



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

Διερεύνηση Συμβατότητας με Κώδικες  
Συστήματος Θαλάσσιων Αιολικών Πάρκων  
Διασυνδεδεμένων μέσω Συνδέσμων HVDC

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Ν. Πατσάκης

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου  
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ  
Αθήνα, Οκτώβριος 2013





Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο  
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών  
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος  
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος

# Διερεύνηση Συμβατότητας με Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιων Αιολικών Πάρκων Διασυνδεδεμένων μέσω Συνδέσμων HVDC

## ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Ν. Πατσάκης

**Επιβλέπων:** Σταύρος Παπαθανασίου  
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ..... 2013.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

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

.....  
Στέφανος Μανιάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2013

(Υπογραφή)

.....  
**ΓΕΩΡΓΙΟΣ Ν. ΠΑΤΣΑΚΗΣ**

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

Copyright © Γεώργιος Ν. Πατσάκης, 2013

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

# Ευχαριστίες

Θα ήθελα καταρχάς να ευχαριστήσω τον καθηγητή Σταύρο Παπαθανασίου για την επίβλεψη αυτής της διπλωματικής εργασίας, για την υποστήριξη κατά την εκπόνησή της, αλλά και για τη θεμελίωση των γνώσεών μου στον τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος μέσα από τα εξαιρετικά ωφέλιμα μαθήματά του που είχα την ευχαρίστηση να παρακολουθήσω κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Επίσης ευχαριστώ ιδιαίτερα τον υποψήφιο διδάκτορα Σωτήριο Νάνου για τη συνεχή καθοδήγησή του, καθώς αφιέρωσε μεγάλο μέρος του προσωπικού του χρόνου για να διαμορφωθεί σταδιακά η εργασία αυτή, ενδεχομένως και σε βάρος κάποιες φορές των προσωπικών του υποχρεώσεων. Επιπρόσθετα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον διδάκτορα Πέτρο Καραμανάκο ο οποίος σε προηγούμενη συνεργασία μας μου έδωσε τις βάσεις για την άρτια συγγραφή ενός επιστημονικού έργου όπως η παρούσα εργασία. Στη συνέχεια, θέλω να ευχαριστήσω τον διδάκτορα Ιωάννη Μάργαρη, ο οποίος συνέβαλε σε κρίσιμο χρονικό σημείο στην εξοικείωσή μου με το απαιτητικό λογισμικό προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε και πάνω στη δουλειά του οποίου για μοντελοποίηση αιολικών πάρκων στο συγκεκριμένο πρόγραμμα στηρίχθηκα. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τα κοντινά μου άτομα για την καθοδήγηση και την ηθική συμπαράσταση που μου προσφέρουν καθημερινά.



# Περίληψη

Η μεταφορά σημαντικών ποσοτήτων ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις με γραμμές υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (High Voltage direct current, HVdc) γίνεται όλο και πιο δελεαστική τα τελευταία χρόνια λόγω του μειωμένου κόστους και απωλειών και της αυξημένης ελεγχιμότητας που προσφέρει. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η χρήση γραμμών HVdc για τη διασύνδεση υπεράκτιων αιολικών πάρκων με το ηπειρωτικό ηλεκτρικό σύστημα. Στην περίπτωση αυτή, το αιολικό πάρκο οφείλει να ικανοποιεί συγκεκριμένες απαιτήσεις στο σημείο σύνδεσης με το ηπειρωτικό δίκτυο, οι οποίες σκιαγραφούνται από τους κώδικες συστήματος κάθε περιοχής.

Στην παρούσα εργασία παρουσιάζονται αρχικά τα βασικά πλεονεκτήματα, τα είδη και οι προβλεπόμενες μελλοντικές κατευθύνσεις της τεχνολογίας HVdc. Στη συνέχεια, περιγράφεται ο τρόπος ελέγχου ενός δικτύου HVdc βασισμένου σε μετατροπείς πηγής τάσης (VSC-HVdc). Συγκεκριμένα, περιγράφονται οι τρόποι συγχρονισμού των μετατροπέων της γραμμής με το δίκτυο και οι διάφοροι ελεγκτές των μετατροπέων, οι οποίοι στηρίζονται στις αρχές του διανυσματικού ελέγχου. Παρουσιάζονται οι επιπρόσθετες δυσκολίες του ελέγχου για διασύνδεση σε αδύναμα ηπειρωτικά δίκτυα καθώς και δύο παραλλαγές ελέγχου από τη βιβλιογραφία, εκ των οποίων η πρώτη προτείνει την τροποποίηση του συμβατικού ελεγκτή ρεύματος και η δεύτερη αντιμετωπίζει κάποια προβλήματα συγχρονισμού με το δίκτυο.

Στη συνέχεια, αναφέρονται οι βασικές απαιτήσεις σύνδεσης υπεράκτιων αιολικών πάρκων με το ηπειρωτικό σύστημα, όπως αυτές αποτυπώνονται στο Γερμανικό κώδικα συστήματος. Ακολούθως, περιγράφεται ο τρόπος μοντελοποίησης μιας ανεμογεννήτριας μονίμων μαγνητών με πλήρη μετατροπέα ισχύος και τα διάφορα συστήματα ελέγχου της. Η ανεμογεννήτρια εφοδιάζεται με ικανότητα απόκρισης συχνότητας και αντοχής σε βυθίσεις τάσης. Το μοντέλο της ανεμογεννήτριας χρησιμοποιείται για την προσομοίωση ενός αιολικού πάρκου.

Τέλος, το πλήρες σύστημα ενός αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc με το ηπειρωτικό δίκτυο εξετάζεται για τη δυνατότητα ικανοποίησης των απαιτήσεων του κώδικα συστήματος. Η ικανότητα αντοχής σε βυθίσεις τάσης οδηγεί σε ανάγκη μείωσης της παραγόμενης ενεργού ισχύος του πάρκου και αντιμετωπίζεται με δυο τρόπους, χωρίς την ύπαρξη συστήματος επικοινωνίας για το σκοπό αυτό. Ο πρώτος είναι η πρόκληση τεχνητής βύθισης της τάσης του υπεράκτιου δικτύου με την ανίχνευση αυξημένης τάσης dc, ώστε το αιολικό πάρκο που συνδέεται σε αυτό να μειώσει την ισχύ του. Ένα απλουστευμένο μαθηματικό μοντέλο αναπτύσσεται για τη διερεύνηση της επίδρασης του ελέγχου σε βασικά ηλεκτρικά μεγέθη που ενδιαφέρουν. Προτείνεται η τροποποίηση του συμβατικού ελεγκτή με την προ-

σθήκη διαφορικής απόκρισης και εκτιμάται η διαφοροποίηση που θα επιφέρει στην απόκριση. Ο δεύτερος τρόπος είναι η πρόκληση τεχνητής αύξησης της συχνότητας του υπεράκτιου δικτύου με την ανίχνευση αυξημένης τάσης dc, προκειμένου ο ελεγκτής απόκρισης συχνότητας του πάρκου να δώσει εντολή μείωσης ισχύος. Με βάση πάλι ένα απλουστευμένο μαθηματικό μοντέλο, μελετάται ο ρόλος των διαφόρων παραμέτρων στην ικανότητα επιτυχούς ανάρρωσης από τη βύθιση τάσης με έμφαση στο ρόλο της αδρανειακής απόκρισης του αιολικού πάρκου. Τέλος, η δυνατότητα ικανοποίησης των απαιτήσεων του δικτύου σε διαταραχές συχνότητας εξετάζεται και μια ανάλυση παρόμοια με τις προηγούμενες πραγματοποιείται.

Όλα τα προαναφερθέντα μοντέλα υλοποιούνται και τα συμπεράσματα επαληθεύονται μέσα από την πραγματοποίηση προσομοιώσεων στο πρόγραμμα DIgSILENT PowerFactory. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε επίσης το πρόγραμμα Matlab/Simulink για προσομοιώσεις μικρού μεγέθους και μορφοποίηση των αποτελεσμάτων, η γλώσσα L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X για τη συγγραφή της εργασίας, τα προγράμματα Microsoft Visio και Inkscape για την παραγωγή όλων των σχημάτων της εργασίας και το πρόγραμμα Wolfram Mathematica για την εκτέλεση των διάφορων υπολογισμών.

## Λέξεις Κλειδιά

Υπεράκτιο αιολικό πάρκο, ανεμογεννήτρια με σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών, HVdc, Γερμανικός κώδικας συστήματος, grid code compatibility, fault ride-through, low-voltage ride-through, απόκριση συχνότητας



# Abstract

High Voltage direct current (HVdc) transmission is nowadays an increasingly attractive choice for transmission of large amounts of power over long distances, due to the decreased cost and losses and the enhanced system stability it guarantees. A typical example is the use of HVdc transmission for connecting remote offshore wind farms to the main grid. In that case, each wind farm is obliged to fulfill the grid code requirements of the respective region.

This thesis initially presents the basic advantages, the various types and the expected future development of HVdc transmission. Subsequently, the control strategy for an HVdc system based on Voltage Source Converters (VSC-HVdc) is presented. More specifically, the synchronization of a power converter with the grid and the various control levels of a power converter are described, based on vector control. Additional difficulties caused by the connection to weak ac grids are illustrated and two control variations proposed in literature are described: the first one modifies the conventional current controller, whereas the second one deals with grid synchronization problems.

Next, the basic grid code requirements of the German grid code for offshore wind farms are presented. Subsequently, the modelling of a wind turbine based on a permanent magnet synchronous generator with a full converter is described, along with its various control systems. The wind turbine is equipped with low-voltage ride-through capability and frequency response. The presented wind turbine model is used as a basis for an aggregated model of a wind farm.

Finally, the complete wind farm system connected through a VSC-HVdc line with the main ac grid is tested in order to verify its compatibility with grid codes. The low-voltage ride-through capability indirectly demands an active power reduction from the wind farm, which can be satisfied in two ways without the use of any dedicated communication systems. Firstly, a controlled ac voltage dip in the offshore grid can be generated in order to cause a wind farm power reduction, when abnormal dc voltage is detected. A simplified mathematical model is introduced in order to examine the effects of the control parameters to the various electrical quantities during the event. A modification of the standard controller based on differential control is proposed and its impact to the system response is estimated. Secondly, an increase in the offshore frequency can be produced upon detection of abnormal dc voltage, aiming to trigger a wind farm power reduction due to the frequency response of the wind farm. Based on a simplified mathematical model, the role of

various parameters in the system behaviour is examined, with emphasis on the wind farm inertial response. Finally, the fulfillment of grid code requirements in case of abnormal frequency is tested and an analysis similar to the aforementioned ones is presented.

Simulations of all the previous models are implemented in DIgSILENT PowerFactory in order to examine the system behaviour and verify the theoretical results. Other software that was used includes Matlab/Simulink for some simulations and processing of the results, Microsoft Visio and Inkscape for the creation of figures and Wolfram Mathematica for intricate calculations. This thesis was written using L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X.

## Keywords

Offshore wind farm, variable-speed multi-pole permanent magnet synchronous generator, HVdc, German grid code, grid code compatibility, fault ride-through, low-voltage ride-through, frequency response

# Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	5
Περίληψη	7
Abstract	9
Περιεχόμενα	14
Κατάλογος Σχημάτων	18
Κατάλογος Πινάκων	19
<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>21</b>
1.1 Ορισμός του θέματος	21
1.2 Διάρθρωση της εργασίας	22
1.3 Το πρόγραμμα προσομοίωσης DIgSILENT PowerFactory	23
<b>2 Τεχνολογία Διασύνδεσης HVDC</b>	<b>25</b>
2.1 Εισαγωγικά	25
2.2 Πλεονεκτήματα της μεταφοράς HVdc	25
2.3 Είδη HVdc	28
2.4 HVdc Classic: Δοκιμασμένη τεχνολογία	29
2.5 VSC-HVdc: Τα δυνατά σημεία	32
2.6 Το μέλλον της VSC-HVdc μεταφοράς: Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων	38
2.7 Ανακεφαλαίωση	41
<b>3 Έλεγχος Συστήματος VSC - HVDC</b>	<b>43</b>
3.1 Εισαγωγικά	43
3.2 Χαρακτηρισμός αντιστροφών ανάλογα με τη λειτουργία τους στο δίκτυο	44
3.2.1 Grid-forming power converters	44
3.2.2 Grid-feeding power converters	45
3.2.3 Grid-supporting power converters	45
3.3 Μετασηματισμοί συνιστωσών ηλεκτρικού συστήματος	46

3.4	Συστήματα συγχρονισμού μετατροπέα με το δίκτυο . . . . .	54
3.5	Μοντέλο μετατροπέα . . . . .	55
3.6	Διανυσματικός έλεγχος γραμμής VSC-HVdc . . . . .	60
3.6.1	Έλεγχος ρευμάτων μετατροπέα . . . . .	61
3.6.2	Έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος . . . . .	65
3.6.3	Έλεγχος dc τάσης . . . . .	66
3.6.4	Έλεγχος ac τάσης . . . . .	67
3.6.5	Περιοριστές εξόδου και έλεγχος anti-windup . . . . .	68
3.6.6	Παραλλαγή 1 <sup>η</sup> : Άμεσος έλεγχος ρευμάτων μετατροπέα. . . . .	72
3.6.7	Παραλλαγή 2 <sup>η</sup> : Τροποποίηση ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος. . . . .	73
3.7	Ανακεφαλαίωση . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιων Αιολικών Πάρκων</b>	<b>75</b>
4.1	Εισαγωγικά . . . . .	75
4.2	Γερμανικός κώδικας συστήματος . . . . .	76
4.3	Απαιτήσεις τάσης και συχνότητας λειτουργίας . . . . .	76
4.4	Σύνδεση ουδετέρου και μετασχηματιστής παραγωγής . . . . .	77
4.5	Ενεργός ισχύς εξόδου . . . . .	77
4.6	Άεργος ισχύς εξόδου . . . . .	78
4.7	Συμπεριφορά σε σφάλματα δικτύου . . . . .	79
4.8	Ανακεφαλαίωση . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Μοντελοποίηση Αιολικού Πάρκου</b>	<b>83</b>
5.1	Εισαγωγικά . . . . .	83
5.2	Μοντέλο ανέμου . . . . .	85
5.3	Αεροδυναμικό σύστημα . . . . .	86
5.4	Μηχανικό σύστημα . . . . .	89
5.5	Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίων και MPPT . . . . .	90
5.6	Πολυπολική σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών . . . . .	93
5.7	Συνθέτοντας τα διαφορετικά κομμάτια . . . . .	96
5.8	Πλήρης μετατροπέας ισχύος . . . . .	98
5.9	Απόκριση συχνότητας . . . . .	101
5.10	Fault ride-through και low-voltage ride-through . . . . .	104
5.11	Ανακεφαλαίωση . . . . .	105
<b>6</b>	<b>Συμβατότητα με Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιου Αιολικού Πάρκου Διασυνδεδεμένου μέσω VSC-HVDC</b>	<b>107</b>
6.1	Εισαγωγικά . . . . .	107
6.2	Low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο . . . . .	109
6.3	Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο . . . . .	112
6.4	Low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο . . . . .	115

6.5	Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο . . . . .	116
6.6	Απόκριση συχνότητας . . . . .	119
6.7	Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση απόκρισης συχνότητας . . . . .	120
6.8	Ανακεφαλαίωση . . . . .	121
<b>7</b>	<b>Προσομοίωση Συστήματος VSC-HVDC</b>	<b>123</b>
7.1	Εισαγωγικά . . . . .	123
7.2	Στοιχεία δικτύου HVdc . . . . .	123
7.2.1	Μετατροπέας δύο επιπέδων . . . . .	123
7.2.2	Μετασχηματιστής ac . . . . .	124
7.2.3	Πηγίο μετατροπέα και φίλτρα ac . . . . .	124
7.2.4	Πυκνωτής dc . . . . .	127
7.2.5	Δίκτυο ac . . . . .	128
7.3	Προσομοίωση ελέγχου μεμονωμένου μετατροπέα . . . . .	129
7.4	Προσομοίωση ελέγχου συστήματος VSC-HVdc . . . . .	132
7.5	Προσομοίωση παραλλαγών ελέγχου . . . . .	139
7.5.1	Παραλλαγή 1 <sup>η</sup> . . . . .	139
7.5.2	Παραλλαγή 2 <sup>η</sup> . . . . .	139
7.6	Ανακεφαλαίωση . . . . .	142
<b>8</b>	<b>Προσομοίωση Μοντέλου Αιολικού Πάρκου</b>	<b>143</b>
8.1	Εισαγωγικά . . . . .	143
8.2	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε βηματικές μεταβολές ανέμου . . . . .	143
8.3	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε τυχαίες μεταβολές ανέμου . . . . .	146
8.4	Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας αιολικού πάρκου . . . . .	148
8.5	Προσομοίωση low-voltage ride-through αιολικού πάρκου . . . . .	151
8.6	Ανακεφαλαίωση . . . . .	156
<b>9</b>	<b>Προσομοίωση Συμβατότητας με Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιου Αιολικού Πάρκου Διασυνδεδεμένου μέσω VSC-HVDC</b>	<b>157</b>
9.1	Εισαγωγικά . . . . .	157
9.2	Προσομοίωση Low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο . . . . .	157
9.3	Προσομοίωση low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο . . . . .	165
9.4	Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας . . . . .	175
9.5	Ανακεφαλαίωση . . . . .	179
<b>10</b>	<b>Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα</b>	<b>181</b>
10.1	Εισαγωγικά . . . . .	181
10.2	Συμπεράσματα . . . . .	181

---

10.3 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα . . . . .	184
<b>A' Βασικά Στοιχεία Ηλεκτρονικών Ισχύος</b>	<b>187</b>
A'.1 Δίοδος . . . . .	187
A'.2 Θυρίστορ . . . . .	187
A'.3 IGBT . . . . .	189
A'.4 GTO . . . . .	189
<b>B' Παράμετροι Μοντέλων Προσομοιώσεων</b>	<b>193</b>
B'.1 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 7 . . . . .	193
B'.2 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 8 . . . . .	193
B'.3 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 9 . . . . .	193
<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>197</b>

# Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Θυρίστορ τόξου υδραργύρου. . . . .	26
2.2	Break-even distance. . . . .	27
2.3	Είδη τεχνολογίας HVdc. . . . .	28
2.4	Τοπολογίες HVdc Classic. . . . .	30
2.5	Τοπολογίες HVdc Classic. (Συνέχεια 1) . . . . .	31
2.6	Τοπολογίες HVdc Classic. (Συνέχεια 2) . . . . .	32
2.7	Καμπύλη δυνατοτήτων ενεργού και άεργου ισχύος μετατροπέα VSC-HVdc. . . . .	33
2.8	Μετατροπείς δύο επιπέδων, τριών επιπέδων, πολλαπλών επιπέδων. . . . .	38
2.9	Μετατροπέας δύο επιπέδων με IGBT's. . . . .	39
2.10	Απώλειες HVdc. . . . .	40
2.11	Στοιχειώδες cell μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων. . . . .	40
2.12	Δομή μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων. . . . .	41
3.1	Grid-forming και grid-feeding μετατροπείς. . . . .	46
3.2	Πλαίσια αναφοράς μετασχηματισμών Clarke και Park. . . . .	48
3.3	Συνιστώσες μετασχηματισμών Clarke και Park τριφασικού συστήματος τάσεων. . . . .	49
3.4	Δομή PLL. . . . .	55
3.5	Μετατροπέας δύο επιπέδων με IGBT's. . . . .	56
3.6	Αναπαράσταση διανυσμάτων εξόδου μετατροπέα δύο επιπέδων στο επίπεδο Clarke. . . . .	58
3.7	Βασική αρχή λειτουργίας της τεχνικής διαμόρφωσης παλμών SPWM. . . . .	59
3.8	Κορεσμός της τάσης εξόδου του μετατροπέα. . . . .	60
3.9	Γενικό σχήμα ελέγχου grid-feeding μετατροπέα για HVdc. . . . .	61
3.10	Απλοποιημένο κύκλωμα μετατροπέα πηγής τάσης. . . . .	62
3.11	Διάγραμμα ελέγχου ρευμάτων μετατροπέα. . . . .	63
3.12	Μοντελοποίηση συστήματος προς έλεγχο για το σχεδιασμό του ελεγκτή ρευμάτων μετατροπέα. . . . .	64
3.13	Έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος. . . . .	65
3.14	Απλοποιημένο κύκλωμα γραμμής HVdc προς έλεγχο. . . . .	66
3.15	Έλεγχος dc τάσης. . . . .	67
3.16	Έλεγχος ac τάσης. . . . .	68
3.17	Έλεγχος PI χωρίς και με προστασία <i>anti – windup</i> . . . . .	70

3.18	Τρόποι περιορισμού πλάτους αναφοράς ρεύματος μετατροπέα. . . . .	71
3.19	Παραλλαγή 1 <sup>η</sup> : Εναλλακτικός έλεγχος ρευμάτων. . . . .	72
3.20	Παραλλαγή 2 <sup>η</sup> : Εναλλακτικός έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος. . . . .	73
4.1	Ελάχιστος απαιτούμενος χρόνος λειτουργίας του offshore αιολικού πάρκου για διαφορετικές συνθήκες τάσης και συχνότητας στο δίκτυο διασύνδεσης. . . . .	76
4.2	Ενεργός ισχύς εξόδου και ελάχιστη απαιτούμενη χρονική διάρκεια διατήρησης σύνδεσης offshore αιολικού πάρκου ως συνάρτηση της συχνότητας του δικτύου. . . . .	77
4.3	Ελάχιστες απαιτήσεις συντελεστή ισχύος και τάσης offshore αιολικού πάρκου. . . . .	78
4.4	Ελάχιστες απαιτήσεις άεργου ισχύος ανεμογεννήτριας ως συνάρτηση της παραγωγής ενεργού ισχύος. . . . .	79
4.5	Απαίτηση αντοχής σε βύθιση τάσης offshore αιολικού πάρκου. . . . .	80
4.6	Απαίτηση στήριξης τάσης μέσω μεταβολής άεργου ρεύματος ανεμογεννήτριας. . . . .	81
5.1	Εγκατάσταση onshore και offshore αιολικών πάρκων στην Ευρώπη τα τελευταία 12 έτη. . . . .	84
5.2	Δομή μοντέλου ανεμογεννήτριας. . . . .	85
5.3	Φάσμα πυκνότητας οριζόντιας ταχύτητας ανέμου. . . . .	86
5.4	Αναπαράσταση πτερυγίου ανεμογεννήτριας. . . . .	87
5.5	Τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή $C_q$ ως προς την τιμή της παραμέτρου $\lambda$ για διαφορετικές τιμές της γωνίας βήματος $\beta$ . . . . .	88
5.6	Τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή $C_q$ ως προς το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίων $\lambda$ και τη γωνία βήματος $\beta$ . . . . .	88
5.7	Μηχανικό σύστημα ανεμογεννήτριας. . . . .	89
5.8	Σχήμα ελέγχου γωνίας βήματος πτερυγίων $\beta$ με βάση την ταχύτητα του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας $\omega_{gen}$ . . . . .	90
5.9	Καμπύλη μέγιστης απολαβής ισχύος (MPPT). . . . .	91
5.10	Σύστημα προκαθορισμένων κερδών gain scheduling. . . . .	93
5.11	Μονοφασικό ισοδύναμο του ηλεκτρικού μέρους της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών. . . . .	94
5.12	Αναπαράσταση με φασιθέτες των βασικών ηλεκτρικών μεγεθών του ηλεκτρικού μέρους της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών. . . . .	95
5.13	Μοντελοποίηση ανεμογεννήτριας (εκτός ηλεκτρικού συστήματος). . . . .	96
5.14	Ηλεκτρικό σύστημα ανεμογεννήτριας και έλεγχός του. . . . .	97
5.15	Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά της γεννήτριας. . . . .	99
5.16	Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου. . . . .	100
5.17	Αδρανειακή απόκριση και αναλογική απόκριση. . . . .	101
5.18	Καμπύλη αναλογικής απόκρισης. . . . .	102
5.19	Ελεγκτής απόκρισης συχνότητας. . . . .	103
6.1	Θαλάσσιο αιολικό πάρκο συνδεδεμένο μέσω γραμμής HVdc με το ηπειρωτικό δίκτυο ac. . . . .	108



