιας τοποθέτησης καλωδίων από τα 1600 m στα 2500 m [45].

Συνοψίζοντας, η παρούσα βιβλιογραφική επισκόπηση ανέδειξε τις κύριες τεχνολογικές εξελίξεις και προκλήσεις που σχετίζονται με την παροχή εικονικής αδράνειας και την ολοκλήρωση των συστημάτων HVDC. Η επόμενη ενότητα επικεντρώνεται στον σχεδιασμό και την μοντελοποίηση των συστημάτων ελέγχου καθώς και στην παρουσίαση βασικών θεωρητικών εργαλείων.

3 Θεωρητική Μοντελοποίηση και Ανάλυση Ελέγχων

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την κατανόηση του ελέγχου και της λειτουργίας της εικονικής σύγχρονης γεννήτριας. Γίνεται αναφορά σε βασικές έννοιες όπως ο μετασχηματισμός Park, η μοντελοποίηση στοιχείων σε dq άξονες, σε τεχνικές ελέγχου μετατροπέων ισχύος, καθώς και σε τεχνολογίες/τοπολογίες των HVDC διασυνδέσεων.

3.1 Μετασχηματισμός Park

Για την απλοποίηση των διαφορικών εξισώσεων που προκύπτουν από την ανάλυση τριφασικών ηλεκτρικών μηχανών, ο Robert Park ανέπτυξε το 1929 τη θεωρία των δύο αξόνων. Πρόκειται για έναν χρονικά μεταβαλλόμενο μετασχηματισμό πλαισίων, ο οποίος μπορεί να εφαρμοστεί τόσο στην μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. Βάσει αυτής της μεθόδου, οποιεσδήποτε τριφασικές εναλλασσόμενες ποσότητες \mathbf{x} μετασχηματίζονται σε σταθερές ως προς ένα σύστημα συντεταγμένων dq , το οποίο μεταβάλλεται χρονικά με γωνιακή ταχύτητα ω , ίση με τη γωνιακή ταχύτητα των αρχικών ποσοτήτων \mathbf{x} [46].

Ο μετασχηματισμός Park, που συμβολίζεται ως \mathbf{T}_θ , εξαρτάται από τη γωνία $\theta = \omega t + \theta_0$ και χρησιμοποιείται για τη μετάβαση ενός συνόλου μεταβλητών \mathbf{x}_{abc} από το τριφασικό σύστημα αναφοράς στο περιστρεφόμενο σύστημα καθέτων αξόνων $dq0$ σύμφωνα με την σχέση:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T}_\theta \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (1)$$

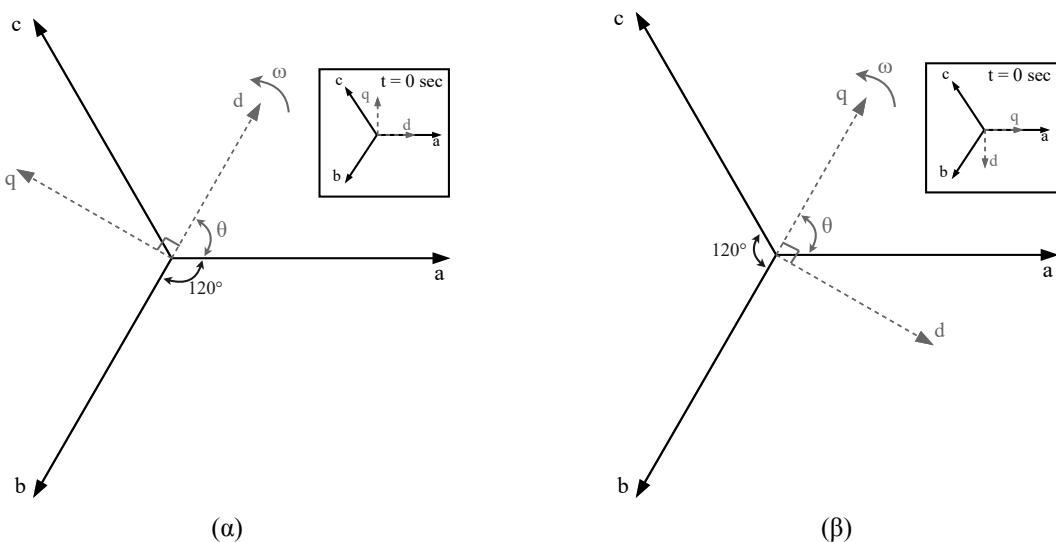
αντίστοιχα ορίζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park:

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}_\theta^{-1} \cdot \mathbf{x}_{dq0} \quad (2)$$

όπου

$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ανάλογα με την αρχική θέση των πλαισίων, δύναται να διακριθούν δύο βασικές περιπτώσεις: (α) άξονας d ευθυγραμμισμένος με άξονα a τη χρονική στιγμή $t = 0$ s (Σχ. 3.1α), και (β) άξονας q ευθυγραμμισμένος με άξονα a τη χρονική στιγμή $t = 0$ s (Σχ. 3.1β) [47].



Σχ. 3.1. Περιπτώσεις ευθυγράμμισης αξόνων $d-q$ με a .

Για την περίπτωση (α) ο πίνακας μετασχηματισμού \mathbf{T}_θ ορίζεται ως:

$$\mathbf{T}_\theta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

και ο αντίστροφος του:

$$\mathbf{T}_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

ενώ για την περίπτωση (β) ο πίνακας μετασχηματισμού \mathbf{T}_θ ορίζεται ως:

$$\mathbf{T}_\theta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

με αντίστροφο:

$$\mathbf{T}_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1 \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Για τους σκοπούς της παρούσας διπλωματικής, επιλέχθηκε ο πίνακας μετασχηματισμού της περίπτωσης (α). Με τη χρήση των Εξ. (1) και (4), είναι δυνατός ο μετασχηματισμός κάθε τριφασικού μεγέθους, όπως ρεύματος ή τάσης, στο σύστημα αξόνων $dq0$. Αξίζει να σημειωθεί πως για τα συμμετρικά τριφασικά κυκλώματα που θα μελετηθούν οι ποσότητες x_0 είναι μηδενικές καθώς:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq0} &= \mathbf{T}_\theta \mathbf{x}_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t x_a + \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) x_b + \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) x_c \\ -\sin \omega t x_a - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) x_b - \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) x_c \\ \frac{1}{2} (x_a + x_b + x_c) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

δηλαδή είναι $x_0 = \frac{1}{2} (x_a + x_b + x_c) = 0$ ως άθροισμα ημιτονοειδών ίσου πλάτους με διαφορά φάσης 120° , κατά αυτόν τον τρόπο ο άξονας 0 παραλείπεται. Επίσης, η συνολική ισχύς παραμένει σταθερή από το ένα πλαίσιο στο άλλο. Πράγματι,

$$\begin{aligned} P(t) &= \mathbf{U}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} \stackrel{(2)}{=} [\mathbf{T}_\theta^{-1} \mathbf{U}_{dq0}]^T \mathbf{T}_\theta^{-1} \mathbf{I}_{dq0} \\ &= \frac{3}{2} \mathbf{U}_{dq0}^T \mathbf{I}_{dq0} \end{aligned} \quad (9)$$

3.2 Μοντέλο βασικών κυκλωματικών στοιχείων

Με τη χρήση του μετασχηματισμού Park, παρουσιάζονται στη συνέχεια τα μοντέλα $dq0$ των βασικών γραμμικών παθητικών στοιχείων. Η ανάλυση αυτή συμβάλλει στην κατανόηση και στη μοντελοποίηση των πιο σύνθετων κυκλωμάτων και ελέγχων που θα εξεταστούν στη συνέχεια.

3.2.1 Αντίσταση στο $dq0$ πλαίσιο

Ξεκινώντας από το απλούστερο στοιχείο, εξετάζεται μια τριφασική συμμετρική αντίσταση R , της οποίας το μοντέλο abc δίνεται από:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park, δηλαδή πολλαπλασιάζοντας από αριστερά με τον πίνακα \mathbf{T}_θ της Εξ. (4) και με βάση την Εξ. (1), προκύπτει ότι:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Που είναι το $dq0$ μοντέλο μιας τριφασικής συμμετρικής αντίστασης R .

3.2.2 Πηνίο στο $dq0$ πλαίσιο

Στη συνέχεια, αναλύεται ένα τριφασικό συμμετρικό πηνίο L , του οποίου το μοντέλο abc είναι:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Αντικαθιστώντας $[i_a, i_b, i_c]^\top = \mathbf{T}_\theta^{-1} [i_d, i_q, i_0]^\top$:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_\theta^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \quad (13)$$

$$= L \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}_\theta^{-1} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + L \mathbf{T}_\theta^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}.$$

Με απλές πράξεις μπορεί επίσης να αποδειχθεί

$$\frac{d}{dt} \mathbf{T}_\theta^{-1} = -\mathbf{T}_\theta^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \omega = \frac{d}{dt} \theta. \quad (14)$$

Άρα από Εξ. (13) και (14):

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = -L\mathbf{T}_\theta^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + L\mathbf{T}_\theta^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Πολλαπλασιάζοντας από αριστερά γίνεται:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L & 0 \\ \omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Που πρόκειται το $dq0$ μοντέλο ενός τριφασικού συμμετρικού πηνίου L .

3.2.3 Πυκνωτής στο $dq0$ πλαίσιο

Ακολουθώντας παρόμοια μεθοδολογία με αυτήν του πηνίου, ξεκινάμε από το abc μοντέλο ενός τριφασικού συμμετρικού πυκνωτή C :

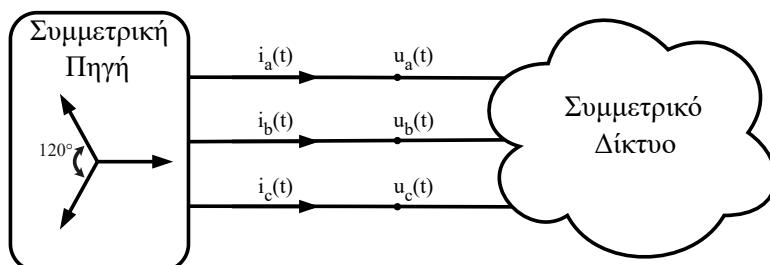
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Λαμβάνουμε το $dq0$ μοντέλο ως εξής:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega C & 0 \\ \omega C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} + C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

3.3 Ισχύς σε $dq0$ ποσότητες

Θεωρώντας ένα τριφασικό συμμετρικό δίκτυο που τροφοδοτείται από συμμετρική πηγή ρεύματος ή τάσης, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.2 [48], θα αναλυθούν οι εκφράσεις της ενεργού και της αέργου ισχύος, χρησιμοποιώντας $dq0$ ποσότητες.



Σχ. 3.2. Τριφασικό συμμετρικό δίκτυο

3.3.1 Έκφραση Ενεργού Ισχύος

Η στιγμιαία πραγματική ισχύς που τροφοδοτείται στο δίκτυο:

$$P = \mathbf{u}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} \quad (19)$$

από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park Εξ. (2) και (5):

$$\begin{aligned} P &= (\mathbf{T}_\theta^{-1} \mathbf{u}_{dq0})^T (\mathbf{T}_\theta^{-1} \mathbf{i}_{dq0}) \\ &= \mathbf{u}_{dq0}^T (\mathbf{T}_\theta^{-1})^T \mathbf{T}_\theta^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \end{aligned} \quad (20)$$

αποδεικνύεται ότι

$$(\mathbf{T}_\theta^{-1})^T \mathbf{T}_\theta^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Άρα

$$P = \frac{3}{2} \mathbf{u}_{dq0}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q + 2u_0 i_0). \quad (22)$$

Όπως αποδείχθηκε Εξ. (8) προκύπτει

$$P = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q). \quad (23)$$

3.3.2 Έκφραση Αέργον Ισχύος

Εφόσον οι ποσότητες είναι τριφασικές και συμμετρικές, καθεμία από αυτές μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) \\ A(t) \cos(\omega t + \varphi(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ A(t) \cos(\omega t + \varphi(t) + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (24)$$

όπου $A(t)$ είναι το πλάτος του σήματος και $\varphi(t)$ μια τυχαία φασική μετατόπιση. Τότε εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park Εξ. (8) και με τη βοήθεια τριγωνομετρικών εξισώσεων λαμβάνουμε:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) \cos(\varphi(t)) \\ A(t) \sin(\varphi(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Σε κάθε φάση έχουμε ημιτονοειδές σήμα αρά, μπορούμε να το εκφράσουμε σαν φάσορα ως εξής:

$$X(t) = \frac{A(t)}{\sqrt{2}} e^{j\varphi(t)} \stackrel{\text{Euler}}{=} \frac{A(t)}{\sqrt{2}} \left(\cos(\varphi(t)) + j \sin(\varphi(t)) \right) \stackrel{(25)}{=} \frac{1}{\sqrt{2}} (x_d + jx_q) \quad (26)$$

επίσης γνωρίζουμε ότι για τους συζυγείς μιγαδικών αριθμών ισχύει

$$X^*(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (x_d - jx_q) \quad (27)$$

Άρα η μονοφασική άεργος ισχύς μπορεί να εκφραστεί ως

$$Q_{1\Phi} = \text{Im}\{V(t)I^*(t)\} \stackrel{(26),(27)}{=} \frac{1}{2}(u_q i_d - u_d i_q). \quad (28)$$

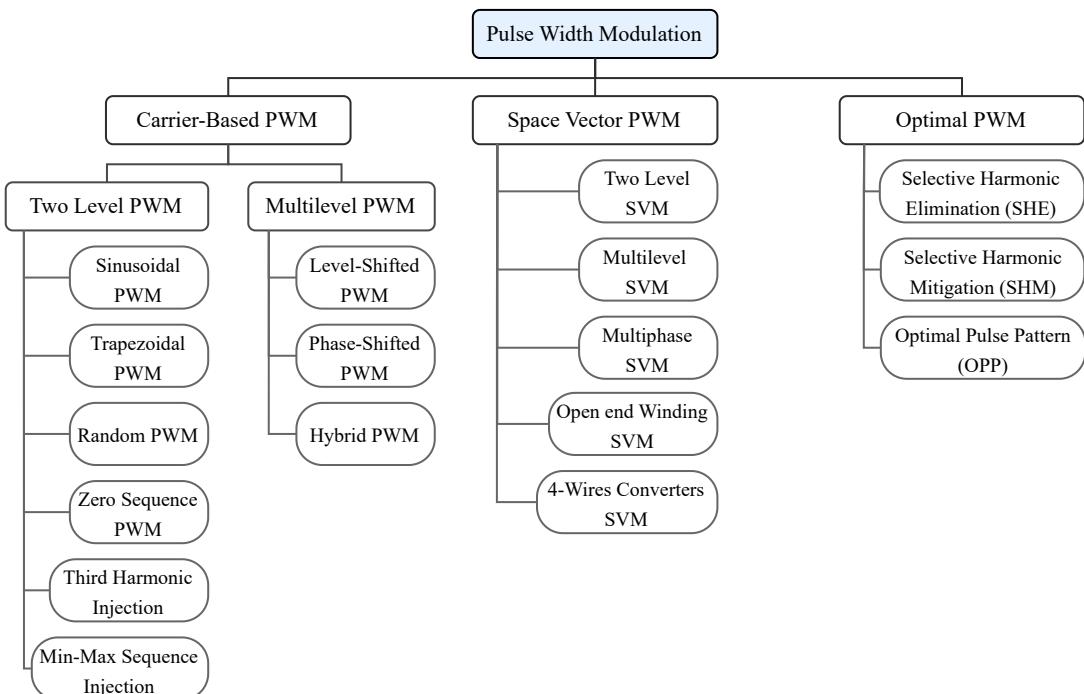
Συνεπώς η έκφραση της τριφασικής άεργου ισχύος

$$Q = \frac{3}{2}(u_q i_d - u_d i_q). \quad (29)$$

3.4 Τεχνικές Παλμοδότησης Μετατροπέων Ισχύος

Είναι σημαντικό, πριν προχωρήσουμε στη μοντελοποίηση τριφασικών αντιστροφέων, να παρουσιαστούν ορισμένα βασικά στοιχεία, όπως η PWM, το PLL, ο έλεγχος droop, καθώς και ο κλασικός PI ελεγκτής.

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές pulse width modulation (PWM), οι οποίες διαφοροποιούνται κυρίως ως προς το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου. Η PWM χρησιμοποιείται ευρέως σε μετατροπείς, έλεγχο κινητήρων και ενισχυτές, ενώ η σωστή επιλογή της μεθόδου βελτιώνει την ποιότητα της παραγόμενης τάσης. Για τη μείωση των αρμονικών, η πιο συνηθισμένη πρακτική είναι η χρήση φίλτρων που αποσβένουν συγκεκριμένες ή εύρους αρμονικών. Επιπλέον, εφαρμόζονται ειδικές τεχνικές διαμόρφωσης για τον περιορισμό των αρνητικών επιπτώσεων της εξόδου, οι οποίες συνοψίζονται στο Σχ. 3.3 [49].



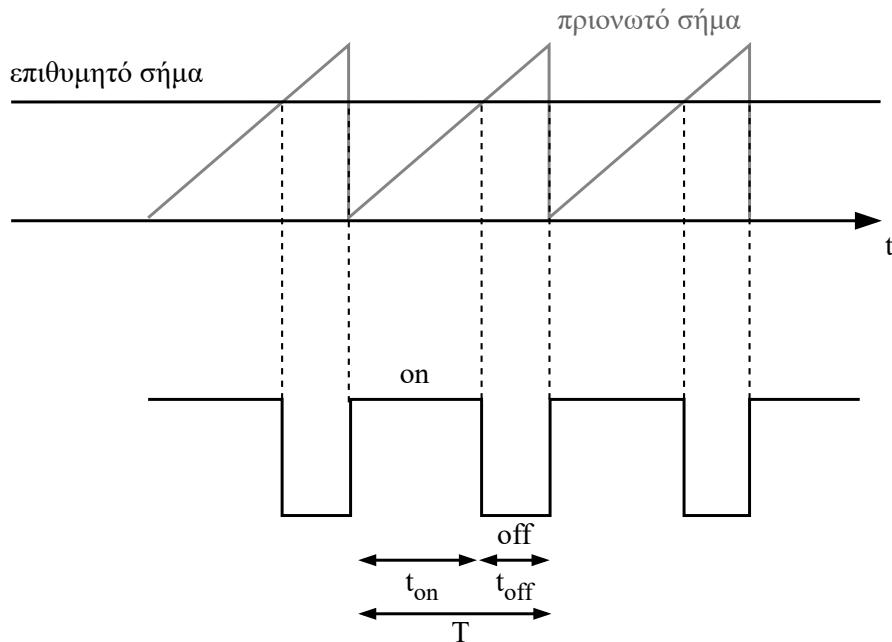
Σχ. 3.3. Κατηγοριοποίηση τεχνικών PWM

3.4.1 PWM βασισμένη σε κυματομορφή φορέα

Παρακάτω αναλύονται οι βασικότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμάν (PWM), βασισμένες σε κυματομορφή φορέα (Carrier-Based PWM, Σχ. 3.3). Οι κύριες περιπτώσεις διακρίνονται ανάλογα με τη μορφή της κυματομορφής του φορέα σε:

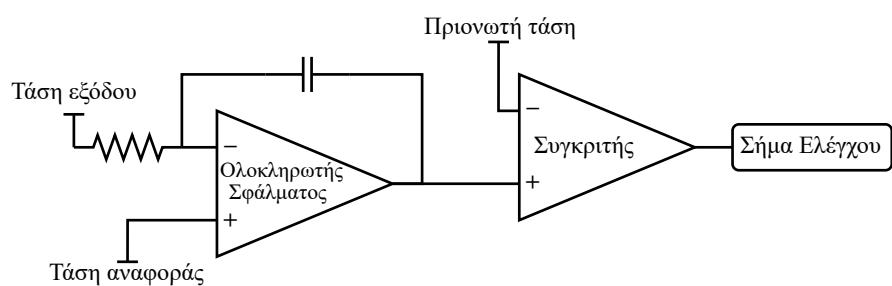
- Πριονωτό σήμα φορέα (sawtooth)
- Τριγωνικό σήμα φορέα (sinusoidal)

Ξεκινώντας από την πρώτη περίπτωση (πριονωτό σήμα) ένα παράδειγμα εφαρμογής είναι για την παλμοδότηση ενός dc/dc μετατροπέα. Ορίζονται δύο κρίσιμες χρονικές παράμετροι, ο χρόνος κατά τον οποίο ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής (t_{on}) και ο χρόνος κατά τον οποίο βρίσκεται σε αποκοπή ή μη αγωγή (t_{off}). Το άθροισμα αυτών των διαστημάτων καθορίζει την περίοδο λειτουργίας, γνωστή ως διακοπτική περίοδος και συμβολίζεται συνήθως με T_s . Ενώ, η διακοπτική συχνότητα $f_s = 1/T_s$. Με την τεχνική PWM, η συνεχής τάση εισόδου κατατέμνεται σε παλμούς τετραγωνικού σήματος υψηλής συχνότητας, η οποία επιλέγεται έτσι ώστε να μην επηρεάζεται η λειτουργία του φορτίου. Αυτή η τεχνική διατηρεί σταθερή την συχνότητα έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων, ενώ ο χρόνος αγωγής t_{on} (και κατ' επέκταση ο χρόνος αποκοπής t_{off}) προσαρμόζεται δυναμικά, ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος [50]. Στο Σχ. 3.4 φαίνεται ποιοτικά η παραπάνω λογική όπου ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής όταν το επιθυμητό σήμα είναι μεγαλύτερο από το πριονωτό.



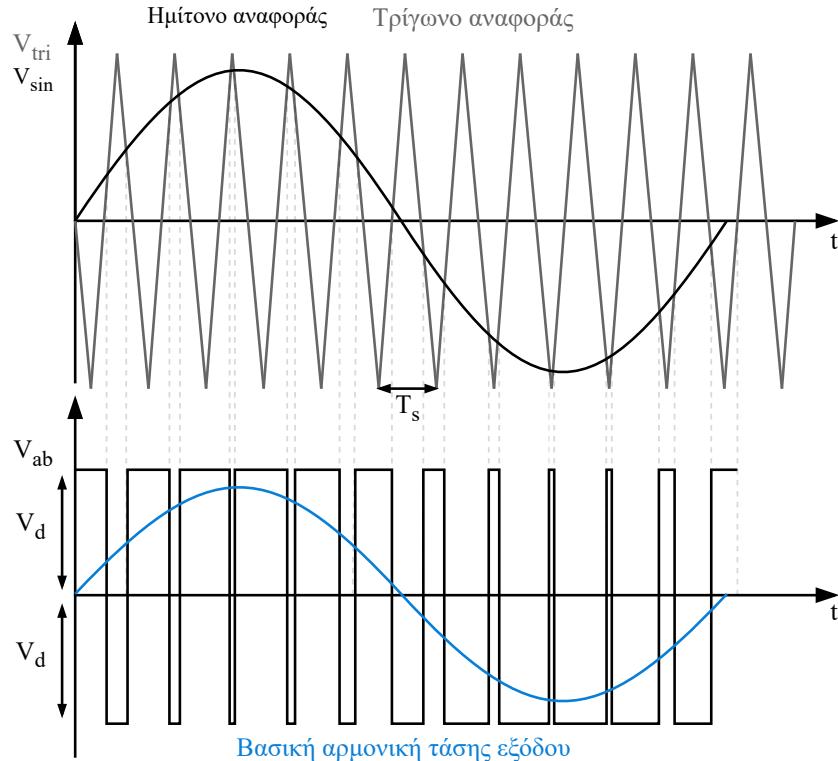
Σχ. 3.4. Πριονωτό σήμα φορέα

Επίσης ορίζεται ο λόγος κατάτμησης (duty cycle) $\mu = t_{on}/T_s$ που καθορίζει το εύρος των παλμών. Με την κατάλληλη μεταβολή του μ μπορεί να διατηρείται η τάση εξόδου σταθερή, ανεξάρτητα από μεταβολές της τάσης εισόδου ή του φορτίου. Στο Σχ. 3.5 φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα για την επίτευξη των επιθυμητών μεταβολών του μ και την δημιουργία του σήματος ελέγχου [51].



Σχ. 3.5. Λειτουργικό διάγραμμα PWM με πριονωτό σήμα

Για την παλμοδότηση των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα συνήθως χρησιμοποιείται τεχνική PWM με ημιτονοειδές σήμα αναφοράς και τριγωνική κυματομορφή σήματος φορέα (SPWM). Όπως και στον dc/dc μετατροπέα υπάρχει δυνατότητα μεταβολής του εύρους των παλμών, η οποία μπορεί να ελέγξει την βασική αρμονική της τάσης εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.6. Κύριο πλεονέκτημα των τεχνικών PWM στην περίπτωση του



Σχ. 3.6. Τριγωνικό σήμα φορέα (SPWM)

αντιστροφέα τάσης είναι η εξάλειψη ή η ελαχιστοποίηση των αρμονικών χαμηλών συχνοτήτων με δυνατότητα ελέγχου της τάσης εξόδου. Κατα την SPWM δημιουργείται η ημιτονοειδής κυματομορφή αναφοράς, καθώς και η τριγωνική κυματομορφή φορέα. Η σύγκριση αυτών των δύο δίνει την λογική στάθμη 0, όταν το τριγωνικό είναι μεγαλύτερο από το ημίτονο και 1 όταν συμβαίνει το αντίθετο. Κύριο πλεονέκτημα των τεχνικών PWM στην περίπτωση αντιστροφέων τάσης είναι η εξάλειψη ή η σημαντική μείωση των αρμονικών χαμηλών συχνοτήτων, διατηρώντας παράλληλα τη δυνατότητα ελέγχου του πλάτους της τάσης εξόδου. Στην τεχνική SPWM παράγεται μια ημιτονοειδής κυματομορφή αναφοράς και μία τριγωνική κυματομορφή φορέα. Η σύγκριση των δύο κυματομορφών οδηγεί στη δημιουργία παλμών λογικής στάθμης ως:

- Λογική τιμή «0» όταν η τριγωνική κυματομορφή V_{tri} είναι μεγαλύτερη από την ημιτονοειδή
- Λογική τιμή «1» όταν η ημιτονοειδή κυματομορφή V_{sin} ή $V_{control}$ είναι μεγαλύτερη από την τριγωνική

Για την παραγωγή συμμετρικών τριφασικών τάσεων εξόδου, η ίδια τριγωνική κυματομορφή φορέα συγκρίνεται με τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές ελέγχου, οι οποίες παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° . Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μεταγωγής των διακοπτικών στοιχείων, ενώ η συχνότητα της κυματομορφής ελέγχου, f_1 , καθορίζει τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης εξόδου. Οι αρμονικές συνιστώσες που σχετίζονται με αυτήν εμφανίζονται στο φάσμα της εξόδου.

Το πλάτος της φασικής τάσης εξόδου στην θεμελιώδη συχνότητα δίνεται

$$V_{an} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \xrightarrow{V_{dc}=2V_d} V_{an} = m_a V_d \quad (30)$$

όπου

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \leq 1$$

ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους. Μια σύνοψη για τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της τεχνικής SPWM παρακάτω [52].

Μειονεκτήματα:

- Η τεχνική SPWM παρουσιάζει το μειονέκτημα των υψηλών απωλειών μεταγωγής, καθώς και της απαίτησης για υψηλή τάση εξόδου που πρέπει να παρέχεται από την ίδια πηγή συνεχούς τάσης.
- Φτωχή ημιτονοειδής μορφή τάσης και ρεύματος, ως αποτέλεσμα της υψηλής αρμονικής παραμόρφωσης που εμφανίζεται στις κυματομορφές εξόδου.

Πλεονεκτήματα:

- Η SPWM χαρακτηρίζεται από παλμούς σταθερού πλάτους, με λόγους κατάτμησης (*duty cycles*) που μεταβάλλονται χρονικά.
- Το πλάτος κάθε παλμού εξαρτάται από το στιγμιαίο πλάτος της ημιτονοειδούς κυματομορφής αναφοράς, όπως αυτό αξιολογείται στο κέντρο του παλμού SPWM. Οι παλμοί ενεργοποίησης (*gate pulses*) δημιουργούνται μέσω της σύγκρισης δύο σημάτων: του σήματος αναφοράς (ημιτονοειδές) και του σήματος φορέα (τριγωνικό).
- Η SPWM φημίζεται επίσης για τη δυνατότητά της στη διαμόρφωση του σχήματος των παλμών, αξιοποιώντας τις δυνατότητες διαμόρφωσης πλάτους παλμού (PWM).

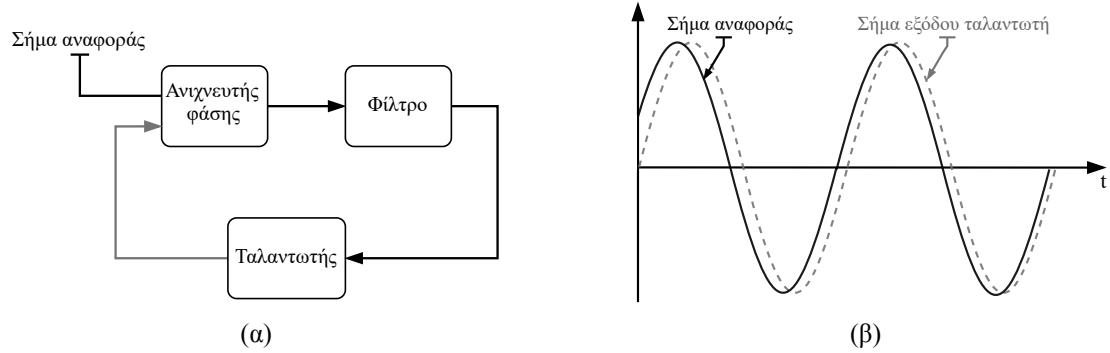
3.5 Βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL)

Για τον μετασχηματισμό Park που αναλύθηκε, το πλαίσιο αναφοράς ορίζεται με βάση την τάση του δικτύου. Επίσης, για την σύνδεση μιας σύγχρονης γεννήτριας με το δίκτυο απαιτείται στους δύο ακροδέκτες να υπάρχει πλήρης συγχρονισμός τάσεων, δηλαδή:

1. Ίσο πλάτος τάσεων.
2. Τία συχνότητα.
3. Τία φάση.

Συνεπώς, προκύπτει η ανάγκη μέτρησης της συχνότητας του δικτύου ω rad/s και, κατ' επέκταση, υπολογισμού της γωνίας αναφοράς $\theta = \omega t$ για την εφαρμογή του μετασχηματισμού και την επίτευξη συγχρονισμού. Με πρώτη εφαρμογή στις τηλεπικοινωνίες, η χρήση βρόχου κλειδώματος φάσης PLL αποτελεί λύση για τις απαραίτητες μετρήσεις.

Πιο αναλυτικά, το PLL είναι ένα σύστημα ελέγχου ανάδρασης κλειστού βρόχου που συγχρονίζει ένα σήμα εξόδου, το οποίο παράγεται από έναν ταλαντωτή (voltage-controlled oscillator (VSO)), με ένα σήμα αναφοράς, τόσο σε συχνότητα όσο και σε φάση. Μια σχηματική αναπαράσταση του βρόχου φαίνεται στο Σχ. 3.7a. Ενώ τα δύο αυτά σήματα (αναφοράς και εξόδου ταλαντωτή) παρουσιάζονται στο σχήμα Σχ. 3.7β.



Σχ. 3.7. Βασική λειτουργία PLL

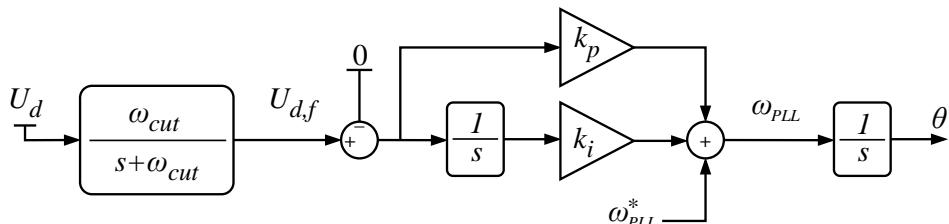
Κατά τη φάση συγχρονισμού, το σφάλμα φάσης μεταξύ του σήματος εξόδου και του σήματος αναφοράς μηδενίζεται ή παραμένει σταθερό (δηλαδή μηδενίζεται η παράγωγός του). Για την υλοποίηση του PLL στο πλαίσιο αναφοράς dq (Synchronous Frame phase-locked loop (SF-PLL)), χρησιμοποιείται η d συνιστώσα της μετρούμενης εναλλασσόμενης τάσης U_d , η οποία φιλτράρεται ($U_{d,f}$) μέσω ενός χαμηλοπερατού φίλτρου (Low Pass Filter (LPF)). Οι εξισώσεις που το περιγραφούν δίνονται παρακάτω:

$$\dot{U}_{d,f} = \omega_{cut} U_d - \omega_{cut} U_{d,f} \quad (31)$$

$$\dot{\theta} = \omega_{PLL} \quad (32)$$

$$\omega_{PLL} = \omega_{PLL}^* - k_p U_{d,f} + k_i \int_0^t (0 - U_{d,f}) d\tau \quad (33)$$

Στο Σχ. 3.8 φαίνεται η υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων. Στην κατάσταση κλειδώματος φάσης, ο άξονας d έχει ευθυγραμμιστεί με τον άξονα a , οπότε ισχύει $U_d = 0$ και $U_q = U_m$, όπου U_m είναι το πλάτος της τάσης.



Σχ. 3.8. Υλοποίηση SF-PLL

Να σημειωθεί ότι, ανάλογα με την είσοδο και την υλοποίηση του SF-PLL, το κλείδωμα φάσης μπορεί να επιτευχθεί και όταν $U_q = 0$, όπου οι άξονες d, q εναλλάσσονται. Στο πλαίσιο αυτό, η χρήση PLL παρουσιάζει ορισμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Κύρια πλεονεκτήματα είναι [53]:

- Ακριβής εκτίμηση συχνότητας και φάσης.
- Ευελιξία σε εφαρμογές.

Πάραντα, στα σύγχρονα δίκτυα αποφεύγεται η χρήση PLL λόγω της [25]:

- Μη γραμμικής δομής.
- Χρονοβόρας ρύθμισης.
- Αργής απόκρισης.

Σε επόμενη ενότητα προτείνεται αρχιτεκτονική ελέγχου που καθιστά περιττή τη χρήση PLL.

3.6 Έλεγχος Στατισμού

Η μέθοδος ελέγχου στατισμού (*droop control*), η οποία αναπτύχθηκε αρχικά για συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας με κεντρικοποιημένη παραγωγή, υλοποιείται τοπικά σε κάθε γεννήτρια με σκοπό τη διατήρηση της ευστάθειας του δικτύου. Η επικοινωνία μεταξύ των μονάδων περιορίζεται στο ελάχιστο, καθώς η απαραίτητη πληροφορία διαδίδεται μέσω της τάσης και της συχνότητας του δικτύου. Η χρήση της μεθόδου αυτής αποσκοπεί στην [48]:

- Ρύθμιση συχνότητας και ενεργού ισχύος.
- Ρύθμιση τάσης και αέργου ισχύος.
- Ισομερή κατανομή ενεργού και αέργου ισχύος μεταξύ παράλληλα συνδεδεμένων γεννητριών.
- Δυνατότητα παράλληλης λειτουργίας γεννητριών διαφορετικών μεγεθών.
- Βελτίωση της ευστάθειας και της αξιοπιστίας του συστήματος.

Ανάλογα με το ελεγχόμενο μέγεθος, διακρίνονται διαφορετικές υλοποιήσεις της μεθόδου *droop*, όπου το ελεγχόμενο μέγεθος συνδέεται άμεσα με ένα άλλο φυσικό μέγεθος, όπως η ενεργός ισχύς με τη συχνότητα και η άεργος ισχύς με την τάση. Ωστόσο, υπάρχουν και περιπτώσεις όπου ελέγχεται η συνεχής τάση, με άμεσα συσχετιζόμενο μέγεθος τη συχνότητα [54]. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ένας τριφασικός αντιστροφέας με έλεγχο της τάσης στη DC πλευρά.

3.6.1 *P-f droop*

Αν υποθέσουμε μια γραμμή μεταφοράς, η ενεργός ισχύς που μεταφέρεται διαμέσου αυτής περιγράφεται από την σχέση:

$$P = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos \delta) + X V_B \sin \delta] \quad (34)$$

όπου

- P ενεργός ισχύς που ρέει από άκρο Α στο άκρο Β.
- V_A και V_B τιμές τάσης στα αντίστοιχα άκρα.
- δ η γωνία ισχύος δηλαδή, διαφορά φάσης μεταξύ των δυο τάσεων.
- R και X το πραγματικό και μιγαδικό μέρος της σύνθετης αντίστασης της γραμμής.

Συνεπώς, η ενεργός ισχύς P , μέσω της Εξ. (34), συνδέεται άμεσα με τη γωνία ισχύος δ . Επιπλέον, από την εξίσωση ταλάντωσης των ηλεκτρικών δικτύων προκύπτει η συσχέτιση μεταξύ της γωνίας ισχύος και της συχνότητας, οδηγώντας τελικά στη ρύθμιση τύπου *P-f*.

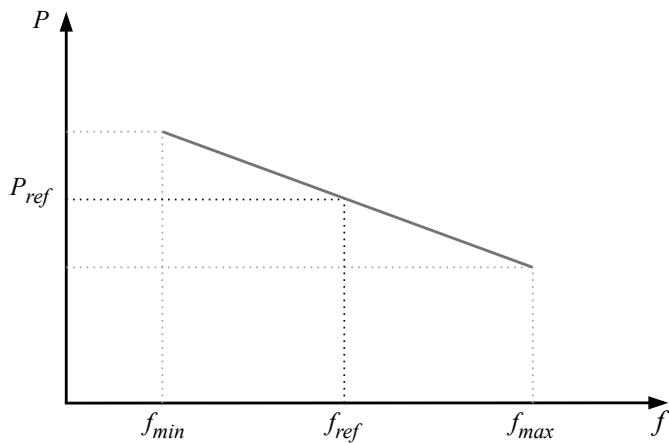
Ο έλεγχος στατισμού συχνότητας βασίζεται στη γραμμική σχέση μεταξύ των μεγεθών P και f , με κύρια λειτουργία τη μείωση της παραγόμενης ισχύος σε περιπτώσεις αύξησης της συχνότητας πάνω από την ονομαστική τιμή, καθώς και την αύξηση της ισχύος όταν η συχνότητα υποχωρεί κάτω από αυτήν. Αυτή η συσχέτιση περιγράφεται ως:

$$P = P_{ref} - D(f - f_{ref}) \quad (35)$$

óπου

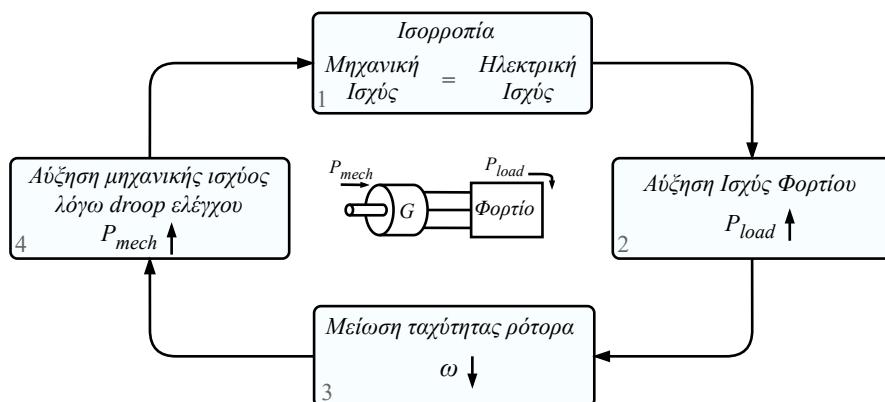
- P και P_{ref} ενεργός ισχύς και ονομαστική της τιμής κάθε μονάδας παραγωγής.
 - f και f_{ref} συχνότητα και ονομαστική της τιμής.
 - D συντελεστής στατισμού συχνότητας.

Μια ποιοτική αναπαράσταση της Εξ. (34) αποτυπώνεται στο Σχ. 3.9.



Σχ. 3.9. P - f χαρακτηριστική στατισμού.

Ενώ η λειτουργία του P - f ελέγχου στατισμού, σε μια σύγχρονη γεννήτρια, περιγράφεται στο Σχ. 3.10 [48].



Σχ. 3.10. Λειτουργία droop σε σύγχρονη γεννήτρια

3.6.2 Q - V droop

Ακολουθώντας παρόμοια λογική με την προηγούμενη ανάλυση και υποθέτοντας μια γραμμή μεταφοράς, η άεργος ισχύς που μεταφέρεται μέσω αυτής δίνεται από τη σχέση:

$$Q = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [-RV_B \sin \delta + X(V_A - V_B \cos \delta)] \quad (36)$$

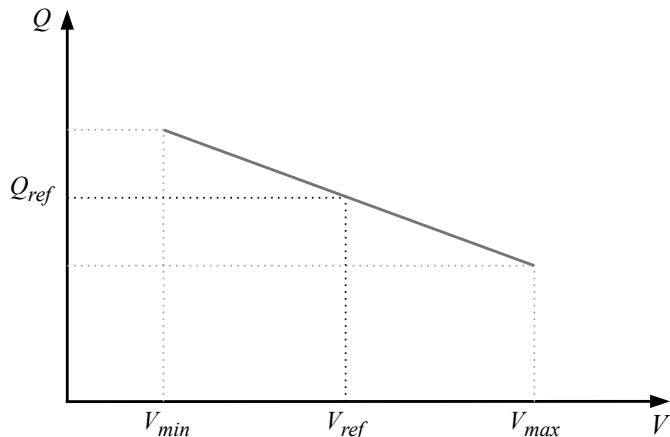
Συνεπώς, η άεργος ισχύς Q , μέσω της Εξ. (36), σχετίζεται άμεσα με τη διαφορά των τερματικών τάσεων στα άκρα της γραμμής, V_A και V_B . Αυτό σημαίνει ότι, μέσω του ελέγχου της αέργου ισχύος, είναι δυνατή και η ρύθμιση της τάσης, οδηγώντας τελικά σε έλεγχο τύπου Q - V . Ο έλεγχος στατισμού τάσης βασίζεται στη γραμμική σχέση μεταξύ των μεγεθών Q και V , με κύρια λειτουργία τη μείωση της αέργου ισχύος σε περιπτώσεις αύξησης της τάσης πάνω από την ονομαστική τιμή, καθώς και την αύξηση της αέργου ισχύος όταν η τάση υποχωρεί κάτω από αυτήν. Αυτή η συσχέτιση περιγράφεται ως:

$$Q = Q_{ref} - K(V - V_{ref}) \quad (37)$$

όπου

- Q και Q_{ref} άεργος ισχύς και ονομαστική της τιμής κάθε μονάδας παραγωγής.
- V και V_{ref} τάση και ονομαστική της τιμής.
- D συντελεστής στατισμού τάσης.

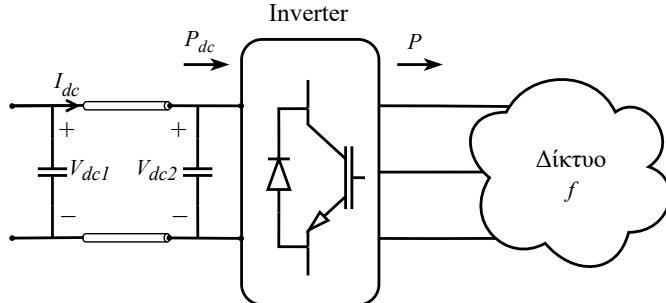
Μια ενδεικτική γραφική απεικόνιση της σχέσης Εξ. (36) δίνεται στο Σχ. 3.11, όπου φαίνεται η χαρακτηριστική Q - V .



Σχ. 3.11. Q - V χαρακτηριστική στατισμού.

3.6.3 V_{dc} - f droop

Πέρα από τις παραπάνω συνήθεις εφαρμογές του ελέγχου droop, είναι δυνατόν να προκύψουν και άλλες περιπτώσεις χρήσης. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η ρύθμιση της συχνότητας ενός τριφασικού αντιστροφέα όταν αυτός χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της DC τάσης στην είσοδό του. Ένα παράδειγμα ενός τέτοιου κυκλώματος φαίνεται στο Σχ. 3.12. Με



Σχ. 3.12. Παράδειγμα εφαρμογής V_{dc} - f droop

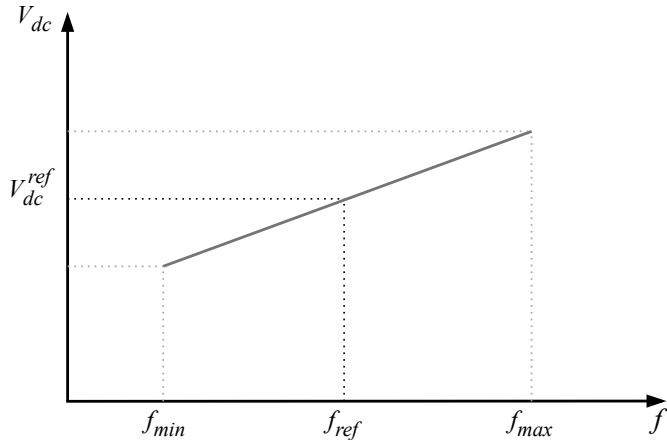
βάση τα παραπάνω, σε περίπτωση αύξησης της συχνότητας f , η τροφοδοτούμενη ενεργός ισχύς P θα πρέπει να μειωθεί. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω αύξησης της τάσης εισόδου του αντιστροφέα V_{dc2} . Η αύξηση της V_{dc2} οδηγεί σε συνθήκη $V_{dc2} > V_{dc1}$, με αποτέλεσμα τη ροή ρεύματος από δεξιά προς τα αριστερά και την αντίστοιχη αλλαγή κατεύθυνσης της ισχύος P_{dc} . Θεωρώντας ιδανικό αντιστροφέα χωρίς απώλειες, οι μεταβολές στην P_{dc} μεταφέρονται απευθείας στην ισχύ P . Συνεπώς, η αύξηση της τάσης V_{dc2} αντισταθμίζει την αύξηση της συχνότητας, ενώ αντίστροφα, η μείωση της V_{dc2} αντισταθμίζει αντίστοιχες μειώσεις της συχνότητας από την ονομαστική της τιμή. Αυτή η συσχέτιση, δεδομένης θετικής φοράς από αριστερά προς τα δεξιά του Σχ. 3.12, περιγράφεται ως:

$$V_{dc} = V_{dc}^{ref} + D_{dc}(f - f_{ref}) \quad (38)$$

όπου

- V_{dc} και V_{dc}^{ref} συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα και ονομαστική της τιμής.
- f και f_{ref} συχνότητα και ονομαστική της τιμής.
- D_{dc} συντελεστής στατισμού συχνότητας.

Μια ποιοτική αναπαράσταση της Εξ. (38) αποτυπώνεται στο Σχ. 3.13.



Σχ. 3.13. V_{dc} - f χαρακτηριστική στατισμού.

3.7 Ελεγκτής PI

Ακόμα ένα βασικό στοιχείο για την επίτευξη κατασκευής χρήσιμων βρόχων ελέγχου είναι ο ελεγκτής PI. Αποτελεί έναν από τους πιο διαδεδομένους ελεγκτές, βασισμένους στο σφάλμα μεταξύ της ελεγχόμενης μεταβλητής και της ονομαστικής τιμής της, με μερικές ενδεικτικές εφαρμογές του να περιλαμβάνουν [55]:

- Ελεγχο κινητήρων, για τη ρύθμιση της ταχύτητας ή της θέσης.
- Ρομποτική, για τον έλεγχο κινήσεων και θέσεων ρομποτικών βραχιόνων και μηχανισμών.
- Συστήματα ελέγχου πτήσης αεροσκαφών.
- Ηχητικά συστήματα, για εφαρμογές όπως η ακύρωση θορύβου.
- Ιατρικές συσκευές, όπως αντλίες έγχυσης ή αναπνευστήρες, για τη ρύθμιση παραμέτρων όπως ο ρυθμός χορήγησης φαρμάκου ή ο αερισμός ασθενών.

Ειδικότερα, πρόκειται για ελεγκτές ανατροφοδότησης εξόδου, οι οποίοι υπερτερούν των ελεγκτών κατάστασης, καθώς δεν απαιτείται η γνώση του μαθηματικού μοντέλου του υπό ελεγχο συστήματος. Αποτελείται από τον συνδυασμό του Αναλογικού (Proportional) Ελέγχου και του Ολοκληρωτικού (Integral) Ελέγχου. Η προσθήκη του ολοκληρωτικού ελέγχου είναι απαραίτητη, καθώς περιορίζει σημαντικά το σφάλμα μόνιμης κατάστασης που προκαλείται από τη χρήση μόνο αναλογικού ελέγχου [56]. Μαθηματικά περιγράφεται :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (39)$$

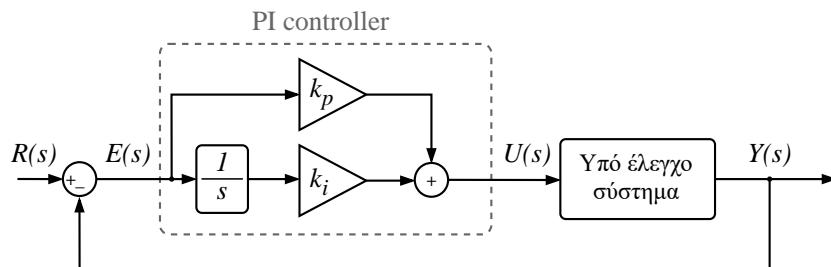
και συνάρτηση μεταφοράς με την βοήθεια μετασχηματισμού *Laplace*:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{1}{s} K_i \quad (40)$$

όπου

- $e(t)$ το σφάλμα παρακολούθησης ($= r(t) - y(t)$).
- $u(t)$ η είσοδος στο υπό ελεγχο σύστημα.
- K_p το αναλογικό κέρδος.
- K_i το ολοκληρωτικό κέρδος.

Ενώ, το σύστημα κλειστού βρόχου αρνητικής ανάδρασης, που περιγράφει την παραπάνω διαδικασία, φαίνεται στο Σχ. 3.14.



Σχ. 3.14. PI ελεγκτής

3.8 Τριφασικός Αντιστροφέας

3.8.1 Κατηγορίες και Χαρακτηριστικά

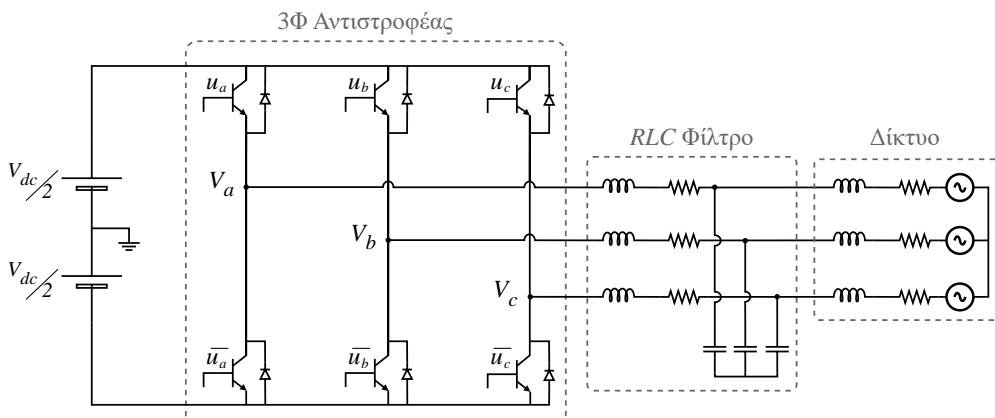
Ο τριφασικός αντιστροφέας αποτελεί έναν μετατροπέα ισχύος που μετατρέπει τη συνεχή τάση στην είσοδό του σε εναλλασσόμενη τριφασική τάση, με κάθε φάση να έχει το ίδιο πλάτος και συχνότητα, ενώ η διαφορά φάσης μεταξύ τους είναι 120° . Η συχνότητα και το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης αποτελούν πλήρως ελεγχόμενα μεγέθη μέσω των τεχνικών PWM που αναλύθηκαν στην Ενότητα 3.4 [57]. Οι 3Φ αντιστροφέις διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες:

- Συνδεσμολογία ημιγέφυρας (Half-Bridge Inverter), με τέσσερα ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία.
- Συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (Full-Bridge Inverter), με έξι ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία.

Ενδεικτικά, τα ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία μπορεί να είναι [58], [59]:

- Bipolar Junction Transistor (BJT),
- Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET), το οποίο αποτελεί την καταλληλότερη συσκευή για εφαρμογές μικρής ισχύος, υποστηρίζοντας υψηλή συχνότητα μεταγωγής που μπορεί να υπερβαίνει τα 100 kHz ,
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), που χρησιμοποιείται ευρύτερα σε εφαρμογές μέσης έως υψηλής ισχύος, με τυπικές συχνότητες μεταγωγής έως 100 kHz , οι περισσότερες όμως βρίσκονται κάτω από 20 kHz ,
- Gate Turn-Off θυρίστορ (GTO), με δυνατότητα χειρισμού πολύ υψηλής ισχύος, αλλά με χαμηλή συχνότητα μεταγωγής, κάτω από 1 kHz ,
- MOS-Controlled Thyristor (MCT),
- Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT), με παρόμοια χαρακτηριστικά με τα GTO, δηλαδή δυνατότητα χειρισμού υψηλής ισχύος αλλά με περιορισμένη συχνότητα μεταγωγής κάτω από 1 kHz .

Το κυκλωματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας, το οποίο χρησιμοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία, παρουσιάζεται στο Σχ. 3.15, μαζί με το απαραίτητο φίλτρο για τη σβέση των ανώτερων αρμονικών. Ο μετατροπέας αποτελείται



Σχ. 3.15. Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας συνδεδεμένος στο δίκτυο

από έξι διακοπτικά στοιχεία με αντιπαράλληλες διόδους ($u_a, \bar{u}_a, u_b, \bar{u}_b, u_c, \bar{u}_c$), με δυνατότητα προσανατολισμού του ρεύματος και προς τις δύο κατευθύνσεις. Όσον αφορά την τροφοδοσία του αντιστροφέα, διακρίνονται δύο βασικές περιπτώσεις. Η πρώτη αφορά τους αντιστροφείς τάσης (voltage source inverter (VSI)), οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης. Η δεύτερη περίπτωση αφορά τους αντιστροφείς ρεύματος (current source inverter (CSI)), οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος.

3.8.2 Τρόποι λειτουργίας

Υπάρχουν τρεις βασικοί τρόποι λειτουργίας των αντιστροφέων συνδεδεμένων στο δίκτυο, με τον καθένα να καθορίζει τόσο την δυναμική συμπεριφορά του αντιστροφέα όσο και τα χαρακτηριστικά του σε κατάσταση ισορροπίας:

- grid forming,
- grid feeding,
- grid supporting.

Τα βασικά χαρακτηριστικά αυτών των λειτουργιών συνοψίζονται στον Πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1. Σύνοψη τρόπων λειτουργίας αντιστροφέων συνδεδεμένων στο δίκτυο

Grid Forming	<ul style="list-style-type: none"> • Καλείται επίσης VSI • Ο αντιστροφέας λειτουργεί ως πηγή τάσης. Το πλάτος της τάσης E και η συχνότητα ω ελέγχονται άμεσα. • Η ενεργός ισχύς P και η άεργος ισχύς Q καθορίζονται από την αλληλεπίδραση του αντιστροφέα με το δίκτυο. • Συνήθως, ο αντιστροφέας δεν μπορεί να λειτουργήσει παράλληλα με άλλους grid forming αντιστροφείς, καθώς η συχνότητα είναι σταθερή. • Τυπικές εφαρμογές περιλαμβάνουν συστήματα UPS σε κατάσταση αναμονής και απομονωμένα μικρά δίκτυα. • Σε μελέτες ροής ισχύος: αναπαρίσταται ως ζυγός αναφοράς, με σταθερό πλάτος τάσης E και γωνία $\theta = 0$.
Grid Feeding	<ul style="list-style-type: none"> • Καλείται επίσης Grid Following Inverter ή αντιστροφέας με έλεγχο $P-Q$. • Ο αντιστροφέας λειτουργεί ως πηγή ισχύος. Η ενεργός ισχύς P και η άεργος ισχύς Q ελέγχονται άμεσα. • Η συχνότητα ω και το πλάτος τάσης E καθορίζονται από την αλληλεπίδραση με το δίκτυο. • Κατάλληλος για παράλληλη λειτουργία • Δεν μπορεί να λειτουργήσει απομονωμένα. Το σύστημα πρέπει να περιλαμβάνει άλλες γεννήτριες (π.χ. άλλους αντιστροφείς ή σύγχρονες μηχανές) που ελέγχουν το πλάτος τάσης και τη συχνότητα. • Τυπικές εφαρμογές: συστήματα ανανεώσιμης ενέργειας και κατανεμημένης παραγωγής. • Σε μελέτες ροής ισχύος: αναπαρίσταται ως $P-Q$ ζυγός.

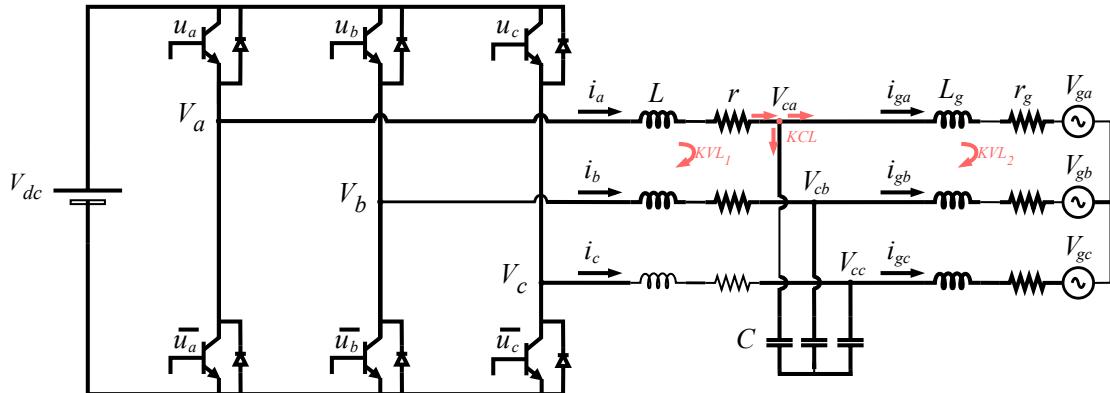
Σύνοψη τρόπων λειτουργίας αντιστροφέων συνδεδεμένων στο δίκτυο (Συνέχεια Πίνακα 3.1)

Grid Supporting	<ul style="list-style-type: none"> Παρέχει ισχύ στο δίκτυο ενώ ενισχύει τη σταθερότητα και την αξιοπιστία. Ρυθμίζει τη συχνότητα και την τάση, και εξισορροπεί την παραγωγή ενεργού και άρεγον ισχύος. Υλοποιεί γραμμική σχέση μεταξύ P και ω, και μεταξύ Q και E. Κατάλληλος για παράληλη λειτουργία και για απομονωμένα δίκτυα. Συνδυάζεται καλά με συστήματα αποθήκευσης ενέργειας και online UPS. Σε μελέτες ροής ισχύος: γενικά δεν αναπαρίσταται ως τυπικός ζυγός. Ωστόσο, αν η συχνότητα είναι γνωστή και μπορεί να αγνοηθεί ο μηχανισμός droop της τάσης, τότε αναπαρίσταται ως ζυγός $P-V$ με σταθερή ενεργό ισχύ P και πλάτος τάσης E, παρόμοια με μια σύγχρονη μηχανή.
-----------------	--

3.8.3 Μοντελοποίηση 3Φ Αντιστροφέα σε Δίκτυο

Για την επίτευξη του τελικού στόχου, δηλαδή της διασύνδεσης δύο απομακρυσμένων δικτύων μέσω HVDC, εφαρμόζοντας δύο τεχνολογίες εικονικής αδράνειας: *virtual synchronous generator (VSG)* και *synchronverter (SV)*, είναι απαραίτητη η μελέτη της μοντελοποίησης και του ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα. Το κυκλωματικό διάγραμμα για την ανάλυση αυτή παρουσιάζεται στο Σχ. 3.16, όπου βασικός στόχος είναι:

- ο έλεγχος των ρευμάτων του αντιστροφέα (i_a, i_b, i_c),
- καθώς και ο έλεγχος της τάσης στα άκρα των πυκνωτών του φίλτρου (V_{ca}, V_{cb}, V_{cc}).



Σχ. 3.16. Υπό μελέτη κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα

Για τη μοντελοποίηση του παραπάνω συστήματος θα χρησιμοποιηθεί η ανάλυση των βασικών κυκλωματικών στοιχείων, όπως περιγράφεται στην Ενότητα 3.2, καθώς και οι θεμελιώδεις νόμοι που διέπουν ένα κύκλωμα, δηλαδή οι νόμοι ρευμάτων και τάσεων του Kirchhoff.

Αν θεωρήσουμε διακριτές τιμές p_i , με $i = a, b, c$, που περιγράφουν την θέση λειτουργίας κάθε διακοπτικού ημιαγωγικού στοιχείου S_i του αντιστροφέα, τότε οι θέσεις των έξι διακοπτών περιγράφονται ως:

$$p_i = \begin{cases} 1, & S_i \text{ άγει} \\ -1, & \overline{S_i} \text{ άγει} \end{cases} \quad (41)$$

Η παραπάνω εξίσωση αποτελεί βασικό εργαλείο για την περιγραφή του διακοπτικού μοντέλου του αντιστροφέα. Ωστόσο, οι διακριτές τιμές p_i δυσκολεύουν την ανάλυση και τον σχεδιασμό ελέγχου. Για τον λόγο αυτό, χρησιμοποιείται το μοντέλο μέσης τιμής του αντιστροφέα, όπου οι διακριτές συναρτήσεις p_i μπορούν να αντικατασταθούν με τις αντίστοιχες συνεχείς συναρτήσεις u_i , οι οποίες διαμορφώνουν τη σχετική διάρκεια αγωγής στην SPWM τεχνική παλμοδότησης που αναλύθηκε στην Ενότητα 3.4.1. Οι συνεχείς συναρτήσεις u_i λαμβάνουν τιμές στο κλειστό διάστημα $[-1, 1]$ και έχουν ημιτονοειδή μορφή. Στο υπό εξέταση κύκλωμα, οι καταστάσεις ορίζονται από τα ρεύματα των πηνίων και τις τάσεις των πυκνωτών. Αρχικά, αναπτύσσεται το μοντέλο του RLC φίλτρου που βρίσκεται στην έξοδο του αντιστροφέα, ενώ στη συνέχεια μοντελοποιούνται οι επαγωγές L_g που αντιστοιχούν στη σύνδεση με το δίκτυο.

Για το φίλτρο RLC εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff (KVL_1 Σχ. 3.16) στο abc πλαίσιο για κάθε φάση έχουμε:

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{V}_{Labc} + \mathbf{V}_{rabc} + \mathbf{V}_{Cab} \Rightarrow \mathbf{V}_{abc} = \mathbf{V}_{Labc} + \mathbf{i}_{abc}r + \mathbf{V}_{Cab} \quad (42)$$

όπου,

- $\mathbf{V}_{abc} = [V_a, V_b, V_c]^\top$: η ενδιάμεση τάση στα leg του αντιστροφέα
- $\mathbf{V}_{Labc} = [V_{La}, V_{Lb}, V_{Lc}]^\top$, $\mathbf{V}_{rabc} = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^\top$: η πτώση τάσης στο πηνίο L και στην αντίσταση r του φίλτρου, αντίστοιχα
- $\mathbf{V}_{Cab} = [V_{Ca}, V_{Cb}, V_{Cc}]^\top$: η τάση στον πυκνωτή του φίλτρου

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park (Εξ. (4)), η Εξ. (42) στο dq πλαίσιο γράφεται ως:

$$\mathbf{V}_{dq} = \mathbf{V}_{Ldq} + \mathbf{i}_{dq}r + \mathbf{V}_{cdq} \quad (43)$$

όπου $\mathbf{V}_{dq} = [V_d, V_q]^\top$, $\mathbf{V}_{Ldq} = [V_{Ld}, V_{Lq}]^\top$, $\mathbf{i}_{dq} = [i_d, i_q]^\top$, $\mathbf{V}_{cdq} = [V_{cd}, V_{cq}]^\top$.

με $V_d = u_d \frac{V_{dc}}{2}$, $V_q = u_q \frac{V_{dc}}{2}$ και $u_d, u_q \in [-1, 1]$.

Επιπλέον, λαμβάνοντας υπ' όψιν το μοντέλο του πηνίου στο dq πλαίσιο, όπως περιγράφεται στην Εξ. (16), με απλή αντικατάσταση στην Εξ. (43):

$$KVL_1 \mapsto \begin{cases} L \frac{d}{dt} i_d = -ri_d + \omega_g L i_q + V_d - V_{cd} \\ L \frac{d}{dt} i_q = -ri_q - \omega_g L i_d + V_q - V_{cq}, \end{cases} \quad (44)$$

Η παραπάνω εξίσωση περιγράφει την κατάσταση του πηνίου (ρεύμα) στο φίλτρο. Για να ολοκληρωθεί η μοντελοποίηση του φίλτρου, ακολουθείται ανάλογη διαδικασία για την κατάσταση του πυκνωτή (τάση). Έτσι, εφαρμόζοντας τον νόμο των ρευμάτων του Kirchhoff (KCL , Σχ. 3.16) στο abc πλαίσιο, η σχέση για κάθε ρεύμα στους κόμβους σύνδεσης των πυκνωτών γράφεται ως:

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{i}_{Cab} + \mathbf{i}_{gabc} \quad (45)$$

όπου,

- $\mathbf{i}_{abc} = [i_a, i_b, i_c]^\top$: ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα
- $\mathbf{i}_{gabc} = [i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}]^\top$: το ρεύμα που ρέει προς το δίκτο
- $\mathbf{i}_{Cab} = [i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}]^\top$: το ρεύμα στον πυκνωτή του φίλτρου.

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park (Εξ. (4)) και λαμβάνοντας υπ' όψιν το μοντέλο του πυκνωτή στο dq πλαίσιο, όπως περιγράφεται στην Εξ. (18), με απλή αντικατάσταση συνεπάγεται:

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{cdq} + \mathbf{i}_{gdq} \quad (46)$$

όπου $\mathbf{i}_{dq} = [i_d, i_q]^T$, $\mathbf{i}_{cdq} = [i_{cd}, i_{cq}]^T$, $\mathbf{i}_{gdq} = [i_{gd}, i_{gq}]^T$. Τελικά, καταλήγει:

$$KCL \mapsto \begin{cases} C \frac{d}{dt} V_{cd} = \omega_g C V_{cq} + i_d - i_{gd} \\ C \frac{d}{dt} V_{cq} = -\omega_g C V_{cd} + i_q - i_{gq}, \end{cases} \quad (47)$$

Οι Εξ. (44) και (47) παρέχουν πλήρη περιγραφή της δυναμικής του RLC φίλτρου.

Ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία και εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff (KVL_2 , Σχ. 3.16) για τις επαγωγές σύνδεσης με το δίκτυο, οι εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική τους δίνονται ως εξής:

$$KVL_2 \mapsto \begin{cases} L_g \frac{d}{dt} i_{gd} = -r_g i_{gd} + \omega_g L_g i_{gq} + V_{cd} - V_{gd} \\ L_g \frac{d}{dt} i_{gq} = -r_g i_{gq} - \omega_g L_g i_{gd} + V_{cq} - V_{gq}, \end{cases} \quad (48)$$

Συνεπώς το πλήρες μοντέλο του Σχ. 3.16 στο dq πλαίσιο περιγράφεται:

$$\left\{ \begin{array}{ll} L \frac{d}{dt} i_d = -ri_d + \omega_g L i_q + V_d - V_{cd} & \text{(i)} \\ L \frac{d}{dt} i_q = -ri_q - \omega_g L i_d + V_q - V_{cq} & \text{(ii)} \\ C \frac{d}{dt} V_{cd} = \omega_g C V_{cq} + i_d - i_{gd} & \text{(iii)} \\ C \frac{d}{dt} V_{cq} = -\omega_g C V_{cd} + i_q - i_{gq} & \text{(iv)} \\ L_g \frac{d}{dt} i_{gd} = -r_g i_{gd} + \omega_g L_g i_{gq} + V_{cd} - V_{gd} & \text{(v)} \\ L_g \frac{d}{dt} i_{gq} = -r_g i_{gq} - \omega_g L_g i_{gd} + V_{cq} - V_{gq} & \text{(vi)} \end{array} \right. \quad (49)$$

Όπου, ω_g η συχνότητα του δικτύου. Σημειώνεται ότι, όπως έχει αποδειχθεί (Εξ. (8)), οι ποσότητες στον 0-άξονα είναι μηδενικές και δεν αναγράφονται.

3.8.4 Έλεγχος 3Φ Αντιστροφέα σε Δίκτυο

Η αρχιτεκτονική ελέγχου που παρουσιάζεται στοχεύει στον έλεγχο της τάσης του πυκνωτή του φίλτρου, ώστε να είναι δυνατός ο συγχρονισμός με το δίκτυο. Αν υποθέσουμε ότι η rms τιμή της τάσης του δικτύου είναι 230 V , τότε η μέγιστη τιμή (peak) V_m δίνεται $V_m = 230\sqrt{2}$. Δηλαδή θα πρέπει να ισχύει η συνθήκη:

$$V_{cd}^2 + V_{cq}^2 = V_m^2 \quad (50)$$

Συνεπώς, η συνθήκη για τις τιμές αναφοράς τάσης στους άξονες dq του πυκνωτή είναι:

$$\left(V_{cd}^{ref} \right)^2 + \left(V_{cq}^{ref} \right)^2 = \left(230\sqrt{2} \right)^2. \quad (51)$$

Μια απλή επιλογή που ικανοποιεί αυτόν τον περιορισμό είναι:

$$\begin{cases} V_{cd}^{ref} = 230\sqrt{2} \\ V_{cq}^{ref} = 0 \end{cases} \quad (52)$$

Από τις Εξ. (49) (iii) και (iv), που περιγράφουν τη δυναμική του πυκνωτή του φίλτρου, προκύπτει ότι οι μεταβλητές ελέγχου για το σύστημα είναι τα ρεύματα του αντιστροφέα i_d και i_q . Ωστόσο, αυτές οι μεταβλητές δεν αποτελούν άμεσες εισόδους του αντιστροφέα, δηλαδή δεν επηρεάζουν απευθείας την παλμοδότηση. Αντίθετα, από τις Εξ. (49) (i) και (ii), που περιγράφουν τη δυναμική του πηνίου του φίλτρου, οι μεταβλητές ελέγχου είναι οι τάσεις V_d και V_q , οι οποίες σχετίζονται άμεσα με την παλμοδότηση του αντιστροφέα, καθώς:

$$V_d = u_d \frac{V_{dc}}{2}, \quad V_q = u_q \frac{V_{dc}}{2} \quad (53)$$

Συνεπώς, ο σχεδιασμός του ελέγχου απαιτεί δύο επίπεδα, κασκοδικής συνδεσμολογίας:

- Έναν γρήγορο εσωτερικό ελεγκτή ρεύματος για τη ρύθμιση των i_d και i_q στις επιθυμητές τιμές i_d^{ref} και i_q^{ref} , αντίστοιχα.
- Έναν εξωτερικό ελεγκτή τάσης για τη ρύθμιση των V_{cd} και V_{cq} στις επιθυμητές τιμές V_{cd}^{ref} και V_{cq}^{ref} , αντίστοιχα.

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως, στην περίπτωση ελέγχου ισχύος που ρέει προς το δίκτυο, απαιτείται ένας επιπλέον αργός εξωτερικός ελεγκτής ρευμάτων για τη ρύθμιση των i_{gd} και i_{gq} στις τιμές i_{gd}^{ref} και i_{gq}^{ref} , αντίστοιχα. Με τις επιθυμητές τιμές να ορίζονται ως:

$$\begin{cases} i_{gd}^{ref} = \frac{2}{3V_m} P_g^{ref} \\ i_{gq}^{ref} = -\frac{2}{3V_m} Q_g^{ref} \end{cases} \quad (54)$$

όπου:

- P_g^{ref} η επιθυμητή τιμή της ενεργού ισχύος που ρέει στο δίκτυο.
- Q_g^{ref} η επιθυμητή τιμή της αέργου ισχύος.

Ξεκινώντας από τον σχεδιασμό του γρήγορου **εσωτερικού ελεγκτή ρεύματος**, για την αποφυγή μη γραμμικών εξισώσεων που προκύπτουν από τους συζευγμένους όρους των Εξ. (49) (i) και (ii), ορίζεται [60]:

$$\begin{cases} \overline{V_d} = \omega_g L i_q + V_d - V_{cd} \\ \overline{V_q} = -\omega_g L i_d + V_q - V_{cq} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_d = \overline{V_d} + V_{cd} - \omega_g L i_q \\ V_q = \overline{V_q} + V_{cq} + \omega_g L i_d \end{cases} \quad (55)$$

Άρα οι Εξ. (49) (i) και (ii) γίνονται:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_d = -r i_d + \overline{V_d} \\ L \frac{d}{dt} i_q = -r i_q + \overline{V_q}, \end{cases} \quad (56)$$

Με την εισαγωγή νέων μεταβλητών εισόδου $\overline{V_d}$, $\overline{V_q}$ στο σύστημα των πηνίων του φίλτρου, καθίσταται δυνατή η απλοποίηση του ελέγχου. Δεδομένου ότι στόχος του ελεγκτή είναι η σταθεροποίηση των ρευμάτων, η χρήση ενός PI ελεγκτή θεωρείται κατάλληλη επιλογή. Όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.7, η σχέση των μεταβλητών εισόδου με το σφάλμα παρακολούθησης στο πεδίο του χρόνου, δίνεται από:

$$\begin{cases} \overline{V_d} = K_{pi} (i_d^{ref} - i_d) + K_{Ii} \int (i_d^{ref} - i_d) dt \\ \overline{V_q} = K_{pi} (i_q^{ref} - i_q) + K_{Ii} \int (i_q^{ref} - i_q) dt \end{cases} \quad (57)$$

Για τον υπολογισμό των κερδών των PI ελεγκτών, η ανάλυση μεταφέρεται στο πεδίο της συχνότητας με χρήση του μετασχηματισμού Laplace. Οι βασικές σχέσεις δίνονται ως εξής:

$$\begin{cases} \mathcal{L}\{\overline{V_d}\} = \overline{V_d}(s) \\ \mathcal{L}\{i_d\} = I_d(s) \\ \mathcal{L}\left\{\frac{d}{dt} i_d\right\} = s I_d(s) \\ \mathcal{L}\left\{\int i_d\right\} = \frac{1}{s} I_d(s) \end{cases} \quad (58)$$

Έτσι, οι Εξ. (56) και (57) λαμβάνοντας τις αντίστοιχες εξισώσεις των d συνιστωσών μετασχηματίζονται στο πεδίο της συχνότητας:

$$\begin{cases} \overline{V_d}(s) = (sL + r) I_d(s) \\ \overline{V_d}(s) = \left(K_{pi} + \frac{1}{s} K_{Ii}\right) \left(I_d^{ref}(s) - I_d(s)\right) \end{cases} \Rightarrow \frac{I_d(s)}{I_d^{ref}(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{Ls + r}{K_{pi}s + K_{Ii}}} \quad (59)$$

Η Εξ. (59) εμφανίζεται ως ένα σύστημα πρώτης τάξης καθώς είναι μορφής:

$$G(s) = \frac{1}{1 + s\tau} \quad (60)$$

όπου $G(s)$ συνάρτηση μεταφοράς και τ η σταθερά χρόνου του συστήματος. Άρα το αναλογικό και το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή δίνονται αντίστοιχα:

$$K_{pi} = \frac{L}{\tau_i} \quad \text{και} \quad K_{Ii} = \frac{r}{\tau_i} \quad (61)$$

Όπου τ_i η σταθερά χρόνου του ελεγκτή ρεύματος. Συνεπώς, ο νόμος ελέγχου για τον εσωτερικό ελεγκτή ρεύματος, με την βοήθεια των Εξ. (53), (55) και (57) στο πεδίο του χρόνου:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{εσωτερικός} \\ \text{ελεγκτής} \\ \text{ρεύματος} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} u_d = \frac{2}{V_{dc}} \left[V_{cd} - \omega_g L i_q + K_{pi} (i_d^{ref} - i_d) + K_{Ii} \int (i_d^{ref} - i_d) dt \right] \\ u_q = \frac{2}{V_{dc}} \left[V_{cq} + \omega_g L i_d + K_{pi} (i_q^{ref} - i_q) + K_{Ii} \int (i_q^{ref} - i_q) dt \right] \end{array} \right. \quad (62)$$

Ως αποτέλεσμα, προκύπτουν δύο ανεξάρτητα γραμμικά συστήματα κλειστού βρόχου, απαλλαγμένα από συζευγμένους όρους.

Για τον σχεδιασμό του **εξωτερικού ελεγκτή τάσης**, θεωρείται ότι ο εσωτερικός ελεγκτής ρεύματος είναι αρκετά ταχύτερος, ώστε τα ρεύματα να έχουν ήδη σταθεροποιηθεί στις τιμές αναφοράς τους. Με αυτήν την παραδοχή, οι μεταβλητές i_d^{ref} , i_q^{ref} μπορούν να θεωρηθούν ως είσοδοι στο μοντέλο των πυκνωτών του φίλτρου, όπως αυτό περιγράφεται από τις Εξ. (49) (iii), (iv). Για την αποφυγή μη γραμμικών εξισώσεων που προκύπτουν από τους συζευγμένους όρους, ορίζεται:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_d = \omega_g C V_{cq} + i_d - i_{gd} \\ \bar{i}_q = -\omega_g C V_{cd} + i_q - i_{gq} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} i_d = \bar{i}_d + i_{gd} - \omega_g C V_{cq} \\ i_q = \bar{i}_q + i_{gq} + \omega_g C V_{cd} \end{array} \right. \quad (63)$$

Άρα οι Εξ. (49) (iii), (iv) γίνονται:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{d}{dt} V_{cd} = \bar{i}_d \\ C \frac{d}{dt} V_{cq} = \bar{i}_q, \end{array} \right. \quad (64)$$

Με τον ορισμό νέων μεταβλητών εισόδου \bar{i}_d , \bar{i}_q στο σύστημα των πυκνωτών του φίλτρου και με την εφαρμογή ενός PI ελεγκτή για την σταθεροποίηση των τάσεων, προκύπτει:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_d = K_{pv} (V_{cd}^{ref} - V_{cd}) + K_{Iv} \int (V_{cd}^{ref} - V_{cd}) dt \\ \bar{i}_q = K_{pv} (V_{cq}^{ref} - V_{cq}) + K_{Iv} \int (V_{cq}^{ref} - V_{cq}) dt \end{array} \right. \quad (65)$$

Με την βοήθεια των βασικών σχέσεων του μετασχηματισμού Laplace Εξ. (58) , οι d συνιστώσες των Εξ. (64) και (65) στο πεδίο της συχνότητας:

$$\begin{cases} \overline{I_d}(s) = sCV_{cd}(s) \\ \overline{I_d}(s) = \left(K_{pv} + \frac{1}{s}K_{Iv} \right) \left(V_{cd}^{ref}(s) - V_{cd}(s) \right) \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{cd}(s)}{V_{cd}^{ref}(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{sC}{K_{pv}s + K_{Iv}}} \quad (66)$$

που έχει την μορφή συστήματος πρώτης τάξης Εξ. (60). Άρα το αναλογικό και το ολοκληρωτικό κέρδος του εξωτερικού ελεγκτή τάσης δίνονται αντίστοιχα:

$$K_{pv} = \frac{C}{\tau_v} \quad \text{και} \quad K_{Iv} \rightarrow 0 \quad (67)$$

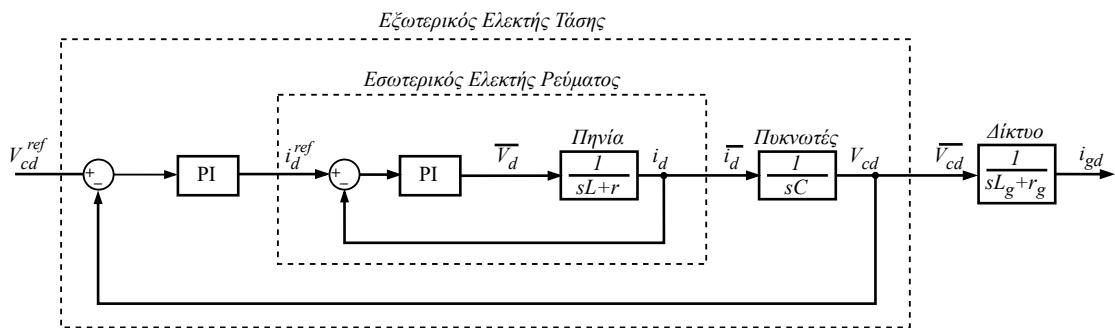
Όπου τ_v η σταθερά χρόνου του ελεγκτή τάσης. Δεδομένου ότι ο εσωτερικός ελεγκτής ρεύματος πρέπει να είναι αρκετά ταχύτερος από τον εξωτερικό ελεγκτή τάσης, απαιτείται να ισχύει:

$$\tau_v \gg \tau_i \quad (\text{ενδεικτικά}, \tau_v \geq 10 \cdot \tau_i) \quad (68)$$

Συνεπώς, ο νόμος ελέγχου για τον εσωτερικό ελεγκτή ρεύματος, με την βοήθεια των Εξ. (63) και (65) στο πεδίο του χρόνου:

$$\begin{array}{l} \text{εξωτερικός} \\ \text{ελεγκτής} \\ \text{τάσης} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} i_d^{ref} = i_{gd} - \omega_g CV_{cq} + K_{pv} \left(V_{cd}^{ref} - V_{cd} \right) + K_{Iv} \int \left(V_{cd}^{ref} - V_{cd} \right) dt \\ i_q^{ref} = i_{gq} + \omega_g CV_{cd} + K_{pv} \left(V_{cq}^{ref} - V_{cq} \right) + K_{Iv} \int \left(V_{cq}^{ref} - V_{cq} \right) dt \end{array} \right. \quad (69)$$

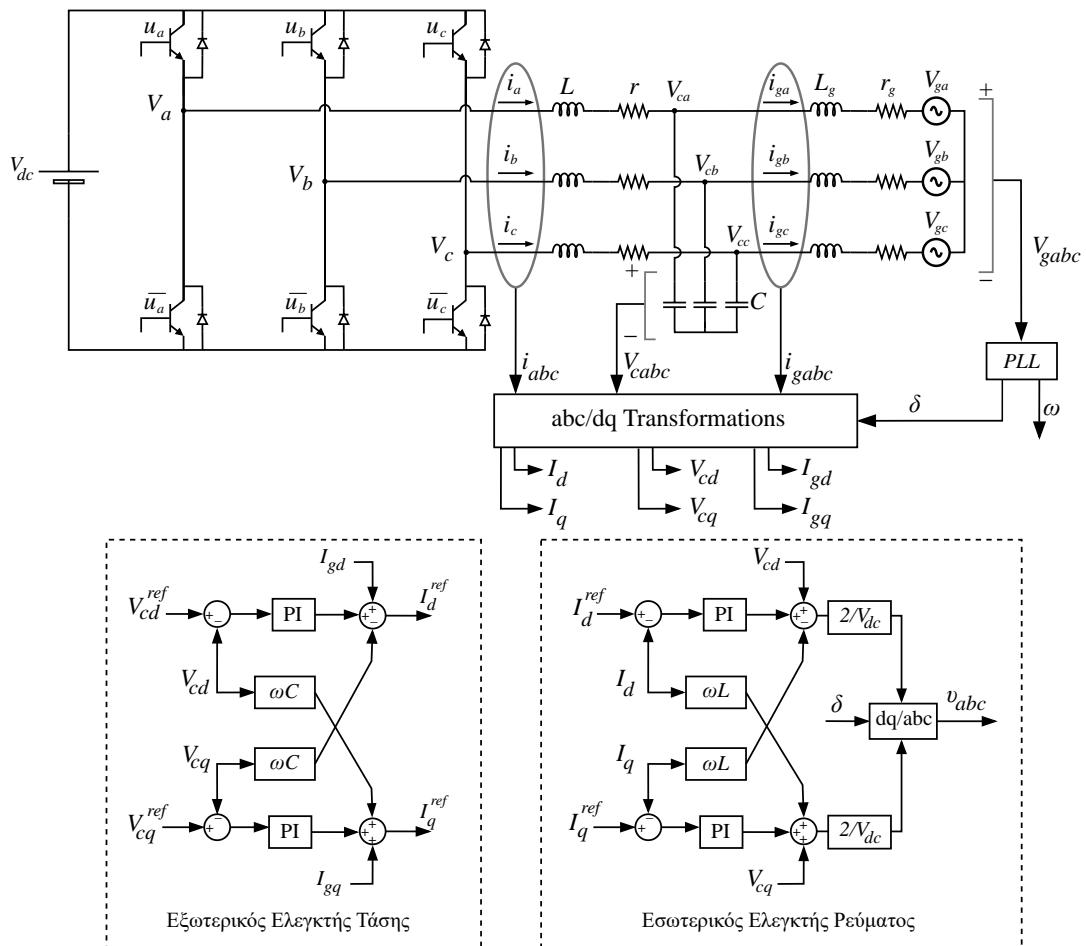
Χρησιμοποιούνται οι i_d^{ref} και i_q^{ref} , καθώς ο εσωτερικός ελεγκτής έχει ήδη ρυθμίσει τα ρεύματα ώστε να έχουν σταθεροποιηθεί στις τιμές αναφοράς. Η συχνότητα του δικτύου ω_g και η γωνία φάσης δ , που χρησιμοποιούνται στις εξισώσεις και στον μετασχηματισμό Park προέρχονται προς το παρόν από PLL, όπως αναφέρθηκε στην Ενότητα 3.5. Μια σχηματική αναπαράσταση των συστημάτων που διέπουν το κύκλωμα (Σχ. 3.16), καθώς και των βρόχων ελέγχου που αναλύθηκαν για τη d -συνιστώσα στο πεδίο της συχνότητας, φαίνεται στο Σχ. 3.17.