6.2	Στρατηγική low-voltage ride-through μέσω πρόκλησης τεχνητής βύθισης τάσης στο offshore δίκτυο. . . . .	111
6.3	Απλοποιημένο δίκτυο για τη θεωρητική ανάλυση των μεθόδων fault ride-through και απόκρισης συχνότητας. . . . .	112
6.4	Στρατηγική low-voltage ride-through μέσω πρόκλησης τεχνητής αύξησης συχνότητας στο offshore δίκτυο. . . . .	116
6.5	Στρατηγική ελέγχου ενεργού ισχύος με βάση τις απαιτήσεις του Γερμανικού κώδικα για στήριξη του δικτύου σε περιπτώσεις αύξησης της συχνότητας. . . .	120
7.1	Εφαρμογή διαμόρφωσης SPWM. . . . .	125
7.2	Εφαρμογή διαμόρφωσης SPWM. (Συνέχεια) . . . . .	126
7.3	Προσομοίωση ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος απλού μετατροπέα. . . . .	131
7.4	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc. . . . .	133
7.5	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc. (Συνέχεια 1) . . . . .	134
7.6	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc. (Συνέχεια 2) . . . . .	134
7.7	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc με ασθενή δίκτυα ac. . . . .	136
7.8	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc με ασθενή δίκτυα ac. (Συνέχεια) . . . . .	137
7.9	Επιλογή αναφοράς ενεργού ισχύος προς τιμήν του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. . . . .	137
7.10	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος σε σύστημα VSC-HVdc με βάση την αναφορά 'κεντρικής βιβλιοθήκης'. . . . .	138
7.11	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για την 1 <sup>η</sup> παραλλαγή ελέγχου. . . . .	140
7.12	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για τη 2 <sup>η</sup> παραλλαγή ελέγχου. . . . .	140
7.13	Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για τη 2 <sup>η</sup> παραλλαγή ελέγχου. (Συνέχεια) . . . . .	141
8.1	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας ανέμου. . . . .	145
8.2	Προσομοίωση αιολικού πάρκου κατά τη στοχαστική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου. . . . .	147
8.3	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε διαταραχή συχνότητας του δικτύου. . . . .	149
8.4	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε διαταραχή συχνότητας του δικτύου. (Συνέχεια 1) . . . . .	150
8.5	Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε διαταραχή συχνότητας του δικτύου. (Συνέχεια 2) . . . . .	150
8.6	Προσομοίωση low-voltage ride-through του μοντέλου αιολικού πάρκου. . . . .	154

8.7	Προσομοίωση low-voltage ride-through του μοντέλου αιολικού πάρκου. (Συ- νήχεια) . . . . .	155
9.1	Προσομοίωση low-voltage ride-through θαλάσσιου αιολικού πάρκου συνδεδε- μένου μέσω HVdc με βάση τη στρατηγική βύθισης τάσης του offshore δικτύου.	161
9.2	Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές σταθερές κλίσης της βύθισης συχνότητας ως προς $V_{dc,2}$ . . . . .	162
9.3	Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικά όρια αποδεχτής τάσης $V_{dc,2}$ . . . . .	163
9.4	Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές τιμές της παρα- μέτρου $K_{ic}$ του ελεγκτή τάσης του offshore μετατροπέα HVdc. . . . .	164
9.5	Προσομοίωση low-voltage ride-through θαλάσσιου αιολικού πάρκου συνδεδε- μένου μέσω HVdc με βάση τη στρατηγική αύξησης συχνότητας του offshore δικτύου. . . . .	168
9.6	Προσομοίωση για διαφορετικές τιμές κλίσης αύξησης της συχνότητας του off- shore μετατροπέα ως προς την τάση $V_{dc,2}$ . . . . .	169
9.7	Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης για διαφορετικά μεγέθη βαθυπερα- τού φίλτρου αδρανειακής απόκρισης αιολικού πάρκου. . . . .	170
9.8	Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές σταθεράς αδρανειακού ελέγχου του αιολικού πάρκου. . . . .	171
9.9	Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης για διαφορετικές τιμές σταθεράς αδρανειακού ελέγχου του αιολικού πάρκου με μικρό φίλτρο παραγωγού συχνό- τητας. . . . .	172
9.10	Συγκριτική βελτίωση καταπόνησης dc τάσης και ROCOF μέσω αύξησης της αναλογικής ή της αδρανειακής απόκρισης του αιολικού πάρκου. . . . .	173
9.11	Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας θαλάσσιου αιολικού πάρκου συνδεδεμέ- νου μέσω HVdc με βάση τη στρατηγική αύξησης συχνότητας του offshore δικτύου. . . . .	177
9.12	Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές σταθερές ανα- λογικής απόκρισης συχνότητας της ανεμογεννήτριας. . . . .	177
9.13	Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές τιμές κλίσης αύ- ξησης της συχνότητας του offshore μετατροπέα ως προς την τάση $V_{dc,2}$ . . . . .	178
A'.1	Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας της διόδου. . . . .	188
A'.2	Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του θυρίστορ. . . . .	189
A'.3	Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του IGBT. . . . .	190
A'.4	Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του GTO. . . . .	190

# Κατάλογος Πινάκων

2.1 Σύγκριση των τεχνολογιών CSC-HVdc (HVdc Classic) και VSC-HVdc σε βασικά σημεία. . . . .	37
3.1 Διανύσματα μετατροπέα δύο επιπέδων για τις δυνατές διακοπτικές καταστάσεις.	57
B'1 Παράμετροι προσομοίωσης ελέγχου μεμονωμένου μετατροπέα. . . . .	193
B'2 Παράμετροι προσομοίωσης ελέγχου γραμμής HVdc. . . . .	194
B'3 Παράμετροι προσομοίωσης μοντέλου αιολικού πάρκου. . . . .	195
B'4 Παράμετροι προσομοίωσης μοντέλου αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc με το κυρίως δίκτυο. . . . .	195



# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Ορισμός του θέματος

Οι προκλήσεις που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα σύγχρονα ηλεκτρικά δίκτυα λόγω της διείσδυσης ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, όπως μεγάλων αιολικών πάρκων, είναι βαρυσήμαντες, ιδίως όταν αυτές οι πηγές ενέργειας πρέπει να συνδεθούν σε αδύναμα δίκτυα ac και τα γειτονικά συστήματα δε μπορούν να διαθέσουν επαρκή εφεδρεία ισχύος. Η παραγωγή ενέργειας από διεσπαρμένες πηγές, που σταδιακά συνδέονται και στο δίκτυο διανομής, θέτει επιπρόσθετες δυσκολίες ελέγχου. Στα μελλοντικά αυτά δίκτυα, τα ηλεκτρονικά ισχύος θα αναλάβουν να ελέγξουν τις κατευθύνσεις της ροής φορτίου, να περιορίσουν τις απώλειες και να λύσουν τα διάφορα προβλήματα ευστάθειας. Η χρήση γραμμών υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (High Voltage direct current, HVdc) για μεταφορά ισχύος προσφέρει αυξημένες δυνατότητες στήριξης του δικτύου [7]. Πέρα από αυτό, η μεταφορά HVdc εγγυάται για μεγάλες αποστάσεις μεταφορά ισχύος με μικρό κόστος και απώλειες.

Τα συστήματα HVdc που στηρίζονται σε θυρίστορ (Παράρτημα Α') (Classic HVdc) αποτελούν πλέον μια ώριμη και ευρέως χρησιμοποιούμενη τεχνολογία. Αντιμετωπίζουν όμως κάποιες αδυναμίες ελέγχου, ιδίως όταν διασυνδέονται σε ανίσχυρα δίκτυα, καθώς τα θυρίστορ δεν είναι πλήρως ελεγχόμενοι ημιαγώγιμοι διακόπτες. Τέτοιοι περιορισμοί δεν τίθενται για τη μεταφορά HVdc βασισμένη σε μετατροπείς πηγής τάσης (Voltage Source Converter HVdc, VSC-HVdc), οι οποίοι χρησιμοποιούν πλήρως ελεγχόμενα ημιαγώγιμα στοιχεία IGBT's ή σπανιότερα GTO's (Παράρτημα Α'). Ο μετατροπέας πηγής τάσης έχει το επιπρόσθετο πλεονέκτημα πως δε χρειάζεται να συνδεθεί σε υπάρχον δίκτυο, αλλά μπορεί να δημιουργήσει το δικό του δίκτυο. Για το λόγο αυτό, η VSC-HVdc μεταφορά είναι η προτιμώμενη τεχνολογία για την διασύνδεση απομονωμένων δικτύων, όπως ένα offshore αιολικό πάρκο, με το ηπειρωτικό δίκτυο. Ένα τέτοιο σύστημα αποτελεί και το αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας.

Ένας πρώτος στόχος της εργασίας είναι η παρουσίαση της χρησιμότητας της μεταφοράς HVdc, και ιδίως της τεχνολογίας VSC-HVdc. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται οι βασικές μέθοδοι ελέγχου των μετατροπέων μιας γραμμής VSC-HVdc και εφαρμόζονται στην προσομοίωση της διασυνδεδεμένης λειτουργίας δύο δικτύων μέσω HVdc.

Ο κύριος στόχος όμως της εργασίας είναι η μελέτη του τρόπου με τον οποίο ένα offshore αιολικό πάρκο διασυνδεδεμένο μέσω γραμμής VSC-HVdc με το κυρίως δίκτυο μπορεί να επιτύχει συμβατότητα με τους κώδικες του δικτύου. Σαν πρότυπος κώδικας πάνω στον οποίο στηρίχθηκαν οι απαιτήσεις από τα offshore αιολικά πάρκα, χρησιμοποιήθηκε αυτός της Γερμανίας [12]. Η ανάπτυξη των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στη Γερμανία υπήρξε ραγδαία. Μέχρι το τέλος του 2012 περίπου 32GW αιολικής ενέργειας και άλλα τόσα φωτοβολταϊκών είχαν εγκατασταθεί [2]. Επίσης, ο Γερμανικός κώδικας κάνει ξεχωριστή αναφορά στα offshore αιολικά πάρκα [13], οπότε είναι κατάλληλος για την παρούσα μελέτη.

Εφόσον χρησιμοποιούνται μετατροπείς πηγής τάσης, οι απαιτήσεις άεργου ισχύος ικανοποιούνται με ευκολία από τους ελεγκτές των μετατροπέων στη φυσιολογική λειτουργία. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον όμως έχει η ικανοποίηση των απαιτήσεων ενεργού ισχύος. Συνοπτικά, σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας ή βυθίσεων τάσης γενικά θα απαιτηθεί (άμεσα ή έμμεσα) μείωση της παρεχόμενης από το αιολικό πάρκο ενεργού ισχύος προς το δίκτυο. Την απαίτηση αυτή μπορεί εύκολα να ικανοποιήσει ο onshore μετατροπέας της γραμμής HVdc. Λόγω της ύπαρξης της γραμμής dc όμως, το αιολικό πάρκο δεν αντιλαμβάνεται τη δράση αυτή και συνεχίζει να παρέχει τη μέγιστη δυνατή ισχύ του. Εάν δε ληφθούν τα κατάλληλα μέτρα, η παραγόμενη ισχύς που δεν προσφέρεται στο δίκτυο θα αποθηκευθεί στις χωρητικότητες της dc γραμμής, αυξάνοντας την dc τάση μέχρι το όριο που θα επενεργήσει η προστασία της γραμμής.

Με βάση όμως τον κώδικα του δικτύου, το αιολικό πάρκο πρέπει να παραμείνει συνδεδεμένο ακόμα και για αρκετά ισχυρές διαταραχές στο κυρίως δίκτυο. Συνεπώς κάποια λύση του παραπάνω προβλήματος πρέπει να υιοθετηθεί. Στην παρούσα εργασία εξετάζονται οι διάφορες προτεινόμενες λύσεις υπό την προϋπόθεση πως δεν απαιτούν κάποιο σύστημα επικοινωνίας μεταξύ των μετατροπέων ή του αιολικού πάρκου. Κατά συνέπεια, ο μόνος άλλος τρόπος να μεταδοθεί η πληροφορία του σφάλματος είναι τα ηλεκτρικά μεγέθη: η dc τάση, η ac τάση και η ac συχνότητα του offshore δικτύου. Οι βασικές μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό θα παρουσιαστούν στην παρούσα εργασία, θα προσομοιωθούν και τα αποτελέσματα θα σχολιαστούν για την εξαγωγή συμπερασμάτων.

## 1.2 Διάρθρωση της εργασίας

Η διάρθρωση της παρούσας εργασίας είναι η παρακάτω:

- Στο κεφάλαιο 1 εισάγεται το θέμα της διπλωματικής και γίνεται σύντομη αναφορά στο πρόγραμμα προσομοίωσης DIgSILENT PowerFactory.
- Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα της μεταφοράς HVdc, γίνεται μια σύγκριση μεταξύ των δύο τεχνολογιών VSC-HVdc και CSC-HVdc και κατόπιν η έμφαση εστιάζεται στην πρώτη. Παρουσιάζονται βασικές τοπολογίες HVdc και γίνεται μια αναφορά στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων που θα αποτελέσουν τη μελλοντική επικρατούσα τεχνολογία στη μεταφορά VSC-HVdc.

- Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται βασικά στοιχεία ελέγχου μιας γραμμής VSC-HVdc με βάση τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου.
- Στο κεφάλαιο 4 εκτίθενται οι βασικοί κανόνες του Γερμανικού κώδικα δικτύων για διασύνδεση offshore αιολικών πάρκων.
- Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται το μοντέλο της ανεμογεννήτριας που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του αιολικού πάρκου.
- Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται οι υπό εξέταση μέθοδοι ικανοποίησης των απαιτήσεων του κώδικα δικτύων από το αιολικό πάρκο διασυνδεδεμένο μέσω HVdc με το ηπειρωτικό δίκτυο.
- Στο κεφάλαιο 7 πραγματοποιούνται προσομοιώσεις για την επαλήθευση όσων περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3 περί ελέγχου γραμμής VSC-HVdc.
- Στο κεφάλαιο 8 προσομοιώνεται το μοντέλο του αιολικού πάρκου για την διαπίστωση της ικανοποιητικής λειτουργίας του.
- Στο κεφάλαιο 9 πραγματοποιούνται οι προσομοιώσεις ελέγχου grid code compatibility με βάση όσα περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 6.
- Στο κεφάλαιο 10 εκτίθενται τα συμπεράσματα της μελέτης και οι προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

Τέλος, στα παραρτήματα γίνεται μια περιγραφή βασικών χαρακτηριστικών των ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στη μεταφορά HVdc και παρουσιάζονται οι τεχνικές παράμετροι των μοντέλων προσομοίωσης του συστήματος.

### 1.3 Το πρόγραμμα προσομοίωσης DIgSILENT PowerFactory

Η αυξημένη διεύθυνση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στα σύγχρονα ηλεκτρικά δίκτυα επιδεινώνει συνεχώς την πολυπλοκότητα της μελέτης και του ελέγχου τους. Η πιο συνηθισμένη μέθοδος μελέτης του ηλεκτρικού συστήματος είναι μέσω της προσομοίωσής του σε υπολογιστικά προγράμματα. Μοντέλα του συστήματος προσομοιώνονται για την μελετών ροής φορτίου, ευστάθειας συστήματος και μεταβατικής συμπεριφοράς του. Η πολυπλοκότητα επίλυσης των μελετών αυτών απαιτεί τη χρήση ισχυρών αλγορίθμων για τη γρήγορη και την ορθή πραγματοποίηση των υπολογισμών. Ένα από αυτά τα υπολογιστικά προγράμματα είναι το DIgSILENT PowerFactory (DIgSILENT GmbH, 2002) [21].

Το πρόγραμμα DIgSILENT PowerFactory έχει τη δυνατότητα προσομοίωσης ροών φορτίου, προσομοιώσεων μέσω τιμών και μεταβατικών φαινομένων [14]. Το πρόγραμμα αυτό περιλαμβάνει μια βιβλιοθήκη από μοντέλα και ελεγχτές διαμορφωμένα με βάση τα διεθνή πρότυπα. Συγκεκριμένα, περιλαμβάνει γεννήτριες, σύνθετες αντιστάσεις, ζυγούς, μετασχηματιστές, πηγές, φορτία, μετατροπείς και διάφορα άλλα στοιχεία, τα οποία χρησιμοποιούνται για να

προσομοιώσουν το προς μελέτη σύστημα. Τα ενσωματωμένα μοντέλα των διαφόρων ηλεκτρικών στοιχείων αντιστοιχούν σε διαφορετικές εξισώσεις, οι οποίες όμως δεν είναι προσβάσιμες στον χρήστη. Ο χρήστης όμως μπορεί να συμπληρώνει τις διάφορες παραμέτρους των μοντέλων για τη διαστασιολόγηση των στοιχείων. Κάθε μοντέλο έχει συγκεκριμένες μεταβλητές εισόδου και εξόδου οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη διασύνδεση των μοντέλων ή για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων.

Για μοντέλα τα οποία δεν περιλαμβάνονται ήδη στη βιβλιοθήκη του προγράμματος, παρέχεται μια γλώσσα δυναμικού προγραμματισμού των προσομοιώσεων, η DSL (Dynamic Simulation Language). Με τον τρόπο αυτό ο χρήστης μπορεί να δημιουργήσει τα δικά του σχήματα ελέγχου, τα οποία επικοινωνούν με τα προκαθορισμένα μοντέλα μέσω των εισόδων και εξόδων τους. Παραδείγματος χάριν, το μη ηλεκτρικό μέρος της ανεμογεννήτριας (μηχανικό σύστημα, αεροδυναμικό σύστημα, μοντέλο ανέμου) καθώς και οι διάφοροι ελεγκτές (έλεγχος pitch, έλεγχος μετατροπών) μοντελοποιούνται μέσω της γλώσσας DSL.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται για τα υπό εξέταση συστήματα προκύπτουν από προσομοιώσεις στο πρόγραμμα PowerFactory. Η συγκεκριμένη εργασία δε στοχεύει στη λεπτομερή επεξήγηση του τρόπου μοντελοποίησης και προσομοίωσης του προγράμματος αυτού. Παρόλα αυτά, στα συστήματα της προσομοίωσης θα δίνεται περιγραφή του τρόπου μοντελοποίησης απαλλαγμένη από τις διάφορες ιδιαιτερότητες του προγράμματος, εκτός από πολύ συγκεκριμένες περιπτώσεις που το ακριβές μοντέλο του PowerFactory θα παρουσιάζεται για λόγους πληρότητας (μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, μοντέλο μετατροπέα PWM). Για περισσότερες πληροφορίες αναφορικά με το πρόγραμμα, προτείνεται η επίσκεψη της ιστοσελίδας της DIgSILENT και η ανάγνωση του τεχνικού εγχειριδίου του PowerFactory [21].



## Κεφάλαιο 2

# Τεχνολογία Διασύνδεσης HVDC

### 2.1 Εισαγωγικά

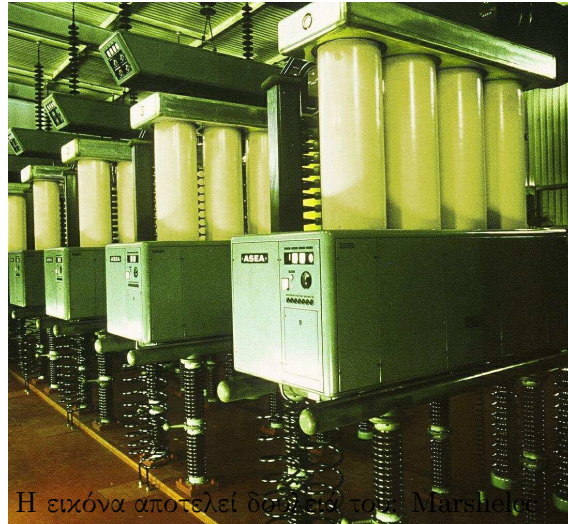
Η μεταφορά ισχύος με χρήση High-Voltage direct-current (HVdc) αποτελεί μια αξιόπιστη και αποδοτική τεχνολογία που στοχεύει στη μεταφορά μεγάλης ισχύος σε μακρινές αποστάσεις. Η πρώτη εμπορική χρήση γραμμής HVdc πραγματοποιήθηκε μεταξύ της ηπειρωτικής Σουηδίας και του νησιού του Gotland το 1954 [1]. Το σύστημα αυτό αποτέλεσε το αποκύημα έρευνας της ASEA, Σουηδικής ηλεκτρολογικής κοινοπραξίας (η οποία ήταν και ιδρυτική εταιρία της σημερινής ABB και σε αυτήν οφείλεται το πρώτο γράμμα της επωνυμίας της). Το σύστημα αυτό χρησιμοποιούσε ανορθωτές τόξου υδραργύρου (Σχήμα 2.1) και παρείχε μια υποθαλάσσια σύνδεση 20MW μήκους 90 χιλιομέτρων.

Με την έλευση των σύγχρονων θυρίστωρ, η μεταφορά HVdc έγινε ακόμα πιο ελκυστική. Το πρώτο σύστημα HVdc που χρησιμοποιούσε θυρίστωρ ήταν το σχέδιο Eel River μεταξύ των ηλεκτρικών συστημάτων των Καναδικών επαρχιών New Brunswick και Quebec. Το μέγεθος και το κόστος των θυρίστωρ σταδιακά μειώθηκε και η αξιοπιστία τους αυξήθηκε, οδηγώντας σε ραγδαία αύξηση της ζήτησης της τεχνολογίας HVdc [19, 1].

### 2.2 Πλεονεκτήματα της μεταφοράς HVdc

Μερικά από τα πλεονεκτήματα της μεταφοράς HVdc σε σχέση με τη συμβατική χρήση της υψηλής εναλλασσόμενης τάσης (HVac), συνοψίζονται στη συνέχεια [19].

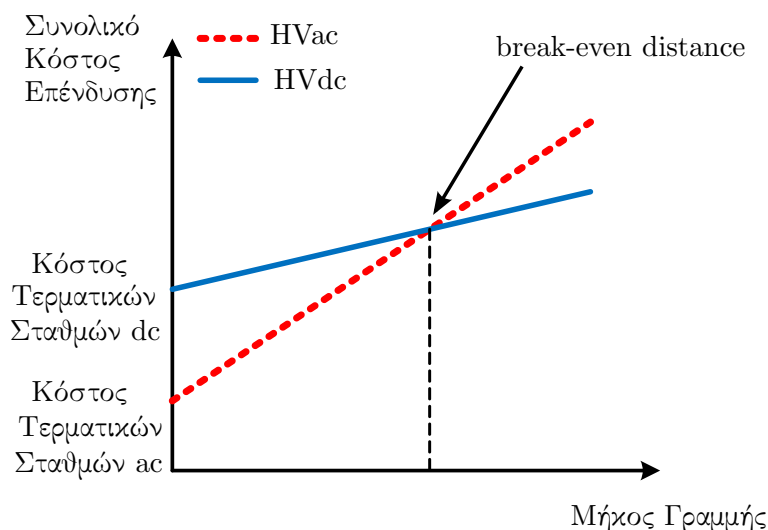
- **Μικρότερο κόστος.** Τα συστήματα HVdc έχουν τη δυνατότητα μεταφοράς μεγαλύτερης ηλεκτρικής ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις σε σχέση με ένα ανάλογο μεγέθους ac σύστημα. Αυτό ισοδύναμα σημαίνει πως λιγότεροι αγωγοί χρειάζονται για τη μεταφορά συγκεκριμένης ισχύος, οδηγώντας σε εξοικονόμηση τόσο χρημάτων όσο και χώρου. Ειδικότερα, μια διπολική γραμμή μεταφοράς HVdc χρησιμοποιεί δύο αγωγούς αντί για τρεις. Κατά συνέπεια, έχουμε μικρότερη απαίτηση γης για να περάσουν τα καλώδια μεταφοράς (Rights of Way -ROWs) και μικρότερους πύργους μεταφοράς. Μια χονδροειδής προσέγγιση της εξοικονόμησης στην κατασκευή γραμμής είναι το 30% του αρχικού κόστους.



Η εικόνα από ελεύθερο έργο του Marshall.

Σχήμα 2.1: Θυρίστορ τόξου υδραργύρου κατασκευασμένα από την ASEA, στη φυσική θέση λειτουργίας τους σε γραμμή μεταφοράς dc στη Νέα Ζηλανδία, έργο του 1965. Πρωτοπόρος της συγκεκριμένης τεχνολογία HVdc ήταν ο Dr. Uno Lamm της ASEA, ο οποίος έγινε γνωστός σαν ‘Πατέρας της μεταφοράς HVdc’ και ενέπνευσε την IEEE να θεσπίσει βραβείο στο όνομά του για εξαιρετική προσφορά στον τομέα του HVdc.

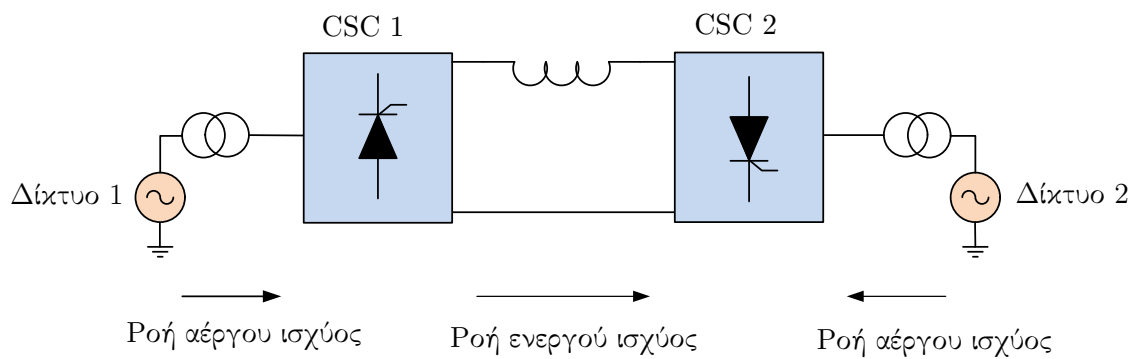
- **Μικρότερες ηλεκτρικές απώλειες.** Οι γραμμές μεταφοράς ac μεγάλων αποστάσεων, ιδίως όταν είναι υποθαλάσσιες, οδηγούν σε αυξημένες χωρητικότητες των αγωγών άρα και σε αυξημένο χωρητικό ρεύμα, που με τη σειρά του προκαλεί απώλειες Joule και την ανάγκη αντιστάθμισης. Η δυνατότητα ενδιάμεσης αντιστάθμισης προσφέρει μια λύση στους εναέριους αγωγούς, αλλά είναι πολύ πιο δύσκολα υλοποιήσιμη στα υποθαλάσσια έργα. Στις απώλειες προστίθενται και αυτές που οφείλονται στο επιδερμικό φαινόμενο των καλωδίων και στα επαγόμενα ρεύματα στα διάφορα μεταλλικά μέρη του συστήματος μεταφοράς. Τα συστήματα HVdc δεν πάσχουν από τα παραπάνω μειονεκτήματα.
- **Βελτιωμένη ευστάθεια.** Ο ταχύς έλεγχος της μεταφερόμενης ισχύος οδηγεί σε αυξημένη ευστάθεια των συστημάτων που διασυνδέονται με HVdc. Έτσι είναι δυνατή η υποστήριξη αδύναμων συστημάτων καθώς και η διασύνδεση συστημάτων τα οποία θα ήταν δύσκολο να διασυνδεθούν με χρήση εναλλασσόμενου ρεύματος εξαιτίας προβλημάτων ευστάθειας. Επιπρόσθετα, ο έλεγχος του HVdc συστήματος μπορεί να δρα σχετικά ανεξάρτητα από τα διαφορετικά μονοπάτια διασύνδεσης δύο δικτύων. Τέλος, ο έλεγχος ρευμάτων των μετατροπέων περιορίζει σημαντικά τα ρεύματα βραχυκύκλωσης.
- **Διασύνδεση ασύγχρονων δικτύων ή δικτύων διαφορετικής συχνότητας.** Καθίσταται δυνατή η διασύνδεση δικτύων με διαφορετική συχνότητα ή φάση λόγω της αποτελεσματικής χρήσης των ηλεκτρονικών ισχύος στις γραμμές HVdc.
- **Περιβαλλοντικά οφέλη και ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.** Η αυξημένη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος με λιγότερες γραμμές μεταφοράς και μικρότερη ανάγκη



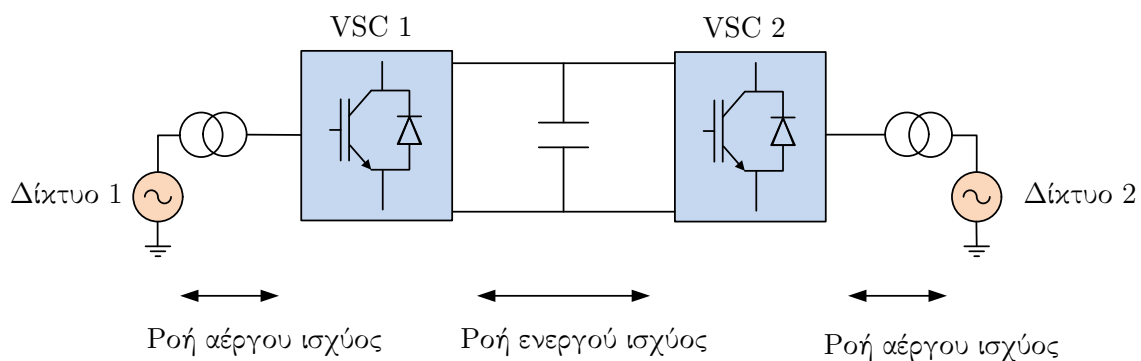
Σχήμα 2.2: Κόστη γραμμής μεταφοράς ac και dc. Στην απόσταση break-even distance η εξοικονόμηση κόστους από την κατασκευή γραμμής dc αντί ac και από τις μακροπρόθεσμα μειωμένες απώλειες ανηγμένες σε καθαρή παρούσα αξία αντισταθμίζουν το αυξημένο κόστος κατασκευής των τερματικών σταθμών μετατροπών της γραμμής HVdc.

για γη (ROW) είναι ιδιαίτερης αξίας για την πρόσβαση απομακρυσμένων περιοχών με πλούσιο ενεργειακό περιεχόμενο, που θα αναγκάσει τις γραμμές να περάσουν από ενδεχομένως ευαίσθητες ή υψηλής περιβαλλοντικής αξίας τοποθεσίες. Άλλωστε η παραγωγή από ηλιακή, αιολική ή υδάτινη ενέργεια συχνά εντοπίζονται σε μακρινά και απρόσιτα στον άνθρωπο μέρη, οπότε ένας αξιόπιστος τρόπος μεταφοράς μεγάλων ποσοτήτων ισχύος σε μακρινή απόσταση με μικρές ανάγκες συντήρησης και μικρές απώλειες είναι απαραίτητος. Για παράδειγμα, μέσω της μεταφοράς HVdc αίρεται ο περιορισμός της απόστασης στις υποθαλάσσιες μεταφορές, οπότε ευνοείται η κατασκευή θαλάσσιων αιολικών πάρκων. Επιπρόσθετα, δεν υπάρχουν επαγόμενα εναλλασσόμενα ηλεκτρομαγνητικά πεδία, που από κάποιους θεωρούνται βλαβερά για την υγεία και ενδεχομένως επηρεάζουν γειτονικά ηλεκτρομαγνητικά σήματα. Τέλος, οι μικρότερες θερμικές απώλειες οδηγούν σε ελαττωμένη συμβολή στην υπερθέρμανση του πλανήτη.

Όσον αφορά τη μείωση του κόστους, συχνά στα έργα μεταφοράς ισχύος μεγάλων αποστάσεων εμφανίζεται η έννοια μιας απόστασης εξισορρόπησης (“break-even distance”) η οποία δηλώνει το όριο πάνω από το οποίο η εξοικονόμηση υλικού από την κατασκευή μιας γραμμής HVdc αντί για HVac και η συσσώρευση του μικρότερου κόστους απωλειών σε παρούσα αξία για ένα λογικό βάθος χρόνου εξισορροπεί το αυξημένο κόστος κατασκευής των σταθμών των μετατροπών για την υλοποίηση του HVdc (Σχήμα 2.2). Οι τιμές του μήκους αυτού εξαρτώνται από τη συγκεκριμένη εφαρμογή, τα επίπεδα τάσης και την τεχνολογία που θα χρησιμοποιηθεί, αλλά μια εξ αποστάσεως εκτίμηση για να γίνει αντιληπτή η τάξη μεγέθους είναι τα 30 – 50km για τις υποθαλάσσιες μεταφορές και τα 500 – 800km για τα εναέρια καλώδια.



(α) Σύστημα CSC-HVdc με χρήση θυρίστορ.



(β) Σύστημα VSC-HVdc με χρήση IGBT's.

Σχήμα 2.3: Γενική εικόνα των δύο σύγχρονων τεχνολογιών HVdc.

Κάποιες φορές βέβαια η τιμή της παραπάνω απόστασης είναι παραπλανητική. Παραδείγματος χάριν, σε πολλές περιπτώσεις περιορισμοί ευστάθειας των συστημάτων μπορεί να απαιτούν την κατασκευή πολλαπλών γραμμών ac και η συνολικά μεταφερόμενη ισχύς να μοιραστεί σε αυτές. Τέτοια περίπτωση είναι η εναλλακτική του έργου  $\pm 250\text{kV}$ ,  $500\text{MW}$  “Square Butte Project”, που ήταν δύο γραμμές ac  $345\text{kV}$  με αντιστάθμιση σειράς. Ομοίως, η εναλλακτική του  $\pm 500\text{kV}$ ,  $1600\text{MW}$  “Inermountain Power Project” ήταν δύο γραμμές ac των  $500\text{kV}$  [3].

## 2.3 Είδη HVdc

Δύο είναι σήμερα οι επικρατέστερες τεχνολογίες γραμμών HVdc:

- **Συμβατική HVdc ή HVdc Classic.** Είναι η πρώτη τεχνολογία που αναπτύχθηκε. Χρησιμοποιείται ευρέως για μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ισχύος σε μακρινές αποστάσεις, όπου οι συμβατικές γραμμές ac δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Σήμερα υπάρχουν πάνω από 100 εγκαταστάσεις Classic HVdc ανά τον κόσμο. Εν γένει, τα μεγέθη ισχύος εντάσσονται στην περιοχή  $100 - 10000\text{MW}$ . Χρησιμοποιεί μετατροπείς

πηγής ρεύματος line-commutated current-source converters (CSC-HVdc) βασισμένους σε θυρίστορ (Σχήμα 2.3α'). Το μεγαλύτερο σε ισχύ έργο μέχρι στιγμής λειτούργησε το Δεκέμβριο του 2012 στην Κίνα. Η γραμμή 2090km,  $\pm 800\text{kV}$ , 7200MW μεταφέρει ισχύ από υδροηλεκτρικούς σταθμούς στην επαρχία Sichuan της κεντρικής Κίνας, στην βιομηχανική περιοχή Jangsu.

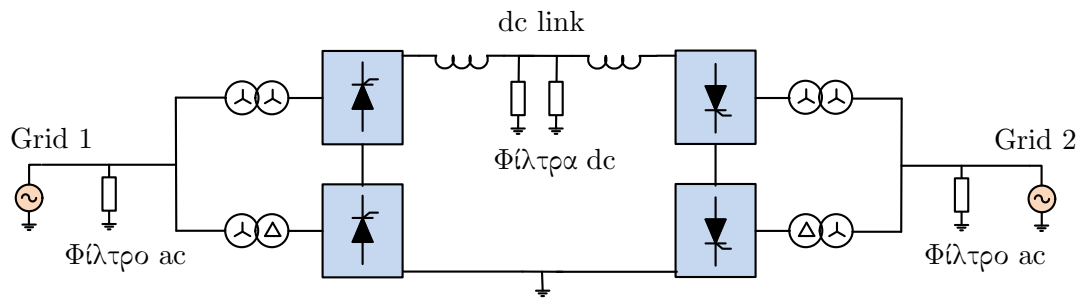
- **Voltage-Source Converter HVdc (VSC-HVdc).** Βασίζεται σε χρήση μετατροπέων πηγής τάσης forced-commutated voltage-source converters (VSC-HVdc) οι οποίοι χρησιμοποιούν κυρίως insulated gate bipolar transistors (IGBTs), ή εναλλακτικά gate turn-off thyristors (GTOs) (Σχήμα 2.3β'). Απευθύνεται μέχρι τώρα σε ισχείς της τάξης των 50 – 2500MW και χαρακτηριστικοί βιομηχανικοί εκπρόσωποι είναι το HVdc Light της ABB και το HVdc Plus της Siemens. Η ιστορία της τεχνολογίας αυτής ξεκίνησε πολύ πιο πρόσφατα, με το πρώτο έργο να υλοποιείται από την ABB το 1997 σε μια δοκιμαστική γραμμή  $\pm 10\text{kV}$ , 3MW βασισμένη σε IGBTs. Από τότε δεκάδες έργα έχουν πραγματοποιηθεί ανά τον κόσμο και το ερευνητικό ενδιαφέρον βρίσκεται στο αποκορύφωμα.

Η παρούσα εργασία προσανατολίζεται στη μελέτη και προσομοίωση της δεύτερης κατηγορίας γραμμής μεταφοράς, η οποία είναι πιο πρόσφατη και πρόσφορη για έρευνα. Αυτό δε σημαίνει πως και η συμβατική, ώριμη τεχνολογία HVdc Classic είναι παρωχημένη. Αντιθέτως, έργα μεγάλης κλίμακας κατασκευάζονται και προγραμματίζονται να κατασκευαστούν στο άμεσο μέλλον και η συμπεριφορά και η αξιοπιστία της είναι γνωστή και έχει παρατηρηθεί σε βάθος χρόνου. Μια σύντομη μνεία στην HVdc Classic τεχνολογία θα γίνει στην επόμενη ενότητα, ενώ μια σύγκριση των δύο τεχνολογιών θα πραγματοποιηθεί στην μεθεπόμενη ενότητα.

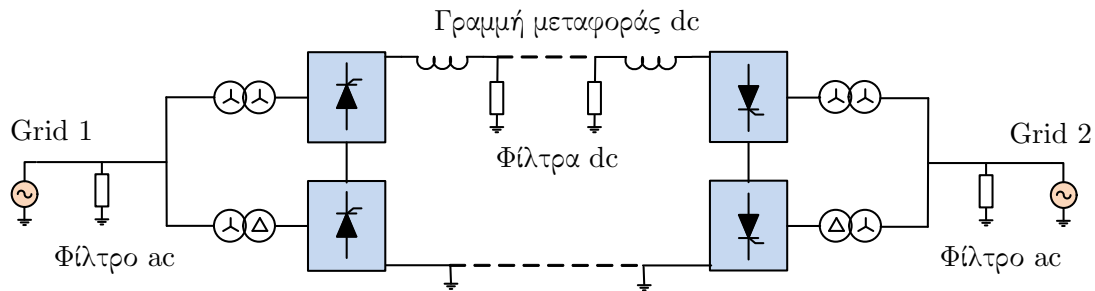
## 2.4 HVdc Classic: Δοκιμασμένη τεχνολογία

Ανάλογα με την τοποθεσία και τις ανάγκες λειτουργίας της γραμμής μεταφοράς, υπάρχουν διάφορες διαθέσιμες εναλλακτικές τοπολογίες HVdc Classic. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούνται σε έργα HVdc Classic όπως έχουν διαμορφωθεί έως σήμερα καθώς και κάποια χαρακτηριστικά τους [10].

1. **Σύστημα back-to-back (Back-to-Back CSC-HVdc System).** Στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχει γραμμή μεταφοράς. Οι δύο μετατροπείς βρίσκονται στην ίδια τοποθεσία. Κατ' αυτόν τον τρόπο μπορεί να γίνει ασύγχρονη σύνδεση δυο γειτονικών δικτύων ac ή δημιουργία ενός επιπρόσθετου μονοπατιού ισχύος σε ένα υπάρχον δίκτυο, παραδείγματος χάριν για επίλυση προβλημάτων περιορισμών στη ροή ισχύος. Στην περίπτωση ασύγχρονης σύνδεσης δυο δικτύων, είναι πιθανό να μην υπάρχει χώρος για σταθμό μετατροπέων και στις δυο συνδεδεμένες περιοχές, οπότε για τη σύνδεση να επιλεγεί τοπολογία back-to-back που θα εγκατασταθεί στην μια περιοχή και η διασύνδεση με την άλλη να γίνει μέσω γραμμής HVac. Μια απεικόνιση της τοπολογίας, η οποία χρησιμοποιεί δωδεκαπαλμική ανόρθωση, φαίνεται στο σχήμα 2.4α'. Η δωδεκαπαλμική



(α') Back-to-back CSC-HVdc system.

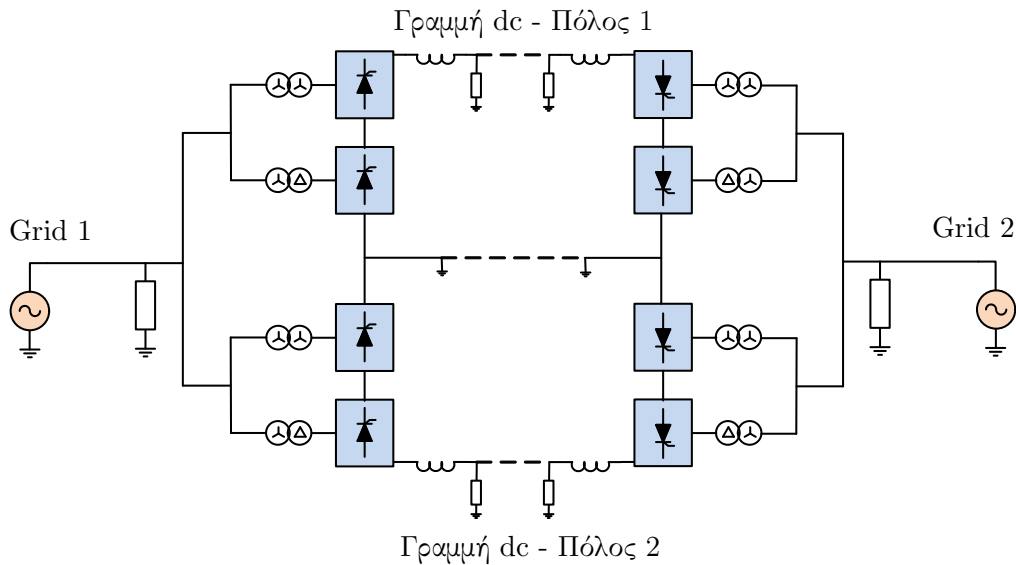


(β') Monopolar CSC-HVdc system.

Σχήμα 2.4: Τοπολογίες HVdc Classic.

ανόρθωση στηρίζεται στη χρήση δύο ανορθωτών εξαπαλμικής ανόρθωσης με θυρίστορ. Λόγω της διαφοράς φάσης που εισάγουν οι διαφορετικές τοπολογίες μετασχηματιστών (αστέρας - αστέρας και αστέρας - τρίγωνο), οι δυο εξαπαλμικές κυματομορφές από τις τριφασικές ανορθώσεις προστίθενται και δημιουργούν μια δωδεκαπαλμική κυματομορφή dc τάσης, από την οποία παίρνει και το όνομα η ανορθωτική γέφυρα.