Σχ. 3.17. Εσωτερικός και εξωτερικός βρόχος ελέγχου

Παρόμοιο διάγραμμα ισχύει και για τη q -συνιστώσα, με ανάλογη δομή εσωτερικού και εξωτερικού βρόχου ελέγχου.

Η πραγματική υλοποίηση των βρόχων ελέγχου παρουσιάζεται στο Σχ. 3.18.



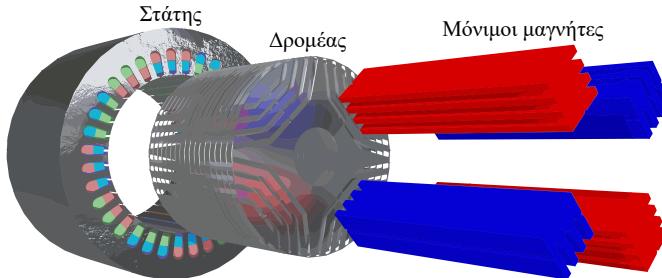
Σχ. 3.18. Υλοποίηση ελεγκτών τριφασικού αντιστροφέα

3.9 Σύγχρονη Μηχανή

Πριν παρουσιαστεί η αρχιτεκτονική ελέγχου για τη λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα ως σύγχρονη γεννήτρια, είναι σκόπιμο να αναφερθούν ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά της σύγχρονης μηχανής και της συμπεριφοράς της, τα οποία επιχειρείται να μιμηθεί.

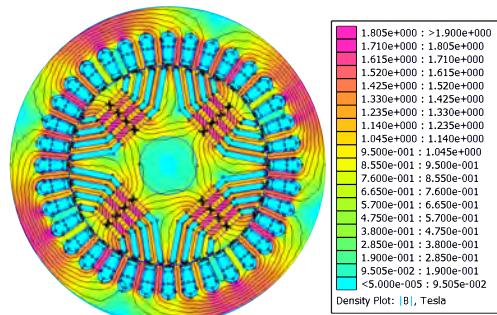
3.9.1 Δομή σύγχρονης μηχανής

Μια σύγχρονη μηχανή μπορεί να λειτουργεί είτε ως γεννήτρια είτε ως κινητήρας, ανάλογα με τη ροή ισχύος. Συγκεκριμένα, όταν η μηχανική ενέργεια μετατρέπεται σε ηλεκτρική, η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, ενώ αντίστροφα λειτουργεί ως κινητήρας [61]. Η μηχανή αυτή ονομάζεται «σύγχρονη», διότι ο δρομέας στρέφεται σύγχρονα (με την ίδια ταχύτητα) με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο, το οποίο δημιουργείται από τη διέγερση του συνεχούς ρεύματος. Τα βασικά μηχανικά στοιχεία της σύγχρονης μηχανής είναι ο στάτης και ο δρομέας, ενώ τα κύρια ηλεκτρικά στοιχεία περιλαμβάνουν το τύλιγμα διέγερσης του δρομέα και τα τυλίγματα φάσεων του στάτη. Τα τυλίγματα του δρομέα τροφοδοτούνται με συνεχές ρεύμα (DC) προκειμένου να δημιουργηθεί το μαγνητικό πεδίο. Αντίστοιχα, τα τυλίγματα του στάτη είτε τροφοδοτούνται με εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) όταν η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας, είτε επάγουν εναλλασσόμενη τάση λόγω της περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του δρομέα όταν λειτουργεί ως γεννήτρια, σύμφωνα με τον νόμο του Faraday. Ο δρομέας είναι κατασκευασμένος από ελάσματα, με σκοπό τη μείωση των απωλειών από δινορεύματα που προκαλούνται από τις μεταβολές του μαγνητικού πεδίου. Ειδικότερα, για τη δημιουργία του μαγνητικού πεδίου στον δρομέα μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνιμοι μαγνήτες. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η μηχανή τύπου reluctance, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.19.



Σχ. 3.19. Δομή σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών τύπου reluctance

Επιπλέον, παρατηρείται ότι τα τυλίγματα του στάτη είναι οργανωμένα σε δύο επίπεδα, με τα χρώματα να αντιστοιχούν σε κάθε φάση a, b και c , ενώ η κατάλληλη συνδεσμολογία επιτρέπει τη δημιουργία τεσσάρων πόλων στο συγκεκριμένο παράδειγμα. Το παραπάνω παράδειγμα επιβεβαιώθηκε και μέσω προσομοίωσης στο λογισμικό FEMM [62], με την πυκνότητα των μαγνητικών γραμμών να απεικονίζεται στο Σχ. 3.20.



Σχ. 3.20. Πυκνότητα μαγνητικών γραμμών Reluctance στο Femm

3.9.2 Μοντελοποίηση σύγχρονης μηχανής

Για την ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς μιας σύγχρονης μηχανής, είναι απαραίτητη η ανάπτυξη του μαθηματικού της μοντέλου. Υπενθυμίζεται ότι ο βασικός σκοπός αυτής της ανάλυσης είναι η αξιοποίηση του μοντέλου σε έναν τριφασικό αντιστροφέα, συνεπώς δεν είναι αναγκαία η πλήρης περιγραφή όλων των λεπτομερειών. Έτσι, υποθέτουμε ότι [14], [48]:

- Ο δρομέας θεωρείται πλήρως κυκλικός, ώστε όλες οι επαγωγές να είναι σταθερές.
- Δεν υπάρχει τύλιγμα απόσβεσης στον δρομέα.
- Δεν λαμβάνεται υπόψη ο μαγνητικός κορεσμός.
- Δεν δημιουργούνται δινορεύματα.

Η σύγχρονη μηχανή μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα συζευγμένων πηνίων. Με βάση τα μεγέθη της μαγνητικής ροής, τις αμοιβαίες και τις αντ-επαγωγές, μπορεί να προκύψει το μοντέλο της. Ορίζονται οι συμβολισμοί:

- p ζεύγη πόλων
- θ_e, θ_m ηλεκτρική και μηχανική γωνία ($\theta_e = p \cdot \theta_m$)
- ω_e, ω_m ηλεκτρική και μηχανική γωνιακή συχνότητα ($\omega_e = p \cdot \omega_m$)
- $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ η συνολική μαγνητική ροής σε κάθε φάση του στάτη
- i_a, i_b, i_c ρεύματα κάθε φάσης στο στάτη
- λ_f συνολική μαγνητική ροή τυλίγματος διέγερσης
- i_f, u_f ρεύμα και τάση τυλίγματος διέγερσης
- R_s αντίσταση τυλιγμάτων στάτη ($R_a = R_b = R_c = R_s$)
- R_f αντίσταση τυλίγματος διέγερσης ($R_f = u_f/i_f$)
- ℓ_{ai}, ℓ_{ik} αυτεπαγωγές και αμοιβαίες επαγωγές αντίστοιχα

Στο abc πλαίσιο, με βάση τον νόμο τάσεων του Kirchhoff και τον νόμο του Faraday, προκύπτει:

$$\begin{aligned} u_a &= -R_s i_a + \frac{d}{dt} \lambda_a, & u_b &= -R_s i_b + \frac{d}{dt} \lambda_b, \\ u_c &= -R_s i_c + \frac{d}{dt} \lambda_c, & u_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt} \lambda_f. \end{aligned} \tag{70}$$

Ενώ, οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ στάτη δρομέα δίνονται:

$$\begin{aligned} \ell_{af} &= L_{af} \cos(\theta_e), \\ \ell_{bf} &= L_{af} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}), \\ \ell_{cf} &= L_{af} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \tag{71}$$

όπου $L_{af} > 0$ και η αυτεπαγωγή του τυλίγματος διέγερσης:

$$\ell_{ff} = L_{ff} = \sigma a \theta e \rho \tag{72}$$

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιείται το dq πλαίσιο αναφοράς. Συνεπώς, με βάση τον μετασχηματισμό Park (με γωνία θ_e), προκύπτει:

$$\begin{aligned} u_d &= -R_s i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_e \lambda_q, & u_q &= -R_s i_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_e \lambda_d, \\ u_0 &= -R_s i_0 + \frac{d}{dt} \lambda_0, & u_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt} \lambda_f, \end{aligned} \quad (73)$$

και

$$\begin{aligned} \lambda_d &= -L_d i_d + L_{af} i_f, & \lambda_q &= -L_q i_q, \\ \lambda_0 &= -L_0 i_0, & \lambda_f &= -\frac{3}{2} L_{af} i_d + L_{ff} i_f, \end{aligned} \quad (74)$$

όπου $L_d = \ell_{aa} - \ell_{ab}$, $L_q = L_d$, $L_0 = \ell_{aa} + 2\ell_{ab}$. Αυτές οι εξισώσεις περιγράφουν τα ηλεκτρικά μεγέθη της σύγχρονης μηχανής (στην περίπτωση λειτουργίας ως γεννήτρια). Όσον αφορά τα μηχανικά μεγέθη, αυτά περιγράφονται από την εξίσωση ταλάντωσης [63]:

$$J \frac{d^2}{dt^2} \theta_m = T_m - T_e - D \frac{d}{dt} \theta_m, \quad (75)$$

όπου J η ροπή αδράνειας του δρομέα, T_m η μηχανική ροπή, T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή και D ο συντελεστής απόσβεσης. Η ίδια εξίσωση μπορεί να εκφραστεί σε όρους ισχύος καθώς ισχύουν:

$$P_m = T_m \omega_m, \quad P_e = T_e \omega_m, \quad \theta_e = p \theta_m \quad (76)$$

Άρα γίνεται:

$$J \frac{1}{p} \dot{\omega}_e = \frac{p}{\omega_e} (P_m - P_e) - D \frac{1}{p} \omega_e, \quad (77)$$

Συνεπώς, το πλήρες μοντέλο της σύγχρονης μηχανής, στο dq πλαίσιο περιγράφεται:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\theta} = \omega \quad (\text{i}) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} (T_m - T_e - D \omega) \quad (\text{ii}) \\ \dot{\lambda}_d = u_d + R_s i_d + \omega_e \lambda_q \quad (\text{iii}) \\ \dot{\lambda}_q = u_q + R_s i_q - \omega_e \lambda_d \quad (\text{iv}) \\ \dot{\lambda}_0 = u_0 + R_s i_0 \quad (\text{v}) \\ \dot{\lambda}_f = u_f - R_f i_f \quad (\text{vi}) \end{array} \right. \quad (78)$$

Όταν απαιτείται η αναπαράσταση σε μορφή καταστατικών εξισώσεων, αντικαθίστανται οι τιμές i_d , i_q , i_f , i_0 , T_m , T_e με τις εκφράσεις τους ως συναρτήσεις των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος [48]. Για την περίπτωση που αγνοηθεί η ροπή τριβής $D \dot{\omega}_m$ και επιπλέον υποθέτοντας ότι η μηχανική ροπή διέπεται από μηχανισμό droop, ισχύει [48]:

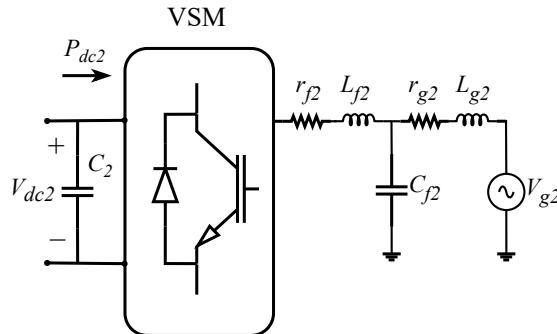
$$T_m = \frac{p}{\omega_s} (P_{3\Phi}^{ref} - D(\omega_e - \omega_s)) \quad (79)$$

όπου ω_s , $P_{3\Phi}^{ref}$ οι τιμές αναφοράς γωνιακής συχνότητας (ηλεκτρικής) και τριφασικής ισχύος αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας στην Εξ. (75) και με την βοήθεια των ηλεκτρικών μεγεθών της Εξ. (77), προκύπτει:

$$J \frac{\omega_s}{p^2} \dot{\omega}_e = P_{3\Phi}^{ref} - P_e - D(\omega_e - \omega_s) \quad (80)$$

3.10 Εικονική Σύγχρονη Μηχανή (VSM)

Η εικονική σύγχρονη μηχανή (VSM) υλοποιείται υλικά ως ένας τριφασικός αντιστροφέας, ενώ σε μαθηματικό επίπεδο προσομοιώνει τη λειτουργία μιας σύγχρονης μηχανής. Δηλαδή, η αρχιτεκτονική ελέγχου του 3Φ αντιστροφέα έχει ως στόχο τη μίμηση του μοντέλου της σύγχρονης μηχανής, όπως αυτό παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.9.2. Υπενθυμίζεται ότι σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι η ανάπτυξη ελέγχου εικονικής αδράνειας για εφαρμογή σε HVDC διασύνδεση. Στο πλαίσιο αυτό, ο αντιστροφέας αναλαμβάνει τη ρύθμιση της συνεχούς τάσης της διασύνδεσης, ενώ παράλληλα προσφέρει στήριξη στη συχνότητα και στην εναλλασσόμενη τάση μέσω ελέγχου στατισμού $Q-V$. Το υπό μελέτη κύκλωμα που αφορά την VSM παρουσιάζεται στο Σχ. 3.21, όπου η τριφασική πλευρά αποδίδεται με το αντίστοιχο μονοφασικό ισοδύναμο.



Σχ. 3.21. Υπό μελέτη κύκλωμα VSM

3.10.1 $V_{dc}-f$ βρόχος ελέγχου

Εφόσον η εικονική σύγχρονη μηχανή υλοποιείται ως τριφασικός αντιστροφέας, οι εξισώσεις που θα χρησιμοποιηθούν πρέπει να εκφράζονται αποκλειστικά με ηλεκτρικά μεγέθη, καθώς η έννοια της μηχανικής ροπής δεν έχει άμεση παρουσία. Συνεπώς, η Εξ. (80) αποτελεί τον βασικό οδηγό για τον σχεδιασμό ελέγχου. Σε κατάσταση ισορροπίας, δηλαδή όταν $\dot{\omega}_e = 0$, η Εξ. (80) γίνεται:

$$P_e = P_{3\Phi}^{ref} - D(\omega_e - \omega_s), \quad (81)$$

και εξετάζονται δύο διαφορετικές περιπτώσεις σχετικά με την τιμή αναφοράς ω_s :

- ω_s δίνεται από PLL
- ω_s είναι σταθερά ίση με $2\pi 50 \text{ rad/s}$

Στην πρώτη περίπτωση (ω_s από PLL), η γωνιακή συχνότητα ω_e ακολουθεί πιστά όλες τις μεταβολές της συχνότητας του δικτύου με αποτέλεσμα:

$$P_e = P_{3\Phi}^{ref} - D(\underline{\omega_e - \omega_s})^0 \Rightarrow P_e = P_{3\Phi}^{ref}, \quad (82)$$

δηλαδή καταλήγουμε σε $P - set$ έλεγχο με την ισχύ να ακολουθεί πλήρως την επιθυμητή τιμή. Ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση το βασικό μειονέκτημα είναι η ανάγκη χρήσης PLL, με τα αντίστοιχα προβλήματα που αναλύθηκαν στην Ενότητα 3.5, καθώς και η απουσία δυνατότητας ρύθμισης της συχνότητας εντός στενών ορίων ($\pi\chi. 49.9\text{--}50.1 \text{ Hz}$).

Το παραπάνω πρόβλημα αντιμετωπίζεται με τη δεύτερη περίπτωση, όπου θεωρείται σταθερή τιμή αναφοράς $\omega_s = 2\pi 50 \text{ rad/s}$. Στην περίπτωση αυτή, η Εξ. (81) γίνεται:

$$P_e = P_{3\Phi}^{ref} - D(\omega_e - 2\pi 50) \Rightarrow P_e = P_{3\Phi}^{ref} - 2\pi D(f_e - 50). \quad (83)$$

Δηλαδή, προκύπτει έλεγχος στατισμού $P-f$, όπως περιγράφεται στην Εξ. (35). Πλέον με κατάλληλη επιλογή του συντελεστή D , προσφέρεται στήριξη της συχνότητας μέσω αντίστροφων μεταβολών στην ισχύ. Ο εν λόγω αντίστροφέας έχει σχεδιαστεί για ρύθμιση της DC τάσης, συνεπώς απαιτείται μια εξίσωση που να υλοποιεί εικονική αδράνεια, προσφέροντας παράλληλα στήριξη στη συχνότητα και στην DC τάση, όπως περιγράφεται στην Ενότητα 3.6.3. Με βάση την παραπάνω λογική για την ενεργό ισχύ και τη συχνότητα, καθώς και σύμφωνα με τη δημοσίευση των Linbin Huang και συνεργατών [64], προκύπτει η εξίσωση:

$$\Delta\omega_2(s) = k_{ST} \frac{s + k_T}{J_2 s + D_{p2}} \Delta V_{dc2}(s) \quad (84)$$

Η οποία αποτελεί μια συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της μεταβολής της συχνότητας $\Delta\omega_2(s)$ και της μεταβολής της DC τάσης $\Delta V_{dc2}(s)$. Ενώ, στο πεδίο του χρόνου λαμβάνει την μορφή:

$$J_2 \dot{\Delta\omega}_2 = k_{ST} \Delta \dot{V}_{dc2} + k_{ST} k_T \Delta V_{dc2} - D_{p2} \Delta\omega_2 \quad (85)$$

όπου,

- J_2 εικονική ροπή αδράνειας της VSM,
- $k_{ST}, k_T, D_{p2} > 0$,
- $\Delta\omega_2 = \omega_2 - \omega_2^*$ με ω_2^* τιμή αναφοράς γωνιακής συχνότητας,
- $\Delta V_{dc2} = V_{dc2} - V_{dc2}^{ref}$.

Σε κατάσταση ισορροπίας, δηλαδή όταν $\dot{\Delta\omega}_2 = \dot{\Delta V}_{dc2} = 0$, από την Εξ. (85) προκύπτει:

$$V_{dc2} = V_{dc2}^{ref} + D_{dc}(f_2 - f_2^*), \quad (86)$$

με,

$$D_{dc} = 2\pi \frac{D_{p2}}{k_{ST} k_T}.$$

Όπως και προηγουμένως, διακρίνονται δύο περιπτώσεις ανάλογα με την τιμή αναφοράς της γωνιακής συχνότητας. Στην περίπτωση όπου ω_2^* ληφθεί από PLL:

$$V_{dc2} = V_{dc2}^{ref} - D_{dc}(f_2 - f_2^*)^0 \Rightarrow V_{dc2} = V_{dc2}^{ref}, \quad (87)$$

Λόγω των προαναφερθέντων πλεονεκτημάτων επιλέγεται η περίπτωση σταθερής τιμής $\omega_2^* = 2\pi 50 \text{ rad/s}$:

$$V_{dc2} = V_{dc2}^{ref} + D_{dc}(f_2 - 50), \quad (88)$$

Δηλαδή, προκύπτει έλεγχος στατισμού $V_{dc}-f$, όπως περιγράφεται στην Εξ. (38). Η πληροφορία της εικονικής αδράνειας J_2 και του ελέγχου στατισμού $V_{dc}-f$ παρέχεται από την ολοκλήρωση της λελυμένης ως προς ω_2 μορφή της Εξ. (84). Δηλαδή μέσω της γωνίας $\delta_2 = \int \omega_2 dt$, που θα χρησιμοποιηθεί για όλους τους μετασχηματισμούς Park.

3.10.2 Q - V βρόχος ελέγχου

Εκτός από τον έλεγχο τάσης της διασύνδεσης, ο παρόν αντιστροφέας (VSM) πρέπει να μπορεί να συνδεθεί και με το δίκτυο. Ο συγχρονισμός με το δίκτυο σε επίπεδο συγχότητα και διαδοχής φάσεων γίνεται μέσω του προηγούμενου ελέγχου (V_{dc} - f). Συνεπώς, είναι αναγκαίος ένας επιπλέον έλεγχος για την τιμή της τάσης των πυκνωτών C_{f2} του φίλτρου Σχ. 3.21. Ταυτόχρονα, απαιτείται η υλοποίηση εικονικής αδράνειας στην απόκριση αυτών των μεγεθών, καθώς και έλεγχος στατισμού για τη ρύθμιση της τάσης. Για τον έλεγχο της τιμής της τάσης υλοποιείται αρχιτεκτονική ελέγχου με δυο βρόχους έναν εσωτερικό ρεύματος και έναν εξωτερικό τάσης, παρόμοια με αυτή της Ενότητας 3.8.4. Ενώ, η προσθήκη αδράνειας και η στήριξη του δικτύου θα προκύπτει μέσω της τιμής αναφοράς της τάσης του πυκνωτή. Με παρόμοια λογική με την Εξ. (85), η εξίσωση που καθορίζει την τιμή αναφοράς για τον εξωτερικό ελεγκτή τάσης δίνεται από:

$$\begin{cases} V_{fd2}^{ref} = K_2(Q_{set2} - Q_2) - D_{q2}(v_{m2} - v_2^*) \\ V_{fq2}^{ref} = 0, \end{cases} \quad (89)$$

όπου

- $V_{fd2}^{ref}, V_{fq2}^{ref}$ τιμές αναφοράς τάσης πυκνωτή φίλτρου στο dq πλαίσιο,
- $K_2, D_{q2} > 0$,
- $v_{m2}, v_2^* = 230\sqrt{2} V$ η μέγιστη τιμή τάσης του δικτύου και η επιθυμητή της τιμή.

Και η μέγιστη τάση υπολογίζεται ως

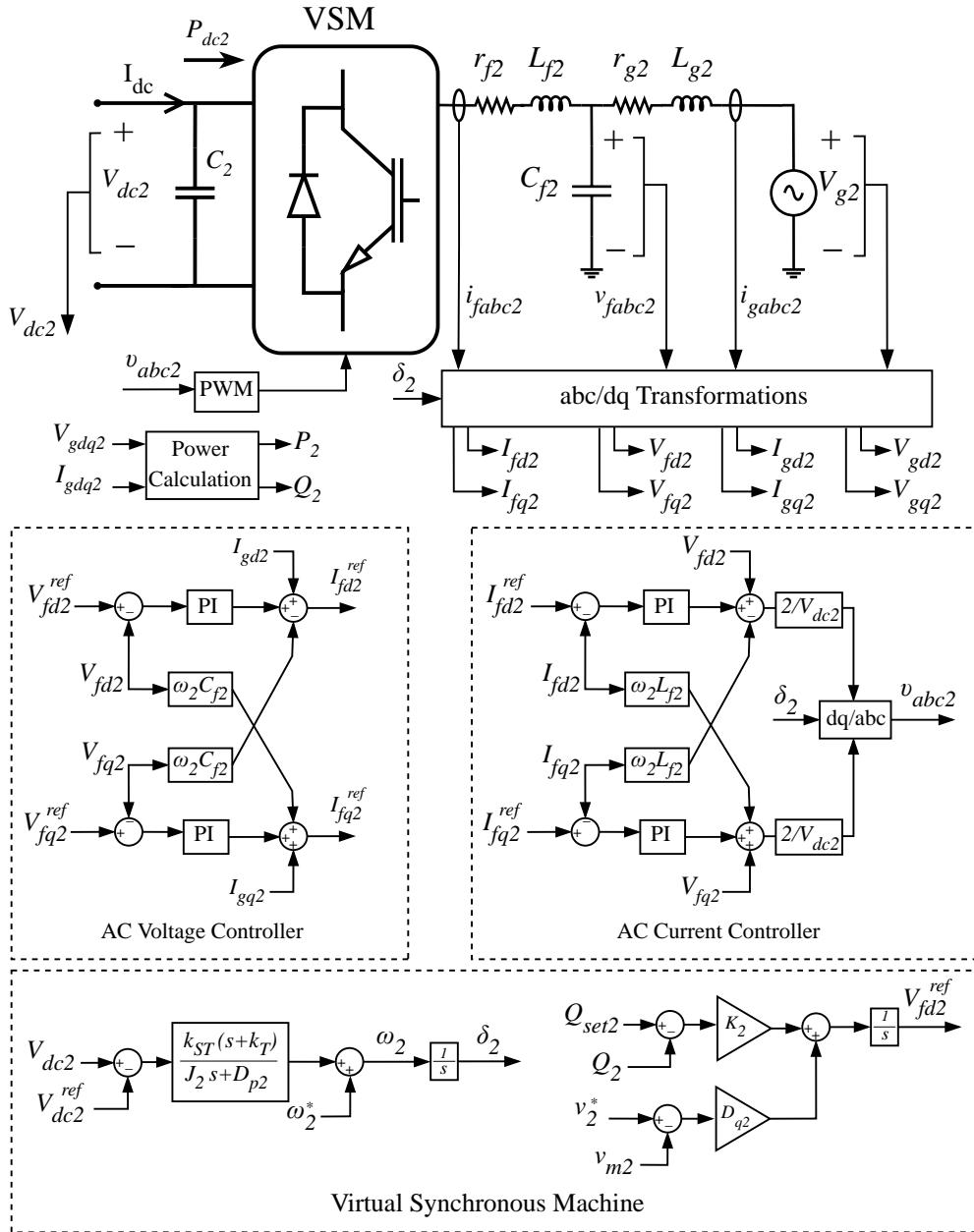
$$v_{m2} = \sqrt{-\frac{4}{3}(V_{ga2}V_{gb2} + V_{gb2}V_{gc2} + V_{gc2}V_{ga2})}$$

Σε κατάσταση ισορροπίας, όταν $V_{fd2}^{ref} = 0$, η εξίσωση Εξ. (89) γίνεται:

$$Q_2 = Q_{set2} - \frac{K_2}{D_{q2}}(v_{m2} - v_2^*) \quad (90)$$

Που είναι της μορφής Εξ. (37), δηλαδή έλεγχος στατισμού Q - V . Συνεπώς, η εξίσωση Εξ. (89) προσφέρει στήριξη στο δίκτυο και, μέσω ενός ολοκληρωτή, υπολογίζει την επιθυμητή τιμή αναφοράς, η οποία χρησιμοποιείται ως είσοδος στον εξωτερικό ελεγκτή τάσης του τριφασικού αντιστροφέα.

Η υλοποίηση του εσωτερικού και εξωτερικού ελεγκτή καθώς και οι εξισώσεις της εικονικής σύγχρονης μηχανής φαίνονται αναλυτικά στο Σχ. 3.22.



Σχ. 3.22. Υλοποίηση Εικονικής Σύγχρονης Μηχανής με έλεγχο τάσης

Σε σχέση με την υλοποίηση του Σχ. 3.18, δεν απαιτείται πλέον η χρήση PLL. Με την προσθήκη ελέγχου της DC τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα, είναι πλέον εφικτή η διασύνδεση μέσω HVDC ενώ ταυτόχρονα υλοποιείται εικονική αδράνεια, ικανοποιώντας έτσι τη λειτουργία του αντιστροφέα ως σύγχρονη μηχανή.

3.11 HVDC Διασυνδέσεις

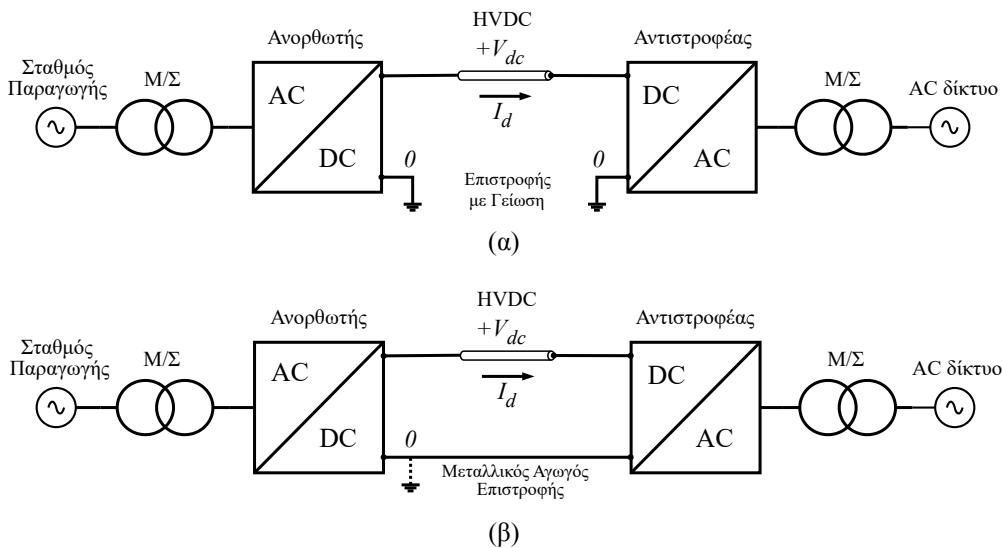
Προτού παρουσιαστεί η πλήρης υλοποίηση της HVDC διασύνδεσης δύο μετατροπέων με δυνατότητα λειτουργίας εικονικής αδράνειας (SV και VSM), κρίνεται αναγκαίο να παρουσιαστούν οι βασικές τοπολογίες και οι κυριότερες τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται στα συστήματα HVDC. Με τον τρόπο αυτό διαμορφώνεται το απαραίτητο υπόβαθρο για την κατανόηση της αρχιτεκτονικής και των δυνατοτήτων της υπό μελέτη διασύνδεσης.

3.11.1 Τοπολογίες διασυνδέσεων HVDC

Για την διασύνδεση δύο διαφορετικών δικτύων διακρίνονται τέσσερις βασικοί τύποι [65]:

- Μονοπολική
- Διπολική
- Back-to-Back
- Ομοπολική

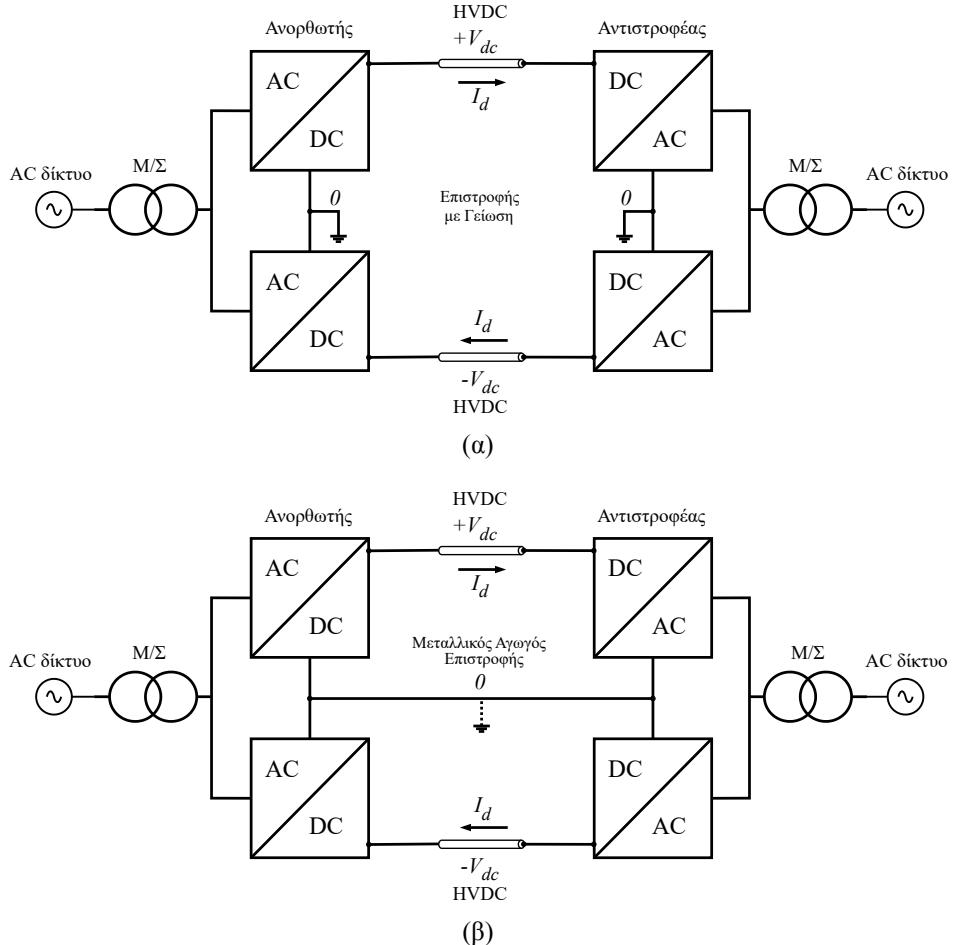
Οι **μονοπολικές** διασυνδέσεις (Σχ. 3.23) χρησιμοποιούνται κυρίως για μεταφορά ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις, με χαρακτηριστικό παράδειγμα τα υποθαλάσσια καλώδια μεγάλου μήκους [66]. Συνήθως, υλοποιούνται με θετική DC τάση για την μείωση του φαινομένου Corona [67]. Στην απλούστερη μορφή τους, μια HVDC μονοπολική διασύνδεση χρησιμοποιεί ως αγωγό επιστροφής την Γη αποτελώντας την πιο οικονομική λύση Σχ. 3.23a.



Σχ. 3.23. Μονοπολική διασύνδεση: (α) επιστροφή με Γείωση, (β) επιστροφή με μεταλλικό αγωγό.

Ωστόσο, λόγω περιβαλλοντικών και άλλων περιορισμών επιλέγεται η εγκατάσταση ξεχωριστού μεταλλικού αγωγού επιστροφής Σχ. 3.23β, που θα βρίσκεται στο δυναμικό της γης με χαμηλές απαιτήσεις μόνωσης (τυπικά γύρω στα 10 kV).

Η **διπολική** σύνδεση (Σχ. 3.24) αποτελεί τον συνδυασμό δύο ανεξάρτητων μονοπολικών συνδέσεων. Αυτός ο τύπος σύνδεσης χρησιμοποιείται όταν η μονοπολική δεν είναι αποδοτική ή όταν απαιτείται αυξημένη ασφάλεια στην τροφοδοσία [66], [68], καθώς μπορεί να λειτουργήσει με τη μισή ισχύ σε περίπτωση που ένα καλώδιο ή ένας πόλος τεθεί εκτός λειτουργίας. Όπως προηγουμένως διακρίνονται δύο περιπτώσεις επιστροφής μέσω γείωσης Σχ. 3.24a και μέσω μεταλλικού αγωγού Σχ. 3.24b.



Σχ. 3.24. Διπολική διασύνδεση: (a) επιστροφή με Γείωση, (β) επιστροφή με μεταλλικό αγωγό.

Υπό κανονικές συνθήκες οι πόλοι είναι ισορροπημένοι και δεν ρέει ρεύμα προς τη γη, ωστόσο σε περίπτωση βλάβης ενός πόλου μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιστροφή μέσω γης για σύντομο χρονικό διάστημα.

Η **Back-to-Back** διασύνδεση χαρακτηρίζεται από το γεγονός ότι οι δύο μετατροπείς βρίσκονται στην ίδια εγκατάσταση ενώ τα καλώδια συνεχούς ρεύματος είναι πολύ μικρού μήκους. Αυτός ο τύπος σύνδεσης επιλέγεται σε περιπτώσεις μεταφοράς ισχύος μεταξύ δύο ασύγχρονων δικτύων ή δικτύων διαφορετικής συχνότητας. Επιπλέον, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και εντός του ίδιου δικτύου με σκοπό τον έλεγχο ροής ισχύος μεταξύ διαφορετικών περιοχών. Η σύνδεση back-to-back μπορεί να υλοποιηθεί είτε σε μονοπολική είτε σε διπολική μορφή, με τη μονοπολική να είναι η συνηθέστερη επιλογή. Παράδειγμα τέτοιας σύνδεσης αποτελεί η διασύνδεση HVDC μεταξύ Ρωσίας και Φινλανδίας, γνωστή ως σύστημα Vyborg.

Οι **ομοπολικές** συνδέσεις (**homopolar** links), είναι παρόμοιες με τις διπολικές, με τη διαφορά ότι και οι δύο ανεξάρτητοι πόλοι έχουν την ίδια πολικότητα (συνήθως αρνητική) και λειτουργούν πάντα με μεταλλικό ή γειωμένο αγωγό επιστροφής. Επιπλέον, στους ομοπολικούς πόλους οι δύο πόλοι λειτουργούν ανεξάρτητα σε παράλληλη διάταξη, μειώνοντας έτσι τα κόστη που σχετίζονται με τη μόνωση [66].

3.11.2 Τεχνολογίες υλοποίησης HVDC

Για την υλοποίηση μιας HVDC διασύνδεσης διακρίνονται τρεις βασικές τεχνολογίες μετατροπέων που χρησιμοποιούνται στο σύστημα:

- CSC μετατροπείς (επίσης ονομάζονται line commutated converter (LCC) μετατροπείς)
- VSC μετατροπείς
- MMC μετατροπείς

Οι μετατροπείς τύπου LCC βασίζονται σε θυρίστορ και παραδοσιακά έχουν χρησιμοποιηθεί για μεγάλου εύρους μεταδόσεις ισχύος σε εφαρμογές HVDC. Ωστόσο, τα συστήματα αυτά παρουσιάζουν αρκετούς περιορισμούς, όπως [69]:

- Εισάγουν αρμονικές, οι οποίες πρέπει να εξουδετερωθούν με μεγάλα παθητικά φίλτρα. Η παρουσία αυτών των φίλτρων επηρεάζει αρνητικά την ευστάθεια και αναπτύσσεται η ανάγκη δικτύων απόσβεσης. Ο σχεδιασμός των φίλτρων και των δικτύων απόσβεσης ενδέχεται να μην έχουν κοινό σχεδιασμό για κάθε τοποθεσία.
- Έχουν περιορισμένη ταχύτητα απόκρισης (περιορίζεται στη συχνότητα του δικτύου). Ο χρόνος απόκρισης ελέγχου είναι περίπου 100–200 ms.
- Απαιτούν μεγάλη αντιστάθμιση άεργου ισχύος, η οποία παρέχεται μέσω παθητικών φίλτρων και μεταβαλλόμενων πυκνωτών και πηνίων (SVC). Ως αποτέλεσμα, οι εγκαταστάσεις των LCC να απαιτούν αρκετό χώρο.
- Η αντιστροφή ισχύος απαιτεί αναστροφή της πολικότητας της DC τάσης, γεγονός που περιορίζει τον τύπο των DC καλωδίων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν (π.χ. τα XLPE δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν αν απαιτείται αναστροφή τάσης).
- Υπάρχει πρακτικά ελάχιστη ροή ισχύος περίπου 10%.
- Δεν μπορεί να συνδεθεί σε πολύ αδύναμα AC δίκτυα (με χαμηλό λόγο βραχυκυκλώματος, $SCR < 2.0$).
- Ενάλωτο σε συνθήκες ανοιχτού κυκλώματος στην πλευρά DC, γεγονός σπάνιο, αλλά προκαλεί υπέρταση, η οποία μπορεί να περιοριστεί με μονωτήρες.

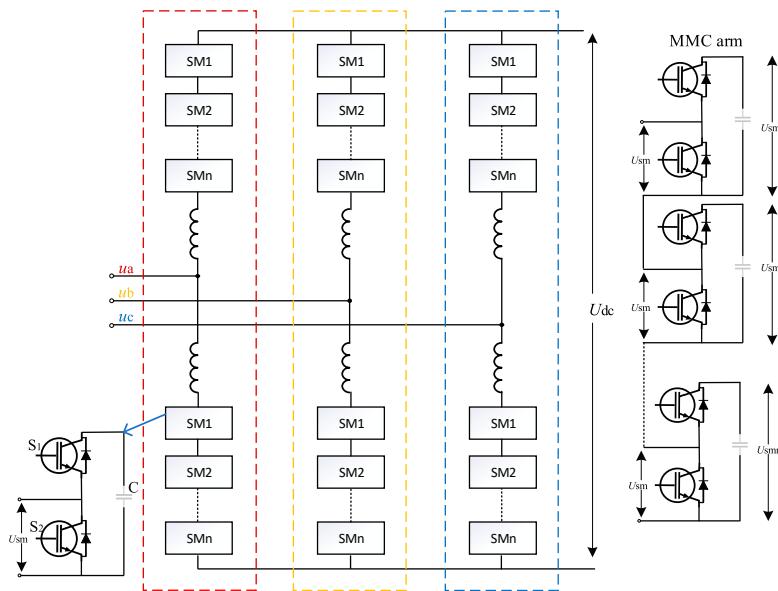
Αντίθετα, οι μετατροπείς τύπου VSC δεν βασίζονται σε θυρίστορ, αλλά χρησιμοποιούν άλλα ισχυρά ηλεκτρονικά στοιχεία, όπως IGBT. Βασικά πλεονεκτήματα έναντι των LCC είναι[69]:

- Ενεργός και άεργος ισχύς μπορούν να ελεγχθούν ανεξάρτητα. Κάθε σταθμός μετατροπέα μπορεί να παρέχει υποστήριξη τάσης στο τοπικό AC δίκτυο χωρίς πρόσθετο κόστος κατά τη μεταφορά οποιασδήποτε ποσότητας ενεργού ισχύος.
- Όταν δεν μεταδίδεται ενεργός ισχύς, οι δύο σταθμοί λειτουργούν ως ανεξάρτητοι στατικοί σύγχρονοι αντισταθμιστές (STATCOM) για τη ρύθμιση της τάσης στο τοπικό AC δίκτυο.
- Με χρήση PWM με συχνότητα διακοπής 1–2 kHz, τα φίλτρα αρμονικών είναι σε υψηλότερες συχνότητες και επομένως έχουν μικρό μέγεθος, χαμηλές απώλειες και κόστος.
- Η ροή ισχύος μπορεί να αντιστραφεί άμεσα (50–100 ms) χωρίς την ανάγκη αντιστροφής της πολικότητας της DC τάσης (αντιστρέφεται μόνο η κατεύθυνση του ρεύματος DC). Αυτό επιτρέπει τη χρήση απλούστερων καλωδίων XLPE.
- Καλή απόκριση σε AC σφάλματα. Ο μετατροπέας μπορεί να παραμείνει σε λειτουργία για να παρέχει υποστήριξη τάσης κατά τη διάρκεια και μετά τη διαταραχή.

- Δυνατότητα black-start, δηλαδή εκκίνησης ή επαναφοράς ισχύος σε νεκρό AC δίκτυο (χωρίς παραγωγή). Ιδανικό σε εφαρμογές με περιορισμένο χώρο ή υψηλό κόστος, όπως υπεράκτιοι αιολικοί σταθμοί.
- Ο VSC-HVDC διαθέτει ταχύτερη υποστήριξη συχνότητας μέσω σταθεροποίηση την ενεργού ισχύος ($P-f$ droop).
- Κατάλληλο για παράλληλη λειτουργία στη DC πλευρά (MTDC) λόγω σταθερής πολικότητας και καλύτερου ελέγχου.

Μια προηγμένη έκδοση των VSC αποτελούν οι MMC μετατροπείς. Η δομή των MMC σε σχέση με αυτή των VSC μετατροπέων φαίνεται στο Σχ. 3.25 [33]. Βασικά χαρακτηριστικά είναι [33]:

- Παρέχουν άριστη ημιτονοειδή μορφή περιορίζοντας στο ελάχιστο το πλάτος των αρμονικών
- Ταχύτερη δυναμική απόκριση σε σύγκριση με τα συστήματα LCC και μεγαλύτερη ευελιξία ελέγχου για την παροχή στήριξης στο δίκτυο
- Αυξημένη απόδοση σε σχέση με τα VSC συστήματα
- Ευέλικτος και παραμετροποιήσιμος σχεδιασμός για διαφορετικά επίπεδα τάσης



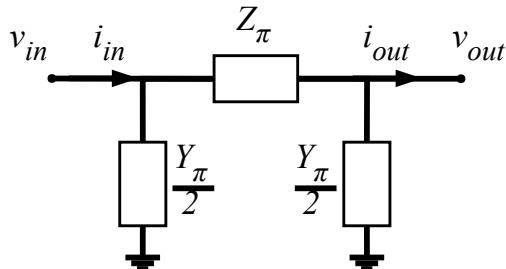
Σχ. 3.25. HVDC διασύνδεση τεχνολογίας MMC (IGBT διακοπτικά στοιχεία)

Παρατηρείται ότι κάθε leg αποτελείται από n υπομονάδες (SM-SubModules) που συνδέονται διαδοχικά. Ενώ διάφορες τοπολογίες υλοποίησης MMC είναι [70], [71]:

- Half-bridge (HB),
- Full-bridge (FB),
- Alternate Arm Converter (AAC)

3.11.3 Κυκλωματικό μοντέλο HVDC

Εκτός από τις τεχνολογίες που εφαρμόζονται στους μετατροπείς που χρησιμοποιούνται σε ένα σύστημα HVDC είναι αναγκαίο να αναπτυχθεί μοντέλο των καλωδίων τις διασύνδεσης για την εφαρμογή του στις επόμενες προσομοιώσεις και στην τελική πειραματική διάταξη. Η συμπεριφορά ενός καλωδίου HVDC μπορεί να αναπαρασταθεί με ακρίβεια στο πεδίο της συχνότητας μέσω του ισοδύναμου κυκλώματος που φαίνεται στο Σχ. 3.26 [72]:



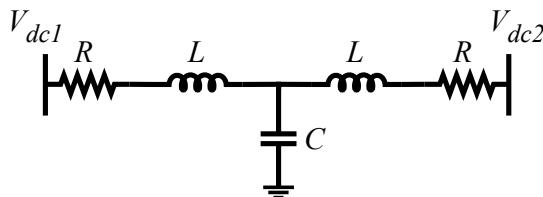
Σχ. 3.26. π μοντέλο HVDC καλωδίου στην συχνότητα

όπου

$$Z_\pi(s) = z(s) \ell \frac{\sinh \gamma(s)\ell}{\gamma(s)}, \quad Y_\pi(s) = y(s) \ell \frac{\tanh \frac{\gamma(s)\ell}{2}}{\frac{\gamma(s)\ell}{2}}, \quad (91)$$

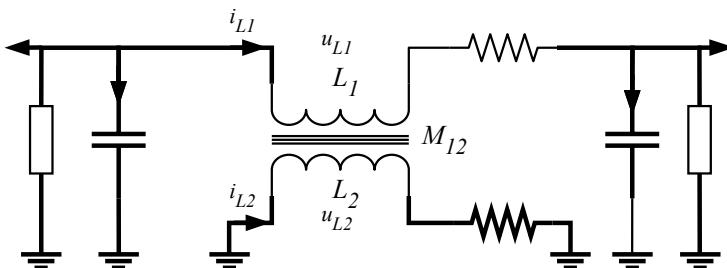
$$\gamma(s) = \sqrt{z(s)y(s)}, \quad z(s) = r(s) + sl(s)$$

με $r(s)$, $l(s)$ η ανά μονάδα μήκους αντίσταση και επαγωγή. Ενώ το αντίστοιχο T μοντέλο στο πεδίο του χρόνου στο Σχ. 3.27 [72]–[74]:



Σχ. 3.27. T μοντέλο HVDC καλωδίου

Μια βελτιωμένη εκδοχή του π μοντέλου, που λαμβάνει υπόψη της αμοιβαία επαγωγή μεταξύ του πυρήνα και του εξωτερικού φλοιού φαίνεται στο Σχ. 3.28 [75]:

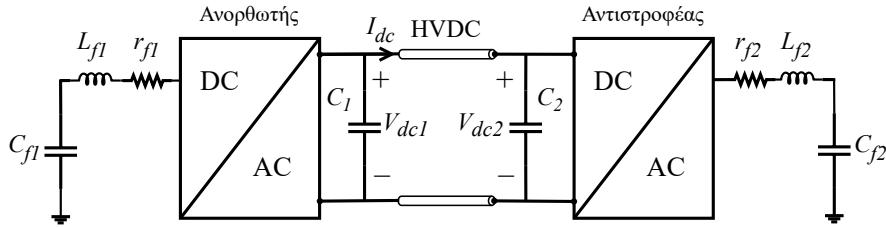


Σχ. 3.28. Βελτιωμένο π μοντέλο HVDC καλωδίου

όπου

- L_1 : Επαγωγή πυρήνα ανά μονάδα μήκους,
- L_2 : Επαγωγή φλοιού ανά μονάδα μήκους,
- M_{12} : Αμοιβαία επαγωγή πυρήνα-φλοιού ανά μονάδα μήκους.

Για την παρούσα διπλωματική εργασία στις προσομοιώσεις χρησιμοποιείται το απλό π μοντέλο όπως φαίνεται στο Σχ. 3.29:



Σχ. 3.29. Υπό μελέτη HVDC μοντέλο

όπου οι δυναμικές των DC τάσεων για κάθε σταθμό, στο ανά μονάδα σύστημα, περιγράφονται από τις εξισώσεις:

$$\begin{cases} C_1 \dot{V}_{dc1} = g_1 V_{dc1} - \frac{3}{2} u_{d1} I_{fd1} - \frac{3}{2} u_{q1} I_{fq1} - I_{dc} \\ C_2 \dot{V}_{dc2} = g_1 V_{dc2} - \frac{3}{2} u_{d2} I_{fd2} - \frac{3}{2} u_{q2} I_{fq2} + I_{dc}, \end{cases} \quad (92)$$

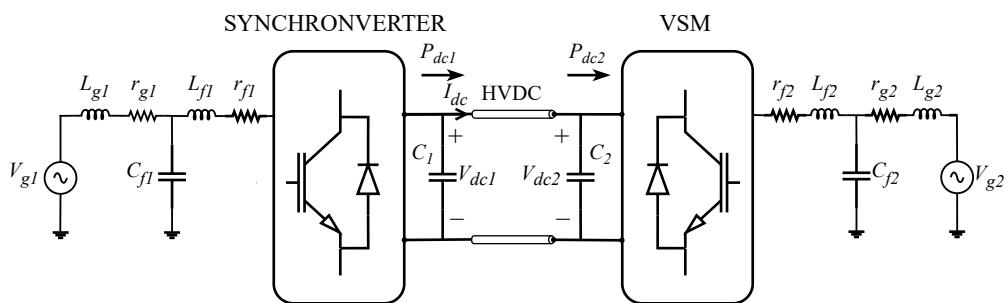
με:

- u_{d1}, u_{q1} και u_{d2}, u_{q2} τις μεταβλητές εισόδου των εσωτερικών ελεγκτών ρεύματος που υλοποιούνται σε κάθε μετατροπέα, όπως αναλύθηκαν από την Εξ. (62),
- g_1, g_2 οι αγωγιμότητες των πυκνωτών των φίλτρων C_{f1}, C_{f2} αντίστοιχα.

Σε επόμενη ενότητα θα παρουσιαστεί και το πραγματικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική διάταξη στο εργαστήριο.

3.12 HVDC διασύνδεση με εικονική αδράνεια μεταξύ VSM και SV

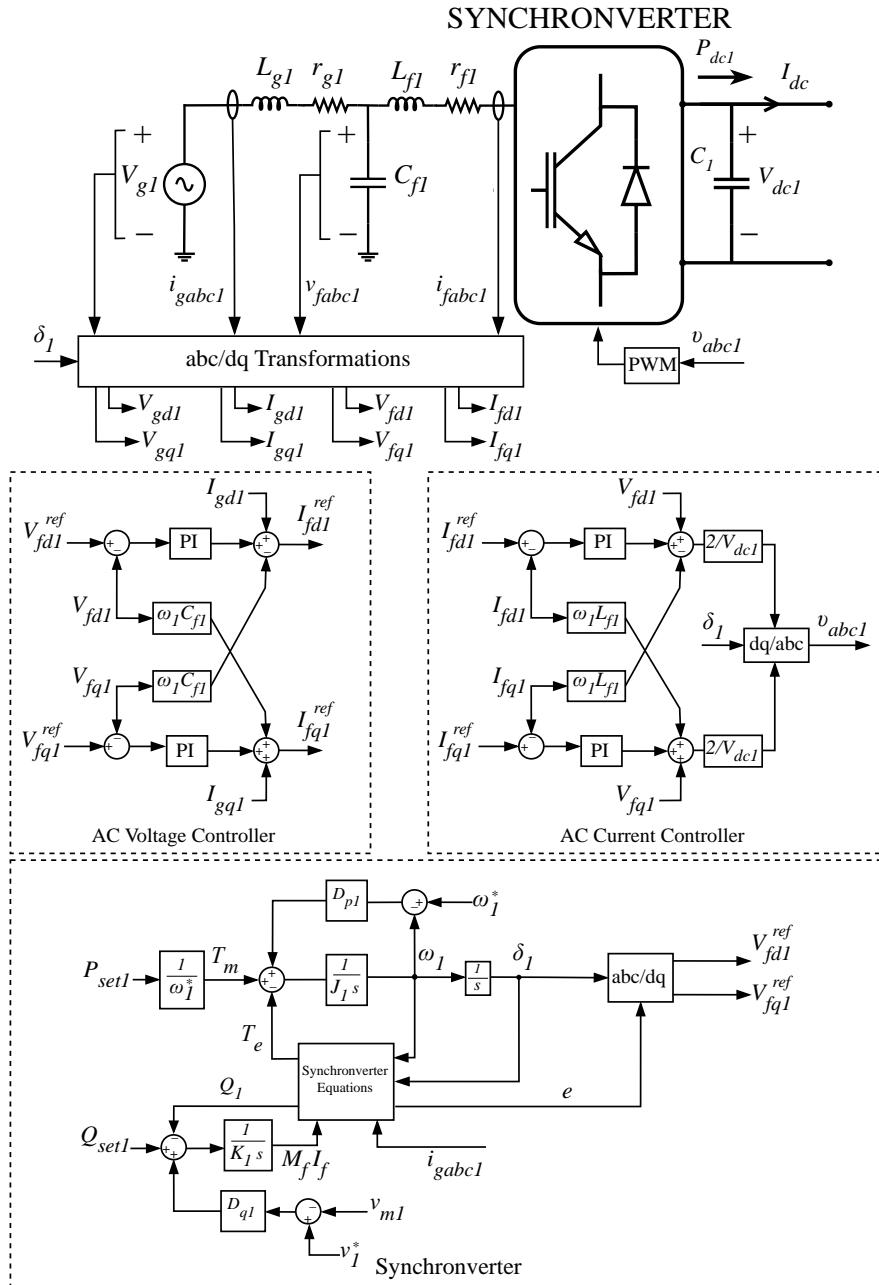
Ο στόχος της παρούσας εργασίας είναι η αναλυτική παρουσίαση ενός συνδυαστικού σχεδιασμού μετάδοσης HVDC, βασισμένου σε δύο τεχνολογίες εικονικής αδράνειας *Synchronverter (SV)* και *Virtual Synchronous Machine (VSM)*, όπου το σύστημα HVDC συνδέεται με το Δίκτυο 1 μέσω του SV και με το Δίκτυο 2 μέσω του VSM, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.30. Και οι δύο σταθμοί των μετατροπέων ρυθμίζουν την τάση του πυκνωτή στην AC



Σχ. 3.30. Κυκλωματικό διάγραμμα HVDC διασύνδεσης VSM-SV

πλευρά κοντά στις ονομαστικές τιμές αναφοράς τους, βασιζόμενοι στην τεχνική του ελέγχου *Q-V droop*, ανάλογα με την άεργη ισχύ που αποδίδονται. Στην DC πλευρά, ο *Synchronverter* είναι υπεύθυνος για τον έλεγχο της ενεργού ισχύος που μεταδίδεται μέσω της διασύνδεσης HVDC, ενώ η *VSM* ελέγχει την τάση στον DC ζυγό, με τις δύο στρατηγικές να υλοποιούνται μέσω των αντίστοιχων εκφράσεων ελέγχου *P-f* και *Vdc-f*, ανάλογα με τη συχνότητα κάθε δικτύου.

Για την εφαρμογή των τεχνολογιών SV και VSM είναι απαραίτητος ο σχεδιασμός εσωτερικών βρόχων ελέγχου ρεύματος και τάσης για κάθε σταθμό. Η υλοποίηση των απαραίτητων βρόχων ελέγχου καθώς και η πλήρης υλοποίηση ελέγχων της VSM έχει αναλυθεί εκτενώς στις Ενότητες 3.8.4 και 3.10 αντίστοιχα. Υπενθυμίζεται ότι η πλήρης αρχιτεκτονική ελέγχου της VSM παρουσιάζεται στο Σχ. 3.22, ενώ η υλοποίηση του SV, που αναλύεται πλήρως στην εργασία της συναδέλφου Μαρίας-Ελένης Καραΐτση, στο Σχ. 3.31.



Σχ. 3.31. Υλοποίηση Synchronverter με έλεγχο τάσης

4 Ανάλυση Ελέγχων σε Περιβάλλον Προσομοίωσης

Η αρχιτεκτονική ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα που προτείνεται έχει πολυεπίπεδη δομή, με βασικό επίπεδο τους βρόχους ελέγχου τάσης και ρεύματος. Η θεωρητική τους ανάλυση καθώς και η δομή τους παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.8.4. Στο παρόν κεφάλαιο επιβεβαιώνεται τόσο η λειτουργία των ελέγχων χαμηλού επιπέδου όσο και η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα συνδεδεμένου σε δίκτυο, ο οποίος λειτουργεί ως εικονική σύγχρονη γεννήτρια με έλεγχο της DC τάσης και της αέργου ισχύος, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.10. Για την



Σχ. 4.1. Λογότυπο Matlab Simulink

προσομοίωση των παραπάνω σεναρίων ελέγχου χρησιμοποιήθηκαν τα λογισμικά Matlab Σχ. 4.1 και Typhoon Control Center Σχ. 4.2. Πιο συγκεκριμένα, οι εσωτερικοί βρόχοι ελέγχου τάσης και ρεύματος υλοποιήθηκαν στο περιβάλλον Matlab Simulink [76], ενώ η εικονική σύγχρονη γεννήτρια με τεχνολογία VSM αναπτύχθηκε σε περιβάλλον Typhoon Schematic editor-SCADA [77].



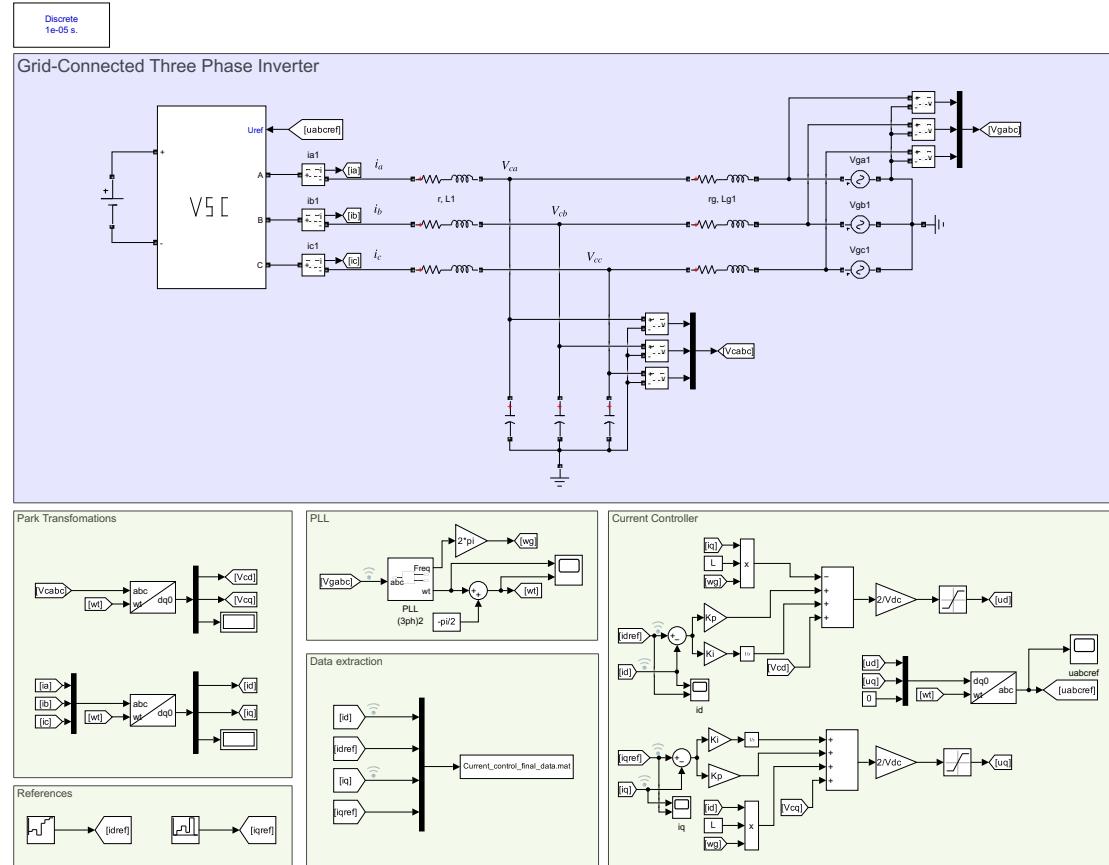
Σχ. 4.2. Λογότυπο Typhoon HIL

4.1 Έλεγχος 3Φ Αντιστροφέα σε Περιβάλλον Simulink/Matlab

Για τις αρχικές προσομοιώσεις, όπου οι απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ παραμένουν περιορισμένες, χρησιμοποιείται το περιβάλλον Simulink με την υλοποίηση του μοντέλου μέσης τιμής του τριφασικού αντιστροφέα. Η προσέγγιση αυτή επιτρέπει τη χρήση πολύ μικρών σταθερών χρόνου, εξασφαλίζοντας ταχύτερη απόκριση, σε αντίθεση με το διακοπτικό μοντέλο, το οποίο παρουσιάζει μεγαλύτερες υπολογιστικές απαιτήσεις και θα εξεταστεί σε επόμενη Ενότητα.

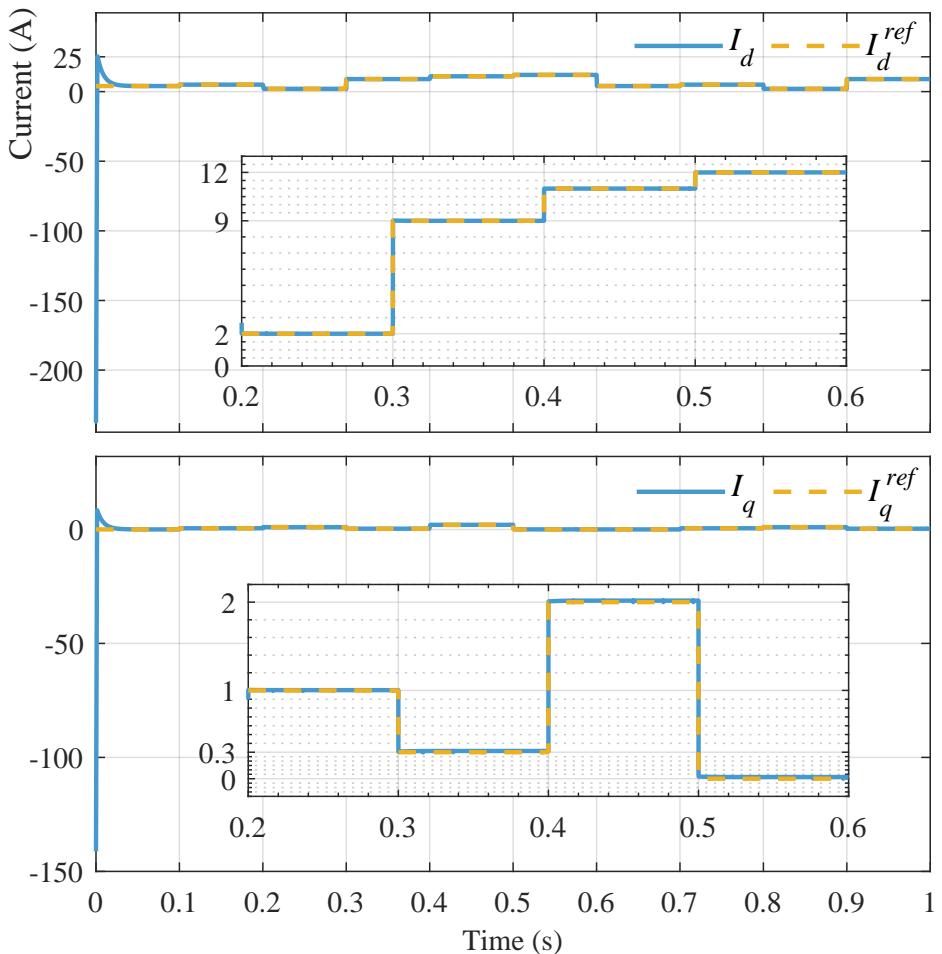
4.1.1 Εσωτερικός βρόχος ρεύματος στο Simulink

Ο παρών εσωτερικός βρόχος έχει ως στόχο τον έλεγχο του ρεύματος στην τριφασική πλευρά του αντιστροφέα, ο οποίος είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο. Το block diagram που απεικονίζει το υπό μελέτη κύκλωμα, τον μετασχηματισμό Park, το PLL και τη δομή του εσωτερικού ελεγκτή, όπως αυτή περιγράφεται από την Εξ. (62), παρουσιάζεται στο Σχ. 4.3. Οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων, η σταθερά χρόνου, καθώς και τα κέρδη των PI ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση παρουσιάζονται στο Παράρτημα A.1.



Σχ. 4.3. Υλοποίηση ελέγχου ρεύματος στο Simulink

Τα αποτελέσματα για διάφορες τιμές αναφοράς ρευμάτων στους άξονες d - q παρουσιάζονται στο Σχ. 4.4. Με μπλε χρώμα είναι οι μετρούμενες τιμές ρευμάτων, ενώ με κίτρινη διακεκομμένη γραμμή οι τιμές αναφοράς αυτών.

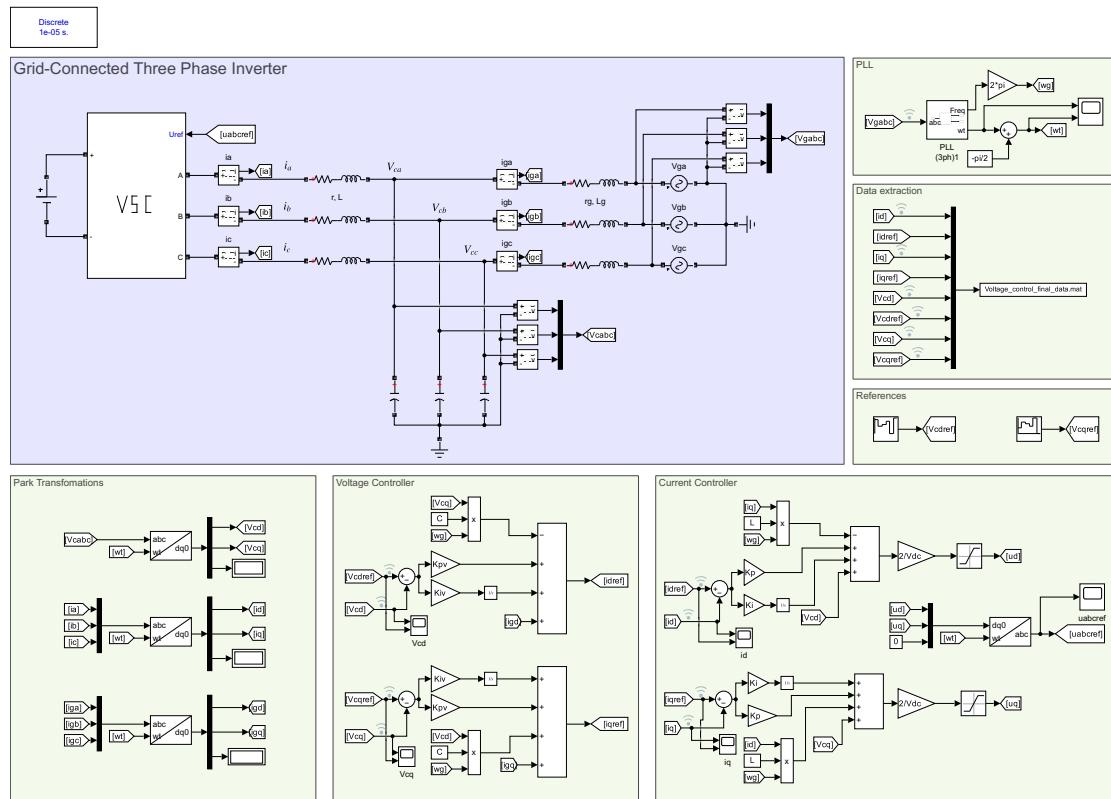


Σχ. 4.4. Αποτελέσματα εσωτερικού ελεγκτή ρεύματος

Σε αυτό το χρονικό διάστημα του ενός δευτερολέπτου παρατηρούμε πως και οι δύο συνιστώσες του ρεύματος ακολουθούν πιστά τις τιμές αναφοράς τους με μηδαμινό σφάλμα μόνιμης κατάστασης και πολύ γρήγορη απόκριση. Το μικρό χρονικό διάστημα παρακολούθησης καθώς και η γρήγορη απόκριση είναι αποτέλεσμα της επιλογής πολύ μικρής σταθεράς χρόνου. Στους υπο-άξονες που φαίνονται στο Σχ. 4.4 παρατηρούμε σε μεγέθυνση τις βηματικές αλλαγές που εφαρμόστηκαν, στο χρονικό διάστημα $[0.2, 0.6]$ sec, ενώ αρχικά παρατηρούμε μεταβατικά φαινόμενα λόγω της αρχικής σύνδεσης με το δίκτυο, καθώς ο συγχρονισμός με αυτό έρχεται σε λιγότερο από 0.1 s. Συνεπώς, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι ο πρώτος εσωτερικός ελεγκτής ρεύματος είναι απολύτως λειτουργικός και ικανός να επιτυγχάνει ακριβή παρακολούθηση των τιμών αναφοράς.

4.1.2 Εξωτερικός βρόχος τάσης στο Simulink

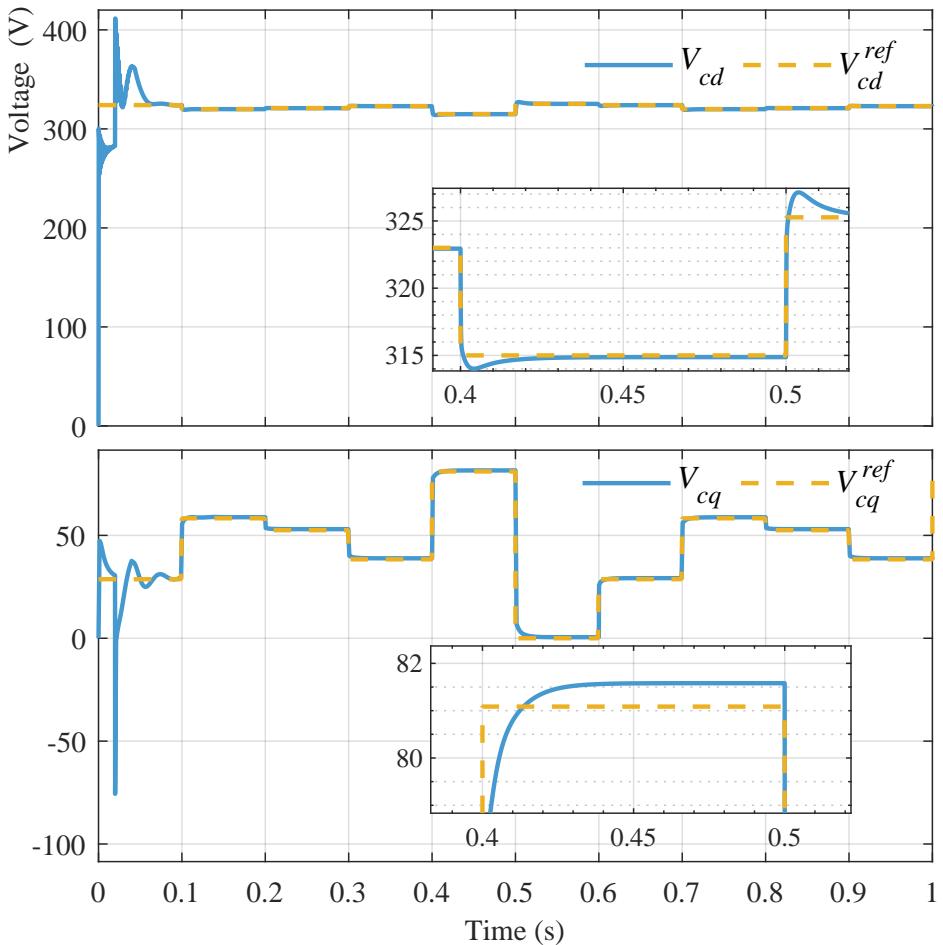
Για την ολοκληρωμένη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα είναι απαραίτητη η επιβεβαίωση του εξωτερικού ελεγκτή τάσης, με στόχο τη σταθεροποίηση της τάσης στους πυκνωτές του φίλτρου σε επίπεδο κατάλληλο για την επίτευξη συγχρονισμού με το δίκτυο. Το block diagram που παρουσιάζεται στο Σχ. 4.5 περιλαμβάνει τον εσωτερικό ελεγκτή ρεύματος που αναλύθηκε προηγουμένως, με την προσθήκη του εξωτερικού βρόχου ελέγχου τάσης.



Σχ. 4.5. Υλοποίηση ελέγχου τάσης στο Simulink

Πλέον οι τιμές αναφοράς των ρευμάτων εκμαιεύονται από την έξοδο του πιο αργού ελεγκτή τάσης. Οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων, η σταθερά χρόνου, καθώς και τα κέρδη των PI ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση παρουσιάζονται στο Παράρτημα A.2.

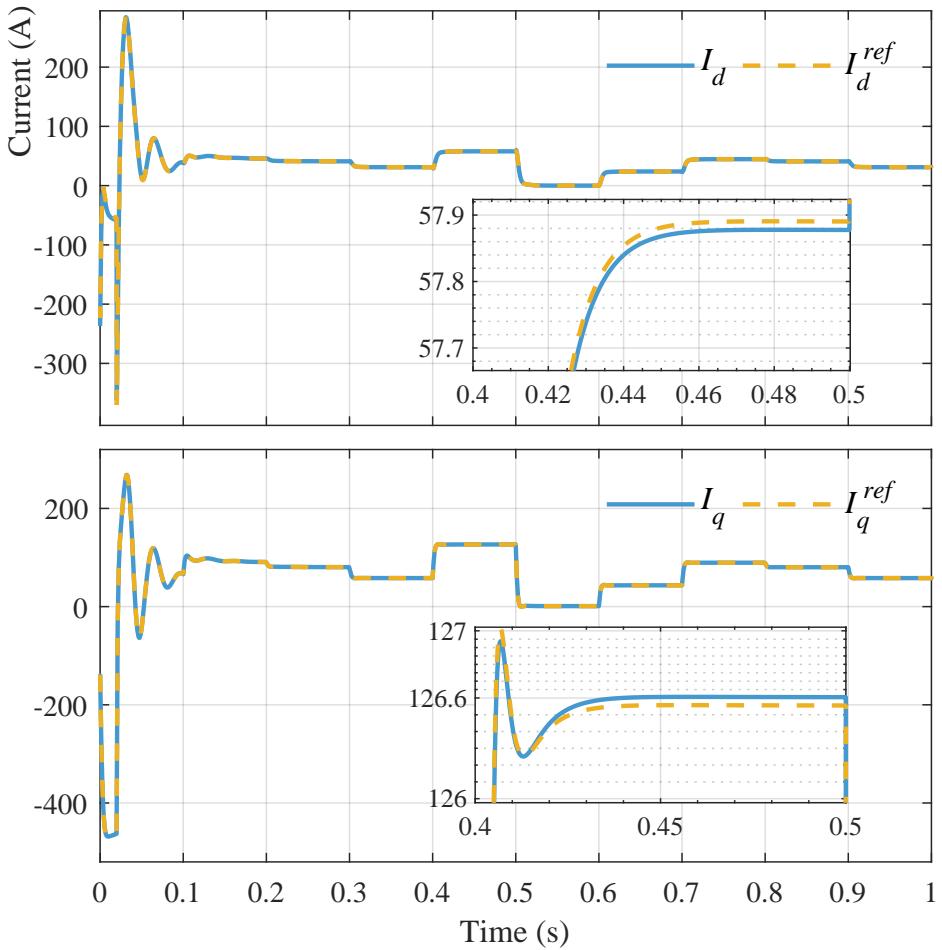
Τα αποτελέσματα για διάφορες τιμές αναφοράς τάσεων στους άξονες d - q παρουσιάζονται στο Σχ. 4.4. Με μπλε χρώμα είναι οι μετρούμενες τιμές τάσεων, ενώ με κίτρινη διακεκομμένη γραμμή οι τιμές αναφοράς αυτών. Ομοίως σε χρονικό διάστημα ενός δευτερολέπτου



Σχ. 4.6. Αποτελέσματα εξωτερικού ελεγκτή τάσης (Τάσεις)

παρατηρείται πως και οι δύο συνιστώσες της τάσης ακολουθούν πιστά τις τιμές αναφοράς τους με μηδαμινό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, στην συνιστώσα του d άξονα, ενώ για την q άξονα παρουσιάζεται σφάλμα της τάξης των 0.5 V . Στους υπο-άξονες που φαίνονται στο Σχ. 4.6 παρουσιάζονται σε μεγέθυνση οι βηματικές αλλαγές που εφαρμόστηκαν, στο χρονικό διάστημα $[0.3, 0.6]\text{ sec}$, ενώ αρχικά παρατηρούνται μεταβατικά φαινόμενα λόγω της αρχικής σύνδεσης με το δίκτυο, καθώς ο συγχρονισμός με αυτό έρχεται σε λιγότερο από 0.1 s . Επιπλέον, εμφανίζεται overshoot της τάξης των 0.5 V . Η λειτουργικότητα του ελεγκτή τάσης οφείλεται στην γρήγορη σταθεροποίηση των ρευμάτων όπως φαίνεται στο Σχ. 4.7.

Πλέον, οι τιμές αναφοράς των ρευμάτων δεν καθορίζονται απευθείας από τον χρήστη, αλλά προσαρμόζονται δυναμικά με βάση τις τιμές αναφοράς της τάσης, σύμφωνα με τη Εξ. (69).



Σχ. 4.7. Αποτελέσματα εξωτερικού ελεγκτή τάσης (Ρεύματα)

Από το Σχ. 4.7 προκύπτει ότι η προσθήκη του εξωτερικού ελεγκτή δεν επηρεάζει τη σωστή λειτουργία του εσωτερικού, αλλά αντιθέτως οι δύο βρόχοι ελέγχου συνεργάζονται αρμονικά. Συνεπώς, επιβεβαιώνεται η πλήρης και αξιόπιστη λειτουργία του εξωτερικού ελεγκτή τάσης.

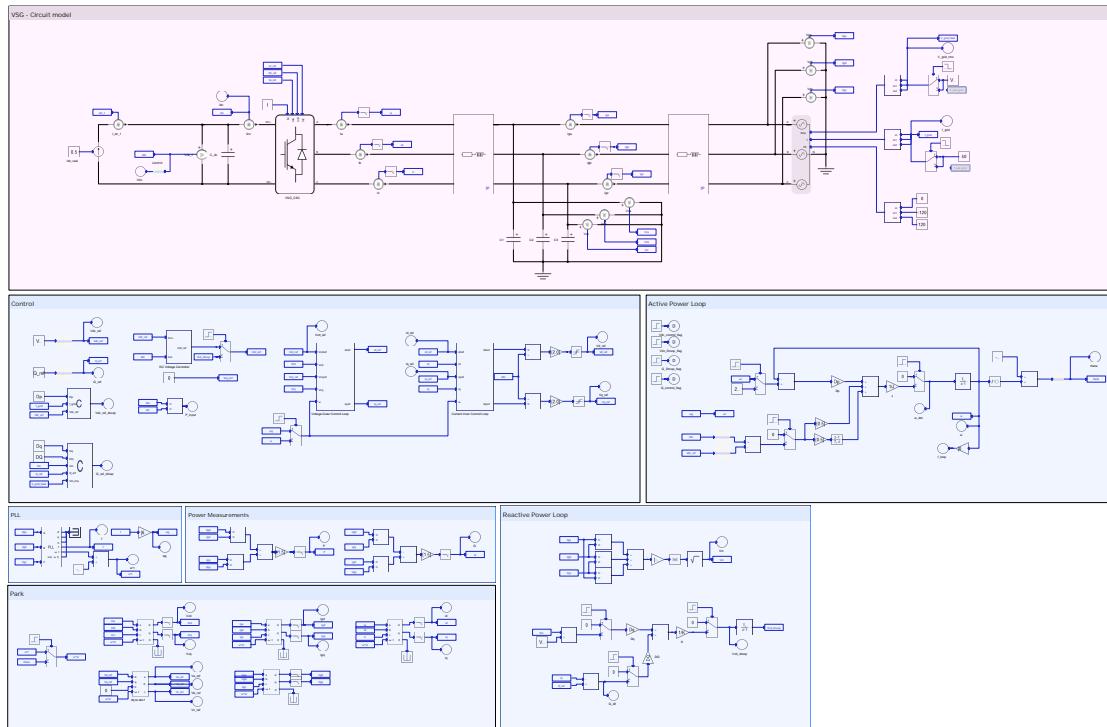
4.2 Ανάλυση VSM σε Περιβάλλον Typhoon

Για τα υπόλοιπα σετ προσομοιώσεων χρησιμοποιείται το λογισμικό Typhoon Control Center, όπου εφαρμόζεται το διακοπτικό μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα. Βασικό πλεονέκτημα του περιβάλλοντος αυτού είναι η δυνατότητα εκτέλεσης των προσομοιώσεων σε υλικούς προσομοιωτές πραγματικού χρόνου, όπου κάθε δευτερόλεπτο προσομοιώσης αντιστοιχεί σε ένα δευτερόλεπτο πραγματικού χρόνου. Με αυτόν τον τρόπο εξαλείφονται οι χρονοβόρες καθυστερήσεις που παρατηρούνται σε περιβάλλοντα που εκτελούνται τοπικά σε προσωπικούς υπολογιστές. Στο Σχ. 4.8 παρουσιάζεται ο προσομοιωτής του Εργαστηρίου Συστημάτων Ισχύος, Ανανεώσιμης και Κατανεμημένης Παραγωγής, ο οποίος αξιοποιήθηκε για την υλοποίηση των προσομοιώσεων.