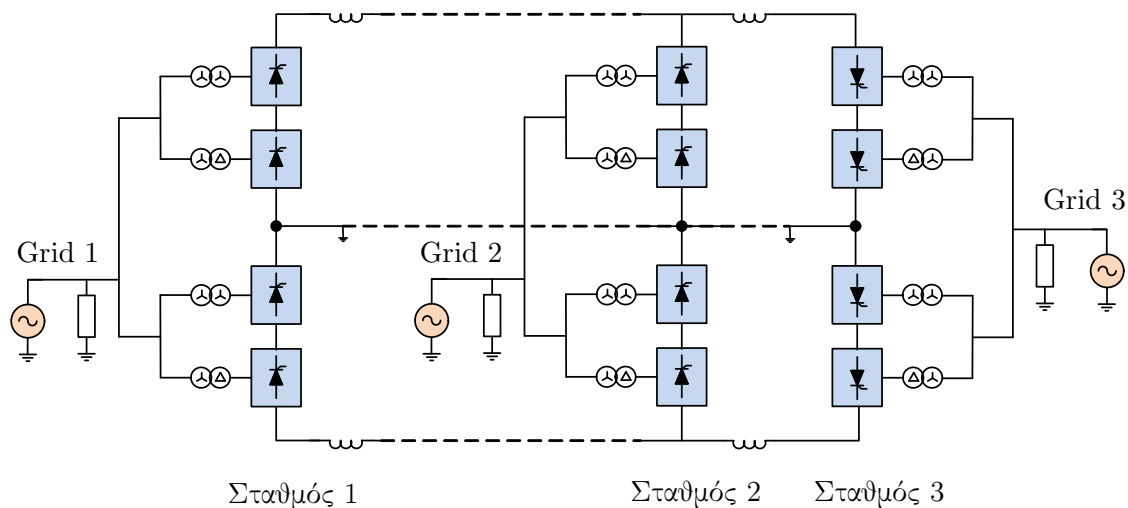
2. **Μονοπολικό σύστημα CSC-HVdc (Monopolar CSC-HVdc System).** Στη διάταξη αυτή χρησιμοποιείται μόνο μια γραμμή, η οποία αντιστοιχεί είτε σε θετικό είτε σε αρνητικό δυναμικό. Πολλές υποθαλάσσιες διασυνδέσεις στηρίζονται σε αυτή την τεχνολογία. Η επιστροφή γίνεται μέσω της γης. Στο σχήμα 2.4β' απεικονίζεται η τοπολογία αυτή, βασισμένη σε δωδεκαπαλμική ανόρθωση. Εφόσον η επιστροφή γίνεται διαμέσου της γης, υπάρχουν περιβαλλοντικές και άλλου είδους ανησυχίες για τυχόν επιπτώσεις, όπως η διάβρωση των κοντινών μεταλλικών αγωγών (σωλήνων ύδρευσης, φυσικού αερίου). Θεωρητικά είναι δυνατόν να υπάρξει και μεταλλικός αγωγός ή καλώδιο που να εξυπηρετεί την επιστροφή.
3. **Διπολικό σύστημα HVdc (Bipolar CSC-HVdc System).** Η πιο χρησιμοποιούμενη τοπολογία στις εφαρμογές, ιδίως στις υπέργειες γραμμές μεταφοράς. Απαρτίζεται από δύο ιδανικά συμμετρικούς πόλους (γραμμές), έναν θετικό και έναν αρνητικό. Ουσιαστικά αποτελείται από δυο μονοπολικά συστήματα συνδυασμένα, απλά η ύπαρξη δεύτερου αγωγού για επιστροφή εξαλείφει την ανάγκη διέλευσης ρεύματος μέσω της



Σχήμα 2.5: Τοπολογίες HVdc Classic (Συνέχεια 1) - Bipolar CSC-HVdc system.

γης και άρα και τις απορρέουσες από αυτήν, προαναφερθείσες ανησυχίες. Ένα μεγάλο πλεονέκτημα είναι πως σε περίπτωση σφάλματος στη μια γραμμή (πόλο), η άλλη γραμμή μπορεί να εξακολουθεί να μεταφέρει (τη μισή) ισχύ όπως ακριβώς ένα μονοπολικό σύστημα, με επιστροφή τη γη. Επιπρόσθετα, σε περίπτωση σφάλματος στον μετατροπέα του ενός πόλου (πόλος 1), η μειωμένη ισχύς θα μπορεί να μεταφέρεται με μια άμεση τροποποίηση της τοπολογίας από τον άλλο πόλο (πόλος 2) χρησιμοποιώντας σαν επιστροφή τον πόλο 1 και όχι τη γη. Η τοπολογία αυτή, βασισμένη σε δωδεκαπαλμική ανόρθωση, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.5. Θεωρητικά, μπορεί να υπάρχει για μικρές αποστάσεις και τρίτος αγωγός ο οποίος να εξασφαλίζει την μονοπολική λειτουργία με επιστροφή όχι μέσω της γης σε περίπτωση σφάλματος στον ένα πόλο.

**4. Πολυτερματικά συστήματα (Multiterminal CSC-HVdc System).** Στην τοπολογία αυτή υπάρχουν παραπάνω από δύο σύνολα μετατροπέων. Χρησιμοποιείται για να διασυνδέσει παραπάνω από δύο δίκτυα. Οι τοπολογίες αυτές συχνά προκύπτουν από επεκτάσεις υπάρχοντων έργων HVdc και μπορεί να γίνουν πολύ περίπλοκες με τις ροές ισχύος να έχουν πολλές κατευθύνσεις. Ένα παράδειγμα πολυτερματικού συστήματος παράλληλης διασύνδεσης φαίνεται στο σχήμα 2.6. Η σύνδεση είναι παράλληλη γιατί (αν υποθετικά αγνοηθούν οι πτώσεις τάσεις λόγω των γραμμών μεταφοράς) όλοι οι σταθμοί μετατροπέων συνδέονται στην ίδια dc τάση. Η παράλληλη σύνδεση των δικτύων μπορεί να έχει και πιο περίπλοκες μορφές, όπως ακτινικά γύρω από ένα κοινό σημείο (parallel connected radial multiterminal dc) ή σε πλέγμα (parallel connected mesh-type multiterminal dc). Εναλλακτικά, θα μπορούσε η διασύνδεση να είναι σε σειρά, εάν οι σταθμοί διαρρέονταν από το ίδιο dc ρεύμα. Υβριδικά συστήματα δημιουργούνται από το συνδυασμό των παραπάνω τοπολογιών.



Σχήμα 2.6: Τοπολογίες HVdc Classic (Συνέχεια 2) - Multi-terminal CSC-HVdc system σε παράλληλη σύνδεση.

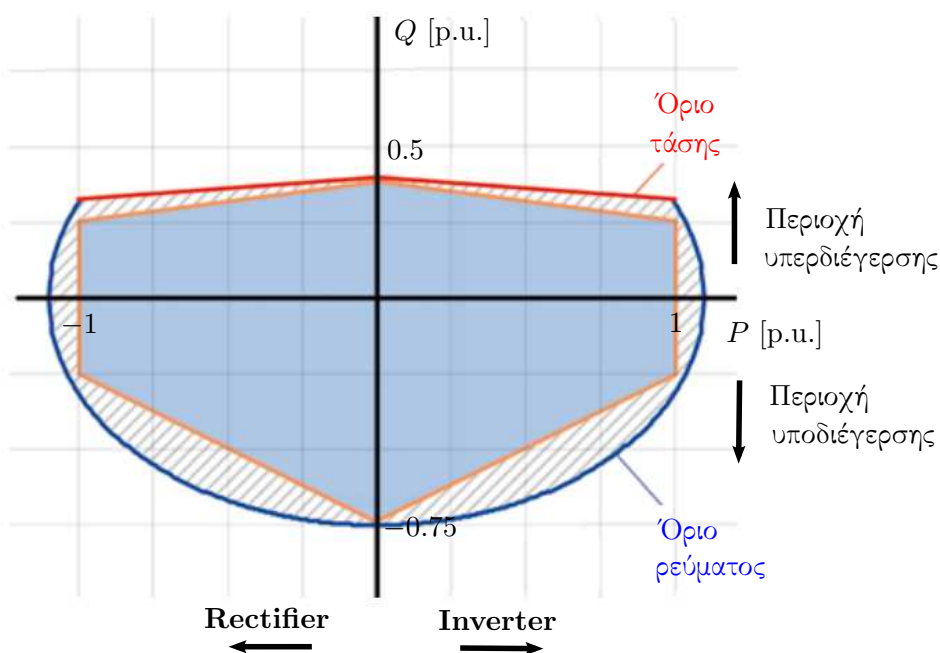
## 2.5 VSC-HVdc: Τα δυνατά σημεία

Οι τοπολογίες που χρησιμοποιούνται για τη μεταφορά VSC-HVdc είναι αντίστοιχες με αυτές που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα για CSC-HVdc, απλά αντί της δωδεκαπαλμικής ανόρθωσης χρησιμοποιείται μετατροπέας τάσης σε κάθε πλευρά της γραμμής. Παρακάτω συνοψίζονται ορισμένες δυνατότητες που προσφέρει η τεχνολογία VSC-HVdc, οι οποίες έχουν συγκεντρωθεί από την εκτενή βιβλιογραφία ή αναφέρονται στα εγχειρίδια των εμπορικά κατοχυρωμένων σχετικών προϊόντων (όπως η HVdc Light της ABB [1] και η HVdc Plus της Siemens) [7]. Τα πλεονεκτήματα της HVdc μεταφοράς γενικά, όπως περιγράφηκαν σε προηγούμενη ενότητα, εφαρμόζουν και εδώ προφανώς και δε θα αναφερθούν για δεύτερη φορά, εκτός και αν σχετίζονται με εξειδικευμένα οφέλη που προσφέρει η μεταφορά VSC-HVdc.

### Ανεξάρτητος έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος

Είναι δυνατός ο ανεξάρτητος έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος, εντός των ορίων αντοχής των μετατροπέων, και στις δύο πλευρές. Σε ένα δίκτυο όπως αυτό του σχήματος 2.3β' παραδείγματος χάριν, είναι δυνατός ο έλεγχος σε κάθε πλευρά της άεργου ισχύος ή της τάσης του δικτύου. Αντίστοιχα είναι δυνατός ο έλεγχος της ενεργού ισχύος, υπό τον παρακάτω περιορισμό: Εάν η εντολή ροής ενεργού ισχύος δεν είναι ισοσταθμισμένη στις δύο περιοχές (δίκτυο 1 και δίκτυο 2), τότε η επιπρόσθετη ισχύς θα οδηγήσει, λόγω της αρχής διατήρησης ενέργειας, σε φόρτιση ή αποφόρτιση των πυκνωτών του dc link και άρα σε αύξηση ή μείωση αντίστοιχα της τάσης dc. Για το λόγο αυτό, στην πλευρά του ενός δικτύου ελέγχεται η ενεργός ισχύς, ενώ στην άλλη πλευρά η dc τάση. Στο σχήμα 2.7 παρουσιάζεται μια τυπική καμπύλη ελάχιστων δυνατοτήτων ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος σε μια πλευρά της γραμμής HVdc. Περισσότερες λεπτομέρειες για τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος θα





Σχήμα 2.7: Τυπική καμπύλη ελάχιστων δυνατοτήτων ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος VSC-HVdc μεταφοράς σε κάθε πλευρά της γραμμής, όπως παρουσιάζεται σε τεχνικό εγχειρίδιο της Siemens - HVDC Plus [7]. Η ενεργός και άεργος ισχύς μπορεί να ρυθμιστεί σε οποιοδήποτε σημείο εντός του ορίου της κόκκινης και της μπλε γραμμής. Η ισχύς θεωρείται θετική όταν προσφέρεται από το μετατροπέα HVdc στο δίκτυο (σύμβαση γεννήτριας). Όταν η ενεργός ισχύς προσφέρεται στο δίκτυο, έχουμε λειτουργία αντιστροφέα (inverter), ενώ όταν απορροφάται λειτουργία ανορθωτή (rectifier). Όταν η άεργος ισχύς προσφέρεται στο δίκτυο, έχουμε λειτουργία στην περιοχή υπερδιέγερσης (χωρητική λειτουργία), ενώ στην περίπτωση που απορροφάται από αυτό βρισκόμαστε στην περιοχή υποδιέγερσης (επαγωγική λειτουργία).

αναλυθούν στο αντίστοιχο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας.

### Λειτουργία χαμηλής μεταφερόμενης ισχύος

Σε αντίθεση με τη συμβατική τεχνολογία (HVdc Classic), εδώ είναι δυνατή η λειτουργία των μετατροπέων ακόμα και για πολύ μικρές ή μηδενικές τιμές μεταφερόμενης ενεργού ισχύος. Μάλιστα, σε λειτουργία χαμηλής παροχής ενεργού ισχύος, υπάρχει η δυνατότητα μέγιστης εκμετάλλευσης της παραγωγής άεργου ισχύος. Με τον τρόπο αυτό ο μετατροπέας σε κάθε πλευρά μπορεί να λειτουργήσει καθαρά χωρητικά ή επαγωγικά για αντιστάθμιση άεργου ισχύος (Static VAr Compensator).

## Ταχύτατη αντιστροφή ροής ισχύος

Η αντιστροφή ισχύος είναι δυνατή με τη χρήση του ίδιου συστήματος ελέγχου, χωρίς να υπάρξει κάποια αλλαγή στην νοοτροπία ελέγχου. Αυτό είναι δυνατό διότι η μεταβολή της ροής ισχύος πραγματοποιείται με απλή αυξομείωση της τάσης dc στην πλευρά ελέγχου ενεργού ισχύος που οδηγεί σε μεταβολή της κατεύθυνσης του dc ρεύματος και δε χρειάζεται αλλαγή της πολικότητας των dc τάσεων, όπως στην HVdc Classic όπου ο ένας αντιστροφέας έχει το έργο του ανορθωτή (rectifier) και ο άλλος του μετατροπέα (inverter). Είναι δυνατός ο έλεγχος των μετατροπέων για αντιστροφή ισχύος από ονομαστική (προσφορά) σε ονομαστική (απορρόφηση) εντός μικροδευτερολέπτων, εάν οι περιορισμοί του δικτύου το επιτρέπουν.

## Σύνδεση σε αδύναμα δίκτυα

Η συμβατική μεταφορά HVdc Classic χρησιμοποιεί θυρίστορ σαν θεμελιώδη στοιχεία. Προκειμένου το θυρίστορ να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής, είναι απαραίτητη η ορθή πόλωσή του. Αυτό το καθιστά μερικώς ελεγχόμενο ημιαγωγίμο διακόπτη, του οποίου η μετάβαση σε κατάσταση αγωγής εξαρτάται από το δίκτυο στο οποίο συνδέεται (line commutated). Μελέτες έχουν δείξει πως σε αδύναμα δίκτυα είναι πιθανόν διαταραχές του δικτύου να προκαλέσουν αστοχία της αγωγής των θυρίστορ. Με τον όρο αδύναμο δίκτυο, εννοούμε είτε το δίκτυο το οποίο έχει χαμηλή ισχύ βραχυκύκλωσης (υψηλή ισοδύναμη αντίσταση Thevenin), είτε μικρή αδράνεια (δηλαδή είναι ευαίσθητο σε μεταβολές συχνότητας). Σε αντίθεση με τα θυρίστορ, τα IGBT's τα οποία χρησιμοποιούνται στη μεταφορά VSC-HVdc, είναι forced commutated, δηλαδή η αγωγή ή όχι εξαρτάται μόνο από έναν παλμό ελέγχου. Κατά συνέπεια, η λειτουργία τους παραμένει ανεπηρέαστη από την ισχύ του δικτύου.

## Ελαχιστοποίηση απωλειών ac δικτύου

Η δυνατότητα ελέγχου της ac τάσης του δικτύου βοηθάει σε ρύθμιση της τάσης προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία ελαχιστοποίησης απωλειών στο ac δίκτυο του καθενός από τους δυο μετατροπέες HVdc. Με τον τρόπο αυτό τόσο οι απώλειες μεταφοράς του δικτύου, όσο και οι μαγνητικές απώλειες των κοντινών γεννητριών μπορούν να μειωθούν.

## Αυξημένη μεταφορική ικανότητα δικτύου

Ο ταχύτατος και ακριβής έλεγχος της ενεργού ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο από τη γραμμή HVdc δίνει τη δυνατότητα στο δίκτυο να λειτουργεί πιο κοντά στα ανώτατα όρια τάσης του. Αυτό είναι δυνατό καθώς τυχόν υπέρταση θα μπορεί να αντιμετωπιστεί ταχύτατα από τον ελεγκτή άεργου ισχύος του μετατροπέα HVdc. Τα αυξημένα επίπεδα τάσης λοιπόν αυξάνουν τη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος, χωρίς τα ρεύματα του δικτύου να ξεπερνούν τα επιτρεπτά όρια.

Η βελτίωση της ευστάθειας του δικτύου συνεισφέρει επίσης στην αυξημένη μεταφορική ικανότητα του ac δικτύου. Η ευστάθεια της τάσης των ζυγών αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για τον περιορισμό της μεταφερόμενης ισχύος. Οι μετατροπέες HVdc όμως έχουν τη

δυνατότητα υποστήριξης με άεργο ισχύ του δικτύου στην περίπτωση βύθισης της τάσης. Η δυνατότητα αυτή αυξάνει τα όρια ευστάθειας τάσης των ζυγών και κατά συνέπεια επιτρέπει τη ροή μεγαλύτερης ποσότητας ισχύος.

### **Απόσβεση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων**

Οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις είναι αρκετά συχνό φαινόμενο στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας και η απόσβεσή τους είναι απαραίτητη. Βέβαια, η πολυπλοκότητα του συστήματος δυσχεραίνει το έργο της απόσβεσής τους, καθώς συχνά στην προσπάθεια απόσβεσης διεγείρονται άλλες συχνότητες ταλαντώσεων. Η χρήση του μετατροπέα του HVdc μπορεί να δημιουργήσει την απαιτούμενη απόσβεση. Η μέθοδος αυτή, όπως και άλλες μέθοδοι που επιστρατεύουν κατάλληλη μεταβολή της ισχύος μιας γεννήτριας ή τεχνητή μεταβολή του φορτίου για απόσβεση, έχουν το πλεονέκτημα πως αντιμετωπίζουν της ταλαντώσεις προσφέροντας ή αφαιρώντας την απαιτούμενη κάθε φορά ισχύ, με τις αντίστοιχες δηλαδή ταλαντώσεις ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, ο μετατροπέας του HVdc μπορεί να κρατάει την τάση σταθερή και να προκαλεί ταλαντώσεις ισχύος ή να κρατάει την ενεργό ισχύ σταθερή και να προκαλεί ταλαντώσεις άεργου ισχύος προκειμένου να πετύχει απόσβεση.

### **Ενίσχυση αποκατάστασης δικτύου μετά από blackout**

Η υποστήριξη ενός δικτύου μέσω γραμμής HVdc στην περίπτωση black-start (αποκατάστασης μετά από blackout) μπορεί να συνεισφέρει στην ταχύτερη επαναφορά του δικτύου, μέσω της στήριξης τάσης και συχνότητας. Εξαιτίας της έλλειψης ηλεκτρικής ισχύος σε τέτοιες περιπτώσεις, η τιμή της ειδικά το πρώτο εικοσιτετράωρο μπορεί να ανέβει σημαντικά, οπότε η επιτάχυνση της διαδικασίας επουλώνει μερικώς και την οικονομική αιμορραγία. Το σύστημα black-start μέσω HVdc Light γραμμής της ABB έχει ήδη εφαρμοστεί στην πλευρά της Εσθονίας στο 350MW,  $\pm 150\text{kV}$  έργο Estlink που συνδέει Εσθονία με Φινλανδία.

Ο μετατροπέας ισχύος του HVdc σε κάθε πλευρά εν γένει ακολουθεί τη φάση και συχνότητα όπως αυτές καθορίζονται από τις γεννήτριες παραγωγής. Στην περίπτωση όμως blackout ή κατάρρευσης τάσης, ο μετατροπέας μπορεί να αποσυνδεθεί από το δίκτυο και μεταβεί σε λειτουργία ιδανικής πηγής, δηλαδή να καθορίζει την τάση και τη συχνότητά του. Κατόπιν, τα φορτία έκτακτης ανάγκης μπορούν να συνδεθούν στο δίκτυο το οποίο θα έχει παραχθεί και να εξυπηρετηθούν. Προφανώς η παραπάνω διαδικασία προϋποθέτει πως στην άλλη πλευρά της HVdc γραμμής δεν θα υπάρχουν προβλήματα στην παροχή ισχύος.

### **Προστασία αντί νησιδοποίησης**

Η ικανότητα ταχύτατης μεταβολής της ενεργού ισχύος σε περίπτωση βραχυκυκλώματος καθώς και η ικανότητα λειτουργίας για μηδενικές τιμές ισχύος, εγγυάται πως το σύστημα HVdc μπορεί να αποσυνδεθεί από το λοιπό δίκτυο και να διατηρήσει την λειτουργία του. Βέβαια, η ανάγκη αποσύνδεσης από το δίκτυο για την προστασία αντί νησιδοποίησης είναι ένα προληπτικό μέτρο ώστε σε περίπτωση blackout να απομονωθούν όλες οι πηγές παραγωγής (όπως η

διεσπαρμένη παραγωγή) από το δίκτυο προκειμένου να αποφευχθούν ατυχήματα κατά τη συντήρηση ή βλάβες στον ηλεκτρικό εξοπλισμό από την αδυναμία της υπάρχουσας παραγωγής να στηρίξει το σύστημα. Παρόλα αυτά, είναι πιθανό οι κανονισμοί αυτοί να μεταβληθούν στο εγγύς μέλλον, καθώς με αυτόν τον τρόπο διακόπτεται η τροφοδοσία και σε κάποια φορτία τα οποία θα μπορούσαν να λαμβάνουν ηλεκτρική ισχύ από τις εναπομείνουσες ηλεκτρικές πηγές. Ακόμα και σε αυτήν την περίπτωση, η ικανότητα του μετατροπέα VSC-HVdc να λειτουργεί και σαν ιδανική πηγή επιτρέπει να χτιστεί ένα δίκτυο με στήριξη τάσης και συχνότητας για την εξυπηρέτηση φορτίων.

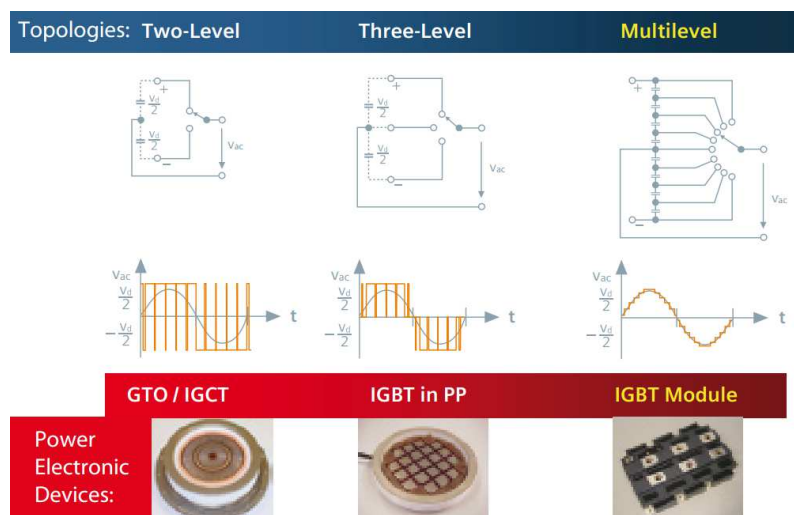
### Ασθενή μαγνητικά πεδία

Καταρχάς, τα μαγνητικά πεδία που παράγει μια γραμμή dc είναι στατικά, σε αντίθεση με τα μεταβαλλόμενα ηλεκτρομαγνητικά πεδία γύρω από έναν αγωγό ac και τα επαγόμενα πεδία εξαιτίας αυτών. Επιπρόσθετα, δύο αγωγοί HVdc μπορούν να τοποθετηθούν κοντά μεταξύ τους. Εφόσον τα ρεύματα στους δύο ρέουν σε αντίθετες κατευθύνσεις, τα μαγνητικά τους πεδία αλληλοεξουδετερώνονται στο μεγαλύτερο μέρος.