Σχ. 4.8. Προσομοιωτής Typhoon HIL 404

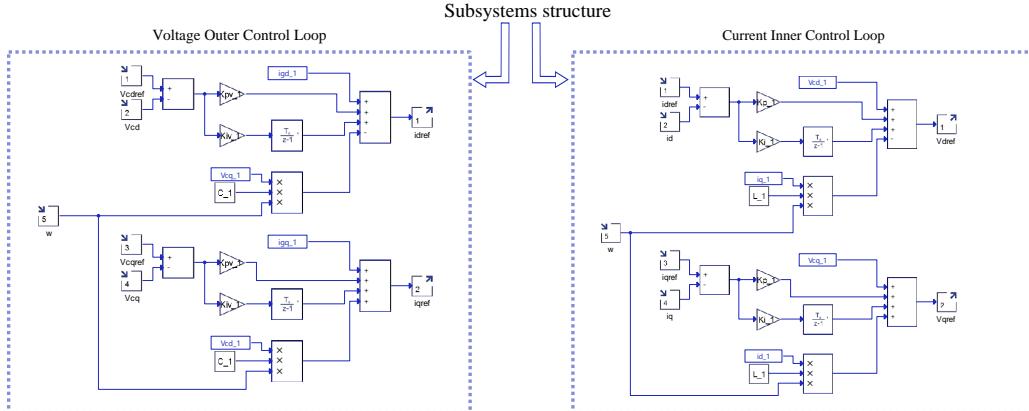
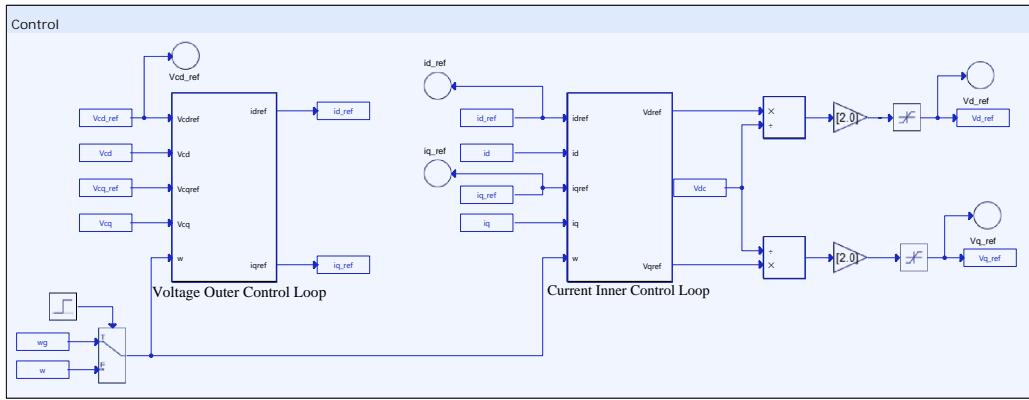
Πέρα από τη χρήση του ως εργαλείο ταχέων προσομοιώσεων, σε επόμενη ενότητα θα παρουσιαστεί η πλήρης αξιοποίησή του στο πλαίσιο πειραματικής διάταξης *hardware-in-the-loop*. Η αναλυτική δομή του block diagram, το οποίο αναπτύχθηκε στον *Schematic Editor*, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.9 και απεικονίζει το υπό μελέτη κύκλωμα μαζί με τους απαραίτητους βρόχους ελέγχου.



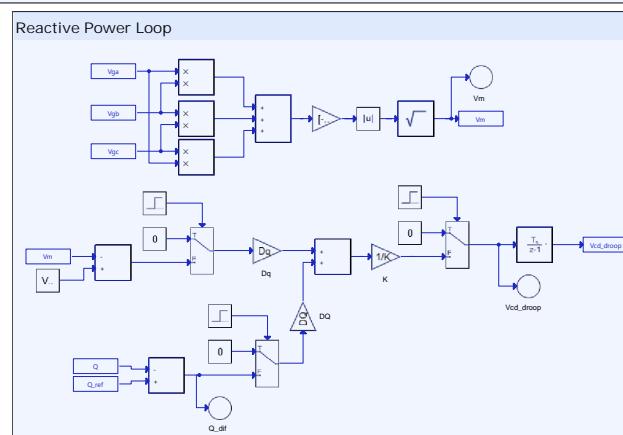
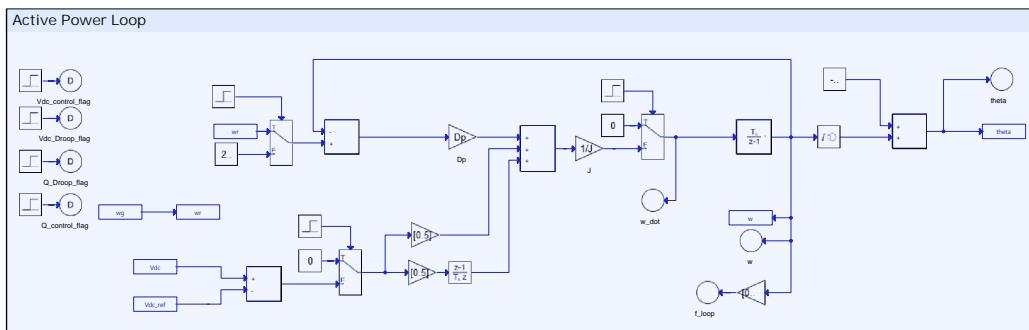
Σχ. 4.9. Εικονική Σύγχρονη Μηχανή σε περιβάλλον Typhoon Schematic Editor

Η παραπάνω δομή υλοποιεί τους ελεγκτές ρεύματος και τάσης που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα, ενώ περιλαμβάνει επιπλέον τους απαραίτητους βρόχους για τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα ως εικονικής σύγχρονης μηχανής με έλεγχο τάσης και αέργου ισχύος, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.10. Πιο αναλυτικά οι εσωτερικοί βρόχοι και οι εξισώσεις υλοποίησης εικονικής αδράνειας τεχνολογίας VSM παρουσιάζονται στο Σχ. 4.10α

και στο Σχ. 4.10β αντίστοιχα .



(a)

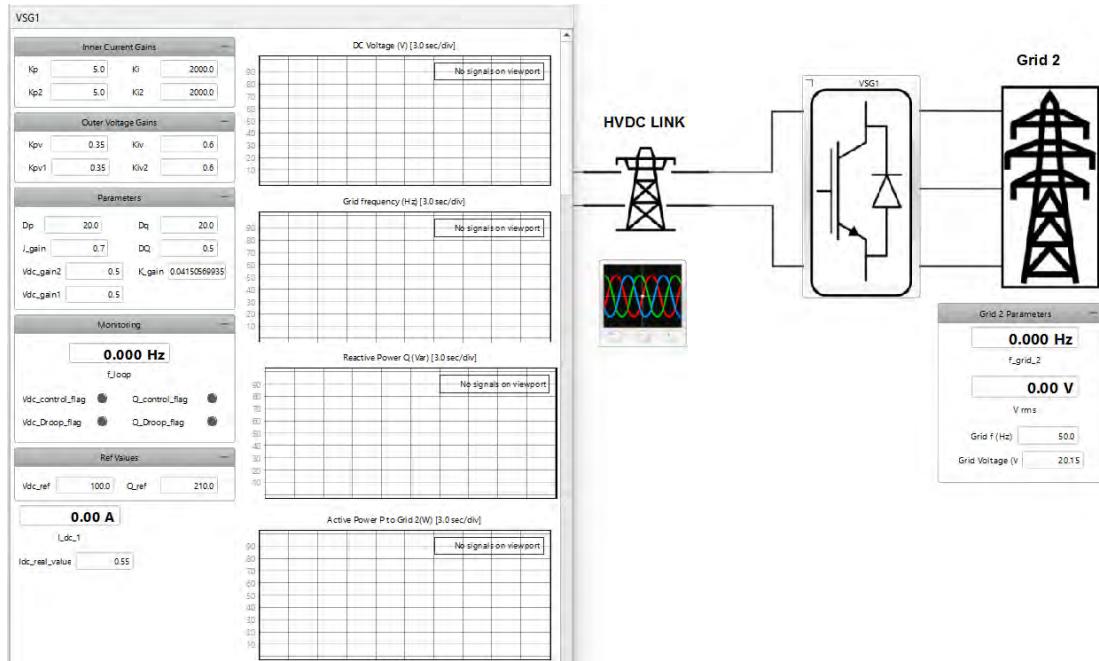


(b)

Σχ. 4.10. Αναλυτικά Typhoon Schematic: (α) Εσωτερικών ελεγκτών, (β) Εξισώσεων VSM.

Η χρήση του διακοπτικού μοντέλου επιβάλλει περιορισμούς στην ταχύτητα απόκρισης των ελεγκτών, καθώς η ελάχιστη επιτρεπτή σταθερά χρόνου καθορίζεται από τη μέγιστη διακοπτική συχνότητα των διακοπτικών στοιχείων. Ως αποτέλεσμα, οι νέες τιμές των κυκλωματικών στοιχείων, των απαραίτητων ψηφιακών φίλτρων και των κερδών που εφαρμόστηκαν στην προσομοίωση του Σχ. 4.9 παρατίθενται στο Παράρτημα Α.3. Χρησιμοποιείται DC τάση 100 V και δίκτυο με για τιμή 20 V, καθώς, όπως θα παρουσιαστεί σε επόμενη ενότητα, οι τιμές αυτές είναι κατάλληλες για την αξιοποίηση του εργαστηριακού εξπλοισμού σε συνδυασμό με το πραγματικό μοντέλο γραμμής HVDC. Οι τιμές αυτές έχουν προκύψει μέσω χρήσης συντελεστή κλιμάκωσης (scaling factor) ίσου με 1000 (άρα 100 kV DC τάση).

Από το Σχ. 4.9 φαίνεται ότι ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από πηγή σταθερού ρεύματος, καθώς αυτός είναι υπεύθυνος για τον έλεγχο της τάσης στην πλευρά συνεχούς ρεύματος. Συνεπώς, οι μεταβολές της ισχύος στην είσοδο μοντελοποιούνται ως πηγή ρεύματος, δεδομένου ότι ισχύει η σχέση $P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc}$. Υπενθυμίζεται ότι ο στόχος είναι η υλοποίηση μίας διασύνδεσης HVDC μεταξύ δύο αντιστροφέων. Σε αυτό το πλαίσιο, οι μεταβολές της ισχύος αποδίδονται στον αντιστροφέα τεχνολογίας SV, ο οποίος είναι υπεύθυνος για τον πλήρη έλεγχο της ροής της ενεργού ισχύος. Η εκτέλεση των προσομοιώσεων, η απεικόνιση των μετρήσεων και η παρακολούθηση των μεταβολών των διαφόρων μεγεθών πραγματοποιούνται μέσω του Typhoon SCADA, του οποίου η δομή παρουσιάζεται στο Σχ. 4.11.



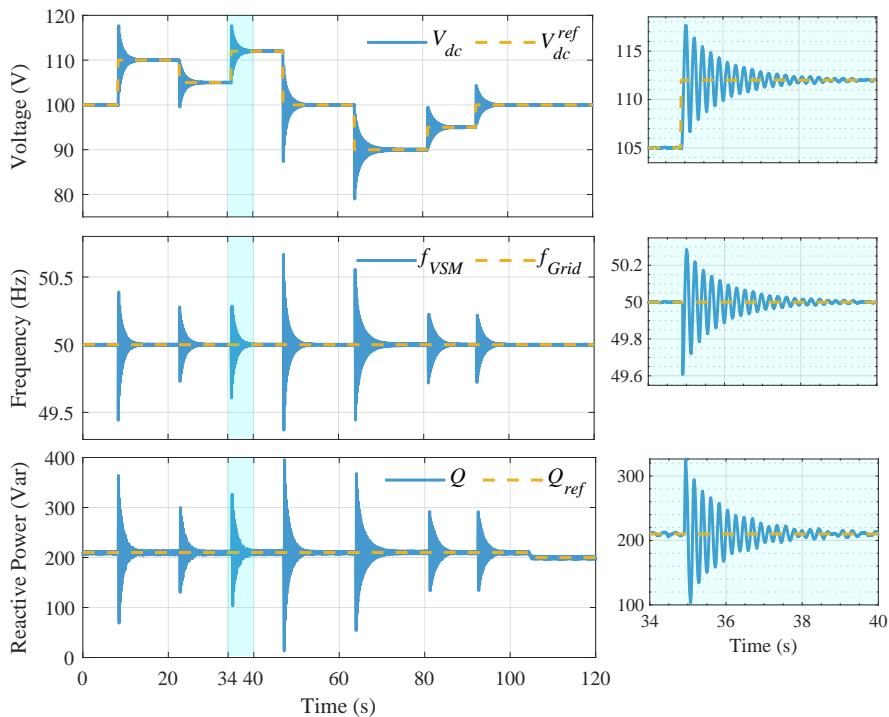
Σχ. 4.11. SCADA διάγραμμα για την εκτέλεση της προσομοίωσης

Το περιβάλλον αυτό περιλαμβάνει όλες τις απαραίτητες λειτουργίες, όπως τη δυναμική μεταβολή των κερδών και της τιμής της πηγής ρεύματος, καθώς και την απεικόνιση της ενεργοποίησης των αντιστοιχών ελεγκτών, αλλά και των ελέγχων στατισμού τάσης και συχνότητας. Η παραπάνω προσομοίωση θα χρησιμοποιηθεί για τρία σενάρια:

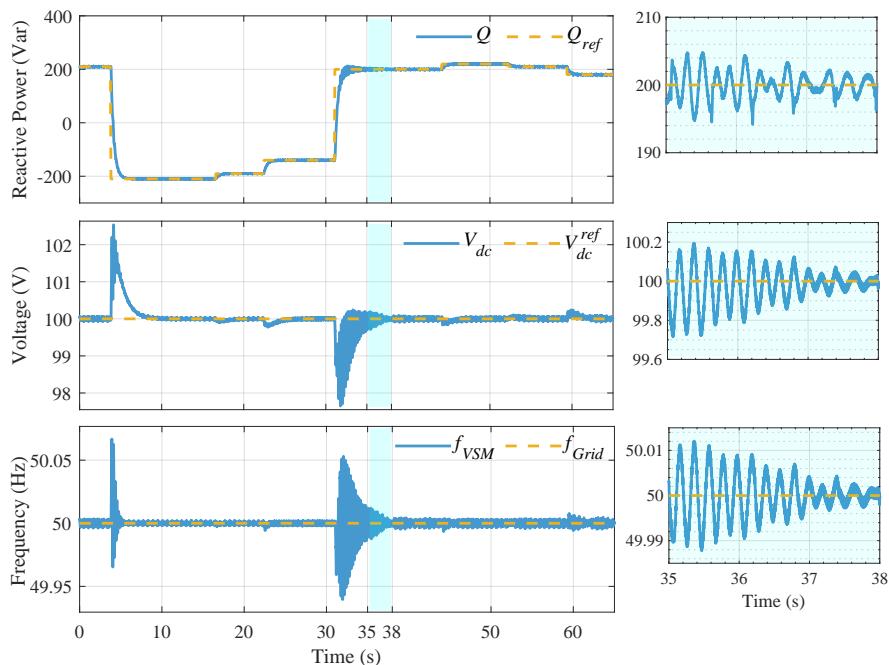
- Σταθερή συχνότητα δικτύου 50 Hz
- Βηματικές αλλαγές στην συχνότητα και τάση δικτύου και υλοποίηση ελέγχων στατισμού
- Βηματικές αλλαγές στην τιμή της πηγής σταθερού ρεύματος

4.2.1 Χωρίς υλοποίηση droop ελέγχου (V_{dc}^{set})

Τα αποτελέσματα του πρώτου σεναρίου προσομοίωσης, που αφορά την επιβεβαίωση της λειτουργίας της εικονικής σύγχρονης γεννήτριας υπό σταθερή συχνότητα και τάση δικτύου, παρουσιάζονται στα Σχ. 4.12 και 4.13. Υπενθυμίζεται ότι, σύμφωνα με την εξίσωση Εξ. (87), η τιμή αναφοράς της γωνιακής συχνότητας στην εξίσωση της VSM προσδιορίζεται άμεσα από το PLL.



Σχ. 4.12. Βηματικές αλλαγές στην DC τάση της VSM



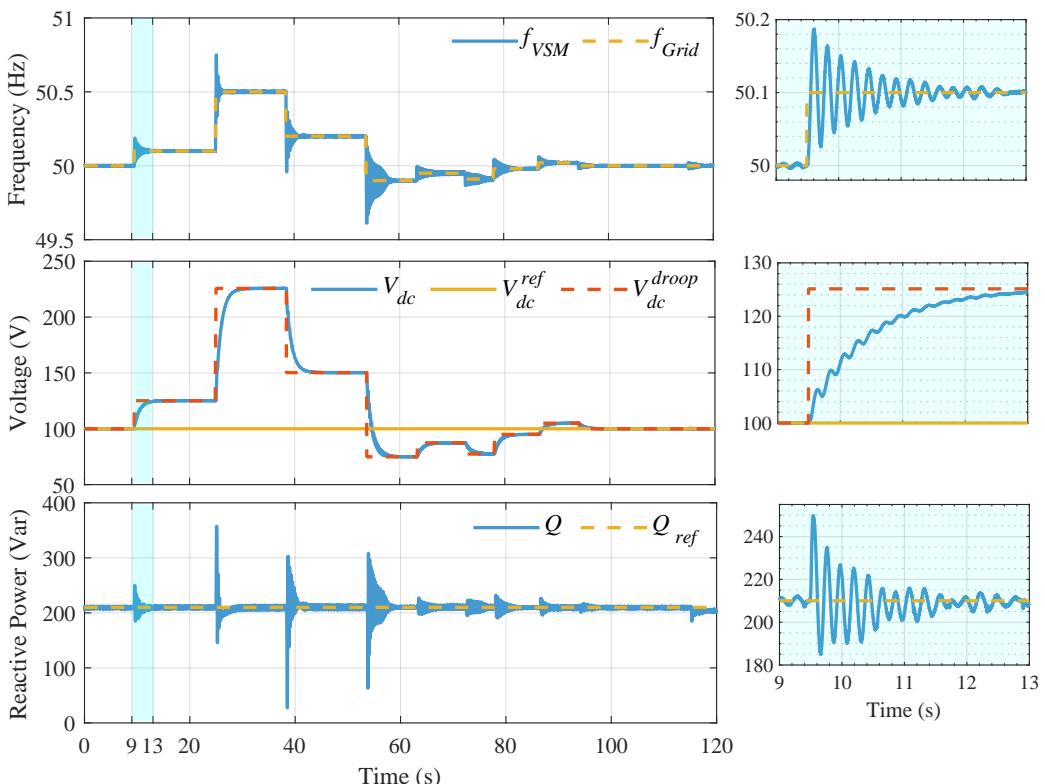
Σχ. 4.13. Βηματικές αλλαγές στην άεργο ισχύ της VSM

Στο Σχ. 4.12 παρουσιάζονται οι βηματικές μεταβολές της DC τάσης του αντιστροφέα, όπου ο ελεγκτής επιτυγχάνει τη σωστή σταθεροποίηση της V_{dc} στην εκάστοτε τιμή αναφοράς. Επιπλέον, παρατηρείται η επιθυμητή αδρανειακή συμπεριφορά σε κάθε βηματική μεταβολή, η οποία αποτυπώνεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια στους υπο-άξονες με γαλάζιο φόντο, στο χρονικό διάστημα [34, 40] sec. Εκτός από την V_{dc} σταθεροποιούνται στις τιμές αναφοράς τους η συχνότητα που παράγει η VSM και η άεργος ισχύς που τροφοδοτείται στο δίκτυο.

Ομοίως, στο Σχ. 4.13 μεταβάλλεται βηματικά η επιθυμητή τιμή αέργου ισχύος, με τον ελεγκτή να εμφανίζει σφάλμα μόνιμης κατάστασης της τάξεως των 5 Var. Όπως είναι αναμενόμενο, ο ελεγκτής DC τάσης και συχνότητας παραμένει πλήρως λειτουργικός, με αποδεκτές διακυμάνσεις κατά τις μεταβολές της αέργου ισχύος. Συγκριτικά, οι διακυμάνσεις στη συχνότητα είναι εντονότερες κατά τις μεταβολές της V_{dc} , γεγονός που επιβεβαιώνει την άμεση συσχέτιση μεταξύ τους.

4.2.2 Με υλοποίηση droop ελέγχων

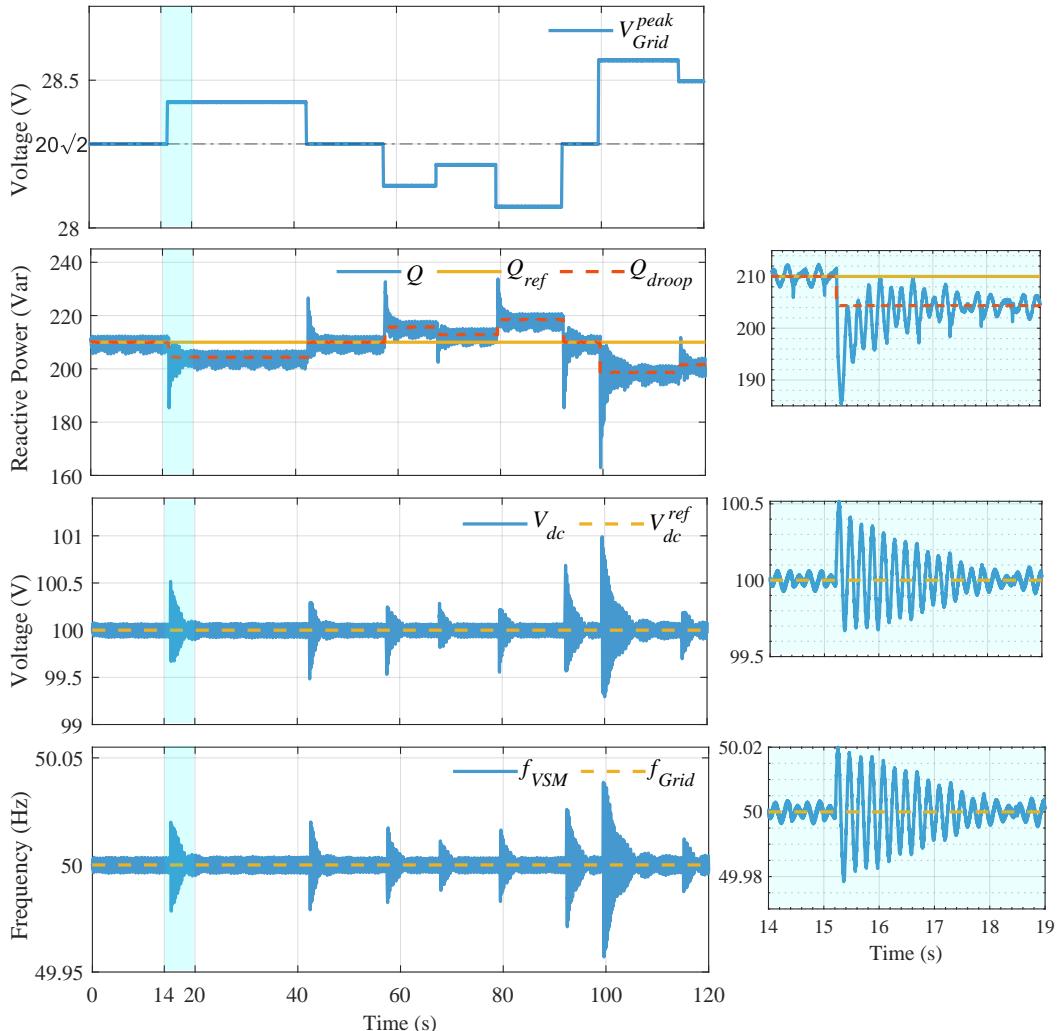
Τα αποτελέσματα του δεύτερου σεναρίου προσομοίωσης, που αφορά την επιβεβαίωση της λειτουργίας της εικονικής σύγχρονης γεννήτριας υπό μεταβαλλόμενη συχνότητα και τάση δικτύου, παρουσιάζονται στα Σχ. 4.14 και 4.15. Υπενθυμίζεται ότι, σύμφωνα με την εξίσωση Εξ. (88), η τιμή αναφοράς της γωνιακής συχνότητας στην εξίσωση της VSM είναι πλέον σταθερή και ίση με $2\pi \cdot 50$ rad/s.



Σχ. 4.14. Βηματικές μεταβολές στη συχνότητα του δικτύου (V_{dc} - f droop)

Στο πρώτο διάγραμμα του Σχ. 4.14 η συχνότητα της VSM ακολουθεί πιστά κάθε βηματική μεταβολή της συχνότητας του δικτύου, χαρακτηριστικό απαραίτητο για τον συγχρονισμό με αυτό. Στο δεύτερο διάγραμμα τάσης, με κόκκινη διακεκομμένη γραμμή φαίνεται η θεωρητική τιμή της DC τάσης, όπως υπολογίζεται από την εξίσωση Εξ. (88), που ακολουθεί ανάλογες μεταβολές της συχνότητας δικτύου, καθώς υλοποιείται έλεγχος στατισμού τύπου boost, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.6.3. Η υλοποίηση της Εξ. (88) πραγματοποιείται μέσω *C function block* που προσφέρει το λογισμικό Typhoon Schematic Editor.

Παρομοίως στο πρώτο διάγραμμα του Σχ. 4.15 φαίνονται οι βηματικές μεταβολές της μέγιστης τιμής της τάσεως του δικτύου, με τον ελεγκτή της αέργου ισχύος να σταθεροποιείται στις επιθυμητές τιμές, εμφανίζοντας σφάλμα μόνιμης κατάστασης της τάξεως των 10 Var.

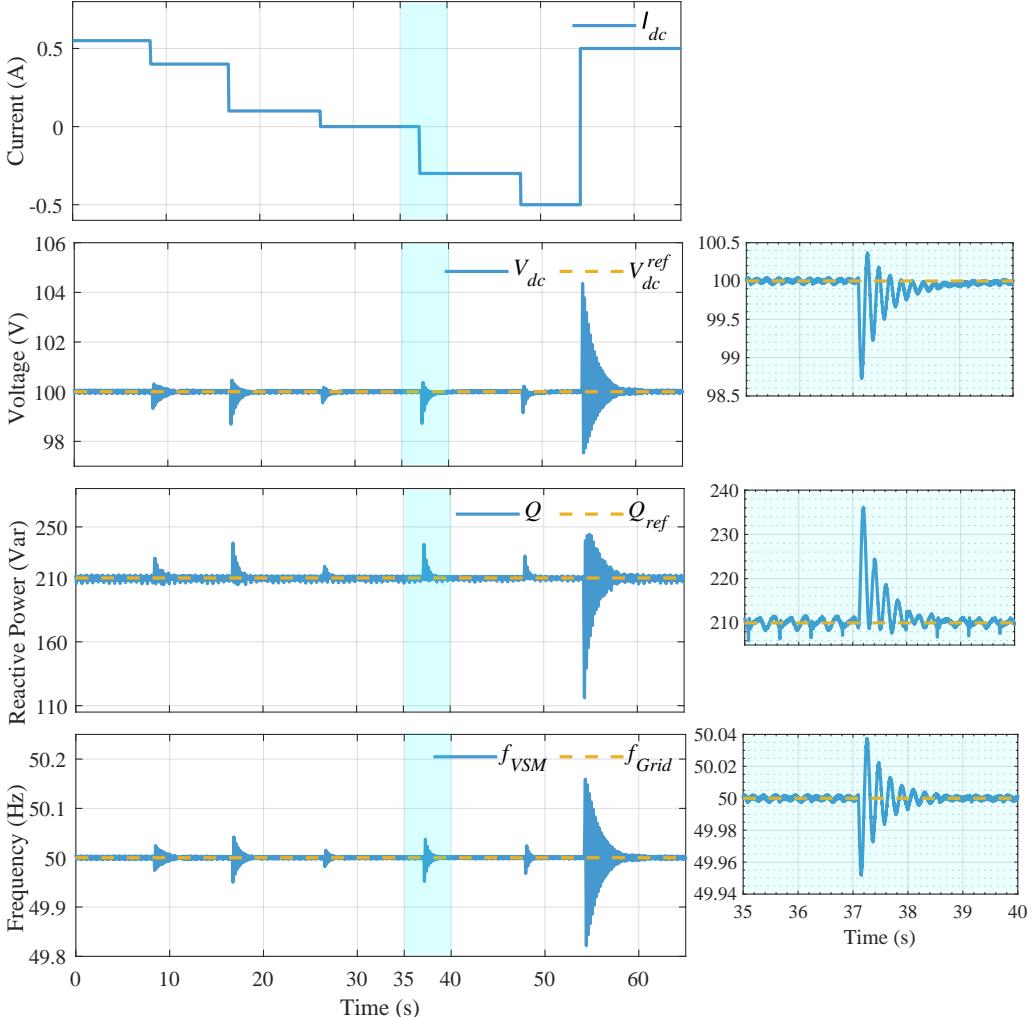


Σχ. 4.15. Βηματικές μεταβολές στη τάση του δικτύου (Q - V droop)

Με διακεκομμένη κόκκινη γραμμή εμφανίζεται η θεωρητική τιμή της αέργου ισχύος, που υπολογίζεται από την Εξ. (90). Σε αυτή την περίπτωση η άεργος ισχύς ακολουθεί αντιστρόφως ανάλογη μεταβολή από αυτή της τάσης του δικτύου, καθώς υλοποιείται έλεγχος στατισμού, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.6.2. Επιπλέον, στο χρονικό διάστημα [0, 14] sec, η θεωρητικά αναμενόμενη τιμή της αέργου ισχύος συμπίπτει με την επιθυμητή τιμή, δεδομένου ότι η τάση του δικτύου είναι ίση με την ονομαστική της τιμή.

4.2.3 Μεταβολή τιμής πηγής ρεύματος

Για την προσομοίωση των επικείμενων μεταβολών της ισχύος στην DC πλευρά του αντιστροφέα, η τιμή της πηγής ρεύματος τροποποιείται, με τις αντίστοιχες αλλαγές να απεικονίζονται στο Σχ. 4.16.



Σχ. 4.16. Μεταβολές στην πηγή ρεύματος στην είσοδο της VSM

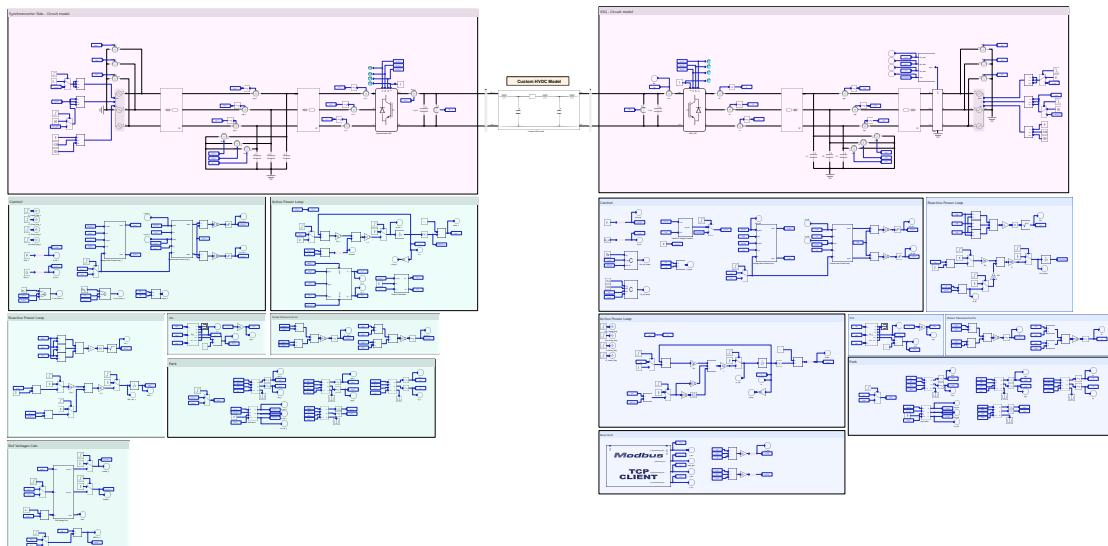
Για την αμφίδρομη ροή της αέργου ισχύος δοκιμάζονται και αρνητικές τιμές του ρεύματος, παρατηρώντας ότι όλα τα συστήματα λειτουργούν σωστά. Κάθε μεταβολή του ρεύματος προκαλεί προσωρινές διαταραχές στα υπόλοιπα μεγέθη, οι οποίες όμως επανέρχονται σε ισορροπία σε σύντομο χρονικό διάστημα, παρουσιάζοντας παράλληλα χαρακτηριστικά αδράνειας. Στους υπο-άξονες με γαλάζιο φόντο φαίνεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η απόσβεση των μεγεθών στο χρονικό διάστημα [35, 40] sec. Αξίζει να σημειωθεί ότι η ορθή λειτουργία των ελεγκτών διατηρείται ακόμη και σε μηδενικό ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα, δηλαδή σε κατάσταση μηδενικής ροής ισχύος στην DC πλευρά.

5 Προσομοίωση διασύνδεσης HVDC βασισμένη σε VSG και SV

Στην προηγούμενη ενότητα επιβεβαιώθηκε η πλήρης λειτουργικότητα ενός αντιστροφέα τεχνολογίας εικονικής σύγχρονης μηχανής για την επίτευξη εικονικής αδράνειας. Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται, μέσω προσομοίωσης, η HVDC διασύνδεση δύο αντιστροφέων που βασίζονται στις τεχνολογίες SV και VSM. Ο σκοπός της συγκεκριμένης διασύνδεσης συνοψίζεται στα εξής:

- Έλεγχος ενεργού ισχύος και στήριξη της συχνότητας του δικτύου (SV)
- Έλεγχος της DC τάσης της HVDC διασύνδεσης και στήριξη της συχνότητας του αντίστοιχου δικτύου (VSM)
- Έλεγχος αέργου ισχύος και στήριξη της τάσης των δικτύων που συνδέονται με τους μετατροπείς

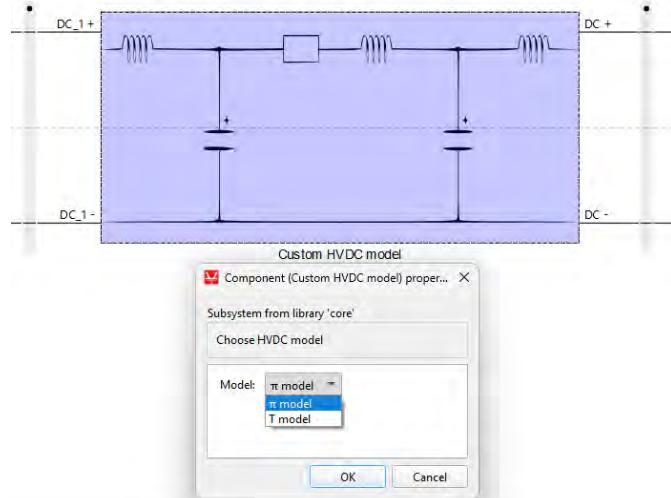
Για τα πλεονεκτήματα που αναλύθηκαν προηγουμένως χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό Typhoon Control Center. To block diagram για τις απερχόμενες προσομοιώσεις του κεφαλαίου φαίνεται στο Σχ. 5.1.



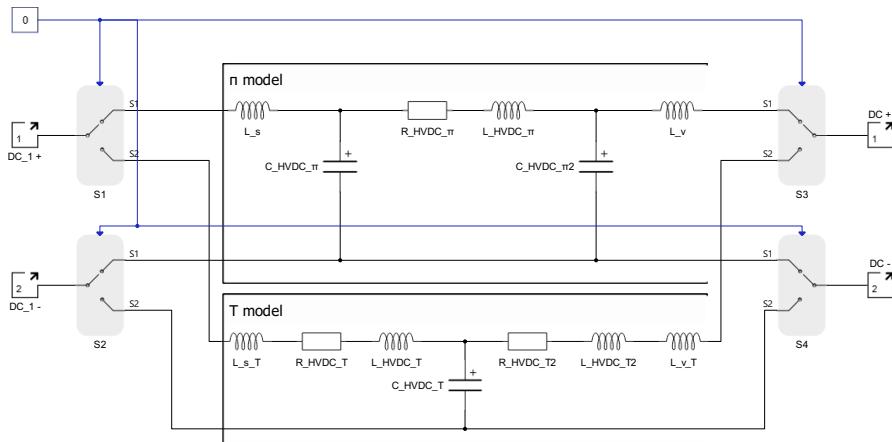
Σχ. 5.1. HVDC διασύνδεση SV-VSM στο Typhoon IDE

Οι έλεγχοι και οι διαφορικές εξισώσεις που υλοποιούν την εικονική αδράνεια αναλύθηκαν εκτενώς σε προηγούμενη ενότητα και συνοψίζονται στα Σχ. 3.22 και 3.31, για τον SV και την VSM αντίστοιχα. Ενώ, η πλήρης σύνδεση των δύο που αναλύθηκε συνοψίζεται στο Σχ. 3.30.

Για τη μοντελοποίηση των HVDC καλωδίων μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε το **π** είτε το **T** ισοδύναμο κύκλωμα, όπως παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.11.3. Στο παρόν μοντέλο αξιοποιήθηκε ο *Mask Editor* του λογισμικού, μέσω του οποίου αναπτύχθηκε custom block με δυνατότητα επιλογής από τον χρήστη του επιθυμητού ισοδύναμου κυκλώματος, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.2. Αναλυτικότερα, η εσωτερική δομή κάτω από τη μάσκα του block diagram απεικονίζεται στο Σχ. 5.3.



Σχ. 5.2. Custom HVDC block μοντέλο



Σχ. 5.3. Κυκλωματική υλοποίηση HVDC μοντέλου

Οι τιμές των κερδών, των κυκλωματικών στοιχείων του HVDC μοντέλου και των φίλτρων αναγράφονται στο Παράρτημα Α.4. Για τον υπολογισμό των τιμών των στοιχείων του ισοδύναμου T μοντέλου, όταν είναι γνωστές οι αντίστοιχες τιμές του π μοντέλου, εφαρμόζονται οι ακόλουθες σχέσεις:

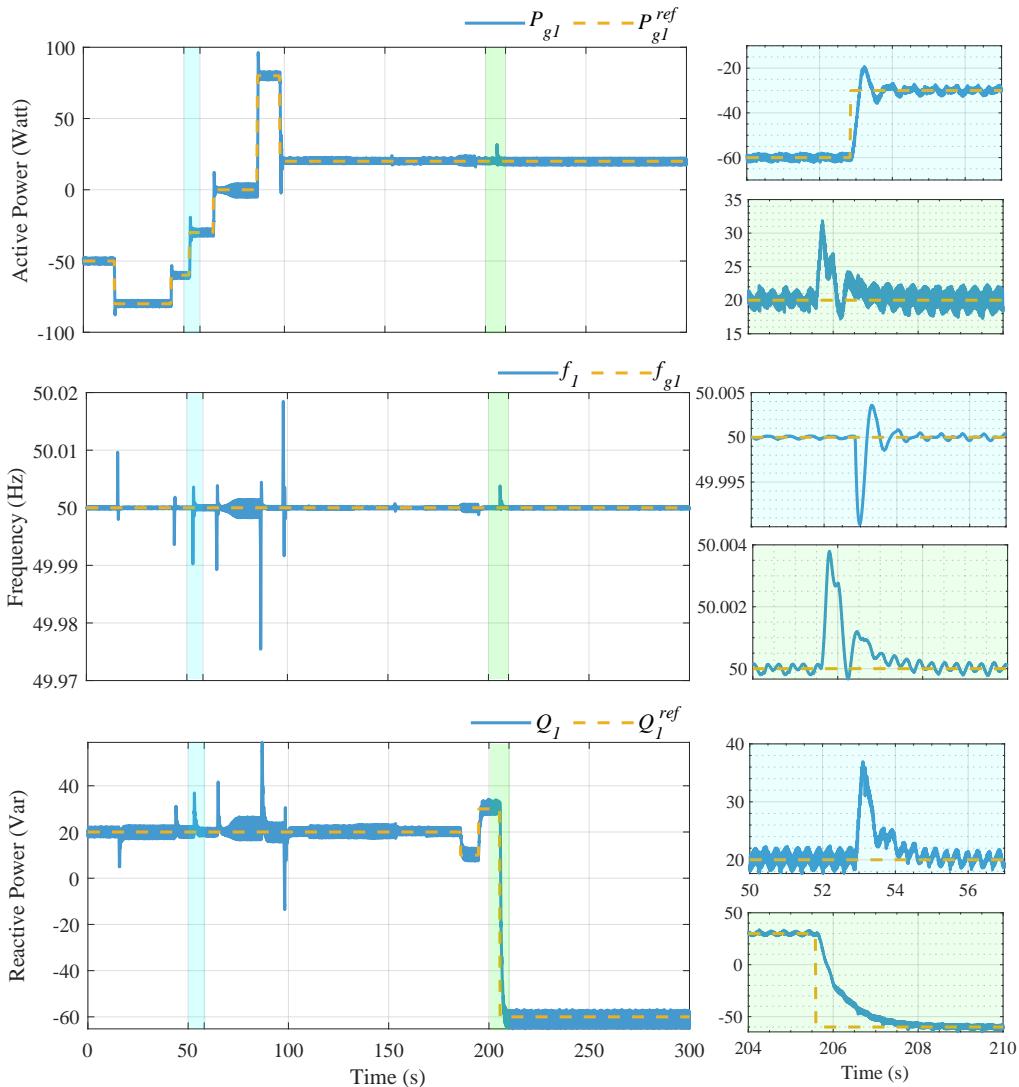
$$C_T = 2 \cdot C_\pi$$

$$R_T = 0.5 \cdot R_\pi \quad (93)$$

$$L_T = 0.5 \cdot L_\pi$$

5.1 Στιβαρά δίκτυα

Το πρώτο σετ μετρήσεων του παρόντος κεφαλαίου έχει ως στόχο την αξιολόγηση της επικοινωνίας μεταξύ των δύο μετατροπέων όσον αφορά τη μεταφορά ισχύος μέσω της HVDC γραμμής, σε συνθήκες όπου τα δύο δίκτυα που υποστηρίζουν οι μετατροπείς θεωρούνται στιβαρά, με σταθερή συχνότητα και πλάτος τάσης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα Σχ. 5.4 και 5.5, για τα μεγέθη που σχετίζονται με τον SV και τη VSM αντίστοιχα.

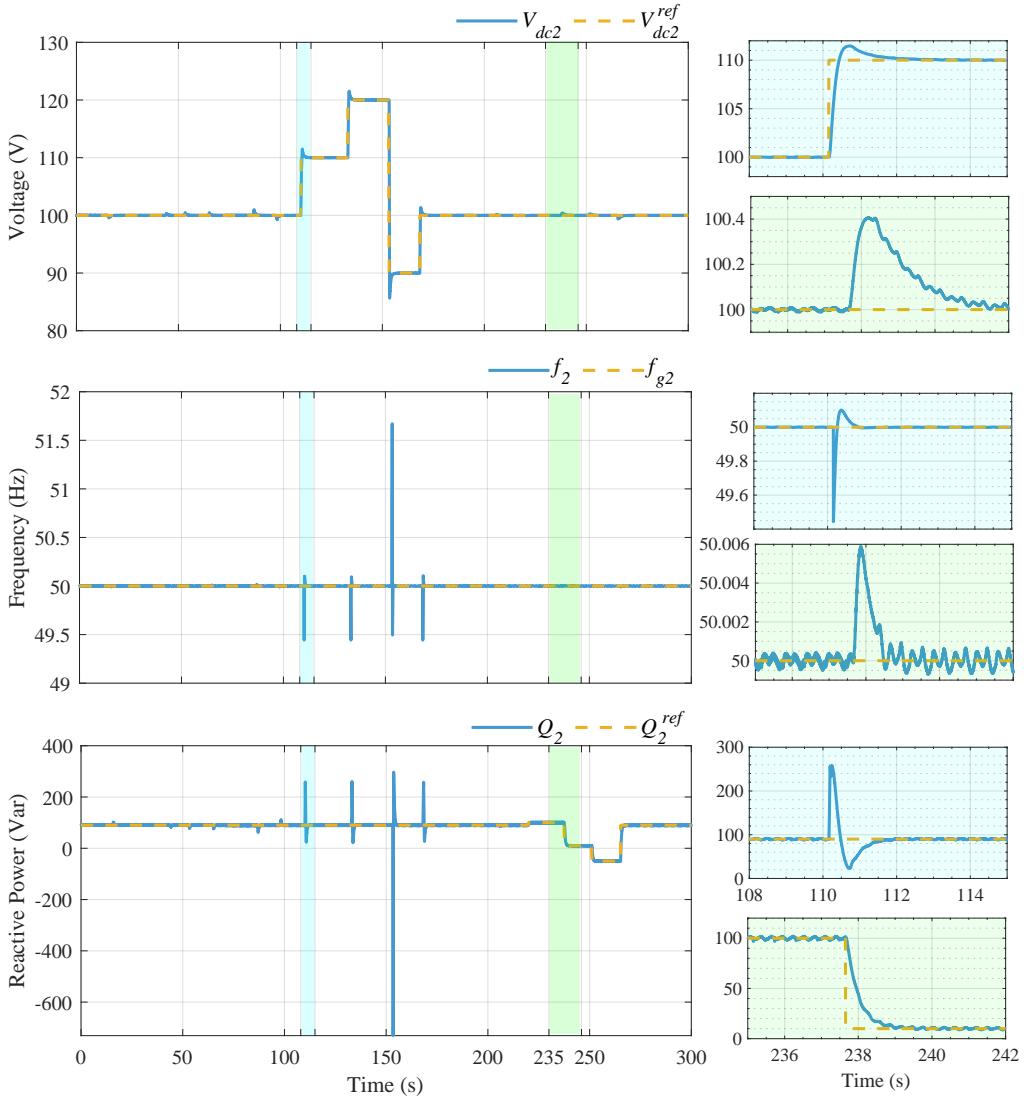


Σχ. 5.4. Αποτελέσματα Synchroverter για HVDC διασύνδεση με VSM

Σε αυτά τα σχήματα, οι δείκτες των μεγεθών αντιστοιχούν στο εκάστοτε δίκτυο του μετατροπέα. Ο δείκτης 1 αναφέρεται στο δίκτυο που είναι συνδεδεμένος ο SV, ενώ ο δείκτης 2 στο δίκτυο που είναι συνδεδεμένη η VSM. Για την αξιολόγηση της λειτουργικότητας του συστήματος πραγματοποιούνται βηματικές μεταβολές σε συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα. Συγκεκριμένα, στο χρονικό διάστημα [0 – 100] sec εφαρμόζονται μεταβολές στην επιθυμητή ενεργού ισχύ, στο [100 – 160] sec μεταβολές στην επιθυμητή DC τάση, και στο [160 – 300] sec μεταβολές στην άεργο ισχύ κάθε μετατροπέα.

Για το Σχ. 5.4, με γαλάζιο φόντο φαίνεται σε μεγέθυνση μία από τις μεταβολές της ενεργού ισχύος ([50 – 57] sec) και με πράσινο φόντο μία από τις μεταβολές της αέργου ισχύος του SV ([204 – 210] sec). Ομοίως, στο Σχ. 5.5, μία λεπτομερής απεικόνιση της μεταβολής της DC τάσης καθώς και των διαταραχών που επιφέρει αυτή στα υπόλοιπα μεγέθη φαίνεται με

γαλάζιο φόντο ($[108 - 115]$ sec), ενώ με πράσινο εμφανίζεται η μεταβολή της αέργου ισχύος της VSM ($[235 - 242]$ sec). Είναι πολύ σημαντικό να σημειωθεί πως ως θετική φορά ροής ισχύος υποθέτουμε αυτή από αριστερά προς τα δεξιά. Συνεπώς, στο Σχ. 5.4, όπου παρατηρείται πλήρης λειτουργικότητα του SV, οι θετικές τιμές ενεργού ισχύος σημαίνουν ότι το δίκτυο 1 τροφοδοτεί μέσω της HVDC διασύνδεσης το δίκτυο 2, ενώ αντίστοιχα οι αρνητικές τιμές υποδεικνύουν ότι το δίκτυο 1 τροφοδοτείται με ενεργό ισχύ μέσω της DC γραμμής.

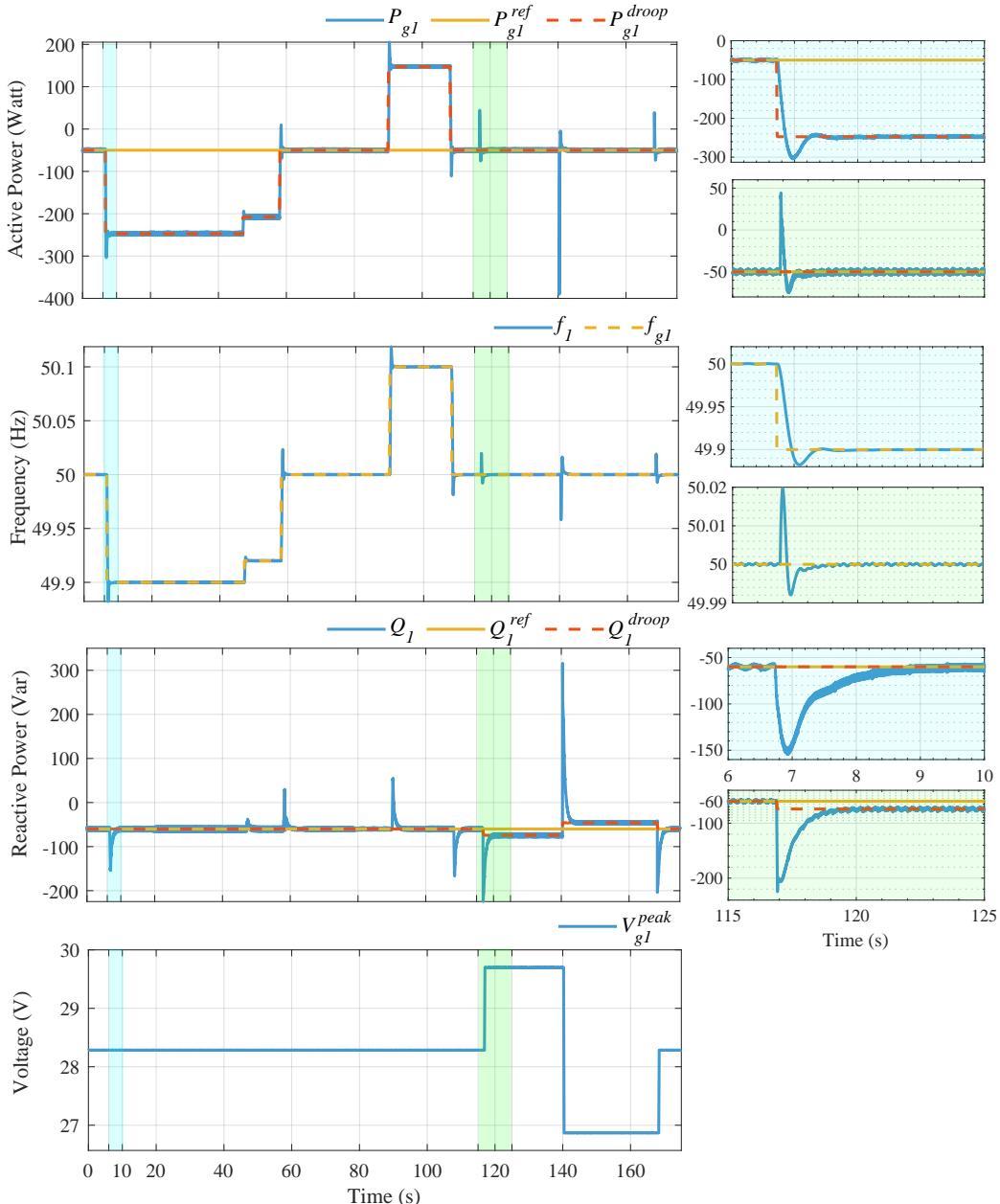


Σχ. 5.5. Αποτελέσματα VSM για HVDC διασύνδεση με SV

Σχετικά με τα αποτελέσματα των σχημάτων, αρχικά και στις δύο περιπτώσεις η σταθεροποίηση της αέργου ισχύος είναι η επιθυμητή και ανεξάρτητη μεταξύ τους, καθώς μέσω της DC γραμμής μεταφέρεται αποκλειστικά ενεργός ισχύς. Όσον αφορά τη συχνότητα που παράγονται οι μετατροπείς, αυτή ακολουθεί την επιθυμητή τιμή του κάθε δίκτυου, η οποία έχει οριστεί στα 50 Hz. Σε επόμενη ενότητα θα παρουσιαστεί και ασύγχρονη διασύνδεση δίκτυων με διαφορετικές ονομαστικές συχνότητες. Τέλος, η ενεργός ισχύς και η DC τάση σταθεροποιούνται σε κάθε μεταβολή που εφαρμόζεται. Αναφορικά με τη μεταβολή της DC τάσης, αυτή επιφέρει εντονότερες διαταραχές στη συχνότητα της VSM, ωστόσο η συχνότητα επανέρχεται στην ονομαστική τιμή των 50 Hz.

5.2 Βηματικές μεταβολές παραμέτρων δικτύου

Στο δεύτερο σετ μετρήσεων του κεφαλαίου επιβεβαιώνεται η δυνατότητα στήριξης των δικτύων μέσω ελέγχων στατισμού $P-f$, $V_{dc}-f$ και $Q-V$. Για τον σκοπό αυτό μεταβάλλονται η συχνότητα και η τάση των δικτύων σε τιμές διαφορετικές από την ονομαστική. Τα Σχ. 5.6 και 5.7 αποτυπώνουν λεπτομερώς τα αποτελέσματα του σεναρίου αυτού, για τον SV και την VSM αντίστοιχα.

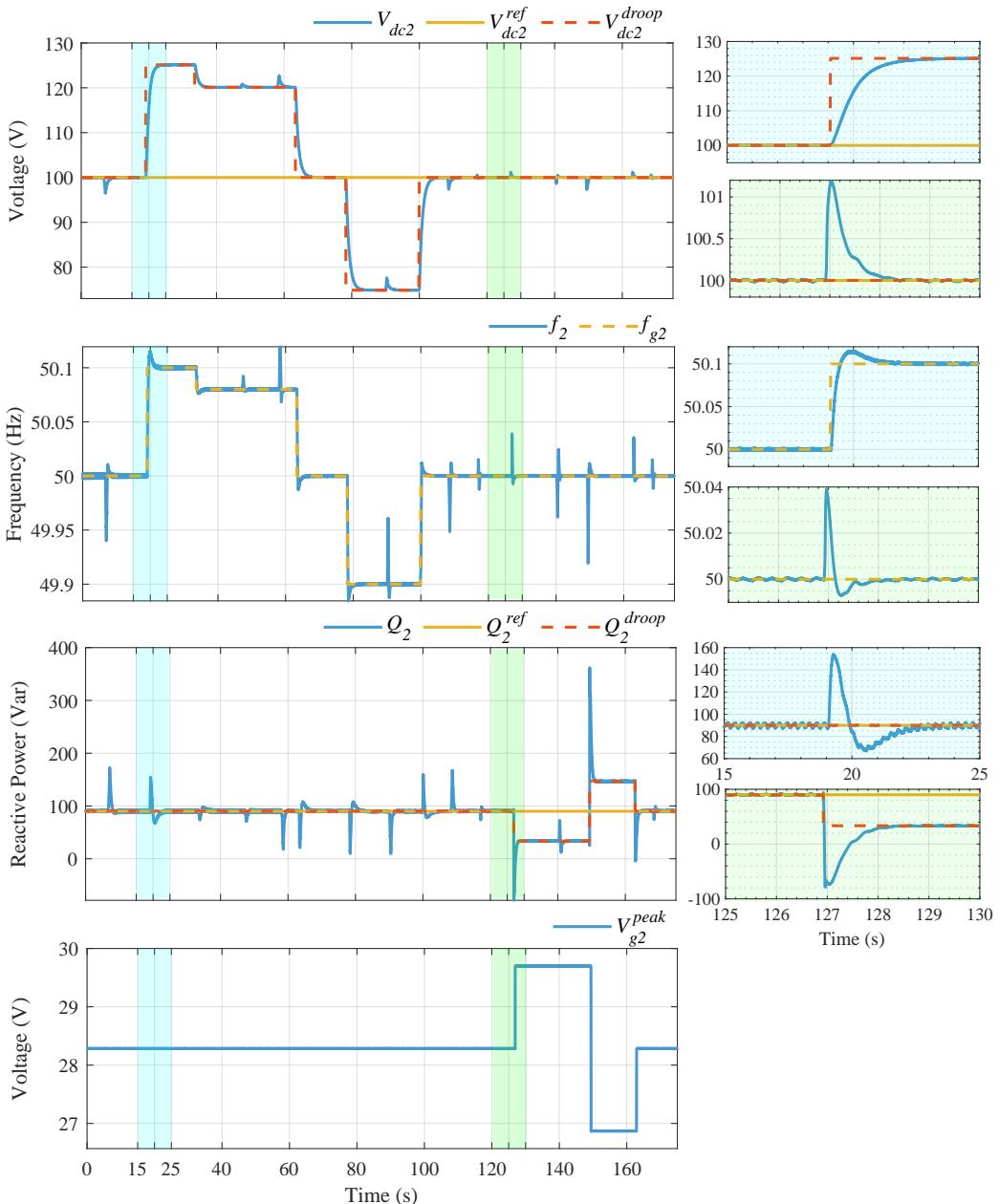


Σχ. 5.6. Αποτελέσματα Synchroverter διασύνδεσης με VSM και λειτουργία droop

Σε κάθε δίκτυο μεταβάλλονται η συχνότητα και η τάση, οι οποίες απεικονίζονται με κίτρινη διακεκομμένη γραμμή για τη συχνότητα και με συμπαγή μπλε γραμμή για την τάση στους αντίστοιχους άξονες των σχημάτων. Σε κάθε περίπτωση ελέγχου στατισμού, η θεωρητικά αναμενόμενη τιμή στη μόνιμη κατάσταση υποδεικνύεται με κόκκινη διακεκομμένη γραμμή και υπολογίζεται με βάση τους τύπους Εξ. (35), (37) και (38).

Στο Σχ. 5.6, σχετικά με τον $P-f$ έλεγχο droop, παρατηρείται πως όταν η συχνότητα του δικτύου 1 είναι ίση με την ονομαστική τιμή των 50 Hz, η ενεργός ισχύς σταθεροποιείται

επίσης στην ονομαστική της τιμή. Αντίθετα, σε περιπτώσεις που η συχνότητα υπερβαίνει την ονομαστική τιμή, γεγονός που υποδηλώνει περίσσεια παραγωγής ισχύος, η ενεργός ισχύς του SV αυξάνεται προς θετικές τιμές ώστε να αντισταθμίσει την επιπλέον παραγωγή. Υπενθυμίζεται ότι, λόγω της θεωρηθείσας θετικής φοράς, η αύξηση της ενεργού ισχύος του SV σε θετικές τιμές συνεπάγεται μείωση της παραγωγής στο δίκτυο 1, αποσυμφορίζοντάς το από την περίσσεια παραγωγή ισχύος. Παρομοίως, επιβεβαιώνεται και ο έλεγχος droop μεταξύ τάσης και αέργου ισχύος, καθώς για τιμές τάσης μεγαλύτερες της ονομαστικής, η άεργος ισχύς μειώνεται. Για περισσότερη λεπτομέρεια, η συμπεριφορά αυτή αποτυπώνεται στους υπο-άξονες με πράσινο φόντο.



Σχ. 5.7. Αποτελέσματα VSM διασύνδεσης με SV και έλεγχο droop

Στο Σχ. 5.7, σχετικά με τον V_{dc} - f έλεγχο droop, παρατηρείται ότι όταν η συχνότητα του δικτύου 2 είναι ίση με την ονομαστική τιμή των 50 Hz, η DC τάση σταθεροποιείται επίσης στην ονομαστική της τιμή. Σε διαφορετικές περιπτώσεις, όπου η συχνότητα του δικτύου είναι, για παράδειγμα, μεγαλύτερη της ονομαστικής, γεγονός που συνεπάγεται αυξημένη παραγωγή

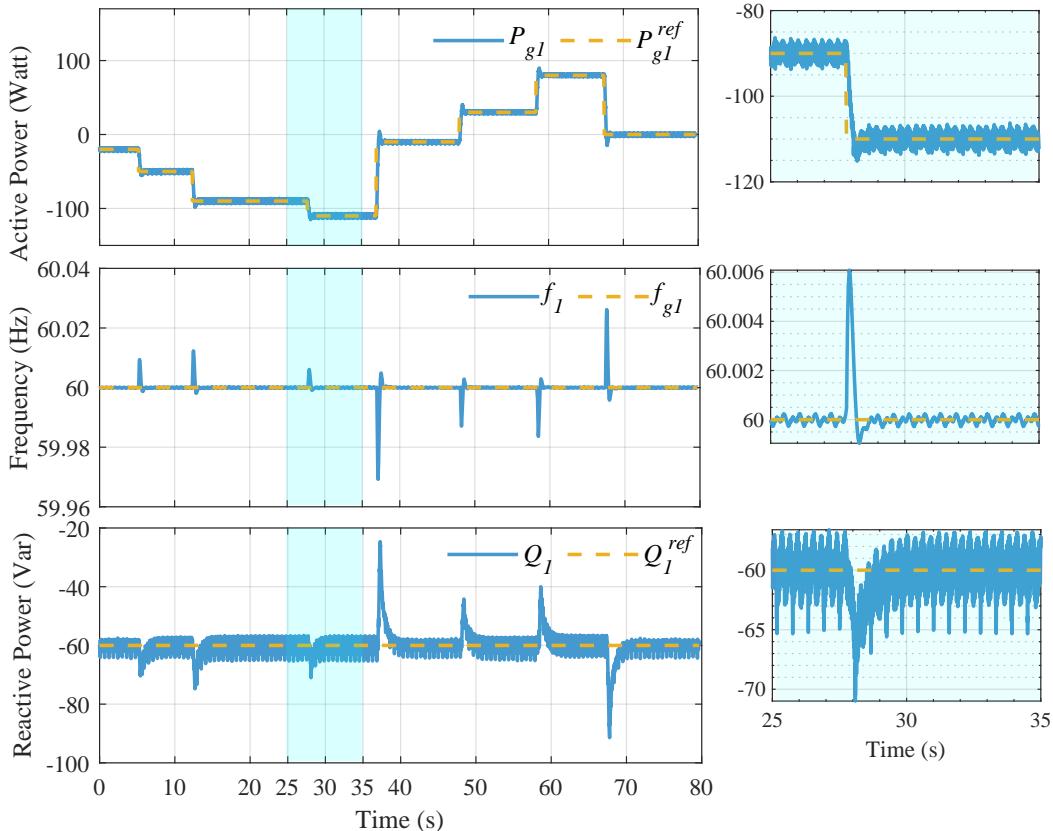
ισχύος, η DC τάση στην πλευρά της VSM αυξάνεται. Η αύξηση αυτή οδηγεί στην συνθήκη $V_{dc2} > V_{dc1}$, όπου με δείκτη 2 συμβολίζεται η DC τάση στην VSM, με σκοπό την αλλαγή της φοράς ισχύος από το δίκτυο 2 προς το δίκτυο 1. Έτσι, η περίσσεια παραγωγή του δικτύου 2 μεταφέρεται μέσω της HVDC στο δίκτυο 1. Αντίστοιχη λογική ακολουθείται και σε περιπτώσεις όπου η συχνότητα είναι μικρότερη από την ονομαστική της τιμή.

5.3 Διασύνδεση ασύγχρονων δικτύων

Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα των HVDC διασυνδέσεων είναι η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος μεταξύ δύο ασύγχρονων δικτύων. Δύο δίκτυα χαρακτηρίζονται ως ασύγχρονα όταν παρουσιάζουν:

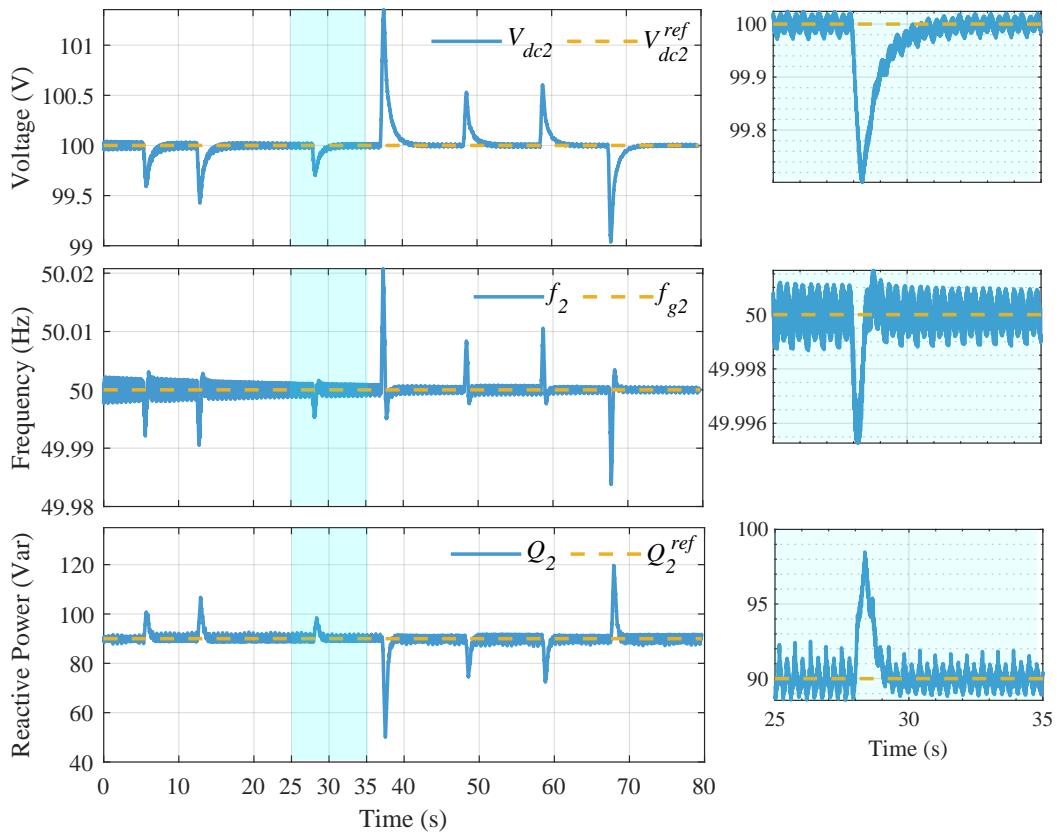
- Διαφορετική ονομαστική συχνότητα λειτουργίας
- Κοινή συχνότητα λειτουργίας αλλά με διαφορά φάσης τάσεων
- Διαφορετικό ονομαστικό πλάτος τάσης

Για τους σκοπούς της παρούσας διπλωματικής εργασίας εξετάζεται η πρώτη περίπτωση, όπου το δίκτυο 1 (του SV) λειτουργεί με ονομαστική συχνότητα 60 Hz, ενώ το δίκτυο 2 (της VSM) με 50 Hz. Τα αποτελέσματα αυτού του σεναρίου στα Σχ. 5.8 και 5.9.



Σχ. 5.8. Αποτελέσματα Synchroverter για ασύγχρονη HVDC διασύνδεση με VSM

Παρατηρείται ότι η μεταφορά ισχύος επιτυγχάνεται πλήρως και προς τις δύο κατευθύνσεις. Ο ελεγκτής του SV ακολουθεί πιστά κάθε απαίτηση ισχύος διατηρώντας τη συχνότητα στα 60 Hz, ενώ ο ελεγκτής της VSM σταθεροποιεί την τάση της διασύνδεσης, η οποία είναι απαραίτητη για τη σωστή λειτουργία των μετατροπέων, με ταυτόχρονη σταθεροποίηση της συχνότητάς του στα 50 Hz. Στους υπο-άξονες των σχημάτων παρουσιάζεται με λεπτομέρεια μια τυχαία μεταβολή της ενεργού ισχύος, καθώς και οι διαταραχές που αυτή προκαλεί στα χαρακτηριστικά μεγέθη τόσο του SV όσο και της VSM.



Σχ. 5.9. Αποτελέσματα VSM για ασύγχρονη HVDC διασύνδεση με SV

6 Πειραματική υλοποίηση στο εργαστήριο

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται δύο πειραματικές διατάξεις που αναπτύχθηκαν για την επαλήθευση των μεθόδων ελέγχου που μελετήθηκαν θεωρητικά και προσομοιώθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια. Η πρώτη πειραματική υλοποίηση αφορά τη λειτουργία της VSM με χρήση πραγματικού μοντέλου HVDC γραμμής, ενώ η δεύτερη υλοποιεί τη διασύνδεση HVDC μεταξύ SV και VSM σε μια κοινή διάταξη, με δυνατότητα μεταφοράς πραγματικής μετρούμενης ισχύος μεταξύ δύο τροφοδοτικών. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων, με τα κρίσιμα μεγέθη να συγκρίνονται με εκείνα που προκύπτουν από τις αντίστοιχες προσομοιώσεις. Ο χώρος διεξαγωγής των πειραμάτων, καθώς και η διάθεση του εργαστηριακού εξοπλισμού και των απαραίτητων μετρητικών οργάνων, πραγματοποιήθηκε από το εργαστήριο *Συστημάτων Ισχύος, Ανανεώσιμης και Κατανεμημένης Παραγωγής* του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Πατρών.

6.1 Περιγραφή πειραματικής διάταξης και εξοπλισμός

Για την υλοποίηση και τη λειτουργία των πειραματικών διατάξεων αξιοποιήθηκε ο εργαστηριακός εξοπλισμός και μετρητικά όργανα όπως:

- Δυο προγραμματιζόμενα διπλής κατεύθυνσης τροφοδοτικά
- Διαφορικό probe τάσης
- Διαφορικό probe ρεύματος
- Μοντέλο HVDC γραμμής
- Παλμογράφος
- Δυο Typhoon Hil
- Typhoon Hil interface card
- Smart Grid μετρητής
- Πολύμετρο

Πιο αναλυτικά, τα τροφοδοτικά που προγραμματίζονται ώστε να προσομοιώσουν τις DC πλευρές των δύο μετατροπέων παρουσιάζονται στο Σχ. 6.1.



Σχ. 6.1. Προγραμματιζόμενα διπλής κατεύθυνσης τροφοδοτικά

Το κάθε τροφοδοτικό έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί τόσο ως πηγή ισχύος όσο και ως ηλεκτρονικό φορτίο, επιτρέποντας έτσι την επίτευξη αμφίδρομης ροής ισχύος. Συγκεκριμένα, το τροφοδοτικό του Σχ. 6.1α είναι το μοντέλο *IT-M3906C-1500-12* της *ITECH* [78], με δυνατότητες λειτουργίας έως 1500 V, ±12 A και ισχύ 6 kW, ενώ το τροφοδοτικό του Σχ. 6.1β είναι το μοντέλο *RP7972A* της *Keysight* [79], με μεγέθη 1000 V, ±60 A και ισχύ 20 kW.

Ο προγραμματισμός τους πραγματοποιείται είτε μέσω κατάλληλων block στο Typhoon Schematic Editor είτε μέσω ανάπτυξης κώδικα σε Python. Για τη μέτρηση των χαρακτηριστικών του δικτύου, όπως η συχνότητα και η τάση, χρησιμοποιήθηκε ο έξυπνος μετρητής *PowerLogic™ PM5300* της *Schneider Electric* [80] του Σχ. 6.2.



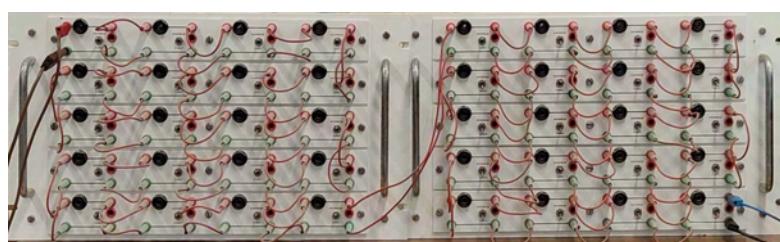
Σχ. 6.2. Έξυπνος μετρητής δικτύου

Η χρήση αυτού του μετρητή επιτρέπει πλέον στη συχνότητα και την τάση του δικτύου στις προσομοιώσεις να ακολουθούν πραγματικές μεταβολές αντί για απλές βηματικές αλλαγές. Η καταγραφή των μεγεθών τάσης και ρεύματος πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας διαφορικούς ανιχνευτές (Differential Probes), όπως φαίνεται στο Σχ. 6.3. Παρέχουν εξόδους μέσω ομοαξονικών καλωδίων, κατάλληλων τόσο για την παρακολούθηση των σημάτων σε παλμογράφο όσο και για τη σύνδεσή τους με την κάρτα διεπαφής του Typhoon HIL. Επιπλέον,



Σχ. 6.3. Differential Probe τάσης (α) και ρεύματος (β)

για τη σωστή λειτουργία του διαφορικού ανιχνευτή ρεύματος πραγματοποιήθηκε σειρά μετρήσεων με σκοπό τη βαθμονόμησή του. Λόγω των μέτρων ασφαλείας του εργαστηρίου, για την προστασία τόσο του προσωπικού όσο και του εξοπλισμού, η εφαρμογή πραγματικών επιπέδων τάσης και ρεύματος (π.χ. 100 kV – 1000 A) δεν είναι επιθυμητή. Συνεπώς, για την



Σχ. 6.4. Ρεαλιστική HVDC μονάδα

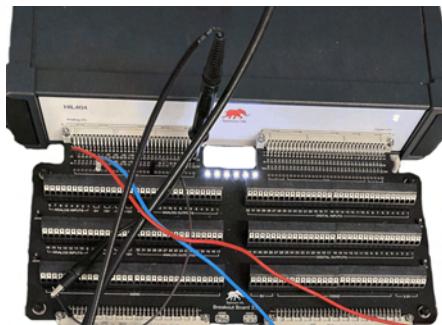
παρακολούθηση των δυναμικών μεταβολών μιας πραγματικής HVDC γραμμής μεταφοράς, χρησιμοποιήθηκε μια ρεαλιστική μονάδα γραμμής μεταφοράς (Σχ. 6.4), η οποία αποτελείται από πολλαπλά π-ισοδύναμα τμήματα και λειτουργεί υπό τάση της τάξεως των 100 V και ρεύμα 1 A. Η μονάδα αυτή προσομοιώνει την δυναμική συμπεριφορά μιας πραγματικής HVDC γραμμής 100 kV – 1000 A μήκους 160 km, ενώ παρέχει και τη δυνατότητα επιλογής μεταξύ εναέριων

και υποβρύχιων καλωδίων. Η απεικόνιση των μετρούμενων μεγεθών από τα differential probes έγινε με τη βοήθεια ενός ψηφιακού παλμογράφου, συγκεκριμένα του *MSO5104* της *RIGOL*, τεσσάρων καναλιών και εύρους 100 MHz.



Σχ. 6.5. Παλμογράφος εργαστηρίου

Η επικοινωνία μεταξύ των μετρητικών οργάνων, των τροφοδοτικών με τις προσομοιώσεις πραγματοποιείται μέσω των προσομοιωτών Typhoon HIL, με χρήση καλωδίων USB, Ethernet αλλά και μέσω καρτών διεπαφής, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.6. Όλα τα παραπάνω συνιστούν τον



Σχ. 6.6. Typhoon HIL με κάρτα διεπαφής

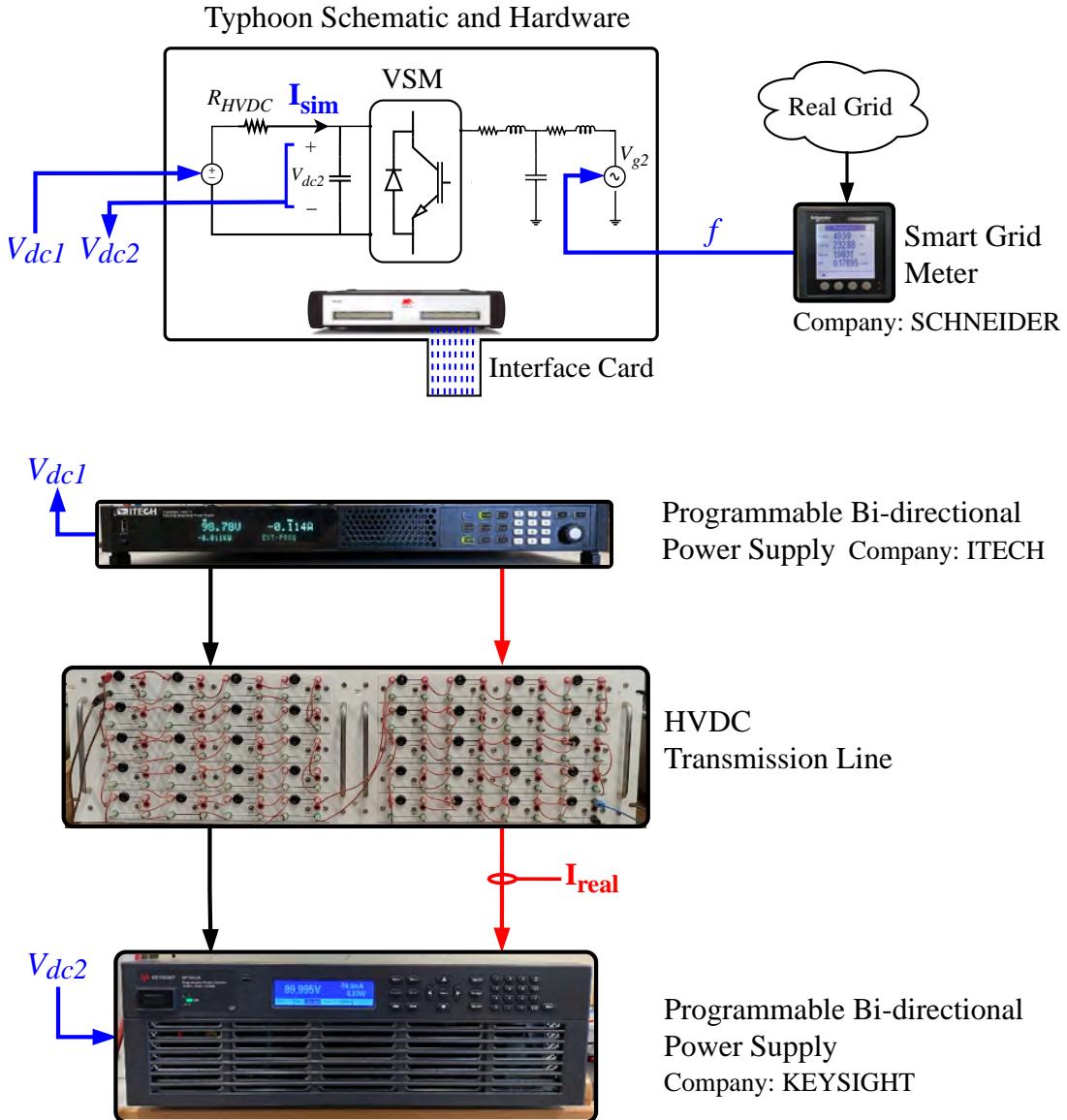
κύριο εργαστηριακό εξοπλισμό για την πραγματοποίηση των πειραματικών διατάξεων, ενώ για τη σύνδεση των στοιχείων χρησιμοποιήθηκαν επίσης αγωγοί και δύο προσωπικοί υπολογιστές για τον σχεδιασμό των ελεγκτών.

6.1.1 Διάταξη για VSM

Για την πειραματική επιβεβαίωση σωστής λειτουργίας της VSM, πραγματοποιήθηκαν δύο σενάρια λειτουργίας:

- Με στιβαρό δίκτυο.
- Με δεδομένα και μεταβολές πραγματικού δικτύου μέσω έξυπνου μετρητή.

Σκοπός είναι η σύγκριση του μετρούμενου ρεύματος I_{real} που ρέει στην ρεαλιστική HVDC μονάδα, με αυτό που υπολογίζεται από την προσομοίωση I_{sim} . Η πλήρης πειραματική διάταξη περιγράφεται στο Σχ. 6.7. Στο σχήμα φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα που υλοποιείται εντός



Σχ. 6.7. Πειραματική διάταξη μελέτης VSM

του προσομοιωτή στο λογισμικό Typhoon Control Center. Εφόσον προς το παρόν επιθυμούμε να μελετήσουμε μόνο τη λειτουργία της VSM, χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας ισχύος με DC είσοδο V_{dc2} , ενώ στην άλλη DC πλευρά της διασύνδεσης εφαρμόζεται πηγή DC τάσης V_{dc1} . Η DC τάση V_{dc1} εφαρμόζεται σε σταθερή τιμή μέσω του τροφοδοτικού ITECH, το οποίο συνδέεται με την HVDC μονάδα και καταλήγει στο τροφοδοτικό Keysight, το οποίο προγραμματίζεται να μεταβάλλει την τάση του σε V_{dc2} . Συνεπώς, το τροφοδοτικό Keysight υλοποιεί τη λειτουργία της

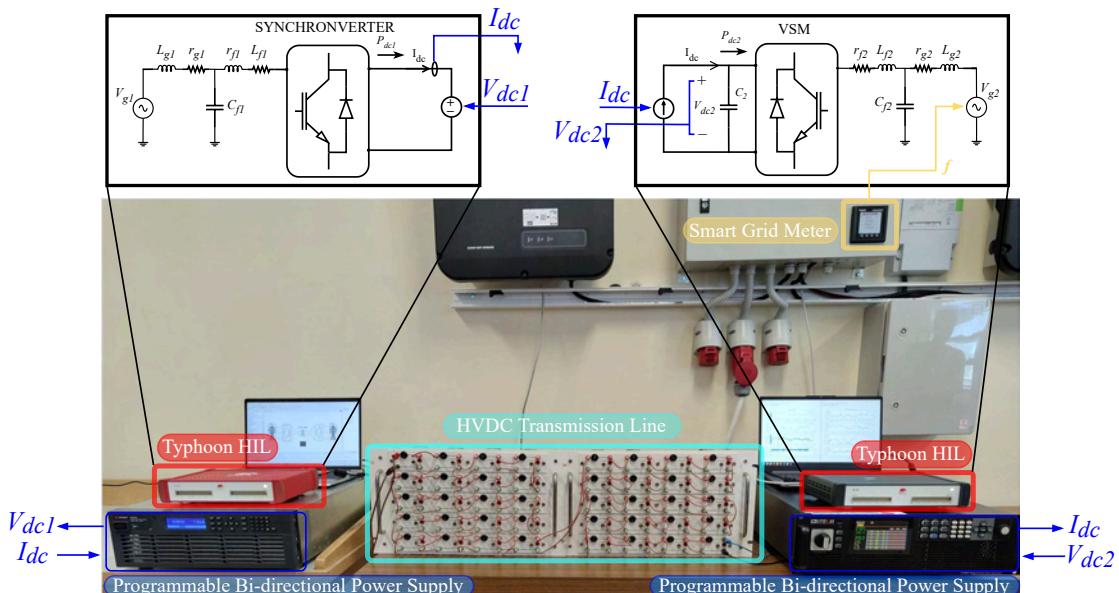
εικονικής σύγχρονης μηχανής. Σημειώνεται ότι η τάση του *ITECH* τροφοδοτικού μεταφέρεται στην προσομοίωση μέσω του differential probe τάσης και της κάρτας διεπαφής του *Typhoon*, ενώ το τροφοδοτικό της *Keysight* ελέγχεται μέσω προγράμματος Python. Επιπλέον, η συχνότητα του δικτύου της προσομοίωσης πλέον δύναται να ακολουθεί μεταβολές πραγματικού δικτύου μέσω Ethernet επικοινωνίας μεταξύ του έξυπνου μετρητή και του *Typhoon HIL*.

6.1.2 Διάταξη για HVDC διασύνδεση SV-VSM

Η τελική πειραματική διάταξη αναπτύχθηκε για την ανάλυση της λειτουργίας της HVDC διασύνδεσης δύο μετατροπέων ισχύος, οι οποίοι υλοποιούν τις τεχνολογίες εικονικής αδράνειας SV και VSM. Πραγματοποιήθηκαν δύο σενάρια μετρήσεων:

- Με στιβαρά δίκτυα 1 και 2.
- Με δεδομένα και μεταβολές πραγματικών δικτύων (1 και 2) μέσω έξυπνου μετρητή.

Σημειώνεται ότι το δίκτυο 1 αντιστοιχεί στον SV, ενώ το δίκτυο 2 στην VSM. Αναλυτικά η διάταξη καθώς και τα κυκλωματικά διαγράμματα παρουσιάζονται στο Σχ. 6.8.



Σχ. 6.8. Εργαστηριακή διάταξη HVDC διασύνδεσης SV-VSM

Παρατηρείται ότι στην είσοδο του μετατροπέα SV εφαρμόζεται πηγή τάσης, ενώ στον VSM πηγή ρεύματος. Η διαφορά αυτή οφείλεται στην αρχιτεκτονική ελέγχου που έχει προταθεί, καθώς ο ένας μετατροπέας ελέγχει τη ροή ισχύος της γραμμής, ενώ ο άλλος την DC τάση. Ως αποτέλεσμα, η VSM "βλέπει" στην είσοδό της μια πηγή ισχύος, όπου η μόνη δυνατότητα μεταβολής της είναι η αντίστοιχη μεταβολή του ρεύματος που ρέει, εφόσον ισχύει $P = V \cdot I$ με V σταθερό. Αντίστοιχα, ο SV "βλέπει" μια πηγή σταθερής τάσης, καθώς η VSM σταθεροποιεί την DC τάση στην ονομαστική της τιμή.