Παρόλα αυτά, τα ηλεκτρομαγνητικά πεδία στους σταθμούς των μετατροπέων χρειάζονται πιο προσεκτική αντιμετώπιση. Η διακοπτική λειτουργία των μετατροπέων στα υψηλά ρεύματα οδηγεί σε ταχείες μεταβολές των ρευμάτων άρα και σε ηλεκτρομαγνητικά πεδία υψηλής συχνότητας. Για το λόγο αυτό οι σταθμοί των μετατροπέων είναι θωρακισμένοι ώστε το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο στο εξωτερικό να μην ξεπερνά τα όρια για την ανθρώπινη έκθεση. Επιπρόσθετα, με τον τρόπο αυτό αποφεύγονται και τυχόν παρεμβολές στα ραδιοκύματα που έχουν συγκρίσιμο μήκος κύματος με τις παραγόμενες διαταραχές.

CSC-HVdc	VSC-HVdc
Θεμελιώδες συστατικό: θυρίστορ	Θεμελιώδες συστατικό: IGBT (ή σπανιότερα GTO)
Λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος στην dc πλευρά	Λειτουργεί σαν πηγή τάσης στην dc πλευρά
Η μεταβολή κατεύθυνσης της ροής ισχύος γίνεται με αλλαγή της πολικότητας της dc τάσης	Η μεταβολή κατεύθυνσης της ροής ισχύος γίνεται με αλλαγή της κατεύθυνσης του dc ρεύματος
Στην dc πλευρά χρησιμοποιείται πηνίο σε σειρά σαν φίλτρο για τη σταθεροποίηση του ρεύματος	Στην dc πλευρά χρησιμοποιείται παράλληλος πυκνωτής σαν φίλτρο για τη σταθεροποίηση της τάσης
Line commutation (Επομένως οι διαταραχές του δικτύου μπορεί να επηρεάσουν την ομαλή μετάβαση των διακοπών)	Forced commutation (Η ικανότητα αυτόνομης μετάβασης των διακοπών μειώνει την πιθανότητα αστοχίας των διακοπών)
Δεν έχει την ικανότητα να χτίσει δίκτυο ορισμένης τάσης και συχνότητας	Μπορεί να σχηματίσει ac δίκτυο με καθορισμένη τάση και συχνότητα (λειτουργία ac πηγής)
Χρειάζεται επιπρόσθετο εξοπλισμό για τον έλεγχο άεργου ισχύος (πχ. πυκνωτές αντιστάθμισης)	Ταχύς και ανεξάρτητος από την ενεργό ισχύ έλεγχος άεργου ισχύος
Σπάνια εφαρμόζεται PWM	Η εφαρμογή τεχνικών PWM για τον έλεγχο των ac τάσεων βελτιώνει την ποιότητα της τάσης από άποψη της μείωσης αρμονικών και flicker και της εξομάλυνσης των ταχέων μεταβολών τάσης
Μικρότερη δυνατότητα υποστήριξης δικτύου	Υποστήριξη και βελτιστοποίηση λειτουργίας δικτύου ac μέσω στήριξης τάσης και συχνότητας, αύξησης ανώτατων ορίων τάσης λειτουργίας δικτύου και άρα μείωσης των απωλειών, βελτίωσης ευστάθειας δικτύου, ικανότητας black start
Μειωμένες διακοπτικές απώλειες καθώς δεν εφαρμόζεται PWM διαμόρφωση	Αυξημένες διακοπτικές απώλειες λόγω της εφαρμογής PWM
Μικρότερης σημασίας ηλεκτρομαγνητικά πεδία στους σταθμούς μετατροπών	Ηλεκτρομαγνητικά πεδία λόγω των υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας PWM, που μπορεί να προκαλέσουν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, καταπόνηση των μετασχηματιστών και ταλαντώσεις υψηλής συχνότητας
Οικονομικότερη μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας σε πολύ μεγάλες αποστάσεις	Δεν προτιμάται προς το παρόν στα έργα ισχύος μεγαλύτερης των 2500MW

Πίνακας 2.1: Σύγκριση των τεχνολογιών CSC-HVdc (HVdc Classic) και VSC-HVdc σε βασικά σημεία.

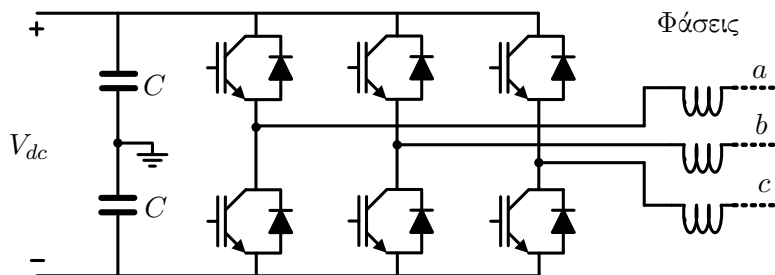


Σχήμα 2.8: Η μετάβαση από τους μετατροπείς δύο επιπέδων (two-level) και τριών επιπέδων (three-level) στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων (multilevel). Πηγή: Siemens - HVDC Plus [7].

## 2.6 Το μέλλον της VSC-HVdc μεταφοράς: Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων

Η πλειοψηφία των εγκατεστημένων γραμμών VSC -HVdc στηρίζεται σε μετατροπείς δύο ή τριών επιπέδων. Αυτό σημαίνει πως η φασική τάση εξόδου σε κάθε μια φάση μπορεί να πάρει δύο ή τρεις αντίστοιχα τιμές, ως προς τον (νοητό κάποιες φορές) ουδέτερο κόμβο του μετατροπέα. Στο σχήμα 2.8 φαίνεται η κύρια λογική των μετατροπέων δύο και τριών επιπέδων και η φασική ως προς τον ουδέτερο του μετατροπέα κυματομορφή εξόδου που παράγουν. Η τοπολογία του καθιερωμένου μετατροπέα δύο επιπέδων με IGBT's παρουσιάζεται στο σχήμα 2.9. Προκειμένου να υλοποιηθεί μια τέτοια τοπολογία για τα απαιτούμενα μεγέθη τάσης, χρησιμοποιούνται εκατοντάδες ημιαγωγοί αντοχής κάποιων kV συνδεδεμένοι σε σειρά (ώστε η τάση να μοιράζεται). Προκειμένου να διασφαλιστεί η αρμονική λειτουργία και κατανομή της τάσης, όλοι οι σε σειρά συνδεδεμένοι ημιαγωγοί πρέπει να αλλάζουν διακοπτική κατάσταση ταυτόχρονα. Επίσης, στην ac έξοδο του μετατροπέα βηματικές μεταβολές τάσης μεγάλου μεγέθους εφαρμόζονται, κάτι που προκαλεί καταπόνηση των στοιχείων. Τέλος, η πλούσια σε αρμονικές τάση εξόδου εξαιτίας των λίγων επιπέδων τάσης οδηγεί σε αυξημένες ανάγκες χρήσης ac φίλτρων.

Τα παραπάνω προβλήματα αντιμετωπίζονται σε μεγάλο βαθμό με τη χρήση μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων (σχήμα 2.8). Η χρήση περισσότερων επιπέδων στην τάση εξόδου, οδηγεί σε ανάγκη για μικρότερες βηματικές μεταβολές τάσης και κατά συνέπεια μικρότερη καταπόνηση των στοιχείων. Επιπρόσθετα, το αρμονικό περιεχόμενο της κυματομορφής εξόδου εξασθενεί και τα απαραίτητα ac φίλτρα μειώνονται υπολογίσιμα σε μέγεθος ή απαλείφονται εντελώς. Η μείωση των αρμονικών υψηλής συχνότητας οδηγεί επιπλέον σε μείωση του παραγόμενου υψίσυχνου θορύβου.

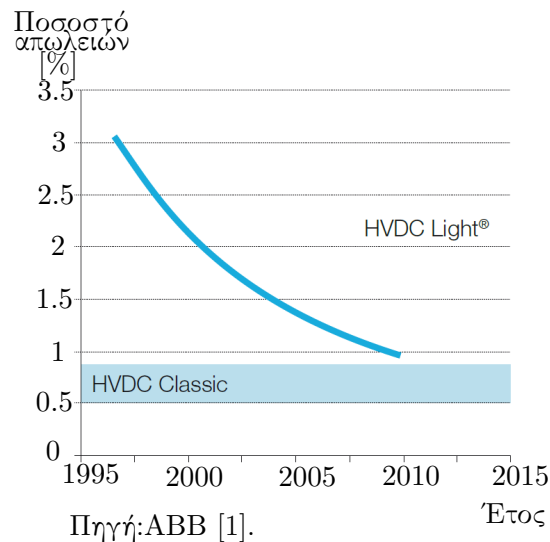


Σχήμα 2.9: Μετατροπέας δύο επιπέδων με IGBT's.

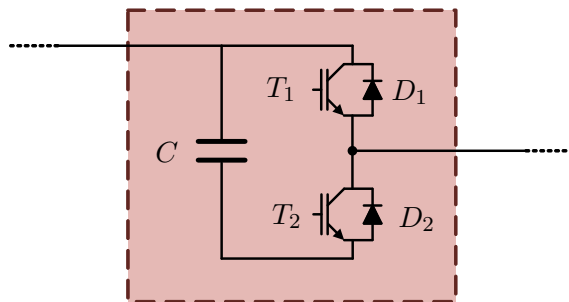
Μια ακόμα θετική απόρροια της χρήσης μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων, είναι η μείωση των διακοπτικών απωλειών. Οι διακοπτικές απώλειες αποτελούν μείζων πρόβλημα της μεταφοράς VSC - HVdc σε σχέση με τη συμβατική HVdc Classic. Στη συμβατική μεταφορά HVdc Classic, τα χρησιμοποιούμενα θυρίστορ μεταβαίνουν με διακοπτική συχνότητα αυτή του δικτύου στο οποίο συνδέονται (50Hz ή 60 Hz). Με αυτόν τον τρόπο, οι διακοπτικές απώλειες (οι οποίες έχουν άμεση εξάρτηση από το πλήθος των διακοπτικών μεταβάσεων και άρα από τη διακοπτική συχνότητα) είναι αρκετά χαμηλές (τάξης μεγέθους 0.7% – 2%). Στη μεταφορά VSC-HVdc, προκειμένου να μειωθούν οι παραγόμενες αρμονικές, εφαρμόζεται διαμόρφωση εύρους παλμών PWM. Σαν αποτέλεσμα, η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά υψηλότερη (ξεπερνά τα 1000Hz) και κατά συνέπεια και οι διακοπτικές απώλειες (τάξης μεγέθους 1.6% – 4%). Για το λόγο αυτό, η HVdc Classic προτιμάται κατά τη μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ισχύος, όπου οι απώλειες είναι μεγάλης σημασίας [11].

Παρόλα αυτά, προσπάθειες να μειωθούν οι απώλειες της μεταφοράς VSC-HVdc γίνονται συνεχώς και τα αποτελέσματα είναι ενθαρρυντικά (σχήμα 2.10). Ένας από τους τρόπους να επιτευχθεί αυτό είναι με τη χρήση μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων. Με την ύπαρξη περισσότερων επιπέδων, κάθε μεμονωμένος ημιαγωγός χρειάζεται να κάνει μικρότερο πλήθος μεταβάσεων (εφόσον δεν απαιτείται πολυπληθείς ομάδες ημιαγωγών συνδεδεμένων σε σειρά να μεταβαίνουν ταυτόχρονα, αντιθέτως μόνο με τη μετάβαση μερικών ημιαγωγίμων στοιχείων περνάμε από το ένα επίπεδο στο άλλο). Επίσης, η βελτιωμένη ποιότητα τάσης εξόδου λόγω των πολλαπλών επιπέδων, επιτρέπει τη μείωση της διακοπτικής συχνότητας για την επίτευξη αντίστοιχου αποτελέσματος ποιότητας τάσης. Κατά συνέπεια, η χρήση μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων εγγυάται τη μείωση των διακοπτικών απωλειών.

Πολυάριθμες τοπολογίες μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων έχουν μελετηθεί στη βιβλιογραφία [27], όπως αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode Clamped Multilevel Inverters, DCMI), αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού (Flying Capacitors Multilevel Inverters, FCMI) και αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας (Multilevel Inverters using Cascaded Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI). Μεταξύ αυτών, η τεχνολογία που φαίνεται να επικρατεί εμπορικά με μικρές διαφοροποιήσεις (ABB, Siemens) είναι αυτή που χρησιμοποιεί κελιά



Σχήμα 2.10: Ποσοστό απωλειών συμβατικής μεταφοράς HVdc Classic και VSC-HVdc (HVdc Light της ABB) όπως παρουσιάζονται στο τεχνικό εγχειρίδιο της ABB ως προς τη συνολική ισχύ του έργου [1].



Σχήμα 2.11: Στοιχειώδες cell μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων.

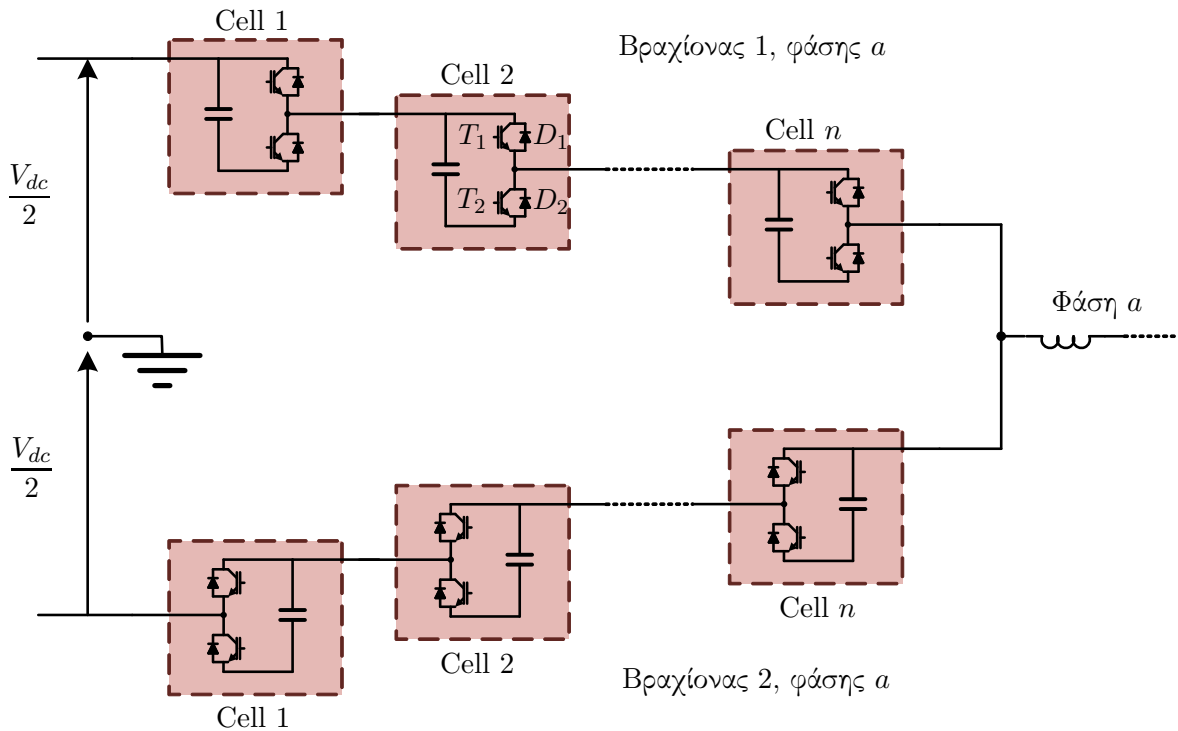
(“cells”-ABB [1, 18], “Power Modules”-Siemens [7]) ως θεμελιώδεις λίθους του μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων. Στο σχήμα 2.11 φαίνεται η μορφή ενός cell. Αποτελείται από δυο ημιαγωγικούς διακόπτες IGBT ( $T_1, T_2$ ), δύο διόδους ( $D_1, D_2$ ) και έναν πυκνωτή  $C$ .

Τα διαφορετικά cells συνδέονται μεταξύ τους και σχηματίζουν βραχίονες (“arms”). Κάθε φάση του τριφασικού συστήματος απαρτίζεται από δύο βραχίονες, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.12. Συνεπώς, έχουμε έξι βραχίονες συνολικά για τις τρεις φάσεις. Η φασική τάση εξόδου καθορίζεται ανάλογα με την κατάσταση των ημιαγωγικών διακοπών  $T_1, T_2$  σε κάθε cell.

Έστω ένα cell στο σχήμα 2.12. Η κατάσταση του θα καθορίζεται με βάση ένα πλήθος τριών εναλλακτικών. Θεωρείται πως η κατάσταση των ημιαγωγικών διακοπών  $T_1, T_2$  μπορεί να είναι είτε on (κατάσταση αγωγής), είτε off.

- Εάν ο διακόπτης  $T_1$  είναι on και ο διακόπτης  $T_2$  off, τότε το αντίστοιχο cell ‘εισέρχεται’ (inserted) και η έξοδός του είναι ίση με την τάση του πυκνωτή.





Σχήμα 2.12: Δομή μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων για τη φάση  $a$  του τριφασικού συστήματος.

- Εάν ο διακόπτης  $T_1$  είναι off και ο διακόπτης  $T_2$  on, τότε το αντίστοιχο cell 'παρακάμπτεται' (bypassed) και η τάση στην εξοδό του είναι μηδενική.
- Εάν και οι δύο διακόπτες  $T_1, T_2$  είναι σε κατάσταση off, τότε το cell είναι 'μπλοκαρισμένο' (blocked) και το ρεύμα ρέει μόνο μέσω των διόδων.

Με τον κατάλληλο έλεγχο των παραπάνω διακοπτικών καταστάσεων κάθε cell, καθορίζεται το επίπεδο τάσης εξόδου. Η διακοπτική συχνότητα κάθε cell είναι της τάξεως των 150 Hz. Οι διάφορες μεθοδολογίες που έχουν αναπτυχθεί για τον ακριβή τρόπο ελέγχου ενός μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων αυτού του τύπου ξεφεύγει από τους στόχους της παρούσης εργασίας.

## 2.7 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν οι λόγοι εδραίωσης και τα είδη της τεχνολογίας μεταφοράς ισχύος High-Voltage direct-current (HVdc). Αρχικά, παρουσιάστηκαν τα πλεονεκτήματα της μεταφοράς HVdc συγκριτικά με την τεχνολογία High-Voltage alternating-current (HVac), τα οποία οδηγούν στην εδραίωσή της. Κατόπιν, έγινε αναφορά στα είδη HVdc μεταφοράς, δηλαδή στην μεταφορά HVdc πηγής τάσης (VSC-HVdc) και πηγής ρεύματος (CSC-HVdc). Στη συνέχεια παρουσιάστηκε μια συγκριτική μελέτη των δύο τεχνολογιών, με έμφαση στα πλεονεκτήματα της VSC-HVdc η οποία εφαρμόζεται στην παρούσα εργασία. Τέλος, σχολιάστηκε η χρήση των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων ως στοιχείο που θα

κυριαρχήσει στα μελλοντικά έργα VSC-HVdc.

## Κεφάλαιο 3

# Έλεγχος Συστήματος VSC - HVDC

### 3.1 Εισαγωγικά

Ο έλεγχος ενός συστήματος VSC-HVdc της μορφής του σχήματος 2.3β' δίνει ένα μεγάλο εύρος δυνατοτήτων. Επιτρέπει τον έλεγχο τάσης, συχνότητας, ενεργού και άεργου ισχύος των δικτύων τα οποία διασυνδέει. Υπόκειται όμως σε έναν βασικό περιορισμό: η ενεργός ισχύς οφείλει να ελέγχεται με τρόπο που να μην υπάρχει ανισορροπία της ροής της μεταξύ των δύο πλευρών της γραμμής HVdc. Η οποιαδήποτε ανισορροπία ενεργού ισχύος οδηγεί σε φόρτιση ή αποφόρτιση των πυκνωτών της dc πλευράς, άρα σε ανύψωση ή πτώση της dc τάσης. Για το λόγο αυτό, τουλάχιστον μια πλευρά του συστήματος HVdc πρέπει να μεριμνά για τον έλεγχο της dc τάσης. Με αυτόν τον τρόπο ο μετατροπέας που θα αναλάβει τον συγκεκριμένο έλεγχο θα εξασφαλίζει πως η ενεργός ισχύς που διοχετεύεται ή απορροφάται από την άλλη πλευρά θα προσδίδεται ή θα αποδίδεται από το δίκτυο στην πλευρά του. Λόγω της ικανότητας ανεξάρτητου ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος, ο μετατροπέας αυτός έχει επιπλέον την ικανότητα παραγωγής ή κατανάλωσης άεργου ισχύος ή στήριξης της τάσης στο δίκτυό του (λειτουργία άρρηκτα συνδεδεμένη με την δυνατότητα ελέγχου άεργου ισχύος). Ο άλλος μετατροπέας μπορεί να έχει οποιαδήποτε επιθυμητή λειτουργία από αυτές που θα περιγραφούν στη δεύτερη ενότητα του παρόντος κεφαλαίου.

Οι συνηθισμένοι μέθοδοι ελέγχου μιας γραμμής HVdc απαιτούν τη χρήση μετασχηματισμένων συνιστωσών των ηλεκτρικών μεγεθών του δικτύου, είτε αυτές εκφράζονται στο στατικό πλαίσιο αναφοράς  $\alpha\beta$  (μετασχηματισμός Clarke) είτε στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο  $dq$  (μετασχηματισμός Park). Ο δεύτερος μετασχηματισμός για παράδειγμα χρησιμοποιείται στην πλέον κλασική και ευρέως χρησιμοποιούμενη μέθοδο ελέγχου μετατροπέων HVdc, τον διανυσματικό έλεγχο, ο οποίος επιτρέπει τον ανεξάρτητο έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Μια σύντομη αναφορά στους μετασχηματισμούς, η οποία θα περιλαμβάνει τα βασικά στοιχεία που απαιτούνται στην παρούσα εργασία, θα γίνει στην τρίτη ενότητα.

Προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος των διαφόρων μεγεθών του δικτύου είναι απαραίτητη η λήψη μετρήσεων των τάσεων και των ρευμάτων του δικτύου. Εκτός όμως από αυτές τις

μετρήσεις, όλες οι μέθοδοι ελέγχου χρειάζονται συνήθως και τη συχνότητα (ή το ολοκλήρωμά της, τη φάση) του δικτύου. Η πληροφορία αυτή περιέχεται στις μετρήσεις των τριφασικών μεγεθών του δικτύου (των τάσεων παραδείγματος χάριν) και η εξαγωγή της γίνεται με τη χρήση μεθόδων συγχρονισμού. Στην τέταρτη ενότητα θα γίνει μια αναφορά στον τρόπο με τον οποίο γίνεται ο συγχρονισμός των μετατροπέων ισχύος, με έμφαση στη χρήση του Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop (PLL).