Με βάση τον παραπάνω συλλογισμό, η επιθυμητή τιμή της τάσης της VSM (V_{dc2}) σταθεροποιείται μέσω των ελεγκτών της προσομοίωσης, προγραμματίζεται στο τροφοδοτικό της *Keysight* και εφαρμόζεται σε μία πλευρά της γραμμής. Στην άλλη πλευρά, η τάση V_{dc1} μετράται μέσω differential probe τάσης και μεταφέρεται στην πηγή τάσης της προσομοίωσης του SV. Ταυτόχρονα, μετράται το πραγματικό ρεύμα που ρέει στην HVDC μονάδα και αποστέλλεται στην πηγή ρεύματος της προσομοίωσης της VSM.

Επιπλέον, οι συχνότητες των δικτύων στις προσομοιώσεις μπορούν πλέον να ακολουθούν μεταβολές πραγματικών δικτύων μέσω Ethernet επικοινωνίας μεταξύ του έξυπνου μετρητή και

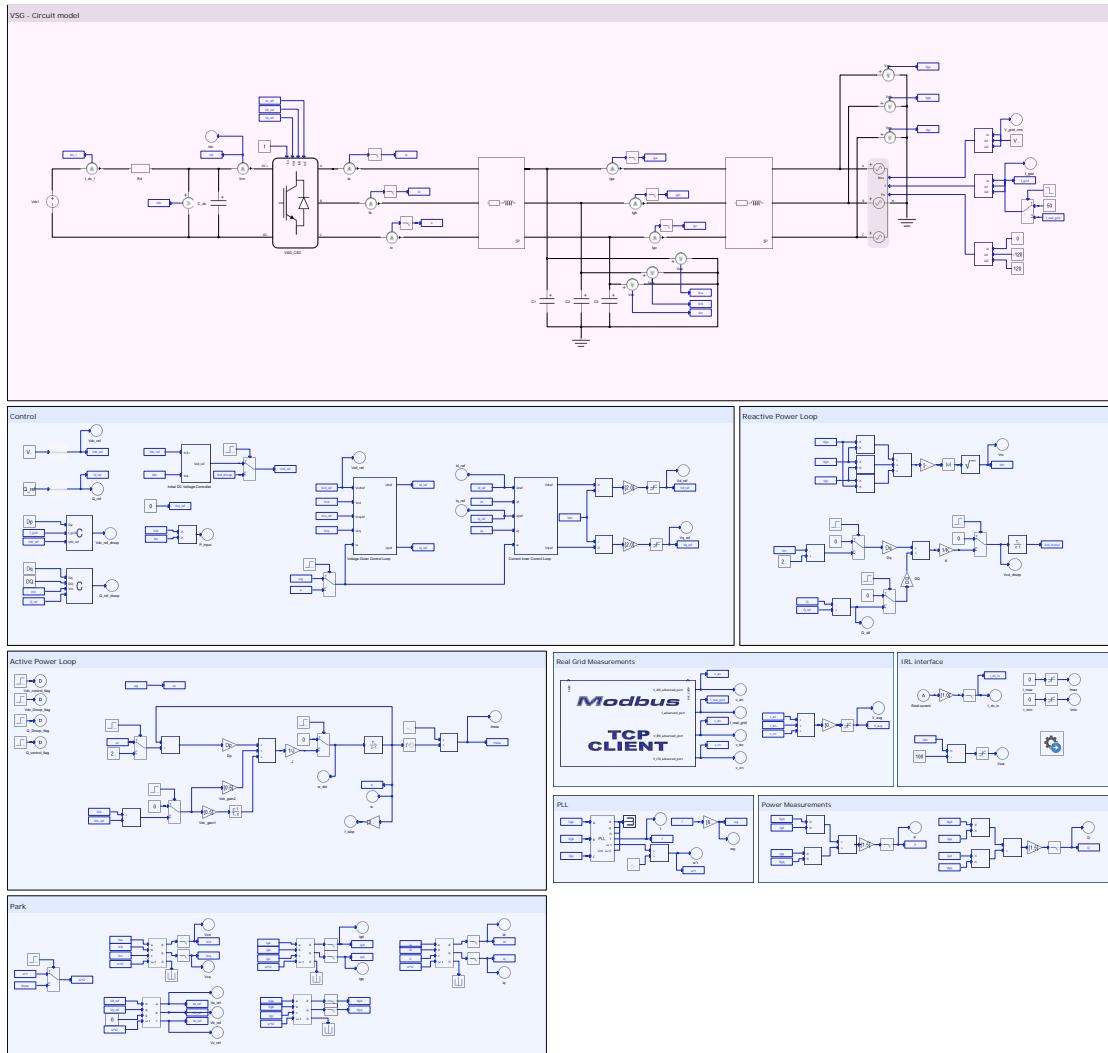
του Typhoon HIL. Για να υπάρχει η δυνατότητα διαφορετικών μεταβολών συχνότητας μεταξύ των δύο δικτύων, το δίκτυο 1 ακολουθεί μεταβολές συχνότητας σε πραγματικό χρόνο, ενώ για το δίκτυο 2 οι μεταβολές συχνότητας μετρήθηκαν, αποθηκεύτηκαν και εφαρμόζονται ασύγχρονα κατά τη διάρκεια των μετρήσεων.

6.2 Αποτελέσματα Πειραματικών Μετρήσεων

Στις προηγούμενες ενότητες (4.2 και 5) αναλύθηκε η επιθυμητή λειτουργία τόσο της VSM όσο και της διασύνδεσής της μέσω HVDC με μετατροπέα ισχύος τεχνολογίας SV σε περιβάλλον προσομοίωσης. Για την προσέγγιση της πραγματικής μεταβατικής συμπεριφοράς της HVDC γραμμής, αναπτύχθηκαν οι πειραματικές διατάξεις που παρουσιάστηκαν στις ενότητες 6.1.1 και 6.1.2. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένας κλειστός βρόχος αλληλεπίδρασης μεταξύ των δυναμικών της γραμμής και των ελεγκτών που υλοποιούνται στις προσομοιώσεις. Τα αποτελέσματα αυτών των μετρήσεων αναλύονται στη συνέχεια, ξεκινώντας από την περίπτωση της VSM και ακολούθως από τη συνύπαρξη των δύο μετατροπέων διαφορετικών τεχνολογιών.

6.2.1 Αποτελέσματα για VSM

Το block diagram της προσομοίωσης που αναλαμβάνει το Typhoon HIL του Σχ. 6.7, φαίνεται στο Σχ. 6.9.



Σχ. 6.9. VSM στο Typhoon Scematic Editor για πειραματικές μετρήσεις

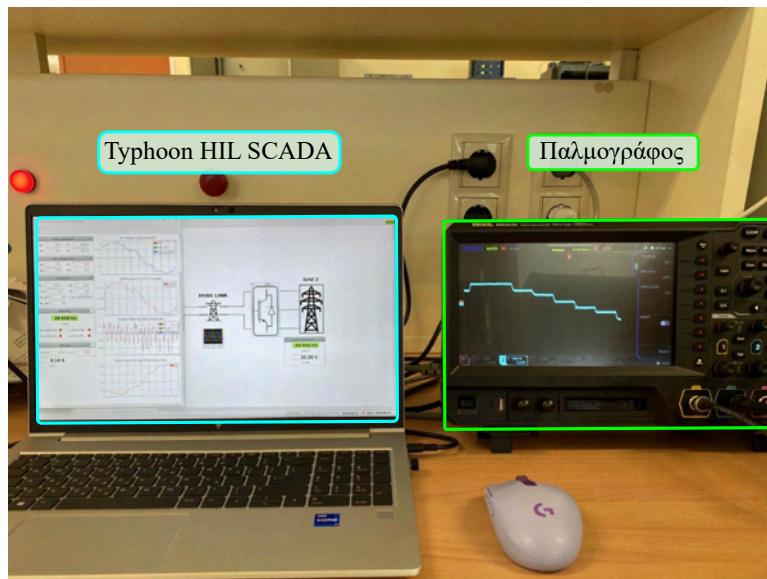
Σημειώνεται πως η περιοχή *Real Grid Measurements* του Σχ. 6.9 εδραιώνει την επικοινωνία του Typhoon HIL με τον έξυπνο μετρητή δικτύου μέσω πρωτοκόλλου Ethernet. Αντίστοιχα, η περιοχή *IRL interface* αξιοποιεί την κάρτα διεπαφής του Typhoon HIL, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.6, με σκοπό τόσο την καταγραφή των μετρούμενων τιμών από το differential probe ρεύματος όσο και την αποστολή της τιμής της DC τάσης (V_{dc2}) της VSM στο τροφοδοτικό της Keysight.

Η εκτέλεση της παραπάνω προσομοίωσης πραγματοποιείται μέσω του λογισμικού Typhoon Scada, παρόμοιου με αυτό που παρουσιάζεται στο Σχ. 4.11. Όλες οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων, καθώς και τα κέρδη των ελεγκτών, παρατίθενται στο Παράρτημα A.5. Επιπλέον, η τιμή της αντίστασης του πραγματικού μοντέλου της HVDC γραμμής R_{HVDC} μετρήθηκε ίση με 9Ω , με το πολύμετρο του Σχ. 6.10. Η απεικόνιση σε πραγματικό χρόνο του μετρούμενου



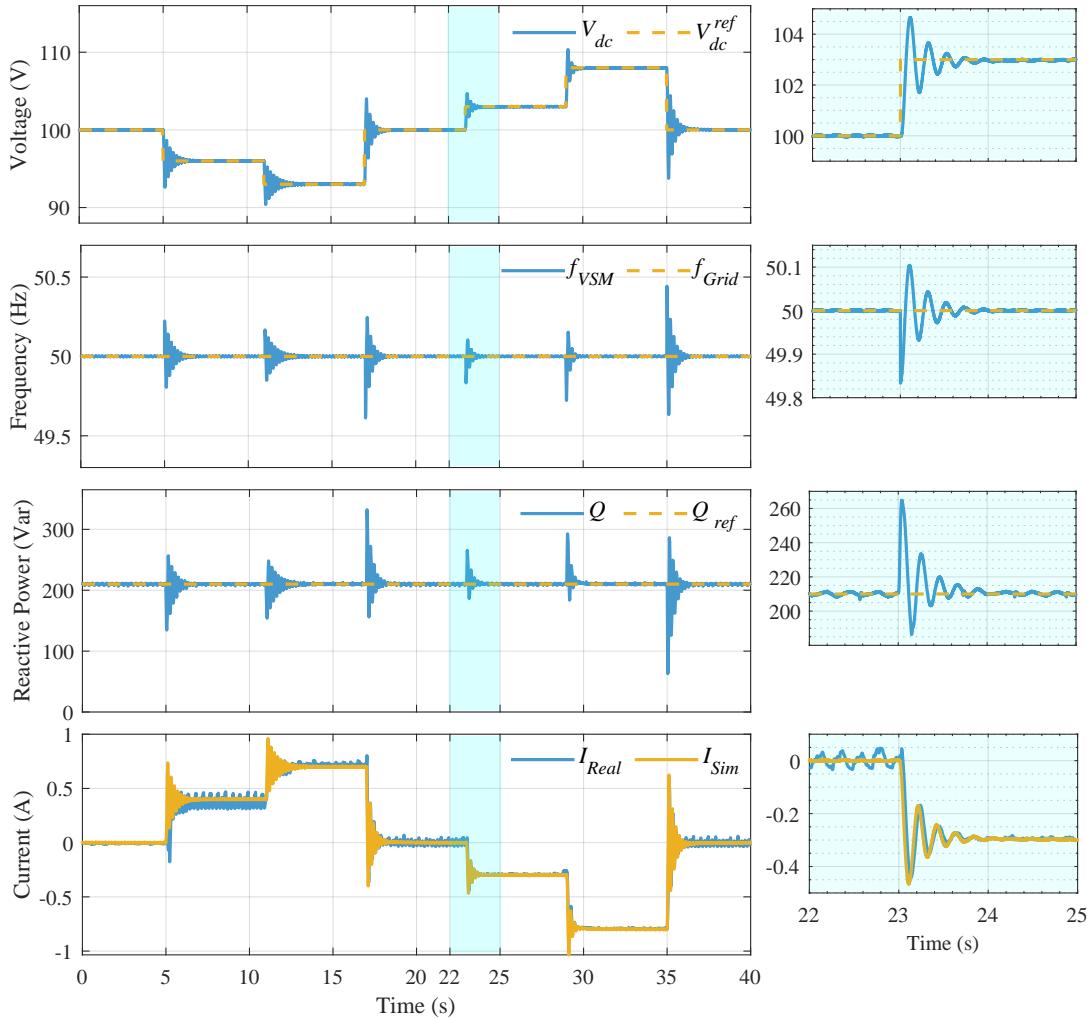
Σχ. 6.10. Μέτρηση αντίστασης HVDC μονάδας

ρεύματος I_{real} (Σχ. 6.7) στον παλμογράφο, η οποία καταγράφηκε με τη βοήθεια ενός differential probe ρεύματος και ομοαξονικών καλωδίων, καθώς και το SCADA διάγραμμα για την εκτέλεση της προσομοίωσης, παρουσιάζονται στο Σχ. 6.11.



Σχ. 6.11. Μέτρηση ρεύματος στον παλμογράφο

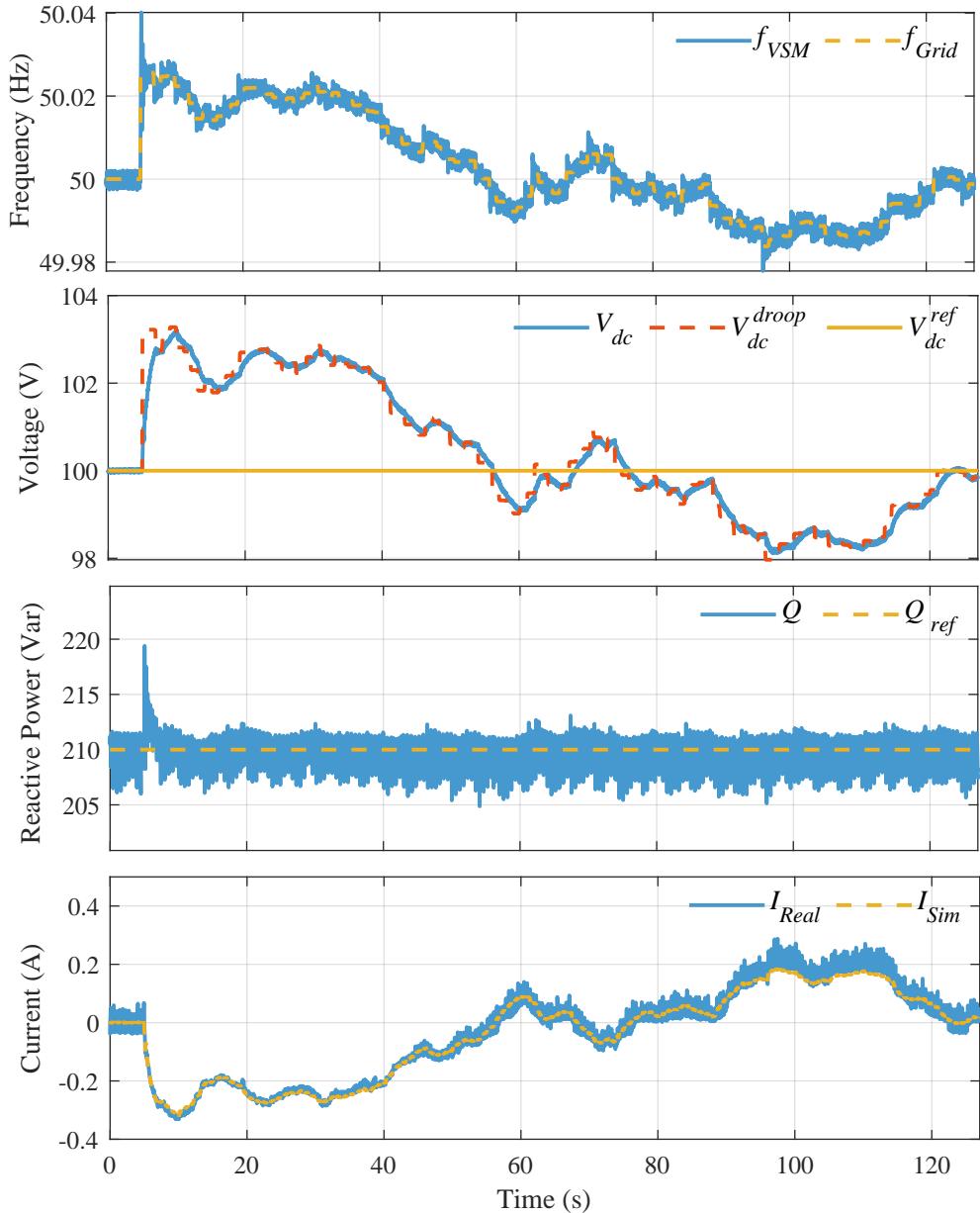
Τα αποτελέσματα του πρώτου σεναρίου προσομοίωσης, που αφορά την επιβεβαίωση της λειτουργίας της εικονικής σύγχρονης γεννήτριας υπό σταθερή συχνότητα και τάση δικτύου, παρουσιάζονται στο Σχ. 6.12.



Σχ. 6.12. Μετρήσεις πειράματος VSM με μεταβολές DC τάσης

Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής σταθεροποιεί την DC τάση σε κάθε βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής, ενώ ταυτόχρονα η συχνότητα παραμένει στην ονομαστική τιμή των 50 Hz, παρά τις διαταραχές, και η άεργος ισχύς διατηρείται στην τιμή αναφοράς των 210 Var. Στον τελευταίο υπό-άξονα του Σχ. 6.12 απεικονίζονται τα ρεύματα I_{real} και I_{sim} , όπως ορίζονται στη διάταξη του Σχ. 6.7. Το I_{real} αντιστοιχεί στο DC ρεύμα που μετράται από differential probe ρεύματος (μπλε καμπύλη), ενώ το I_{sim} (κίτρινη καμπύλη) στο DC ρεύμα που υπολογίζεται από την προσομοίωση στο ίδιο σημείο του κυκλώματος. Διαπιστώνεται ότι τα δύο ρεύματα παρουσιάζουν υψηλό βαθμό ταύτισης, γεγονός που αποδεικνύει τη συμφωνία μεταξύ προσομοίωσης και πραγματικών μετρήσεων. Έτσι επιβεβαιώνεται τόσο η ορθή ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης όσο και η σωστή υλοποίηση της πειραματικής διάταξης. Παρά την πολύ καλή συμφωνία, παρατηρούνται μικρές αποκλίσεις λόγω θορύβου στις μετρήσεις του ρεύματος I_{real} , της τάξεως των ± 0.05 A, ενώ τα μεταβατικά φαινόμενα ακολουθούν την ίδια πορεία και στα δύο σήματα. Πιο αναλυτικά, το μεταβατικό φαινόμενο που προκύπτει από τη μεταβολή της τάσης από 100 V σε 103 V, στο χρονικό διάστημα [22 – 25] sec, απεικονίζεται στους υπό-άξονες με μπλε φόντο. Σε αυτό το διάστημα παρατηρούνται τα χαρακτηριστικά της εικονικής αδράνειας, καθώς και οι σύντομες διαταραχές της συχνότητας που εισάγει η VSM.

Στο δεύτερο σετ μετρήσεων του κεφαλαίου επιβεβαιώνεται η δυνατότητα στήριξης του δικτύου μέσω ελέγχου στατισμού V_{dc} - f . Για τον σκοπό αυτό, η συχνότητα του δικτύου της προσομοίωσης ακολουθεί τις μεταβολές του πραγματικού δικτύου μέσω επικοινωνίας μεταξύ του έξυπνου μετρητή και του Typhoon HIL. Στο Σχ. 6.13 παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα του σεναρίου αυτού. Στον πρώτο υπό-άξονα απεικονίζονται οι μεταβολές της



Σχ. 6.13. Μετρήσεις πειράματος VSM με συχνότητα πραγματικού δικτύου

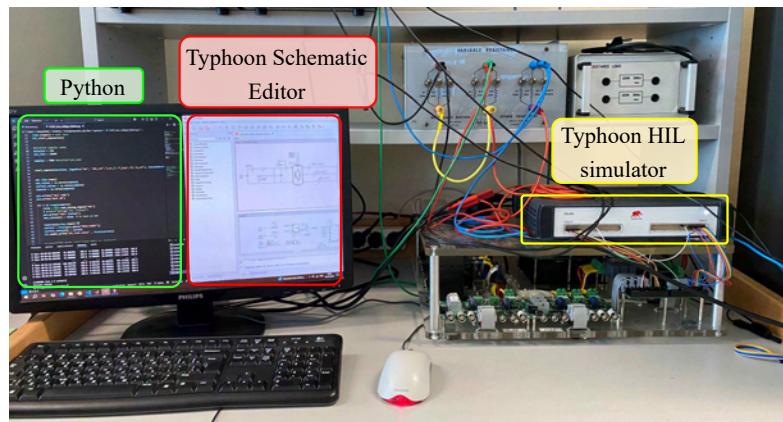
συχνότητας του πραγματικού δικτύου σε τιμές μικρότερες και μεγαλύτερες της ονομαστικής τιμής. Στην πρώτη περίπτωση, λόγω του ελέγχου στατισμού, η DC τάση αυξάνεται πάνω από την ονομαστική τιμή των 100 V, ενώ στη δεύτερη περίπτωση μειώνεται κάτω από αυτήν. Πιο αναλυτικά, με κόκκινη διακεκομμένη γραμμή (V_{dc}^{droop}) αποτυπώνεται η τιμή της τάσης στη μόνιμη κατάσταση, όπως αυτή υπολογίζεται θεωρητικά από την εξίσωση Εξ. (88). Επιπλέον, παρατηρείται πως στην περίπτωση τιμών συχνότητας, πάνω από την ονομαστική τιμή, που υποδηλώνουν περίσσεια παραγωγής ισχύος στο δίκτυο, το ρεύμα λαμβάνει αρνητικές τιμές, γεγονός που επιβεβαιώνει την αναμενόμενη αλλαγή κατεύθυνσης της ροής ισχύος από το δίκτυο προς τη HVDC γραμμή, αποσυμφορίζοντας το δίκτυο. Αντίστοιχα, στην περίπτωση

Κεφάλαιο 6

τιμών συχνότητας μικρότερων της ονομαστικής, που υποδηλώνουν αυξημένο φορτίο, το ρεύμα αυξάνεται προς τα θετικά, αυξάνοντας την ενεργό ισχύ που παρέχεται μέσω της γραμμής προς το δίκτυο. Ομοίως, και σε αυτό το σενάριο, η τιμή του ρεύματος που υπολογίζεται από την προσομοίωση ταυτίζεται με την μετρούμενη τιμή, όπου εμφανίζεται ο αναμενόμενος θόρυβος.

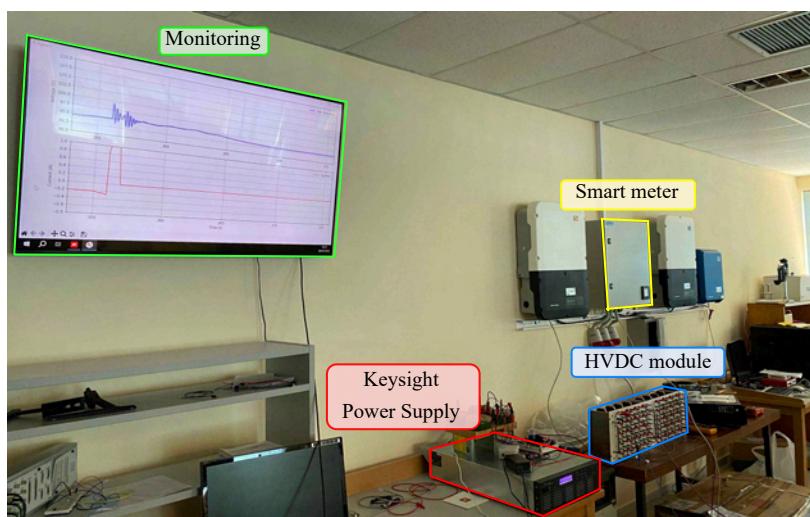
6.2.2 Αποτελέσματα για HVDC διασύνδεση SV-VSM

Με βάση την καινοτόμο πειραματική διάταξη που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 6.1.2, πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις για την πλήρη μελέτη του προτεινόμενου συστήματος, το οποίο συνδυάζει δύο τεχνολογίες επίτευξης εικονικής αδράνειας. Στην προηγούμενη ενότητα επιβεβαιώθηκε η λειτουργία της VSM συνδεδεμένης με σταθερή πηγή τάσης μέσω HVDC γραμμής, ενώ στην εργασία της συναδέλφου Μαρίας-Ελένης Καραΐτση αναλύθηκε αντίστοιχη διάταξη για τη μελέτη και πειραματική επιβεβαίωση της λειτουργίας του SV. Ο συνδυασμός των δύο αυτών υλοποιήσεων οδηγεί στη διάταξη που παρουσιάζεται στο Σχ. 6.8. Συγκεκριμένα,



Σχ. 6.14. Χώρος ανάπτυξης προσομοιώσεων και κώδικα

οι μεταβολές της ενεργού ισχύος, όπως προκύπτουν από τους ελεγκτές του SV, αποστέλλονται στο τροφοδοτικό της *ITECH*, μέσω των μεταβολών του συνεχούς ρεύματος. Στη συνέχεια, το μετρούμενο ρεύμα αποδίδεται στην προσομοίωση της VSM, ενώ η τάση που ελέγχεται από αυτήν εφαρμόζεται στο τροφοδοτικό της *Keysight*, μέσω προγραμματισμού σε Python. Τέλος, η τάση στα άκρα του τροφοδοτικού της *ITECH*, η οποία μετράται με τη βοήθεια differential probe τάσης, αποστέλλεται στην πηγή τάσης του μετατροπέα της προσομοίωσης του SV.



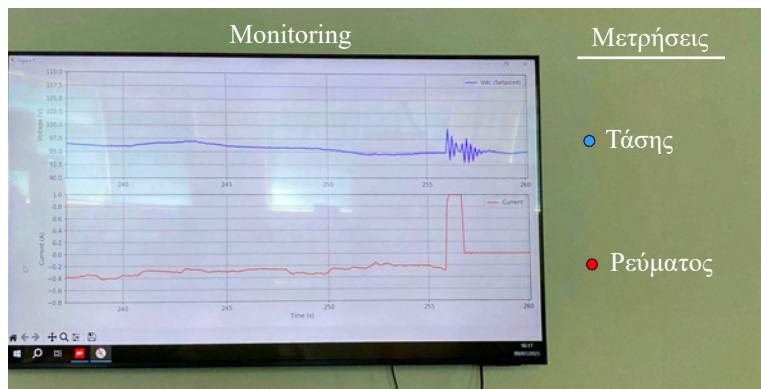
Σχ. 6.15. Αρχική διαμόρφωση εξοπλισμού

Πιο αναλυτικά, πριν συνδεθούν όλα τα υποσυστήματα σε μία κοινή διάταξη, επιβεβαιώθηκε αρχικά ο σωστός προγραμματισμός κάθε τροφοδοτικού ξεχωριστά. Ειδικότερα, για το τροφοδοτικό της Keysight, ο κώδικας επικοινωνίας με τον προσωπικό υπολογιστή, και κατ' επέκταση με την προσομοίωση του Typhoon HIL, παρατίθεται στο Παράρτημα B. Ο χώρος εργασίας που χρησιμοποιήθηκε για την αρχική ανάπτυξη των προσομοιώσεων και του αντιστοιχου κώδικα φαίνεται στο Σχ. 6.14.

Λόγω των περιορισμών που θέτει η βιβλιοθήκη Python *Typhoon-HIL-API* [81] στην εκτέλεση προσομοιώσεων, η χρήση του SCADA διαγράμματος δεν είναι εφικτή. Συνεπώς, μία από τις βασικές λειτουργίες του κώδικα είναι η απεικόνιση πραγματικών δεδομένων κατά τη διάρκεια εκτέλεσης των προσομοιώσεων και των πειραματικών μετρήσεων.

Η διαδικασία αυτή της παρακολούθησης παρουσιάζεται στο Σχ. 6.16, ενώ στο Σχ. 6.15 απεικονίζεται η αρχική διάταξη του εξοπλισμού. Να σημειωθεί ότι για την αναγνώριση του τροφοδοτικού και την εδραίωση αξιόπιστης επικοινωνίας με αυτό, είναι απαραίτητη η εγκατάσταση των κατάλληλων οδηγών (drivers), οι οποίοι παρέχονται μέσω των ακόλουθων λογισμικών:

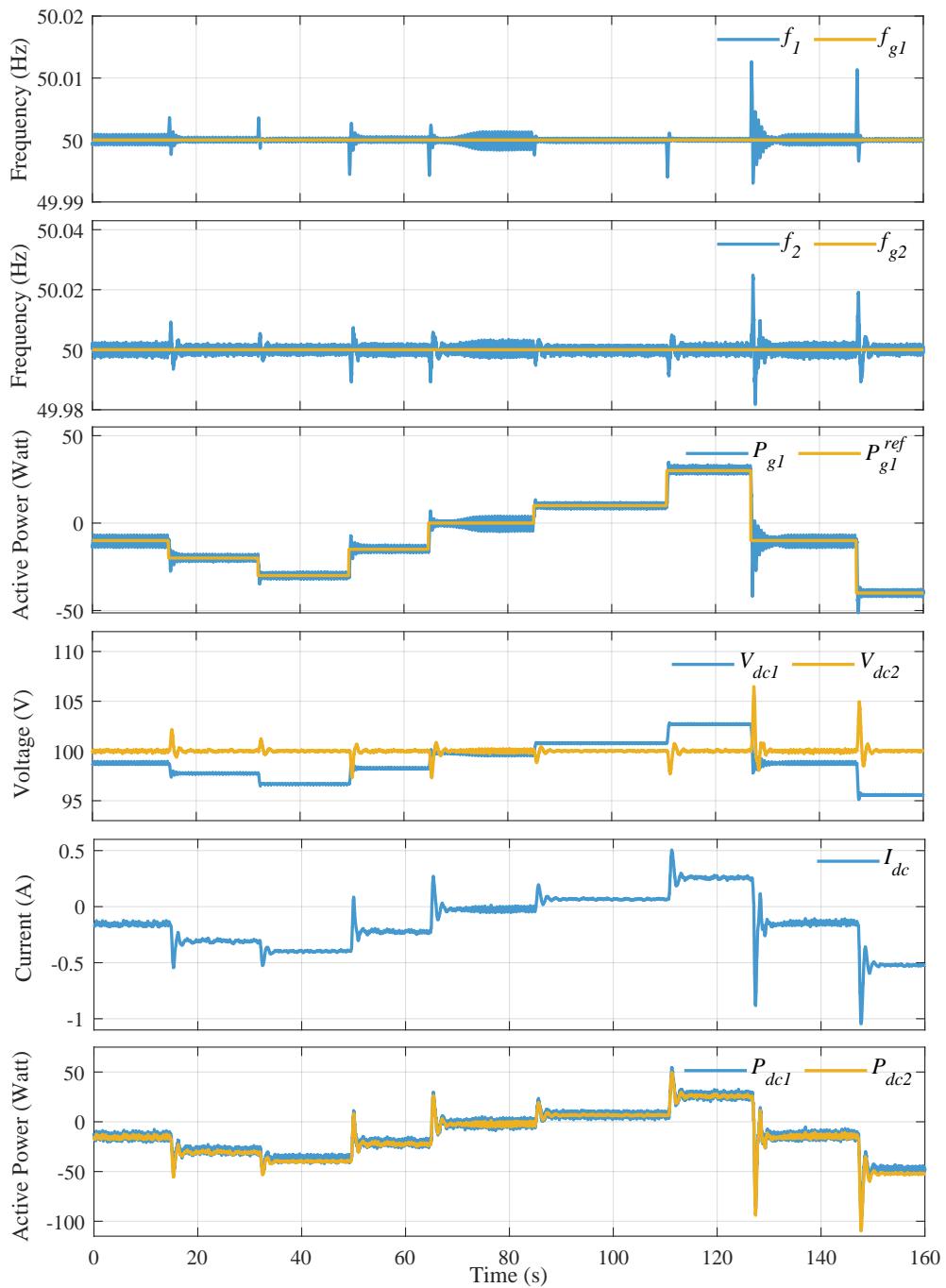
- NI-VISA drivers [82]
- NI Package Manager [83]



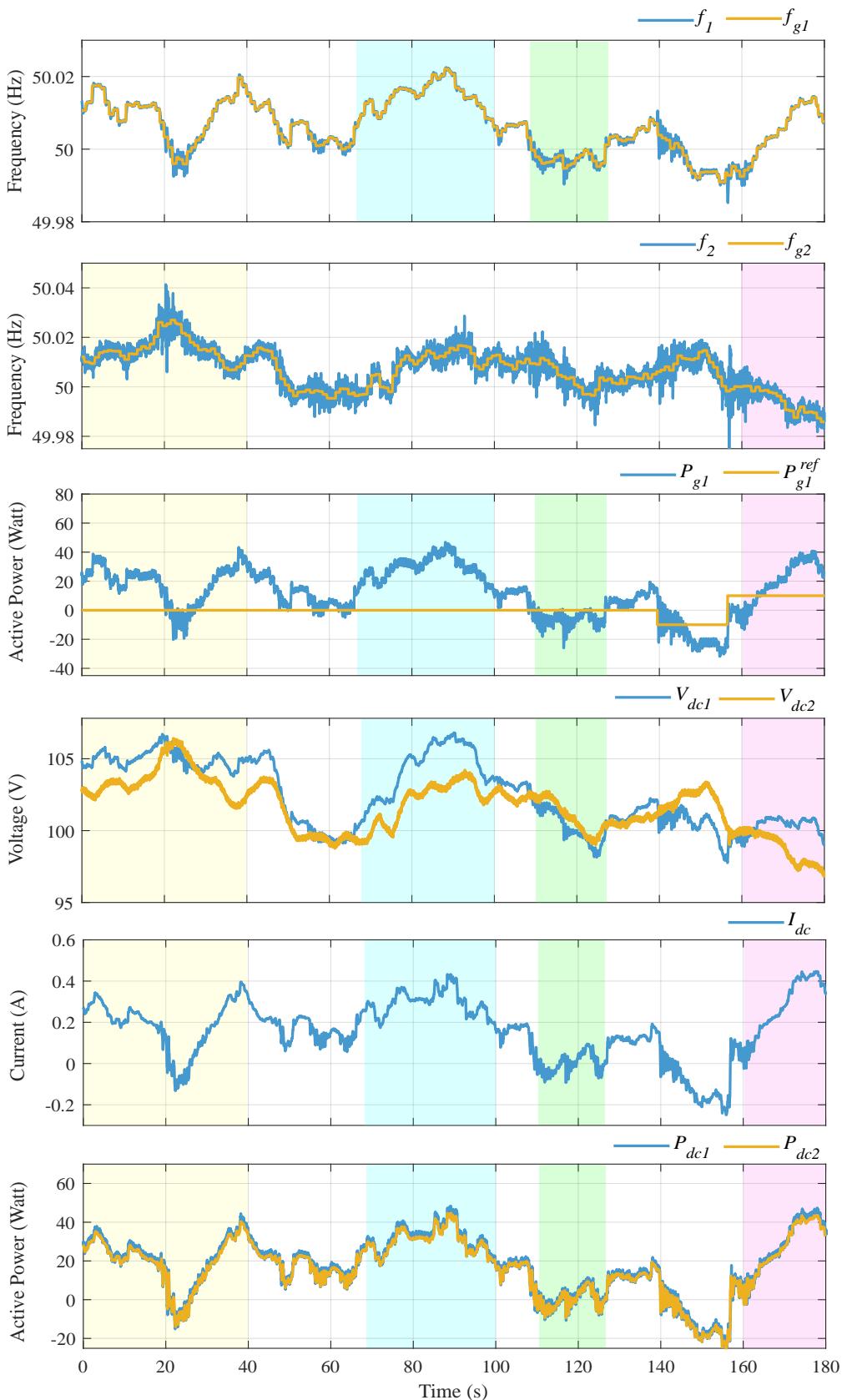
Σχ. 6.16. Σύστημα monitoring δεδομένων τροφοδοτικού

Τα αποτελέσματα του πρώτου σεναρίου προσομοίωσης, που αφορά την πειραματική διάταξη του Σχ. 6.8, παρουσιάζονται στο Σχ. 6.17. Στην περίπτωση αυτή και τα δύο δίκτυα που υποστηρίζονται από τους μετατροπείς λειτουργούν σε σταθερή συχνότητα ονομαστικής τιμής 50 Hz. Υπενθυμίζεται ότι με δείκτη 1 χαρακτηρίζονται τα μεγέθη που αντιστοιχούν στον σταθμό με μετατροπέα τεχνολογίας SV, ενώ με δείκτη 2 τα μεγέθη του σταθμού τεχνολογίας VSM. Στόχος είναι η αυτόματη σταθεροποίηση των ελεγχόμενων μεγεθών σε κάθε μεταβολή της ισχύος που μεταφέρεται μέσω της γραμμής. Οι επιθυμητές μεταβολές της ενεργού ισχύος μπορούν να επιτευχθούν με δύο τρόπους:

- Με επιλογή της τιμής ισχύος από τον χρήστη μέσω του περιβάλλοντος SCADA.
- Με εκτέλεση προκαθορισμένης δοκιμαστικής ρουτίνας (Test routine) μέσω C function του Typhoon Schematic Editor.



Σχ. 6.17. Μετρήσεις διάταξης HVDC SV-VSM με στιβαρά δίκτυα



Σχ. 6.18. Μετρήσεις διάταξης HVDC SV-VSM με συγνότητες πραγματικών δικτύων

Στον παρακάτω σχολιασμό τονίζεται ότι η θετική φορά ισχύος ορίζεται από αριστερά προς τα δεξιά, δηλαδή από το Δίκτυο 1 προς το Δίκτυο 2. Στον τρίτο υπό-άξονα του Σχ. 6.17 παρουσιάζεται η ενεργός ισχύς P_{g1} , που ελέγχεται από τον SV, καθώς και οι επιθυμητές τιμές της (P_{g1}^{ref}), οι οποίες μεταβάλλονται από τον χρήστη. Στον τέταρτο υπό-άξονα αποτυπώνεται η DC τάση (V_{dc2}) του μετατροπέα τεχνολογίας VSM, με ονομαστική τιμή 100 V. Οι δύο ελεγκτές — ενεργού ισχύος και τάσης — σταθεροποιούν τα αντίστοιχα μεγέθη στις επιθυμητές τους τιμές, λειτουργώντας ανεξάρτητα. Ωστόσο, οι μεταβολές της ενεργού ισχύος επιφέρουν παροδικές διαταραχές στον ελεγκτή τάσης, οι οποίες αποσβένονται σε σύντομο χρονικό διάστημα, με αποτέλεσμα η τάση να επανέρχεται στην ονομαστική της τιμή. Πιο συγκεκριμένα, σε θετικές τιμές ενεργού ισχύος, δηλαδή όταν ο SV τροφοδοτεί με ισχύ τη DC πλευρά του, το μετρούμενο ρεύμα I_{dc} λαμβάνει θετικές τιμές, καθώς $V_{dc1} > V_{dc2}$. Αυτό σημαίνει ότι η τάση που αποδίδει ο SV στο τροφοδοτικό της ITECH αυξάνεται άνω της τιμής 100 V. Αντίθετα, όταν ο χρήστης του Δικτύου 1 ζητάει ενεργό ισχύ από τη διασύνδεση (δηλαδή για αρνητικές τιμές P_{g1}), η φορά του ρεύματος αντιστρέφεται, με τη ροή ισχύος να κατευθύνεται από το Δίκτυο 2 προς το Δίκτυο 1. Η παραπάνω συμπεριφορά της μεταφοράς ενεργού ισχύος μεταξύ των δύο πλευρών της HVDC διασύνδεσης απεικονίζεται στον τελευταίο υπό-άξονα του Σχ. 6.17, όπου η μικρή διαφορά μεταξύ των δύο μεγεθών αποδίδεται στις χαμηλές απώλειες της HVDC μονάδας του εργαστηρίου.

Για την ανάλυση των μετρήσεων της δεύτερης περίπτωσης (Σχ. 6.18), όπου τα δίκτυα της προσομοίωσης ακολουθούν πραγματικές μεταβολές συχνότητας. Η ονομαστική τιμή ισχύος είναι ίση με 0 Watt, υποδηλώνοντας ότι, σε συνθήκες ισορροπία μεταξύ παραγωγής και κατανάλωσης στα δύο δίκτυα δεν θα υπάρξει μεταφοράς ενεργού ισχύος μέσω της HVDC γραμμής. Διακρίνονται τέσσερις επιμέρους καταστάσεις, σε σχέση με την ονομαστική τιμή των 50 Hz:

- Συχνότητα του Δικτύου 1 μεγαλύτερη από την ονομαστική (μπλε περιοχή).
- Συχνότητα του Δικτύου 1 μικρότερη από την ονομαστική (πράσινη περιοχή).
- Συχνότητα του Δικτύου 2 μεγαλύτερη από την ονομαστική (κίτρινη περιοχή).
- Συχνότητα του Δικτύου 2 μικρότερη από την ονομαστική (μοβ περιοχή).

Ξεκινώντας από την μπλε περιοχή, παρατηρείται ότι η ενεργός ισχύς του SV λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες της επιθυμητής τιμής των 0 Watt, παρουσιάζοντας διαταραχές ανάλογες με εκείνες της συχνότητας, λόγω της άμεσης συσχέτισής τους, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.6.1. Οι θετικές τιμές της ενεργού ισχύος υποδηλώνουν ροή από το Δίκτυο 1 προς το Δίκτυο 2, με αποτέλεσμα η περίσσεια παραγωγής ισχύος να αποσυμφορίζεται μέσω της HVDC γραμμής. Η συγκεκριμένη φορά της ισχύος αιτιολογείται από τη φορά του ρεύματος, το οποίο, όπως φαίνεται στον πέμπτο υπό-άξονα, λαμβάνει θετικές τιμές, δεδομένου ότι $V_{dc1} > V_{dc2}$ (βλ. τέταρτο υπό-άξονα). Αντίστοιχα, στην πράσινη περιοχή, όπου το φορτίο στην τριφασική πλευρά του SV είναι αυξημένο, ο έλεγχος στατισμού $P-f$ σταθεροποιεί την ενεργό ισχύ σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής, δηλαδή σε αρνητικές τιμές, που υποδηλώνουν ροή από το Δίκτυο 2 προς το Δίκτυο 1, ώστε να καλυφθεί το αυξημένο φορτίο που εμφανίζεται.