Στη συνέχεια του κεφαλαίου ακολουθεί η περιγραφή του ελέγχου των μετατροπέων σε ένα σύστημα HVdc. Αρχικά παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του μετατροπέα πηγής τάσης με IGBT's που θα χρησιμοποιηθεί. Έπειτα, σχολιάζεται η μεθοδολογία ελέγχου του. Στην καρδιά του ελέγχου βρίσκεται η ταχύτατη ρύθμιση των ρευμάτων εξόδου κάθε μετατροπέα. Περιγράφεται η συμβατική τεχνική διανυσματικού ελέγχου καθώς και μια διαφορετική προσέγγιση που στηρίζεται σε άμεσο έλεγχο του ρεύματος. Οι τιμές αναφοράς για τα ρεύματα εξόδου προκύπτουν από ένα εξωτερικό επίπεδο ελεγκτών, ανάλογα με τις απαιτήσεις ενεργού, άεργου ισχύος, ac και dc τάσης σε κάθε πλευρά της γραμμής HVdc.

## 3.2 Χαρακτηρισμός αντιστροφών ανάλογα με τη λειτουργία τους στο δίκτυο

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, ο ένας εκ των δύο αντιστροφών του δικτύου HVdc είναι επιφορτισμένος με τον έλεγχο της dc τάσης. Ο άλλος μετατροπέας όμως έχει όλους τους βαθμούς ελευθερίας διαθέσιμους και ανάλογα με την περίπτωση η λειτουργία του μπορεί να καταταχθεί σε μια από τις εξής κατηγορίες: grid-forming, grid-feeding και grid-supporting μετατροπέας ισχύος [25].

### 3.2.1 Grid-forming power converters

Οι μετατροπείς ισχύος αυτού του τύπου έχουν ως λειτουργία να 'χτίζουν' ένα δίκτυο συγκεκριμένης τάσης και συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα, η λειτουργία τους προσομοιάζει αυτή της ιδανικής πηγής τάσης με δυνατότητα καθορισμού της τάσης και συχνότητάς της. Ένα ενδεικτικό σχήμα που αναπαριστά τη λειτουργία αυτού του είδους αντιστροφέα είναι το 3.1α', όπου φαίνεται η εντολή τάσης  $E^*$  και συχνότητας  $\omega^*$  για το σχηματισμό του δικτύου. Ο έλεγχος αυτού του τύπου βρίσκει εφαρμογές σε δίκτυα απομονωμένης λειτουργίας, όπου τα στοιχεία είτε είναι παθητικά είτε λειτουργούν με τη λογική grid-feeding μετατροπέων. Ιδιαίτερη μεταχείριση χρειάζεται στις περιπτώσεις που στο ίδιο δίκτυο συνδέονται και άλλοι grid-forming μετατροπείς που λειτουργούν παράλληλα, γιατί σε αυτήν την περίπτωση απαιτείται ο ταχύς συγχρονισμός τους ώστε τα μεγέθη του δικτύου που επιβάλλουν να είναι συμβατά μεταξύ τους. Χαρακτηριστικό παράδειγμα χρήσης τέτοιου μετατροπέα είναι στα εν αναμονή συστήματα αδιάλειπτης παροχής (standby UPS). Το σύστημα παραμένει αποσυνδεδεμένο σε φυσιολογική λειτουργία, αλλά σε περίπτωση βλάβης στο δίκτυο ενεργοποιείται και διαμορφώνει την ac τάση του δικτύου.

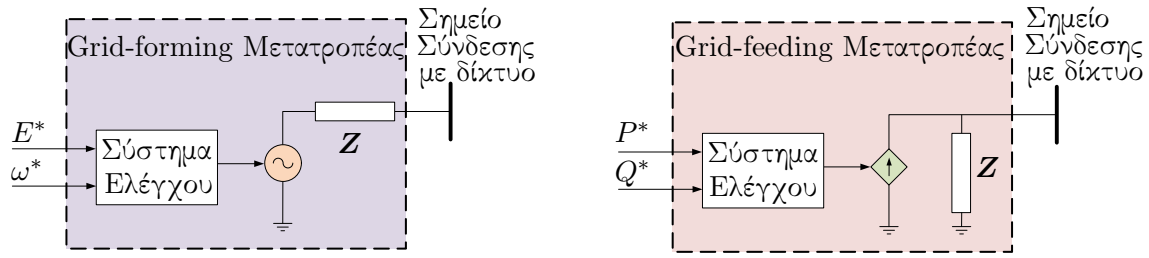
### 3.2.2 Grid-feeding power converters

Οι μετατροπείς του τύπου αυτού ελέγχονται με τρόπο ώστε να προσδίδουν ισχύ σε ένα ήδη υπάρχον δίκτυο. Συγχρονίζονται πάνω στην τάση και τη συχνότητα που παράγει ένα grid-forming στοιχείο του δικτύου. Μπορούν να αναπαρασταθούν σαν εγχύσεις ισχύος μέσα στο δίκτυο, δηλαδή σαν πηγές ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1β', όπου με  $P^*$  αναπαρίσταται η εντολή ενεργού και με  $Q^*$  η εντολή άεργου ισχύος. Προκειμένου η πηγή ρεύματος να οδηγεί σε παραγωγή των σωστών τιμών ενεργού και άεργου ισχύος, απαραίτητος είναι ο σωστός συγχρονισμός της πηγής με το δίκτυο. Μπορούν εύκολα να λειτουργήσουν παράλληλα με άλλους μετατροπείς ίδιας νοοτροπίας ελέγχου. Η αναφορές της ενεργού και άεργου ισχύος μπορεί να προκύπτουν από εξωτερικούς ελεγκτές. Παραδείγματος χάριν, η αναφορά ενεργού ισχύος μπορεί να προκύπτει από τη ρύθμιση του επιπέδου της dc τάσης σε έναν μετατροπέα HVdc. Η αναφορά της άεργου ισχύος μπορεί να προκύπτει για παράδειγμα από έλεγχο συντελεστή ισχύος, ανάλογα και με την ενεργό ισχύ, ή από την ανάγκη στήριξης του επιπέδου της ac τάσης. Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού θα επικεντρωθούμε στον έλεγχο αυτού του είδους μετατροπέα.

### 3.2.3 Grid-supporting power converters

Οι grid-supporting power converters αποτελούν την ενδιάμεση κατάσταση μεταξύ των δύο προηγούμενων κατηγοριών. Η λειτουργία τους δεν είναι να σχηματίζουν ένα δίκτυο, αλλά να στηρίζουν τη λειτουργία ενός υπάρχοντος δικτύου, δηλαδή την τάση και τη συχνότητά του, ώστε να έχουν τιμές κοντά στις ονομαστικές τους. Υπάρχουν δύο τύποι grid-supporting μετατροπέων.

- Μετατροπείς ελεγχόμενοι ως πηγή ρεύματος. Αυτού του είδους οι μετατροπείς χρειάζονται τουλάχιστον ένα στοιχείο του δικτύου στο οποίο συνδέονται να στήνει το δίκτυο. Η κύρια λειτουργία τους είναι όχι μόνο να τροφοδοτούν το δίκτυο με την αναγκαία ισχύ, αλλά να επιτελούν και ρυθμιστική λειτουργία στην τάση και τη συχνότητα του δικτύου. Ουσιαστικά δηλαδή πρέπει να παράγουν σωστές τιμές ενεργού και άεργου ισχύος προκειμένου να ενισχύουν τη συχνότητα και την τάση του δικτύου που συνδέονται. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο μετατροπέας στην έξοδο ενός αιολικού πάρκου, ο οποίος σύμφωνα με τις νέες απαιτήσεις των διαφόρων κωδίκων συστήματος οφείλει να παρέχει βοηθητικές υπηρεσίες στο δίκτυο.
- Μετατροπείς ελεγχόμενοι ως πηγή τάσης. Οι ελεγκτές αυτοί είναι προσομοιώνουν μια πηγή τάσης συνδεδεμένη σε σειρά με μια σύνθετη αντίσταση στο δίκτυο. Η σύνθετη αντίσταση αυτή μπορεί να είναι φυσική ή να υλοποιείται μέσω αλγορίθμων ελέγχου. Ο τρόπος ελέγχου προσομοιώνει τη λειτουργία μιας σύγχρονης γεννήτριας συνδεδεμένης στο δίκτυο μέσω αντίδρασης. Στην περίπτωση των μετατροπέων αυτών η ενεργός και η άεργος ισχύς που θα παρέχουν στο δίκτυο είναι συνάρτηση της τάσης και της συχνότητας του δικτύου. Ένα παράδειγμα grid-supporting μετατροπέα προσφέρουν τα line-interactive UPS, τα οποία σε φυσιολογική λειτουργία έχουν υποστηρικτική δράση



(α') Ο grid-forming μετατροπέας λειτουργεί σαν ιδανική πηγή τάσης σε σειρά με μια χαμηλή αντίσταση εξόδου. Η πηγή τάσης διαμορφώνει την τάση και τη συχνότητα του δικτύου. Η μικρής τιμής σύνθετη αντίσταση  $Z$  εκφράζει τη μη ιδανικότητα της λειτουργίας του μετατροπέα, εφόσον η τάση στην έξοδο της ελεγχόμενης ιδανικής ac πηγής δεν εφαρμόζεται απευθείας στο σημείο σύνδεσης του μετατροπέα αλλά αφού δεχθεί παραμόρφωση τάσης και συχνότητας από τον καταμερισμό στη σύνθετη αντίσταση.

(β') Ο grid-feeding μετατροπέας λειτουργεί σαν μια ιδανική πηγή ρεύματος ελεγχόμενη με βάση τις αναφορές ισχύος παράλληλα σε μια σύνθετη αντίσταση. Για ένα δίκτυο καθορισμένης τάσης, η έγχυση ρεύματος αντιστοιχεί σε έγχυση ισχύος, ενώ η φάση του ρεύματος σε σχέση με τη φάση του δικτύου καθορίζει εάν η προσδιδόμενη ισχύς θα είναι ενεργός ή άεργος. Η μεγάλης τιμής σύνθετη αντίσταση  $Z$  παράλληλα εκφράζει τη μη ιδανικότητα της πηγής ρεύματος. Το ρεύμα της ιδανικής πηγής ρεύματος δεν εγχέεται κατευθείαν στο δίκτυο αλλά μέρος του περνάει από τη σύνθετη αντίσταση.

Σχήμα 3.1: Grid-forming και grid-feeding μετατροπέες [25].

ση προς το δίκτυο και δεν είναι αποσυνδεδεμένα. Ανάλογα με τη νοοτροπία ελέγχου, μπορούν να λειτουργήσουν τόσο σε απομονωμένο όσο και σε διασυνδεδεμένο σύστημα.

### 3.3 Μετασχηματισμοί συνιστωσών ηλεκτρικού συστήματος

Μια συχνή παραδοχή στα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, η οποία προσεγγίζει στις περισσότερες περιπτώσεις την αλήθεια, είναι πως η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας των ηλεκτρικών μεγεθών (τάσης, συχνότητας) είναι μηδέν. Συγκεκριμένα δηλαδή, πως:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (3.1\alpha')$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.1\beta')$$

όπου  $v_a, v_b, v_c$  και  $i_a, i_b, i_c$  οι φασικές τάσεις και τα ρεύματα αντίστοιχα του τριφασικού συστήματος. Στην ενότητα αυτή θα γίνει αναφορά στις φασικές τάσεις του συστήματος, αλλά οι ορισμοί ισχύουν όμοιοι και για τα ρεύματα.

Με βάση την εξίσωση (3.1α') προκύπτει το συμπέρασμα πως οι τρεις συνιστώσες των φασικών τάσεων δεν είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους. Πιο συγκεκριμένα, αν έχουμε τις δύο από

αυτές πάντα θα μπορούμε να υπολογίσουμε την τρίτη. Είναι σκόπιμο λοιπόν να αντικατασταθούν από δύο ανεξάρτητες μεταξύ τους μεταβλητές.

Σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα οι τρεις εξαρτημένες φασικές τάσεις έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120 μοιρών. Με τη χρήση του μετασχηματισμού Clarke οι τάσεις αυτές θα αντικατασταθούν από δύο ανεξάρτητες μεταξύ τους συνιστώσες με διαφορά φάσης 90 μοίρες. Παρόμοια σκεπτόμενοι, ακόμα και σε ένα τριφασικό σύστημα το οποίο δεν είναι απόλυτα συμμετρικό, σε κάθε στιγμή όμως ισχύει η σχέση (3.1α') που οδηγεί σε εξάρτηση των εξισώσεων, μπορούμε να αναλύσουμε τις τρεις μεταβλητές σε δύο συνιστώσες ανεξάρτητες μεταξύ τους. Μαθηματικά, οι άξονες στους οποίους θα αναλυθούν οι συνιστώσες θα μπορούσαν να είναι οποιοδήποτε μη παράλληλοι, όμως για λόγους απλότητας ο E. Clarke επέλεξε κάθετους μεταξύ τους άξονες. Πιο συγκεκριμένα, ορίζουμε:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

όπου ο  $2 \times 3$  πίνακας  $\mathbf{K}$  ορίζεται:

$$\mathbf{K} = K_0 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

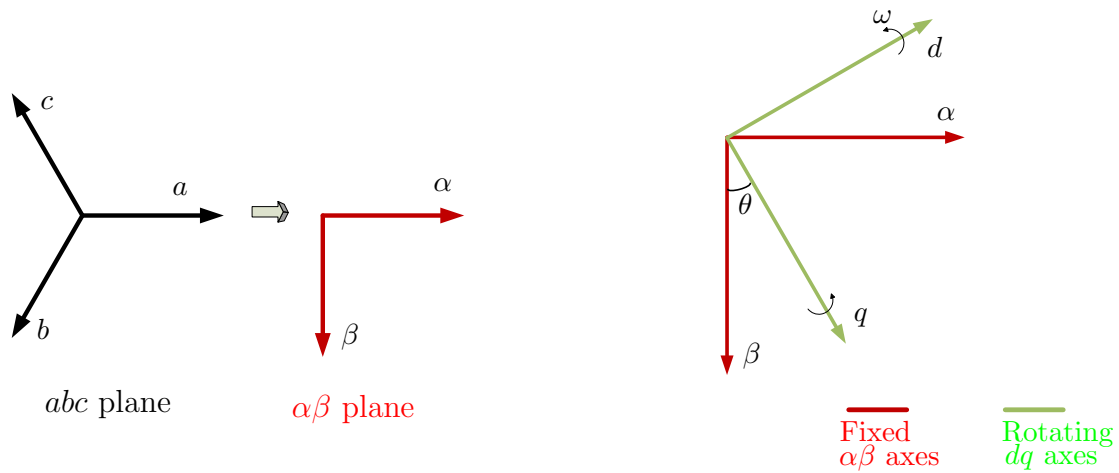
και η σταθερά  $K_0$  συνήθως παίρνει τις τιμές  $\frac{2}{3}$  (εξασφαλίζει πως εάν το πλάτος των ημιτονοειδών μεγεθών είναι  $A$  πριν το μετασχηματισμό, τότε τα ημιτονοειδή μεγέθη που θα προκύψουν μετά τον μετασχηματισμό θα έχουν πλάτος επίσης  $A$ ) ή  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  (εξασφαλίζει πως εάν ρεύματα και τάσεις μετασχηματιστούν με τον ίδιο μετασχηματισμό, τότε η ισχύς των μετασχηματισμένων μεγεθών, δηλαδή το εσωτερικό γινόμενο διανύσματος τάσης και ρεύματος, θα εκφράζει και την ισχύ των μεγεθών πριν τον μετασχηματισμό χωρίς να χρειαστεί να πολλαπλασιαστεί με κάποιον συντελεστή διόρθωσης). Εφόσον τα μετασχηματισμένα μεγέθη είναι δύο διαστάσεων εκφρασμένα σε ορθογώνιους άξονες, αντί της χρήσης πινάκων, μπορούν να παρασταθούν με μιγαδικά μεγέθη. Πιο συγκεκριμένα, ορίζουμε το μιγαδικό:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta. \quad (3.4)$$

Υπό τις παραπάνω παραδοχές, ο μετασχηματισμός Clarke μπορεί να γραφεί με μιγαδική μορφή ισοδύναμα, χρησιμοποιώντας την ιδιότητα  $e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x)$ . Προκύπτει:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = K_0 (v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} v_c). \quad (3.5)$$

Για παράδειγμα, εάν αντικαταστήσουμε στο μετασχηματισμό αυτό ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων, δηλαδή:



(α') Από το επίπεδο *abc* στο επίπεδο Clarke *αβ*.

(β') Από το στατό πλαίσιο αναφοράς Clarke *αβ* στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς Park *dq*.

Σχήμα 3.2: Πλαίσια αναφοράς μετασχηματισμών Clarke και Park.

$$v_a = A \cos(\omega t + \phi) \quad (3.6\alpha')$$

$$v_b = A \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \quad (3.6\beta')$$

$$v_c = A \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right), \quad (3.6\gamma')$$

όπου  $\phi$  μια αυθαίρετη αρχική φάση, θα προκύψει:

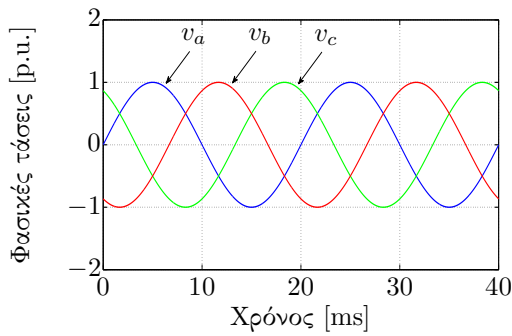
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}AK_0 \cos(\omega t + \phi) \\ \frac{3}{2}AK_0 \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

ή εκφρασμένο σε μιγαδική μορφή:

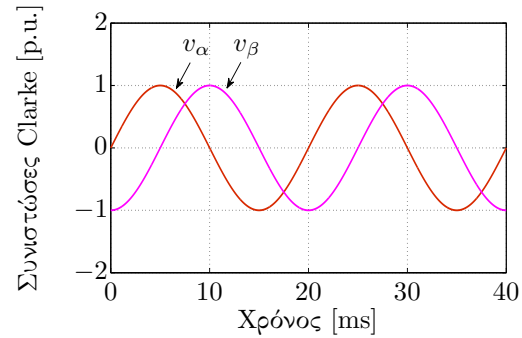
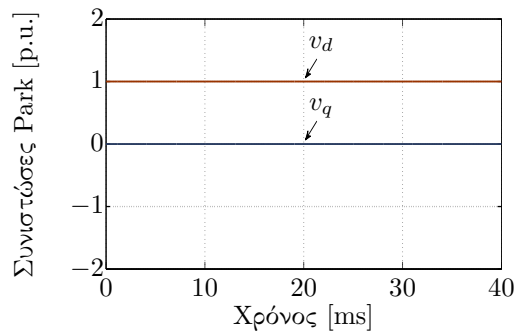
$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2}AK_0 e^{j(\omega t + \phi)}. \quad (3.8)$$

Το αποτέλεσμα είναι ένας μιγαδικός ο οποίος κινείται σε κύκλο πάνω στο επίπεδο *αβ* με συχνότητα  $\omega$ . Εάν αντιστοιχίσουμε σε αυτό τον μιγαδικό αριθμό ένα διάνυσμα με αρχή την αρχή των αξόνων, παίρνουμε την αναπαράσταση της τριφασικής τάσης σαν ένα στρεφόμενο διάνυσμα. Στο σημείο αυτό ας αναφερθεί πως από τις συνιστώσες Clarke, τις εξισώσεις μετασχηματισμού (3.5) και την εξίσωση (3.1α'), μπορούμε πάντα να επιστρέψουμε στις αρχικές τιμές της φασικής τάσης  $v_a, v_b, v_c$ . Ο μετασχηματισμός δηλαδή στην περίπτωση απουσίας συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας είναι ένα προς ένα. (Στις περιπτώσεις ύπαρξης μηδενικής συνιστώσας, ο πίνακας Clarke επαυξάνεται κατά μια γραμμή που εκφράζει ακριβώς τη συνιστώσα αυτή, δηλαδή το άθροισμα των τάσεων και ο μετασχηματισμός  $abc \rightarrow \alpha\beta 0$  που προκύπτει





(α) Συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων.

(β') Συνιστώσες μετασχηματισμού Clarke (επίπεδο  $\alpha\beta$ ) συμμετρικού τριφασικού συστήματος τάσεων.(γ') Συνιστώσες μετασχηματισμού Park (επίπεδο  $dq$ ) συμμετρικού τριφασικού συστήματος τάσεων.

Σχήμα 3.3: Συνιστώσες μετασχηματισμών Clarke και Park τριφασικού συστήματος τάσεων.

είναι έτσι πάλι ένα προς ένα.) Τέλος αξ σημειωθεί πως στον μετασχηματισμό Clarke ο άξονας  $\alpha$  είναι συμφασικός με τη φασική τάση  $v_a$  του συμμετρικού τριφασικού συστήματος.

Είναι συχνά σχόλιο το στρεφόμενο διάνυσμα που αναπαριστά την τριφασική τάση και ιδανικά είναι σταθερό και περιστρέφεται με συχνότητα  $\omega$ , να το εκφράσουμε σε ένα περιστρεφόμενο πλαίσιο. Όταν η συχνότητα περιστροφής του πλαισίου αυτή ταυτίζεται με τη συχνότητα των τάσεων και άρα με τη συχνότητα περιστροφής του διανύσματος (παραδείγματος χάριν, είναι η σύγχρονη συχνότητα του δικτύου), τότε στη μόνιμη κατάσταση που επέρχεται ισορροπία η σχετική θέση των αξόνων και του διανύσματος δε θα μεταβάλλεται (αφού θα περιστρέφονται και τα δύο με  $\omega$ ) και οι συνιστώσες (που αντιστοιχούν στις προβολές του διανύσματος πάνω στους στρεφόμενους άξονες) θα είναι σταθερές. Έτσι ορίζεται ο μετασχηματισμός Park. Σε μορφή πινάκων χρησιμοποιείται ένας ορθομοναδιαίος πίνακας στροφής  $\mathbf{M}$  για να περιστρέψει τις συνιστώσες του μετασχηματισμού Clarke με ταχύτητα  $\omega$ :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

όπου  $\theta$  είναι η φάση στην περιστροφή του πλαισίου με  $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ . Σε μιγαδική μορφή, αν κατά αντιστοιχία με πριν ορίσουμε το μιγαδικό:

$$\mathbf{v}_{dq} = v_d + jv_q \quad (3.10)$$

τότε προκύπτει ο ισοδύναμος ορισμός:

$$\mathbf{v}_{dq} = e^{-j\theta} \mathbf{v}_{\alpha\beta}. \quad (3.11)$$

Ας αναφερθεί στο σημείο αυτό το γεγονός πως οι σταθερές τιμές στη μόνιμη κατάσταση των μετασχηματισμένων ποσοτήτων Park εξαρτώνται από την αρχική γωνία  $\theta_0$  που χρειάζεται για την ολοκλήρωση της σχέσης  $\frac{d\theta}{dt} = \omega$  και την εύρεση της γωνίας  $\theta$  που θα μπει στον πίνακα στροφής του μετασχηματισμού. Για να γίνει αυτό πιο κατανοητό, θα χρησιμοποιηθεί πάλι το παράδειγμα του ιδανικού τριφασικού συστήματος των εξισώσεων (3.6). Συγκεκριμένα, εάν υποθεθεί πως  $\theta = \omega t$  (δηλαδή  $\theta_0 = 0$ ), προκύπτει με την εφαρμογή του μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} K_0 A \cos \phi \\ \frac{3}{2} K_0 A \sin \phi \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Εάν αντιθέτως υποθεθεί πως η φάση του μετασχηματισμού Park είναι συγχρονισμένη με τη φάση του άξονα  $\alpha$  του μετασχηματισμού Clarke (ή ισοδύναμα με τη φάση  $v_a$ ), δηλαδή πως  $\theta = \omega t + \phi$ , τότε προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} K_0 A \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Παρατηρούμε δηλαδή πως η συνιστώσα  $v_q$  είναι μηδέν και η συνιστώσα  $v_d$  περιέχει όλη την πληροφορία του πλάτους των φασικών τάσεων. Αυτή είναι μια κατάσταση την οποία θα εκμεταλευτούμε για την απλοποίηση του σχεδιασμού των ελεγκτών, πως δηλαδή συγχρονίζοντας τη φάση του μετασχηματισμού Park με αυτόν τον τρόπο με το τριφασικό σύστημα τάσεων πετυχαίνουμε μηδενική συνιστώσα  $v_q$ .

Μια άλλη χρήσιμη παρατήρηση απορρέει από την παραγωγή μιας τροποποίησης της σχέσης (3.11). Παίρνουμε:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = e^{j\theta} \mathbf{v}_{dq} \Rightarrow \quad (3.14\alpha')$$

$$\frac{d\mathbf{v}_{\alpha\beta}}{dt} = e^{j\theta} \frac{d\mathbf{v}_{dq}}{dt} + \frac{de^{j\theta}}{dt} \mathbf{v}_{dq} \Rightarrow$$

$$\frac{d\mathbf{v}_{\alpha\beta}}{dt} = \left( \frac{d}{dt} + j\omega \right) \mathbf{v}_{dq}, \quad (3.14\beta')$$

όπου χρησιμοποιήθηκε το γεγονός πως  $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ . Με βάση την τελευταία σχέση παρατηρούμε πως η παράγωγος του μετασχηματισμού Clarke σχετίζεται με την παράγωγο του μετασχηματισμού Park με την κατάλληλη πρόσθεση του όρου  $j\omega$ .

Στο σημείο αυτό αξίζει να γίνει αναφορά στο ανά μονάδα σύστημα που χρησιμοποιείται. Ας υποθεθεί πως έχουμε πάλι το τριφασικό σύστημα των εξισώσεων (3.6), το οποίο εκφράζει

τις τάσεις ενός ζυγού του ηλεκτρικού συστήματος. Το  $A$  αποτελεί το πλάτος των ημιτόνων. Έστω  $A_B$  η βάση στην οποία εκφράζουμε το πλάτος των ημιτόνων για τη μετατροπή του στο ανά μονάδα σύστημα. Παραδείγματος χάριν, είναι λογικό εάν ο ζυγός έχει ονομαστική τάση  $A$ , να ισχύει  $A_B = A$  (δηλαδή να θεωρήσουμε βασική τάση την ονομαστική του ζυγού). Η βασική φασική τάση του ζυγού αυτού θα είναι η rms τιμή, δηλαδή  $\frac{A_B}{\sqrt{2}}$  (οπότε και η βασική τιμή για την πολική τάση θα είναι  $\frac{\sqrt{3}A_B}{\sqrt{2}}$ ). Ας τονιστεί στο σημείο αυτό πως τα διανύσματα χώρου που παράγονται με βάση τον μετασχηματισμό Clarke για παράδειγμα είναι χρονομεταβλητές ποσότητες και δεν έχουν άμεση σχέση με τους παραστατικούς μιγάδες που χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν ένα τριφασικό σύστημα στη μόνιμη κατάσταση. Εάν θέλαμε να αναλύσουμε το σύστημα στη μόνιμη κατάσταση θα χρησιμοποιούσαμε πάλι σα βάση την ονομαστική τάση του ζυγού και υπό την προϋπόθεση μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης και τριφασικής συμμετρίας θα εργαζόμασταν σε ένα ισοδύναμο μονοφασικό με τα ηλεκτρικά μεγέθη μεταφρασμένα σε μιγαδικούς αριθμούς απαλλαγμένους από χρόνο. (Στην πραγματικότητα οι συνιστώσες του μετασχηματισμού Park έχουν υπό κάποιες συνθήκες άμεση σχέση με τους παραστατικούς μιγάδες της μόνιμου καταστάσεως εάν χρησιμοποιηθεί σε όλο το σύστημα κοινή γωνία μετασχηματισμού, αλλά η παρατήρηση αυτή ξεφεύγει από τα όρια της παρούσας μελέτης).

Εάν εφαρμοστεί ο μετασχηματισμός Clarke, όπως έχει ήδη δείχθει, προκύπτουν ημίτονα πλάτους  $\frac{3}{2}AK_0$ . Είναι λογικό λοιπόν το ανά μονάδα σύστημα για τις ποσότητες του μετασχηματισμού Clarke να έχει τη βάση  $\frac{3}{2}A_BK_0$ . Τέλος, εφόσον ο μετασχηματισμός Clarke συνδέεται με το μετασχηματισμό Park μέσω πολλαπλασιασμού με έναν ορθομοναδιαίο πίνακα, η βάση και των μεγεθών του μετασχηματισμού Park θα είναι η ίδια.

Όλα τα παραπάνω αποτελέσματα μπορούν αυτούσια να μεταφερθούν και στα ρεύματα. Για παράδειγμα, σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα ρευμάτων:

$$i_a = B \cos(\omega t) \quad (3.15\alpha')$$

$$i_b = B \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.15\beta')$$

$$i_c = B \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.15\gamma')$$

ο μετασχηματισμός Clarke θα έδινε:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}BK_0 \cos(\omega t) \\ \frac{3}{2}BK_0 \sin(\omega t) \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Στη συνέχεια θα γίνει αναφορά στην ενεργό ισχύ όπως προκύπτει από τις μετασχηματισμένες συνιστώσες. Θα υποθεθεί πως ο ίδιος μετασχηματισμός εφαρμόζεται στα ρεύματα και στις τάσεις. Η στιγμιαία ισχύς του τριφασικού συστήματος τάσεων  $v_a, v_b, v_c$  και ρευμάτων  $i_a, i_b, i_c$  δίνεται από:

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (3.17)$$

Θα χρησιμοποιηθεί προσωρινά ο γενικότερος μετασχηματισμός (για λόγους ευκολότερης αντιστροφής του μετασχηματισμού):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \mathbf{K}_c \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

όπου ο  $3 \times 3$  πίνακας  $\mathbf{K}_c$  ορίζεται:

$$\mathbf{K}_c = K_0 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Με βάση τον ορισμό αυτό η ισχύς μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\begin{aligned} p(t) &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \left( \mathbf{K}_c^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \right)^T \mathbf{K}_c^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} (\mathbf{K}_c^{-1})^T \mathbf{K}_c^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{3K_0^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.20\alpha') \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{3K_0^2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0). \quad (3.20\beta')$$

Εάν τώρα λάβουμε υπόψη την παραδοχή της εξίσωσης (3.1α'), το ρεύμα και η τάση μηδενικής ακολουθίας θα είναι μηδενικά. Επίσης, εάν σαν βασική ισχύς χρησιμοποιηθεί η ονομαστική τριφασική ισχύς (για το παράδειγμα του ιδανικού τριφασικού συστήματος (3.6), (3.15) δηλαδή, η  $S_B = 3V_{B,rms}I_{B,rms} = \frac{3}{2}A_B B_B$  όπου  $V_{B,rms}, I_{B,rms}$  οι *rms* τιμές της ονομαστικής βασικής φασικής τάσης και  $A_B, B_B$  τα αντίστοιχα πλάτη) και σαν βασική τιμή τάσης και ρεύματος χρησιμοποιηθούν οι  $\frac{3}{2}A_B K_0$  και  $\frac{3}{2}B_B K_0$  αντίστοιχα (όπως έχει αναφερθεί για τις συνιστώσες Clarke) τότε προκύπτει στο ανά μονάδα σύστημα η παρακάτω σχέση:

$$p^{p.u.}(t) = v_\alpha^{p.u.} i_\alpha^{p.u.} + v_\beta^{p.u.} i_\beta^{p.u.} \quad (3.21)$$

Εφόσον ο μετασχηματισμός Clarke προκύπτει από το μετασχηματισμό Park με χρήση ορθομοναδιαίου ( $\mathbf{M}^{-1} = \mathbf{M}^T$ ) πίνακα, η ισχύς μπορεί ισοδύναμα να εκφραστεί με συνιστώσες Park.

$$\begin{aligned}
p^{p.u.}(t) &= v_{\alpha}^{p.u.} i_{\alpha}^{p.u.} + v_{\beta}^{p.u.} i_{\beta}^{p.u.} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{p.u.} & v_{\beta}^{p.u.} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{p.u.} \\ i_{\beta}^{p.u.} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} v_d^{p.u.} & v_q^{p.u.} \end{bmatrix} (\mathbf{M}^{-1})^T \mathbf{M}^{-1} \begin{bmatrix} i_d^{p.u.} \\ i_q^{p.u.} \end{bmatrix} = v_d^{p.u.} i_d^{p.u.} + v_q^{p.u.} i_q^{p.u.}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

Στο σημείο αυτό είναι χρήσιμο να αναφερθεί πως με βάση τους παραπάνω ορισμούς για το ανά μονάδα σύστημα, εάν θέλουμε να μεταβούμε απευθείας από τις συνιστώσες  $v_a^{p.u.}, v_b^{p.u.}, v_c^{p.u.}$  στις συνιστώσες  $v_{\alpha}^{p.u.}, v_{\beta}^{p.u.}$  και  $v_d^{p.u.}, v_q^{p.u.}$ , θα χρησιμοποιηθεί μετασχηματισμός Clarke και Park με σταθερά  $K_0 = \frac{2}{3}$  (αντίστοιχα και για τα ρεύματα). Επίσης, για αποφυγή συγχύσεων, ας αναφερθεί πως η σχέση που δίνει στο ανά μονάδα σύστημα την τριφασική ισχύ από τις συνιστώσες του τριφασικού συστήματος ανά μονάδα είναι:

$$p^{p.u.}(t) = \frac{2}{3} (v_a^{p.u.} i_a^{p.u.} + v_b^{p.u.} i_b^{p.u.} + v_c^{p.u.} i_c^{p.u.}). \tag{3.23}$$

Εάν τέλος ορίσουμε την μιγαδική ισχύ ως:

$$\mathbf{s}^{p.u.}(t) = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{p.u.} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^{p.u.} = p^{p.u.} + jq^{p.u.} \tag{3.24}$$

προκύπτει πως η άεργος ισχύς θα είναι:

$$q^{p.u.}(t) = v_{\beta}^{p.u.} i_{\alpha}^{p.u.} - v_{\alpha}^{p.u.} i_{\beta}^{p.u.} = v_q^{p.u.} i_d^{p.u.} - v_d^{p.u.} i_q^{p.u.} \tag{3.25}$$

όπου η έκφραση με χρήση συνιστωσών Park προκύπτει πάλι εύκολα με βάση τη χρήση του ορισμού του μετασχηματισμού Park.

Ας αναφερθεί πως αυτοί οι ορισμοί ανάγονται στους γνωστούς τύπους ενεργού, άεργου και μιγαδικής ισχύος για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα στη μόνιμη κατάσταση. Συγκριμένα, στο φυσικό σύστημα, εάν υποθεθεί πως οι τάσεις δίνονται από τις εξισώσεις (3.6) και (3.15) και λειτουργήσουμε στο φυσικό σύστημα:

$$\begin{aligned}
p &= \frac{2}{3K_0^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \\
&= \frac{2}{3K_0^2} \left[ \frac{3}{2} AK_0 \cos(\omega t + \phi) \quad \frac{3}{2} AK_0 \sin(\omega t + \phi) \right] \begin{bmatrix} \frac{3}{2} BK_0 \cos(\omega t) \\ \frac{3}{2} BK_0 \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \\
&= \frac{3}{2} AB \cos \phi
\end{aligned} \tag{3.26}$$

και ομοίως για την άεργο ισχύ

$$q = \frac{2}{3K_0^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{\beta} \\ i_{\alpha} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AB \sin \phi \tag{3.27}$$

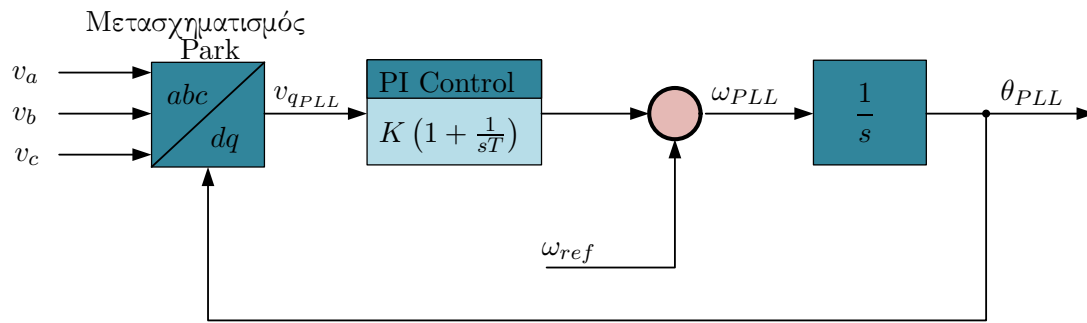
Από αυτό το σημείο και στο εξής, οι σχέσεις θα εκφράζονται όλες στο ανά μονάδα σύστημα χωρίς να χρησιμοποιείται ο εκθέτης “p.u.” στα αντίστοιχα σύμβολα. Στις περιπτώσεις που θα χρησιμοποιείται το φυσικό σύστημα, θα αναφέρεται ρητώς.

Επιλογικά, ως αναφερθεί πως μετά το μετασχηματισμό στο ανά μονάδα σύστημα των συνιστωσών Clarke  $v_\alpha, v_\beta$  και Park  $v_d, v_q$ , όλη η πληροφορία για την ακριβή τιμή της σταθεράς  $K_0$  που χρησιμοποιήθηκε κατά το μετασχηματισμό χάνεται (λόγω της διαίρεσης με τη σταθερά αυτή στη βασική τάση Clarke). Κατά συνέπεια, η ανά μονάδα τιμή είναι ανεξάρτητη της σταθεράς  $K_0$ . Αυτό είναι σημαντικό για το πρόγραμμα προσομοίωσης DiGSILENT PowerFactory διότι, παρότι αναφέρει πως ο μετασχηματισμός Clarke τάσεων και ρευμάτων γίνεται με μια σταθερά  $K_0 = \frac{1}{3}$  στην unbalanced rms simulation, η πληροφορία αυτή δε θα χρειαστεί κατά την παρούσα μελέτη εφόσον οι τιμές που δίνουν οι μετρητές (στοιχεία “measurements”) του PowerFactory είναι κατευθείαν μετασχηματισμένες στο επίπεδο Clarke και στο ανά μονάδα σύστημα.

### 3.4 Συστήματα συγχρονισμού μετατροπέα με το δίκτυο

Ανεξάρτητα με τη λογική ελέγχου που ακολουθείται, πρωτεύοντα ρόλο στη σωστή υλοποίησή της έχει ο σωστός προσδιορισμός των μεγεθών του προς έλεγχο δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, ο προσδιορισμός των μεγεθών τάσης του δικτύου (πλάτος, φάσης και συχνότητας) είναι απαραίτητος προκειμένου να επιτευχθεί αποσύζευξη του ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος που παράγει ο μετατροπέας. Επιπρόσθετα, με την ακριβή επιτήρηση του δικτύου είναι δυνατή η προσαρμογή της λειτουργίας του μετατροπέα ώστε να ανταποκρίνεται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο στις απαιτήσεις του δικτύου. Η σπουδαιότητα της σωστής ανίχνευσης των μεγεθών του δικτύου καθιστά απαραίτητη την εύρωστη λειτουργία του αλγορίθμου που θα χρησιμοποιηθεί για την επίτευξή της, ιδίως σε περιπτώσεις παραμορφωμένης κυματομορφής τάσης ή ασυμμετρίας.

Η πιο διαδεδομένη τεχνολογία στον τομέα του συγχρονισμού του μετατροπέα με την τάση του δικτύου είναι η χρήση PLL (Phase-Locked Loop). Το γενικό διάγραμμα ενός PLL παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4. Για να γίνει κατανοητή η βασική αρχή της λειτουργίας του επαναλαμβάνεται το αποτέλεσμα που βρέθηκε κατά την ανάλυση του μετασχηματισμού Park, πως δηλαδή στην περίπτωση που η φάση του μετασχηματισμού είναι ίδια με την φάση των μετρούμενων τάσεων του δικτύου, τότε η συνιστώσα  $v_q$  του μετασχηματισμού Park θα είναι μηδενική. Το PLL του σχήματος 3.4 ξεκινάει από μια αρχική εκτίμηση της συχνότητας του δικτύου, δηλαδή την ονομαστική συχνότητα  $\omega_{ref}$ . Στη συνέχεια, η συχνότητα αυτή ολοκληρώνεται για να προκύψει η γωνία-φάση του PLL που αποτελεί εκτίμηση της φάσης του δικτύου  $\theta_{PLL}$ . Η τιμή αυτή φάσης χρησιμοποιείται για να μετασχηματίσει με βάση τον μετασχηματισμό Park το τριφασικό σύστημα τάσεων του δικτύου. Εάν η φάση αυτή είναι ίδια με αυτή του δικτύου, τότε η συνιστώσα  $v_{qPLL}$  που θα προκύψει θα είναι μηδενική. Εάν η συνιστώσα όμως  $v_{qPLL}$  δεν είναι μηδενική, σημαίνει πως υπάρχει απόκλιση στην εκτίμηση της φάσης  $\theta_{PLL}$  από την πραγματική φάση του δικτύου. Εάν λοιπόν συμβαίνει αυτό, το  $v_q$  διοχετεύεται σε έναν ελεγκτή PI ο οποίος θα παράγει την κατάλληλη διόρθωση ώστε



Σχήμα 3.4: Δομή PLL σύγχρονου πλαισίου (Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop).

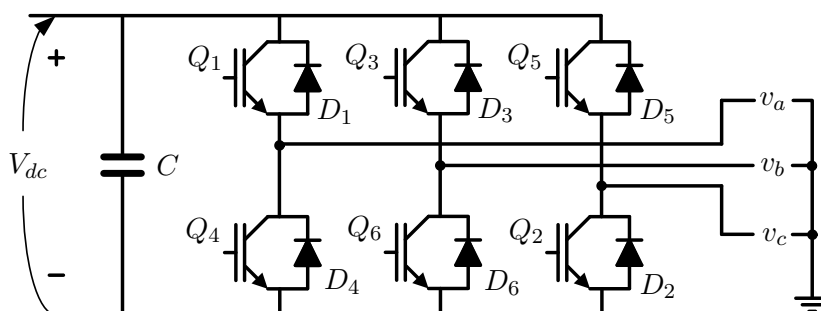
να τροποποιήσει την εκτίμηση συχνότητας  $\omega_{PLL}$  και άρα και την προκύπτουσα μετά την ολοκλήρωση φάση  $\theta_{PLL}$ . Στη μόνιμη κατάσταση αναμένουμε η είσοδος του PI ελεγκτή να είναι μηδέν, συνεπώς η συνιστώσα  $v_{qPLL}$  να είναι μηδενική. Κάτι τέτοιο όμως θα σημαίνει πως η γνωστή μας γωνία  $\theta_{PLL}$  ταυτίζεται με τη φάση των τάσεων του δικτύου, οπότε ο σκοπός της τοπολογίας έχει επιτευχθεί.

Η συμπεριφορά του PLL είναι άριστη σε περιπτώσεις συμμετρίας του δικτύου. Σε περιπτώσεις όμως ασυμμετρίας ή παραμορφωμένης τάσης, η συμπεριφορά του συχνά δεν είναι ικανοποιητική. Τρόποι για να αποφευχθεί αυτό το μειονέκτημα έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία, όπως για παράδειγμα με τη χρήση του double-synchronous reference frame PLL, το οποίο βασίζεται στην ίδια αρχή όμως έχει βελτιωμένη συμπεριφορά κατά την ασύμμετρη λειτουργία [25].

Εκτός από το PLL υπάρχουν και άλλες τεχνολογίες συγχρονισμού με το δίκτυο. Μια επίσης διαδεδομένη είναι το Stationary Reference Frame Frequency Locked-Loop ή FLL. Ένα από τα πλεονεκτήματα του FLL σε σχέση με το PLL είναι πως έχει μικρότερη ευαισθησία από το PLL στις απότομες μεταβολές της φάσης του δικτύου που ενδέχεται να συμβούν στην τάση σε μεταβατικά φαινόμενα μη φυσιολογικών συνθηκών. Κατά συνέπεια ο έλεγχος σε τέτοιες περιπτώσεις θα εμφανίζει εγγενώς μικρότερη υπερπήδηση (overshoot) σε σχέση με τη χρήση ενός PLL [25].

### 3.5 Μοντέλο μετατροπέα

Η παρούσα ενότητα επικεντρώνεται στην περιγραφή του μοντέλου του μετατροπέα που χρησιμοποιήθηκε κατά τη μοντελοποίηση του συστήματος. Για τις ανάγκες της διπλωματικής αυτής χρησιμοποιήθηκαν rms simulations στο πρόγραμμα προσομοίωσης DIgSILENT PowerFactory. Αυτό σημαίνει, πως ο μετατροπέας θα προσομοιωθεί με χρήση ενός μοντέλου μέσω τιμών. Πιο συγκεκριμένα, θα λειτουργεί σαν μια ελεγχόμενη πηγή τάσης θεμελιώδους συνιστώσας. Επομένως, παρότι πλέον η κατεύθυνση της ακαδημαϊκής έρευνας και της βιομηχανίας προσανατολίζεται προς τους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων, για προσομοιώσεις με βάση το μοντέλο μέσω τιμών η χρήση του ενσωματωμένου μπλοκ PWM μετατροπέα δύο επιπέδων



Σχήμα 3.5: Μετατροπέας δύο επιπέδων με IGBT's.

του PowerFactory είναι επαρκής. Στη συνέχεια καλύπτονται ορισμένα βασικά στοιχεία του συμβατικού μετατροπέα δύο επιπέδων, γίνεται μια ακροθιγής εξήγηση της διαφοράς μεταξύ του διακοπτικού μοντέλου του αντιστροφέα και του μοντέλου μέσω των τιμών και παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του μετατροπέα στο πρόγραμμα PowerFactory.