Συνεχίζοντας με την κίτρινη περιοχή, παρατηρείται ότι η DC τάση (V_{dc2}) στην πλευρά της VSM λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες της ονομαστικής τιμής των 100 V, παρουσιάζοντας διαταραχές αντίστοιχες με εκείνες της συχνότητας f_{g2} , λόγω της άμεσης συσχέτισής τους, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 3.6.3. Στόχος της αύξησης της V_{dc2} είναι να επιτευχθεί η συνθήκη $V_{dc2} > V_{dc1}$, ώστε η ροή ενεργού ισχύος να κατευθυνθεί από το Δίκτυο 2 προς το Δίκτυο 1. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται εντός της κίτρινης περιοχής όταν η συχνότητα του Δικτύου 1 βρίσκεται οριακά στην ονομαστική τιμή των 50 Hz. Σε διαφορετική περίπτωση, ο έλεγχος στατισμού του SV αυξάνει έμμεσα την τιμή της V_{dc1} , με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται τελικά συμφωνία στη ροή ισχύος. Η συμπεριφορά αυτή επιβεβαιώνει την αρμονική συνύπαρξη των δύο

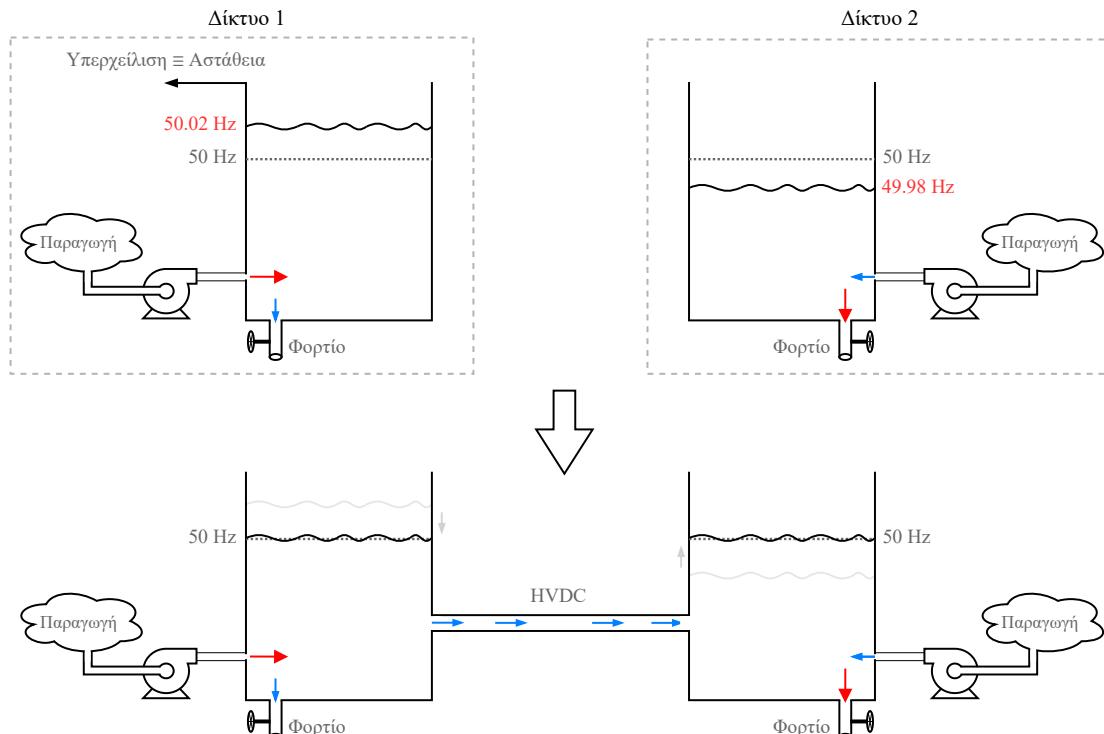
τεχνολογιών και τις αυτόματες αποφάσεις που λαμβάνουν, ώστε να διατηρούνται οι απαιτήσεις των Δικτύων. Αντίθετα, στη μοβ περιοχή, ο έλεγχος στατισμού $V_{dc}-f$ σταθεροποιεί την DC τάση της VSM σε τιμές χαμηλότερες της ονομαστικής (100 V), ώστε να επιτευχθεί ροή ισχύος από το Δίκτυο 1 προς το Δίκτυο 2, προκειμένου να καλυφθεί το αυξημένο φορτίο που εμφανίζεται στην πλευρά του Δικτύου 2.

Σε όλες τις περιπτώσεις, και οι δύο μετατροπείς παράγουν την επιθυμητή συχνότητα, με τη VSM να εμφανίζει σχετικά εντονότερες διαταραχές. Επιπλέον, η ενεργός ισχύς σε κάθε πλευρά της HVDC μονάδας υπολογίστηκε σύμφωνα με τον τύπο

$$P_{dci} = I_{dc} \cdot V_{dci},$$

όπου I_{dc} το ρεύμα που ρέει μέσω της γραμμής και V_{dci} η DC τάση στην αντίστοιχη πλευρά. Επίσης, υπενθυμίζεται ότι οι τιμές των μεγεθών αναφέρονται στην εργαστηριακή διάταξη, η οποία προσομοιώνει ένα HVDC σύστημα μήκους 160 km και ονομαστικής τάσης 100 kV, με εφαρμογή συντελεστή κλίμακας (scaling factor) ίσου με 1000.

Τέλος, για την πληρέστερη κατανόηση της HVDC διασύνδεσης δύο δικτύων, στο Σχ. 6.19 παρουσιάζεται το ύδραυλικό ισοδύναμο. Σε αυτό, οι στάθμες των δεξαμενών αντιστοιχούν στη συχνότητα, η παραγωγή ενεργού ισχύος (π.χ. από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας) σε μια αντλία υγρού, τα ηλεκτρικά φορτία σε μια βάνα που ρυθμίζει τη ροή του εξερχόμενου υγρού, ενώ η HVDC διασύνδεση απεικονίζεται ως ένας σωλήνας που ενώνει τις δύο δεξαμενές. Με βάση αυτό το ισοδύναμο, όταν στην αριστερή δεξαμενή (Δίκτυο 1) υπάρχει



Σχ. 6.19. Υδραυλικό ισοδύναμο συστήματος

περίσσεια παροχής υγρού (δηλαδή πλεονάζουσα ισχύς) και χαμηλή κατανάλωση, η στάθμη αυξάνεται και υπάρχει κίνδυνος υπερχείλισης (η συχνότητα να ξεπεράσει την ονομαστική της τιμή). Αντίστοιχα, στην περίπτωση αυξημένης κατανάλωσης, όπως φαίνεται στη δεξιά δεξαμενή (Δίκτυο 2), σε συνδυασμό με χαμηλή τροφοδοσία υγρού (χαμηλή παραγωγή ισχύος), η στάθμη πέφτει κάτω από την ονομαστική. Σε αυτήν την κατάσταση, ο κοινός σωλήνας (HVDC) επιτρέπει τη ροή υγρού (ισχύος) μεταξύ των δύο δεξαμενών, έως ότου αποκατασταθεί η ισορροπία μεταξύ των Δικτύων.

7 Επίλογος

7.1 Σύνοψη εργασίας

Στην παρούσα διπλωματική εργασία προτάθηκε αρχιτεκτονική για τη μεταφορά μαζικής ενέργειας μέσω HVDC, με ταυτόχρονη εφαρμογή τεχνολογιών εικονικής αδράνειας και υποστήριξης δικτύου. Για τον σκοπό αυτό αναπτύχθηκε και υλοποιήθηκε μια καινοτόμα εργαστηριακή διάταξη, η οποία επέτρεψε την επιβεβαίωση της θεωρητικής μελέτης τόσο για τη λειτουργία της VSM όσο και για τη συνύπαρξη της με μετατροπέα τεχνολογίας SV μέσω HVDC διασύνδεσης. Τα βασικά σημεία που αναλύθηκαν για την επίτευξη του σκοπού αυτού συνοψίζονται στα εξής:

- Ανάπτυξη πλήρους ελέγχου τάσης και ρεύματος τριφασικού αντιστροφέα και συγχρονισμός του με το δίκτυο.
- Εφαρμογή ελέγχων τάσης και ρεύματος σε συνδυασμό με τις εξισώσεις υλοποίησης εικονικής αδράνειας (VSM).
- Επιβεβαίωση της λειτουργίας της VSM σε συνδυασμό με HVDC γραμμή.
- Επιβεβαίωση της λειτουργίας του SV σε συνδυασμό με HVDC γραμμή, όπως αναλύεται στην εργασία της συναδέλφου Μαρίας-Ελένης Καραΐτση.
- Μελέτη και πειραματική υλοποίηση HVDC διασύνδεσης σταθμών μετατροπέων τεχνολογίας SV και VSM.

Με βάση τα παραπάνω, αποδείχθηκε η πλήρης λειτουργικότητα της προτεινόμενης διάταξης, ακόμη και υπό δοκιμές με πραγματικές μεταβολές της συχνότητας των δικτύων. Παράλληλα, η ενεργός ισχύς και η DC τάση της διασύνδεσης σταθεροποιούνται στις διάφορες επιθυμητές τιμές που καθορίζονται, ενισχύοντας την ευστάθεια και την ομαλή λειτουργία των διασυνδεδεμένων συστημάτων. Επιπλέον, αποδείχθηκε ότι οι δύο τεχνολογίες εικονικής αδράνειας μπορούν να λειτουργήσουν συνεργατικά, λαμβάνοντας αυτόνομες αποφάσεις που οδηγούν σε αρμονική κατανομή της ισχύος. Το αποτέλεσμα αυτό επιβεβαιώνει ότι η HVDC τεχνολογία μπορεί να αποτελέσει αξιόπιστη λύση για τη διασύνδεση ετερογενών δικτύων, παρέχοντας ταυτόχρονα ευελιξία στην υψηλή διείσδυση των ΑΠΕ.

7.2 Βελτιώσεις και περιορισμοί

Παρακάτω, εντοπίζονται ορισμένα σημεία στα οποία μπορούν να προταθούν βελτιώσεις για την περαιτέρω ενίσχυση της διάταξης:

- Προσθήκη μετασχηματιστών για την πλήρως ρεαλιστική αναπαράσταση της προτεινόμενης διάταξης.
- Χρήση πολυεπίπεδων (multi-level MLC) μετατροπέων για βελτίωση της μορφής των ημιτονικών μεγεθών υψηλής τάσης και μείωση των αρμονικών.
- Ανάπτυξη real-time plotting σε server για συνεχή παρακολούθηση των μεγεθών, ακόμη και από φορητές συσκευές.
- Δημιουργία ενιαίας πλατφόρμας monitoring και ελέγχου τύπου SCADA για κάθε Typhoon HIL προσομοιωτή.
- Σύγκριση της παρούσας αρχιτεκτονικής με άλλες τεχνολογίες ελέγχου εικονικής αδράνειας.

- Δοκιμές με περισσότερα σενάρια, όπως ρεαλιστικές μεταβολές στην τάση των δικτύων.

Οστόσο, πρέπει να επισημανθούν και ορισμένοι περιορισμοί της πειραματικής διάταξης, οι οποίοι καθορίζουν τα όρια της παρούσας μελέτης, όπως:

- Υπάρχει όριο στο μέγιστο ρεύμα λειτουργίας της διάταξης, το οποίο δεν ξεπερνά το 1 A.
- Στις προσομοιώσεις έγινε χρήση απλοποιημένου μοντέλου HVDC γραμμής, παραλείποντας τις αμοιβαίες επαγωγές που εμφανίζονται σε πραγματικές συνθήκες.

7.3 Μελλοντική έρευνα

Για την περαιτέρω τεκμηρίωση και ενίσχυση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής προτείνονται επιπλέον ερευνητικές κατευθύνσεις, οι οποίες θα επιτρέψουν την αξιολόγηση σε μεγαλύτερη κλίμακα, την αύξηση της αξιοπιστίας και την προσαρμογή σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας. Οι κυριότερες προτεινόμενες ενέργειες συνοψίζονται στα εξής:

- Σύγκριση της παρούσας αρχιτεκτονικής με άλλες τεχνολογίες ελέγχου εικονικής αδράνειας, ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για την αποδοτικότητα, την ευστάθεια σε διαταραχές.
- Επέκταση σε πολυτερματικά HVDC (MTDC) συστήματα για την αξιολόγηση της λειτουργίας σε δίκτυα πολλαπλών κόμβων.
- Μελέτη σεναρίων σφαλμάτων (π.χ. βραχνοκυκλώματα, αστοχίες καλωδίων) και αξιολόγηση των στρατηγικών προστασίας και επαναφοράς.
- Ενσωμάτωση συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας (μικρής και μεγάλης κλίμακας).
- Προσθήκη μετασχηματιστών και πιο λεπτομερή μοντελοποίηση της σύνδεσης (π.χ. αμοιβαίες επαγωγές) για αποτύπωση πιο ρεαλιστικών ηλεκτρικών χαρακτηριστικών.
- Δοκιμές και επαλήθευση συσκευών προστασίας (π.χ. ασφάλειες, διακόπτες, relays) εντός του εργαστηρίου, καθώς και σχεδιασμός στρατηγικών αντιμετώπισης σφαλμάτων.
- Αξιολόγηση της ανθεκτικότητας (robustness) των ελεγκτών σε διάφορες διαταραχές ηλεκτρικών μεγεθών.
- Υλοποίηση και δοκιμή των ελεγκτών σε πραγματικούς μικροελεγκτές.
- Οικονομική ανάλυση για πραγματικές εφαρμογές υλοποίησης του συστήματος.

Με την υλοποίηση των παραπάνω κατευθύνσεων αναμένεται να ενισχυθεί τόσο η θεωρητική τεκμηρίωση όσο και η πρακτική ετοιμότητα της προτεινόμενης λύσης για εφαρμογές μεγαλύτερης κλίμακας και αυξημένων απαιτήσεων λειτουργίας.

Παραρτήματα

A Τιμές στοιχείων προσομοιώσεων

A.1 Εσωτερικού βρόχου ελέγχου ρεύματος Matlab

Table A.1. Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, σταθεράς χρόνου και κερδών ελεγκτή ρεύματος

Μεταβλητή	Τιμή
<i>Χρονική σταθερά</i>	
τ_i	$1.0 \cdot 10^{-5}$ s
<i>Κυκλωματικά στοιχεία</i>	
L	1 mH
C	$10 \mu\text{F}$
L_g	1 mH
r	0.5Ω
r_g	0.5Ω
V_{grid}^{peak}	$230\sqrt{2}$ V
f_{grid}	50 Hz
V_{dc}	800 V
<i>Κέρδη</i>	
K_p	L/τ_i
K_i	r/τ_i

A.2 Εξωτερικών βρόχου ελέγχου τάσης Matlab

Table A.2. Τιμές σταθεράς χρόνου και κερδών ελεγκτή τάσης

Μεταβλητή	Τιμή
<i>Χρονική σταθερά</i>	
τ_v	$1.0 \cdot 10^{-4}$ s
<i>Κέρδη</i>	
K_{pv}	C/τ_v
K_{iv}	$1.0 \cdot 10^{-6}$

A.3 Λειτουργία VSM σε Typhoon

Table A.3. Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων της VSM

Μεταβλητή	Τιμή
<i>Κυκλωματικά στοιχεία</i>	
L	1 mH
C	$10 \mu\text{F}$
C_{dc}	10 mF
L_g	1 mH
r	0.2Ω
r_g	0.2Ω
V_{grid}^{peak}	$20\sqrt{2} \text{ V}$
f_{grid}	50 Hz
$f_{carrier}$	12 kHz
<i>Κέρδη</i>	
K_p	5
K_i	2000
K_{pv}	0.35
K_{iv}	0.6
D_p	20
D_q	20
D_Q	0.5
K	24.4
J	$1.428 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

A.4 Λειτουργία HVDC διασύνδεσης SV-VSM σε Typhoon

Table A.4. Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων HVDC διασύνδεσης SV-VSM

Μεταβλητή	Τιμή
<i>Κυκλωματικά στοιχεία</i>	
L	1 mH
C	$10 \mu\text{F}$
C_{dc}	10 mF
L_g	1 mH
r	0.2Ω
r_g	0.2Ω
V_{grid}^{peak}	$20\sqrt{2} \text{ V}$
f_{grid}	50 Hz
$f_{carrier}$	12 kHz
<i>Κέρδη VSM</i>	
K_p	5
K_i	2000
K_{pv}	0.35
K_{iv}	0.6
D_p	20
D_q	20
D_Q	0.5
K	24.09
J	$1.42 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
<i>Κέρδη SV</i>	
K_{p1}	5
K_{i1}	2000
K_{pv1}	0.35
K_{iv1}	0.6
D_{p1}	1
D_{q1}	10
K_1	$0.24 \cdot 10^5$
J_1	$0.083 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
<i>HVDC π μοντέλο</i>	
\bar{R}_π	14 mΩ/km
\bar{L}_π	0.16 mH/km
\bar{C}_π	$0.23 \mu\text{F}/\text{km}$
$Length$	160 km

A.5 Λειτουργία VSM σε Typhoon πειραματικών μετρήσεων

Table A.5. Τιμές κυκλωματικών στοιχείων, κερδών προσομοιώσεων της VSM πειραματικών μετρήσεων

Μεταβλητή	Τιμή
<i>Κυκλωματικά στοιχεία</i>	
L	1 mH
C	$10 \mu\text{F}$
C_{dc}	10 mF
L_g	1 mH
r	0.2Ω
r_g	0.2Ω
R_{HVDC}	9Ω
V_{grid}^{peak}	$20\sqrt{2} \text{ V}$
f_{grid}	50 Hz
$f_{carrier}$	12 kHz
<i>Κέρδη</i>	
K_p	5
K_i	2000
K_{pv}	0.35
K_{iv}	0.6
D_p	10
D_q	150
D_Q	0.5
K	24.096
J	$0.7 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

B Κώδικας επικοινωνία τροφοδοτικού Keysight

```

1 import pyvisa
2 import typhoon.api.hil as hil
3 import numpy as np
4 from typhoon.test.capture import start_capture, get_capture_results
5 from scipy.io import savemat
6 import time
7 import matplotlib.pyplot as plt
8
9 ## Setting up the plots for monitoring ##
10 plt.ion()
11 fig, (ax1, ax2) = plt.subplots(2, 1, figsize=(8, 6))
12 line1, = ax1.plot([], [], label='Vdc (Setpoint)', color='blue')
13 line2, = ax2.plot([], [], label='Current', color='red')
14 ax1.set_ylabel("Voltage (V)")
15 ax2.set_ylabel("Current (A)")
16 ax2.set_xlabel("Time (s)")
17 ax1.grid(True)
18 ax2.grid(True)
19 ax1.legend()
20 ax2.legend()
21 plt.tight_layout()
22
23
24 ## Connect to the Power Supply Unit (PSU) ##
25 rm = pyvisa.ResourceManager()
26 print(rm.list_resources())
27 adr = 'USB0::0x2A8D::0x3B02::MY60000684::INSTR'
28 psu = rm.open_resource(adr)
29 print("Connected to:", psu.query("*IDN?"))
30
31 ## Set up HIL simulation ##
32 hil.stop_simulation()
33 hil.load_model(file= r'C:\Users\Alexandridis\Desktop\Evangelopoulos_Lab_files
34 \typhoon\A_Test_case_VSG\A_Test_case_VSG Target files\A_Test_case_VSG.cpd')
35
36 time.sleep(1)
37 hil.start_simulation()
38 duration = 240
39 set_rate = 10000
40 samples = 3000
41 start_capture(duration, signals=["Vdc", "Vdc_ref", "Vdc_ref_droop", "I_dc_1",
42 "f_loop", "Q", "Q_ref", "Q_ref_droop", "f_real_grid_data", "V_real_grid_data"],
43 executeAt=None, trigger_threshold=0, trigger_edge="Rising edge",
44 rate=set_rate)
45
46 ## initial time values for the plots ##
47 t0 = time.time()
48 new_values = np.zeros(samples)
49 current_values = np.zeros(samples)
50 timestampa = np.zeros(samples)
51
52 ## Just checking the PSU output voltage ##
53 psu.write(f"VOLT {10}")
54 psu.write("OUTP ON")
55
56 # Main loop
57 for i in range(samples):
58     value = hil.read_analog_signal("Vdc") # read value for HIL model
59
60     psu.write(f"VOLT {value}") # set PSU to the HIL model value (Vdc)

```

```
61     new_values[i] = value      # create array for plotting and saving
62
63 timesta[i]=time.time()-t0
64 current = float(psu.query("MEAS:CURR?"))  # read current from PSU
65 current_values[i] = current # create array for plotting and saving
66
67 hil.model_write("Idc_real.value" , float(current))
68
69 line1.set_data(timesta[:i+1], new_values[:i+1])
70 line2.set_data(timesta[:i+1], current_values[:i+1])
71 ax1.set_xlim(timesta[max(0, i-200)], timesta[i] + 0.01)
72 ax1.set_ylim(90, 110)
73 ax2.set_ylim(-0.8, 1)
74 ax2.set_xlim(ax1.get_xlim())
75 ax1.relim()
76 ax1.autoscale_view(scaley=True)
77 ax2.relim()
78 ax2.autoscale_view(scaley=True)
79 plt.pause(0.0001)
80 if i == samples-1:
81     plt.close(fig)
82
83 plt.ioff()
84 plt.show()
85 plt.close(fig)
86
87 capture = get_capture_results(wait_capture=True)
88 print(capture)
89 mdic = {"a": capture}
90 savemat('C:/Users/Alexandridis/Desktop/Evangelopoulos_Lab_files
91 /capture_2.mat',mdic)
92
93 mdic3 = {"k": new_values,"current":current_values,"timek": timesta}
94 savemat('C:/Users/Alexandridis/Desktop/Evangelopoulos_Lab_files
95 /capture_3.mat',mdic3)
96
97 psu.write(f"VOLT {100}")
98 psu.close()
99 rm.close()
100 hil.stop_simulation()
101 print("Session closed.")
```

Αναφορές

- [1] Ember. “Global electricity review 2025.” (2025), [Online]. Available: <https://ember-energy.org/latest-insights/global-electricity-review-2025/>.
- [2] International Energy Agency. “Electricity mid-year update 2025.” (2025), [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/electricity-mid-year-update-2025>.
- [3] International Energy Agency. “Renewables 2024.” (2024), [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/renewables-2024>.
- [4] H. Zhang and S. Zhang, “A new strategy of hvdc operation for maximizing renewable energy accommodation,” in *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2017, pp. 1–6. DOI: 10.1109/PESGM.2017.8274477.
- [5] W. Xue, L. Lin, and T. Fang, “Evaluation on global energy interconnection development of main european countries based on 3d evaluation model,” in *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, 2018, pp. 1–9. DOI: 10.1109/EI2.2018.8582197.
- [6] T. Sousa, M. L. dos Santos, J. A. Jardini, R. P. Casolari, and G. Nicola, “An evaluation of the hvdc and hvac transmission economic,” in *2012 Sixth IEEE/PES Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition (T&D-LA)*, 2012, pp. 1–6. DOI: 10.1109/TDC-LA.2012.6401828.
- [7] J. Pan, A. Bolzoni, M. Larsson, P. Holmberg, Y.-J. Hafner, and P. Roy, “Impacts of hvac and hvdc connected offshore wind on transient stability – a case study,” in *2024 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2024, pp. 1–5. DOI: 10.1109/PESGM51994.2024.10689055.
- [8] Hitachi Energy. “Norned - subsea hvdc interconnector between norway and the netherlands.” (2025), [Online]. Available: <https://www.hitachienergy.com/news-and-events/customer-stories/norned>.
- [9] Ariadne Interconnection S.A. / IPTO. “Crete–attica hvdc interconnection: 500kv, 1000mw, 335km subsea cables.” Largest HVDC island interconnector in the Mediterranean. (2025), [Online]. Available: <https://www.riadne-interconnection.gr/en>.
- [10] B. Tan, J. Zhao, M. Netto, V. Krishnan, V. Terzija, and Y. Zhang, “Power system inertia estimation: Review of methods and the impacts of converter-interfaced generations,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 134, p. 107362, 2022, ISSN: 0142-0615. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107362>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061521006013>.
- [11] D. B. Rathnayake, R. Razzaghi, and B. Bahrani, “Generalized virtual synchronous generator control design for renewable power systems,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 13, no. 2, pp. 1021–1036, 2022. DOI: 10.1109/TSTE.2022.3143664.
- [12] M. M. Hussein, T. Senju, M. Orabi, M. A. A. Wahab, and M. M. Hamada, “Control of a stand-alone variable speed wind energy supply system,” *Applied Sciences*, vol. 3, no. 2, pp. 437–456, 2013, ISSN: 2076-3417. DOI: 10.3390/app3020437. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/3/2/437>.

- [13] M. A. El-Hameed, M. M. Elkholly, and A. A. El-Fergany, “Efficient frequency regulation in highly penetrated power systems by renewable energy sources using stochastic fractal optimiser,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, no. 12, pp. 2174–2183, 2019. DOI: 10.1049/iet-rpg.2019.0186.
- [14] Q.-C. Zhong and G. Weiss, “Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1259–1267, 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2048839.
- [15] S. Dong and Y. C. Chen, “Adjusting synchronverter dynamic response speed via damping correction loop,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 608–619, 2017. DOI: 10.1109/TEC.2016.2645450.
- [16] R. Hesse, D. Turschner, and H.-P. Beck, “Micro grid stabilization using the virtual synchronous machine (visma),” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, vol. 1, pp. 676–681, Apr. 2009. DOI: 10.24084/repqj07.472.
- [17] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner, and H.-P. Beck, “Dynamic properties of the virtual synchronous machine (visma),” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, vol. 9, May 2011. DOI: 10.24084/repqj09.444.
- [18] H. Bevrani, T. Ise, and Y. Miura, “Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 54, pp. 244–254, 2014, ISSN: 0142-0615. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2013.07.009>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513003062>.
- [19] Y. Hirase, K. Abe, K. Sugimoto, and Y. Shindo, “A grid connected inverter with virtual synchronous generator model of algebraic type,” *IEEJ Transactions on Power and Energy*, vol. 132, pp. 371–380, Apr. 2012. DOI: 10.1541/ieejpes.132.371.
- [20] K. Sakimoto, Y. Miura, and T. Ise, “Stabilization of a power system with a distributed generator by a virtual synchronous generator function,” in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011, pp. 1498–1505. DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944492.
- [21] J. Alipoor, Y. Miura, and T. Ise, “Power system stabilization using virtual synchronous generator with alternating moment of inertia,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 451–458, 2015. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2362530.
- [22] T. V. Van, K. Visscher, J. Diaz, et al., “Virtual synchronous generator: An element of future grids,” in *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, 2010, pp. 1–7. DOI: 10.1109/ISGTEUROPE.2010.5638946.
- [23] M. van Wesenbeeck, S. de Haan, P. Varela, and K. Visscher, “Grid tied converter with virtual kinetic storage,” in *2009 IEEE Bucharest PowerTech*, 2009, pp. 1–7. DOI: 10.1109/PTC.2009.5282048.
- [24] V. Karapanos, S. de Haan, and K. Zwetsloot, “Real time simulation of a power system with vsg hardware in the loop,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 3748–3754. DOI: 10.1109/IECON.2011.6119919.
- [25] Q.-C. Zhong, “Virtual synchronous machines: A unified interface for grid integration,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 18–27, 2016. DOI: 10.1109/MPEL.2016.2614906.
- [26] G. Júnior, T. F. do Nascimento, and L. Barros, “Comparison of virtual synchronous generator strategies for control of distributed energy sources and power system stability improvement,” Aug. 2020. DOI: 10.48011/sbse.v1i1.2482.

- [27] U. Tamrakar, D. Shrestha, M. Maharjan, B. P. Bhattacharai, T. M. Hansen, and R. Tonkoski, “Virtual inertia: Current trends and future directions,” *Applied Sciences*, vol. 7, no. 7, 2017, ISSN: 2076-3417. DOI: 10 . 3390 / app7070654. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/7/7/654>.
- [28] J. Danielsson and B. Sheng. “Conversion,” T&D World. (2015), [Online]. Available: <https://www.tdworld.com/grid-innovations/transmission/article/20967479/conversion>.
- [29] “Front matter,” in *High Voltage Direct Current Transmission*. John Wiley & Sons, Ltd, 2019, pp. i–xix, ISBN: 9781119566632. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119566632.fmatter>. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119566632.fmatter>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119566632.fmatter>.
- [30] Hitachi Energy. “The gotland hvdc link.” Accessed: 2025-08-05. (2020), [Online]. Available: <https://www.hitachienergy.com/news-and-events/customer-stories/the-gotland-hvdc-link>.
- [31] N. R. Watson and J. D. Watson, “An overview of hvdc technology,” *Energies*, vol. 13, no. 17, 2020, ISSN: 1996-1073. DOI: 10 . 3390 / en13174342. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/17/4342>.
- [32] D. Tiku, “Dc power transmission: Mercury-arc to thyristor hvdc valves [history],” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 76–96, 2014. DOI: 10 . 1109 / MPE . 2013 . 2293398.
- [33] L. Zafari, Y. Liu, A. Ukil, and N.-K. C. Nair, “Advances in hvdc systems: Aspects, principles, and a comprehensive review of signal processing techniques for fault detection,” *Energies*, vol. 18, no. 12, 2025, ISSN: 1996-1073. DOI: 10 . 3390 / en18123106. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/18/12/3106>.
- [34] K. S. Ratnam, K. Palanisamy, and G. Yang, “Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 124, p. 109773, 2020, ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.109773>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032120300691>.
- [35] M. Shadoul, R. Ahshan, R. Al Abri, A. Al-Badi, M. Albadi, and M. Jamil, “A comprehensive review on a virtual-synchronous generator: Topologies, control orders and techniques, energy storages, and applications,” *Energies*, vol. 15, p. 8406, Nov. 2022. DOI: 10 . 3390 / en15228406.
- [36] T. E. Kavvathas and G. C. Konstantopoulos, “Novel virtual synchronous generator design with dynamic virtual inertia and bounded frequency, current and voltage characteristics,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, pp. 1–14, 2025. DOI: 10 . 1109 / TSTE . 2025 . 3579721.
- [37] P.-K. Keung, P. Li, H. Banakar, and B. T. Ooi, “Kinetic energy of wind-turbine generators for system frequency support,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 279–287, 2009. DOI: 10 . 1109 / TPWRS . 2008 . 2004827.
- [38] H. Thiesen, C. Jauch, and A. Gloe, “Design of a system substituting today’s inherent inertia in the european continental synchronous area,” *Energies*, vol. 9, no. 8, 2016, ISSN: 1996-1073. DOI: 10 . 3390 / en9080582. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/9/8/582>.

- [39] S. R. Awasthi, S. Chalise, and R. Tonkoski, “Operation of datacenter as virtual power plant,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 3422–3429. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310143.
- [40] W. Zappa, M. Junginger, and M. van den Broek, “Is a 100% renewable european power system feasible by 2050?” *Applied Energy*, vol. 233-234, pp. 1027–1050, 2019, ISSN: 0306-2619. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.08.109>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261918312790>.
- [41] M. Savva. “Exploring the future of hvdc interconnectors: A transformative shift in global energy networks,” Gardiner & Theobald Market Intelligence. (Feb. 2025), [Online]. Available: <https://marketintel.gardiner.com/exploring-the-future-of-hvdc-interconnectors-a-transformative-shift-in-global-energy-networks>.
- [42] A. Purvins, L. Sereno, M. Ardelean, C.-F. Covrig, T. Efthimiadis, and P. Minnebo, “Submarine power cable between europe and north america: A techno-economic analysis,” *Journal of Cleaner Production*, vol. 186, pp. 131–145, 2018, ISSN: 0959-6526. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2018.03.095>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652618307522>.
- [43] Statnett, “Nordic grid development perspective 2023,” Statnett, Oslo, Norway, Tech. Rep., 2023. [Online]. Available: <https://www.statnett.no/globalassets/for-aktorer-i-kraftsystemet/planer-og-analyser/ngpd2023.pdf>.
- [44] M. Barasa, D. Bogdanov, A. S. Oyewo, and C. Breyer, “A cost optimal resolution for sub-saharan africa powered by 100% renewables in 2030,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 92, pp. 440–457, 2018, ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.04.110>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118303277>.
- [45] E.-E. ENTSO-E, “European network of transmission system operators for electricity,” in *TYNDP 2018–Europe’s Network Development Plan to 2025, 2030 and 2040*, 2018.
- [46] Κ. Αλεξανδρίδης Α. & Κρομμύδας, *Τεχνολογίες Ελέγχου στις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας*, 2.0. Κάλλιπος, Ανοικτές Ακαδημαϊκές Εκδόσεις, 2025, [Προπτυχιακό εγχειρίδιο]. DOI: 10.57713/kallipos-1025. [Online]. Available: <https://dx.doi.org/10.57713/kallipos-1025>.
- [47] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* (IEEE Press Series on Power and Energy Systems). Wiley, 2013, ISBN: 9781118524329. [Online]. Available: <https://books.google.gr/books?id=ocr9wSmSZEeC>.
- [48] Y. Levron, J. Belikov, and D. Baimel, “A tutorial on dynamics and control of power systems with distributed and renewable energy sources based on the dq0 transformation,” *Applied Sciences*, vol. 8, no. 9, 2018, ISSN: 2076-3417. DOI: 10.3390/app8091661. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/9/1661>.
- [49] E. Bushra, K. Zeb, I. Ahmad, and M. Khalid, “A comprehensive review on recent trends and future prospects of pwm techniques for harmonic suppression in renewable energies based power converters,” *Results in Engineering*, vol. 22, p. 102213, 2024, ISSN: 2590-1230. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102213>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590123024004687>.

- [50] Ε. Τατάκης, *Ηλεκτρονικά Ισχύος II: Μετατροπείς Συννεχούς Τάσης σε Συννεχή*, 1.0. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών, 2015, Copyright Πανεπιστήμιο Πατρών, Εμμανουήλ Τατάκης 2014. [Online]. Available: <http://eclass.upatras.gr/courses/EE898/>.
- [51] Ε. Τατάκης, *Ηλεκτρονικά Στοιχεία Ισχύος και Βιομηχανικές Εφαρμογές: Περιγραφή Ημιαγωγικών Στοιχείων*, 1.0. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών, 2015, Copyright Πανεπιστήμιο Πατρών, Εμμανουήλ Τατάκης 2014. [Online]. Available: <http://eclass.upatras.gr/courses/EE894/>.
- [52] J. Makhubele and K. A. Ogudo, “Analysis on basics of modulation techniques for ac drive on efficiency improvements,” in *2020 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, 2020, pp. 1–5. DOI: [10.1109/PowerAfrica49420.2020.9219886](https://doi.org/10.1109/PowerAfrica49420.2020.9219886).
- [53] Vemeko. “What is phase locked loop?” Accessed: 2025-08-11. (2023), [Online]. Available: <https://www.vemeko.com/blog/what-is-phase-locked-loop.html>.
- [54] G. Shahgholian, M. Moradian, and A. Fathollahi, “Droop control strategy in inverter-based microgrids: A brief review on analysis and application in islanded mode of operation,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 19, no. 1, e13186, 2025. DOI: <https://doi.org/10.1049/rpg2.13186>. eprint: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/rpg2.13186>. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/rpg2.13186>.
- [55] GeeksforGeeks. “Proportional integral controller - control system.” Accessed: 2025-08-16. (2024), [Online]. Available: <https://www.geeksforgeeks.org/electronics-engineering/proportional-integral-controller-control-system/>.
- [56] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th. Pearson, 2010, Accessed: 2025-08-16, ISBN: 9780136156734. [Online]. Available: <https://mrce.in/ebooks/Control-Modern%20Control%20Engineering%205th%20Ed.pdf>.
- [57] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd. John Wiley & Sons, 2003, ISBN: 9780471429081.
- [58] Ε. Τατάκης, *Ηλεκτρονικά Ισχύος II: Μετατροπείς Συννεχούς Τάσης σε Εναλλασσόμενη Τάση*, 1.0. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών, 2015, Accessed: 2025-08-17. [Online]. Available: <http://eclass.upatras.gr/courses/EE898/>.
- [59] S.-H. Kim, “Chapter 7 - pulse width modulation inverters,” in *Electric Motor Control*, S.-H. Kim, Ed., Elsevier, 2017, pp. 265–340, ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00007-6>. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128121382000076>.
- [60] Α. Αλεξανδρίδης and Γ. Κωνσταντόπουλος, *Τεχνολογίες Ελέγχου στις ΑΠΕ*. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών, 2025, Accessed: 2025-08-20. [Online]. Available: <https://eclass.upatras.gr/courses/EE889/>.
- [61] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th. McGraw Hill, 2011, ISBN: 9780073529547.
- [62] D. C. Meeker, *Finite element method magnetics*, 2018. [Online]. Available: <https://www.femm.info/wiki/HomePage>.
- [63] Ε. Τατάκης, E. Μητρονίκας, and Γ. Καμπίτσης, *Ηλεκτρικές Μηχανές*. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών, 2020, Accessed: 2025-08-20. [Online]. Available: <http://eclass.upatras.gr/courses/EE984/>.
- [64] L. Huang, H. Xin, Z. Wang, et al., “A virtual synchronous control for voltage-source converters utilizing dynamics of dc-link capacitor to realize self-synchronization,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 1565–1577, 2017. DOI: [10.1109/JESTPE.2017.2740424](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2740424).

- [65] E. Desks, *What are different types of hvdc systems or links – monopolar, bipolar & homopolar links*, Accessed: 2025-08-22, 2022. [Online]. Available: <https://www.electricaldesks.com/2022/12/hvdc-high-voltage-direct-current.html>.
- [66] A. Stan, S. Costinas, and G. Ion, “Overview and assessment of hvdc current applications and future trends,” *Energies*, vol. 15, no. 3, 2022, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en15031193. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/3/1193>.
- [67] “Introduction to line commutated hvdc,” in *High Voltage Direct Current Transmission*. John Wiley & Sons, Ltd, 2019, ch. 1, pp. 1–12, ISBN: 9781119566632. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119566632.ch1>. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119566632.ch1>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119566632.ch1>.
- [68] R. Billinton, M. Fotuhi-Firuzabad, S. Faried, and S. Aboreshaid, “Composite system reliability evaluation incorporating an hvdc link and a static synchronous series compensator,” in *IEEE CCECE2002. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37373)*, vol. 1, 2002, 42–47 vol.1. DOI: 10.1109/CCECE.2002.1015172.
- [69] “Vsc hvdc applications and topologies, performance and cost comparison with lcc hvdc,” in *High Voltage Direct Current Transmission*. John Wiley & Sons, Ltd, 2019, ch. 12, pp. 137–163, ISBN: 9781119566632. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119566632.ch12>. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119566632.ch12>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119566632.ch12>.
- [70] A. Beddard and M. Barnes, “Modelling of mmc-hvdc systems – an overview,” *Energy Procedia*, vol. 80, pp. 201–212, Dec. 2015. DOI: 10.1016/j.egypro.2015.11.423.
- [71] “Half bridge mmc: Dimensioning, modelling, control, and interaction with ac system,” in *High Voltage Direct Current Transmission*. John Wiley & Sons, Ltd, 2019, ch. 19, pp. 269–307, ISBN: 9781119566632. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119566632.ch19>. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119566632.ch19>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119566632.ch19>.
- [72] S. D’Arco, J. A. Suul, and J. Beerten, “Configuration and model order selection of frequency-dependent π models for representing dc cables in small-signal eigenvalue analysis of hvdc transmission systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 2410–2426, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2976046.
- [73] Y. Li, Z. Zhang, C. Rehtanz, L. Luo, S. Rüberg, and F. Liu, “Study on steady- and transient-state characteristics of a new hvdc transmission system based on an inductive filtering method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1976–1986, 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2098888.
- [74] “Hvdc system v-i diagrams and operating modes,” in *High Voltage Direct Current Transmission*. John Wiley & Sons, Ltd, 2019, ch. 6, pp. 49–56, ISBN: 9781119566632. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119566632.ch6>. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119566632.ch6>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119566632.ch6>.
- [75] A. Rekik and G. Boukettaya, “Modelling, control and simulation of vsc-hvdc systems,” in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2018, pp. 721–726. DOI: 10.1109/SSD.2018.8570414.

- [76] I. The MathWorks, *Simulink – simulation and model-based design*, Accessed: 2025-09-10, 2025. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>.
- [77] I. Typhoon HIL, *Typhoon hil control center: Download center*, Accessed: 2025-09-10, 2025. [Online]. Available: <https://www.typhoon-hil.com/products/software/download-center/>.
- [78] *It-m3906c bidirectional programmable dc power supply*, <https://www.itechate.com/en/product/dc-power-supply/IT-M3900C.html>, Accessed: 2025-09-16, ITECH.
- [79] *Rp7972a regenerative power system 1000v 60a 20kw*, <https://www.keysight.com/us/en/product/RP7972A/regenerative-power-system-1000v-60a-20kw-400-480vac.html>, Accessed: 2025-09-16, Keysight Technologies.
- [80] S. Electric, *Powerlogic™ pm5300 series user manual*, Accessed: 2025-09-16, 2023. [Online]. Available: <https://www.se.com/us/en/download/document/EAV15107-EN/>.
- [81] I. Typhoon HIL, *Typhoon-hil-api*, version 1.31.0, 2025. [Online]. Available: <https://pypi.org/project/Typhoon-HIL-API/>.
- [82] N. Instruments, *Ni-visa software download page*, Accessed: 2025-09-16, 2025. [Online]. Available: <https://www.ni.com/en/support/downloads/drivers/download.ni-visa.html>.
- [83] N. Instruments, *Ni package manager*, 2025. [Online]. Available: <https://www.ni.com/en/support/downloads/software-products/download.package-manager.html>.