Ο μετατροπέας δύο επιπέδων αναπαρίσταται στο σχήμα 3.5. Αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες IGBT ( $Q_1 - Q_6$ ) εφοδιασμένους με δίοδο ελεύθερης διέλευσης ( $D_1 - D_6$ ). Η dc τάση  $V_{dc}$  μετασχηματίζεται σε τριφασικό σύστημα τάσεων  $v_a, v_b, v_c$ . Οι διακόπτες σχηματίζουν τρία συμπληρωματικά ζεύγη  $Q_1 - Q_4, Q_3 - Q_6, Q_5 - Q_2$ , δηλαδή όταν ένας διακόπτης του ζεύγους βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής (κατάσταση "on"), ο άλλος δε θα είναι (κατάσταση "off"). Με τον τρόπο αυτό δημιουργούνται οκτώ πιθανοί διακοπτικοί συνδυασμοί (πίνακας 3.1) που αντιστοιχούν και στις οκτώ δυνατές καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα δύο επιπέδων. Κάθε μια από τις καταστάσεις αυτές οδηγεί, με την παραδοχή συμμετρίας της ac πλευράς, σε έναν συνδυασμό φασικών τάσεων εξόδου  $v_a, v_b, v_c$  (πίνακας 3.1).

Κάνοντας χρήση του μετασχηματισμού Clarke παίρνουμε στο σχήμα 3.6 οκτώ δυνατά μιγαδικά διανύσματα. Η αναπαράσταση ενός τριφασικού συστήματος ημιτόνων, που είναι η επιθυμητή έξοδος του μετατροπέα ισχύος, στο επίπεδο  $\alpha\beta$  είναι ένα στρεφόμενο διάνυσμα. Εκείνο το οποίο παρατηρείται είναι πως λόγω των πεπερασμένων διακοπτικών καταστάσεων του μετατροπέα, είναι αδύνατο να σχηματιστεί στην έξοδο ένα συνεχές ημίτονο. Εκείνο που μπορεί να γίνει είναι να προσεγγιστεί το ημίτονο μέσω κατάλληλου συνδυασμού των υπαρκτών διακοπτικών καταστάσεων. Ο τρόπος να πραγματοποιηθεί αυτό είναι συχνά η διαμόρφωση SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation).

Το σχήμα 3.7 περιγράφει την υλοποίηση της διαμόρφωσης SPWM [27]. Μια τριγωνική κυματομορφή φορέα παράγεται στο κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα, με τιμές στο διάστημα  $[-1, 1]$ . Επίσης, παράγονται τρία ημίτονα αναφοράς ( $P_{ma}, P_{mb}, P_{mc}$ ), ένα για κάθε φάση του μετατροπέα. Τα ημίτονα αναφοράς της κάθε φάσης συγκρίνονται με την κυματομορφή φορέα και από το αποτέλεσμα της σύγκρισης αυτής καθορίζεται η αγωγή ή όχι κάθε διακόπτη. Οι αναφορές  $P_{ma}, P_{mb}, P_{mc}$  που δίνονται στον μετατροπέα καθορίζουν το τριφασικό σύστημα τάσεων που είναι επιθυμητό να παράγει ο μετατροπέας στην έξοδό του, σε συχνότητα και πλάτος. Συγκεκριμένα για τη θεμελιώδη συνιστώσα εξόδου, θα ισχύει:



Διάνυσμα	Διακόπτες “on”	Φασικές τάσεις εξόδου		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$
$v_0$	$Q_4, Q_6, Q_2$	0	0	0
$v_1$	$Q_1, Q_6, Q_2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
$v_2$	$Q_1, Q_3, Q_2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
$v_3$	$Q_4, Q_3, Q_2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
$v_4$	$Q_4, Q_3, Q_5$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$v_5$	$Q_4, Q_6, Q_5$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$v_6$	$Q_1, Q_6, Q_5$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$v_7$	$Q_1, Q_3, Q_5$	0	0	0

Πίνακας 3.1: Διανύσματα μετατροπέα δύο επιπέδων για τις δυνατές διακοπτικές καταστάσεις.

$$v_a = \sqrt{\frac{2}{3}} K_{SPWM} P_{ma} V_{dc} \quad (3.28\alpha')$$

$$v_b = \sqrt{\frac{2}{3}} K_{SPWM} P_{mb} V_{dc} \quad (3.28\beta')$$

$$v_c = \sqrt{\frac{2}{3}} K_{SPWM} P_{mc} V_{dc} \quad (3.28\gamma')$$

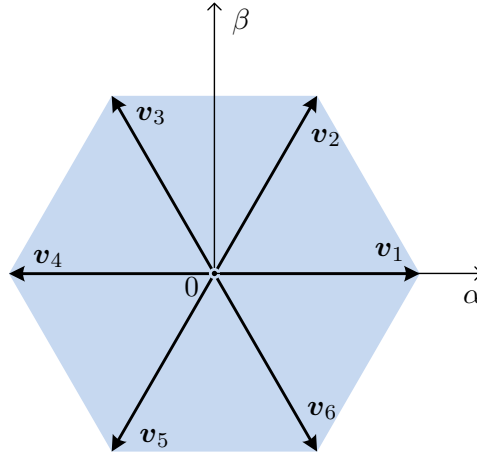
όπου  $K_{SPWM} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$ . Οι ποσότητες  $v_a, v_b, v_c$  όπως και η τάση στις παραπάνω σχέσεις είναι εκφρασμένες στο φυσικό σύστημα. Εάν  $V_n$  είναι η ονομαστική πολική *rms* τιμή της τάσης του τριφασικού συστήματος και χρησιμοποιήσουμε σαν βάση του ανά μονάδα συστήματος την ονομαστική τάση αυτή, τότε η βάση για το πλάτος των φασικών ημιτόνων  $v_a, v_b, v_c$  θα είναι  $\sqrt{\frac{2}{3}} V_n$  (με βάση όσα έχουν αναφερθεί στην ενότητα 3.3). Διαιρώντας με την ποσότητα αυτή και τα δυο μέλη των σχέσεων παίρνουμε:

$$v_a^{p.u.} = K_{SPWM} P_{ma} \frac{V_{dc}}{V_n} \quad (3.29\alpha')$$

$$v_b^{p.u.} = K_{SPWM} P_{mb} \frac{V_{dc}}{V_n} \quad (3.29\beta')$$

$$v_c^{p.u.} = K_{SPWM} P_{mc} \frac{V_{dc}}{V_n} \quad (3.29\gamma')$$

Όπως αναφέρθηκε, τα  $P_{ma}, P_{mb}, P_{mc}$  αποτελούν ένα τριφασικό σύστημα ημιτόνων, το οποίο συγκρίνεται με την τριγωνική κυματομορφή. Εάν εφαρμόσουμε το μετασχηματισμό Park και στα δύο μέλη της παραπάνω εξίσωσης, θα πάρουμε τις εξισώσεις (3.30). Σημειώνεται πως με βάση τα όσα αναφέρθηκαν στην ενότητα 3.3, ο μετασχηματισμός Park που χρησιμοποιείται για τις συνιστώσες του ανά μονάδα συστήματος είναι αυτός με  $K_0 = \frac{2}{3}$ . Ο ίδιος μετασχηματισμός εφαρμόζεται και στα  $P_{ma}, P_{mb}, P_{mc}$  για να προκύψουν οι συντελεστές διαμόρφωσης  $P_{md}, P_{mq}$ .



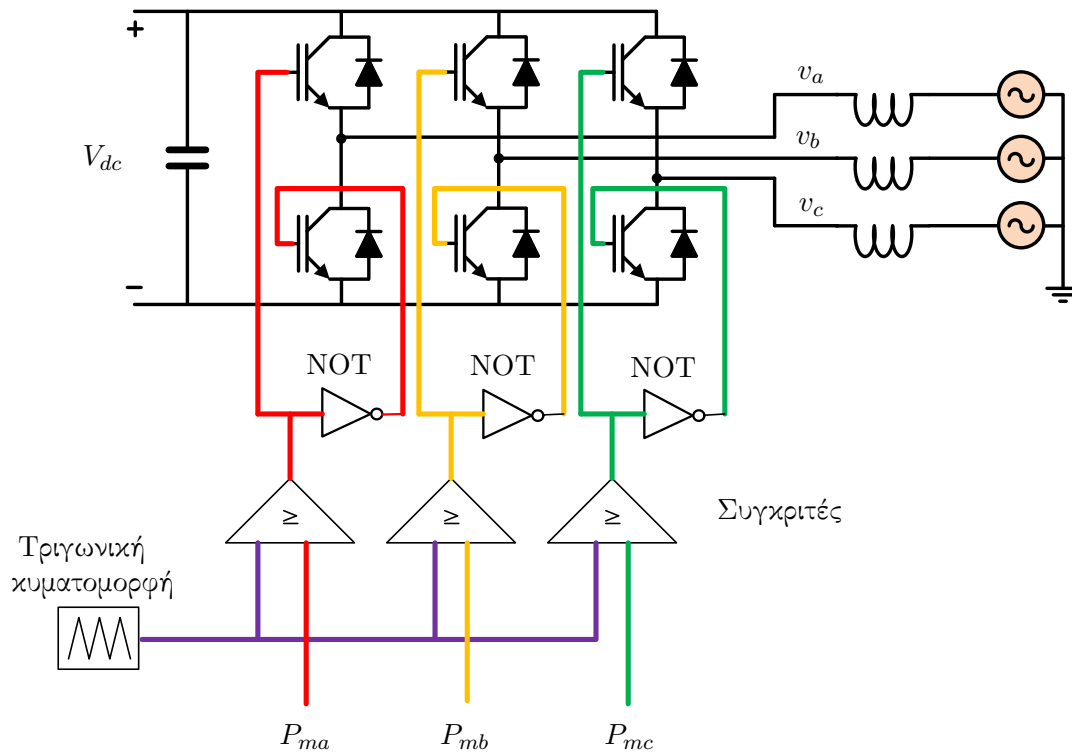
Σχήμα 3.6: Αναπαράσταση διανυσμάτων εξόδου μετατροπέα δύο επιπέδων στο επίπεδο Clarke  $\alpha\beta$ . Τα διανύσματα  $v_0$  και  $v_7$  που δεν αναπαρίστανται στο σχήμα, αντιστοιχίζονται και τα δυο στο μηδέν.

$$v_d^{p.u.} = K_{SPWM} P_{md} \frac{V_{dc}}{V_n} \quad (3.30\alpha')$$

$$v_q^{p.u.} = K_{SPWM} P_{mq} \frac{V_{dc}}{V_n}. \quad (3.30\beta')$$

Οι παραπάνω δύο εξισώσεις αποτελούν και το μοντέλο μέσω των τιμών του μετατροπέα ι-σχύος στο πρόγραμμα DIgSILENT PowerFactory. Σαν είσοδος θεωρούνται οι συντελεστές διαμόρφωσης  $P_{md}$ ,  $P_{mq}$  και η γωνία με την οποία πραγματοποιείται ο μετασχηματισμός Park. Η γωνία αυτή προκύπτει από τη μέτρηση του PLL στο σημείο του δικτύου που πραγματοποιείται ο έλεγχος (μετά το πηνίο του μετατροπέα). Η έξοδος είναι οι τάσεις Park  $v_d, v_q$ , στο στρεφόμενο πλαίσιο που έχει καθοριστεί από τη γωνία του PLL. Υπενθυμίζεται πως στη σχέση (3.30) η τάση  $V_{dc}$  είναι στο φυσικό σύστημα.

Η παραδοχή του μοντέλου μέσω των τιμών είναι πως ο μετατροπέας θα εφαρμόσει την εντολή τάσης που θα λάβει παράγοντας ένα ημιτονοειδές σήμα στην έξοδό του. Με βάση όμως τα όσα έχουν εκτεθεί, αυτό είναι πρακτικά αδύνατο για το μετατροπέα δύο επιπέδων που μελετάται, λόγω του πεπερασμένου αριθμού καταστάσεων. Μια πιο λεπτομερής μελέτη θα εξετάζε όχι μόνο τη θεμελιώδη ημιτονοειδή συνιστώσα, αλλά και τις αρμονικές που παράγονται από τα διακοπτικά φαινόμενα. Παρόλα αυτά, σε μια τέτοια μελέτη το μοντέλο του μετατροπέα δύο επιπέδων θα ήταν έτσι κι αλλιώς παρωχημένο, καθώς η έρευνα πλέον προσανατολίζεται σε μοντέλα μετατροπέων πολλών επιπέδων. Για τις ανάγκες όμως της προσομοίωσης μέσω των τιμών, ο μετατροπέας δύο επιπέδων λειτουργεί σαν ελεγχόμενη πηγή τάσης όπως θα λειτουργούσε και ένας μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων για το ίδιο είδος προσομοίωσης, απλά με διαφορετικές σταθερές κέρδους, επομένως η χρήση του είναι επαρκής.



Σχήμα 3.7: Βασική αρχή λειτουργίας της τεχνικής διαμόρφωσης παλμών SPWM.

Στα σχήματα ελέγχου τα οποία θα αναπτυχθούν στη συνέχεια του κεφαλαίου για τον έλεγχο του μετατροπέα, το μοντέλο του μετατροπέα θεωρήθηκε απλώς μια ελεγχόμενη πηγή τάσης η οποία πετυχαίνει:

$$v_{d,ref} = v_d \quad (3.31\alpha')$$

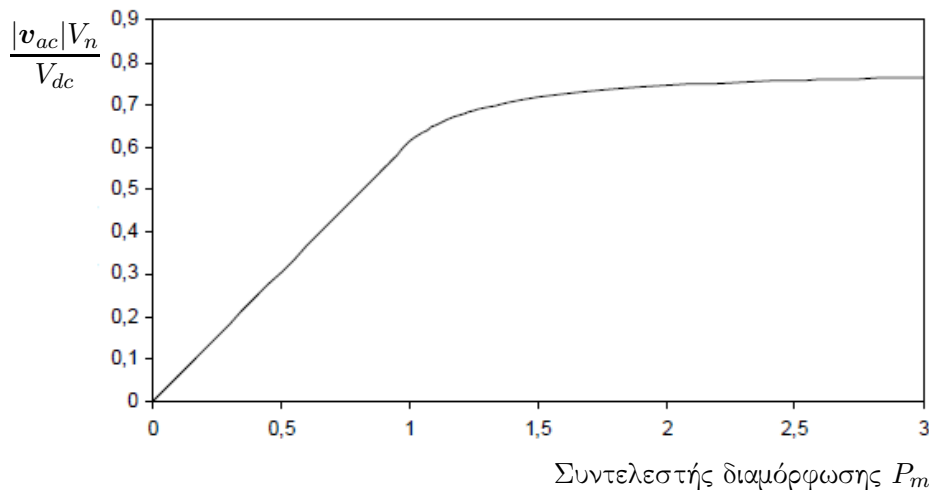
$$v_{q,ref} = v_q \quad (3.31\beta')$$

Με βάση όμως όσα αναφέρονται στην παρούσα ενότητα, οι είσοδοι του μετατροπέα είναι στην πραγματικότητα οι συντελεστές διαμόρφωσης  $P_{md}, P_{mq}$ . Είναι παρόλα αυτά πολύ εύκολο η αναφορά τάσης όπως θα προκύπτει από τα σχήματα ελέγχου να μεταφραστεί σε εντολή  $P_{md}, P_{mq}$ , μέσω της προσθήκης ενός επιπλέον μπλοκ ελέγχου που θα αναλαμβάνει την υλοποίηση των παρακάτω σχέσεων:

$$P_{md,ref} = \frac{v_d^{p.u.} V_n}{K_{SPWM} V_{dc}} \quad (3.32\alpha')$$

$$P_{mq,ref} = \frac{v_q^{p.u.} V_n}{K_{SPWM} V_{dc}} \quad (3.32\beta')$$

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί πως η διαμόρφωση  $SPWM$  δε θα παράγει την αναφορά τάσης ανεξάρτητα από το μέγεθος της εντολής  $P_{md}, P_{mq}$ . Συγκεκριμένα, όταν ο συντελεστής δια-



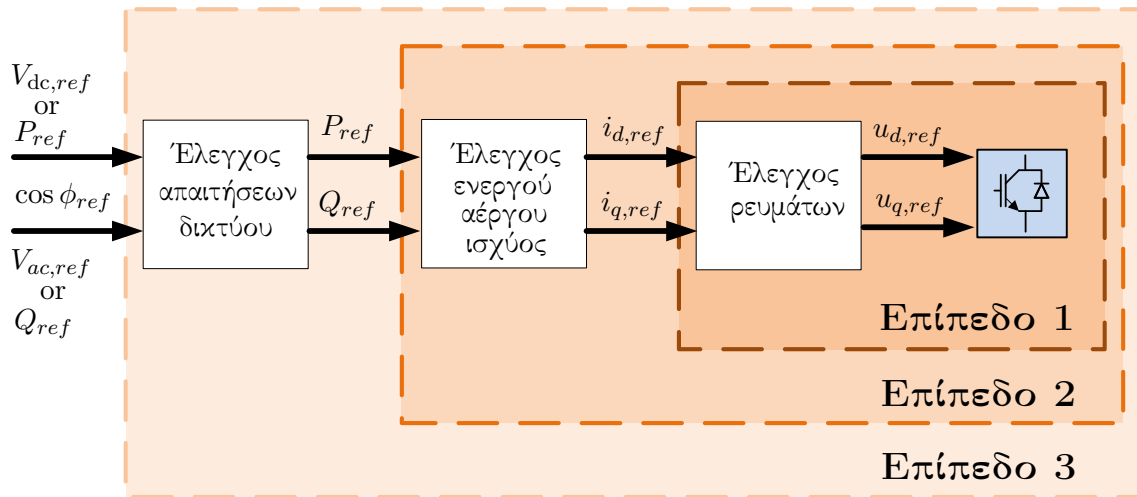
Σχήμα 3.8: Κορεσμός της τάσης εξόδου του μετατροπέα για μεγάλες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης  $P_m$ .

μόρφωσης  $P_m = \sqrt{P_{md}^2 + P_{mq}^2}$  ξεπερνάει τη μονάδα, τότε η τεχνική SPWM εισέρχεται στην περιοχή κορεσμού και η τάση εξόδου που παράγει  $v_{ac} = v_d^{p.u.} + jv_q^{p.u.}$  περιορίζεται με βάση την καμπύλη του σχήματος 3.8. Επιπρόσθετα, μετά την εισαγωγή στην περιοχή κορεσμού, οι αρμονικές στην έξοδο του μετατροπέα αυξάνονται αρκετά. Παρότι αυτό δεν είναι κάτι το οποίο επηρεάζει μια προσομοίωση rms τιμών, προκειμένου τα αποτελέσματα να έχουν πρακτική αξία πρέπει ο συντελεστής διαμόρφωσης  $P_m = P_{md} + jP_{mq}$  να περιορίζεται εντός του μοναδιαίου κύκλου μέσω μιας μεθόδου περιορισμού (συνήθως αυτής που θα παρουσιαστεί στο σχήμα 3.18α', εκφρασμένη για το συντελεστή  $P_m$ ).

### 3.6 Διανυσματικός έλεγχος γραμμής VSC-HVdc

Στην ενότητα αυτή θα περιγραφεί η στρατηγική ελέγχου των δύο μετατροπέων HVdc στην περίπτωση που λειτουργούν σαν grid-feeding μετατροπείς. Όπως όμως έχει αναφερθεί, τουλάχιστον ένας από τους δύο μετατροπείς θα πρέπει να παίρνει την αναφορά ισχύος στον ελεγχό που χρησιμοποιεί από την απαίτηση η τάση της γραμμής μεταφοράς dc να παραμένει κοντά στην ονομαστική της τιμή. Η πιο συνηθισμένη μεθοδολογία ελέγχου στηρίζεται στην ανάλυση των μεγεθών του δικτύου σε συνιστώσες Park. Η παραδοχή αυτή θεμελιώνει το υπόβαθρο για την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου, ο οποίος θα επιτρέψει την ανεξαρτητοποίηση ενεργού και άεργου ισχύος [4, 26].

Κάθε ένας από τους δύο μετατροπείς HVdc σε πρώτη φάση θα θεωρηθεί grid-feeding μετατροπέας. Η λογική ελέγχου είναι ίδια για τον κάθε μετατροπέα, απλά τα μεγέθη που κάθε φορά ζητείται να ρυθμίσει ο ελεγκτής μπορεί να διαφέρουν. Ο έλεγχος όπως περιγράφεται στη συγκεκριμένη εργασία βασίζεται σε τρία επίπεδα (Σχήμα 3.9). Στο κατώτερο επίπεδο



Σχήμα 3.9: Γενικό σχήμα ελέγχου grid-feeding μετατροπέα για HVdc.

βρίσκεται ο έλεγχος ρευμάτων του τριφασικού μετατροπέα μέσω εφαρμογής της κατάλληλης τάσης από διαμόρφωση στην έξοδο του μετατροπέα. Ο έλεγχος αυτός είναι ταχύτατος και μέσα σε ms ρυθμίζει τις τιμές ρεύματος του d και q άξονα στις αναφορές τους. Το αμέσως επόμενο επίπεδο ελέγχου είναι αυτό της λογικής του grid-feeding μετατροπέα, όπου ανάλογα με τις αναφορές ενεργού και άεργου ισχύος που δίνονται στον μετατροπέα παράγονται οι αναφορές των ρευμάτων των αξόνων d και q. Τέλος, για το τρίτο και τελευταίο, εξωτερικό τμήμα του ελέγχου, οι απαιτήσεις στήριξης της ac ή dc τάσης ή ρύθμισης του συντελεστή ισχύος καθορίζουν τις αναφορές ενεργού και άεργου ισχύος.

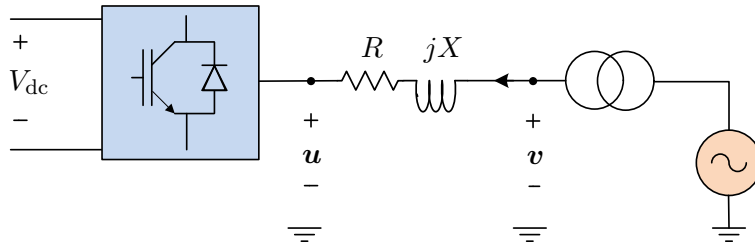
Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί αρχικά το εσωτερικό επίπεδο ελέγχου ενός μετατροπέα της μορφής του σχήματος 3.10, δηλαδή ο έλεγχος ρευμάτων. Ο μετατροπέας στη συγκεκριμένη μελέτη θεωρείται μια εξαρτημένη πηγή τάσης. Στη συνέχεια, θα εξερευνηθούν τα εξωτερικά επίπεδα ελέγχου, ξεκινώντας από τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Τέλος, θα υποτεθεί μια τοπολογία της μορφής του σχήματος 3.14 και θα περιγραφεί επιπρόσθετα ο τρόπος ελέγχου της dc και ac τάσης. Το ανά μονάδα σύστημα, όπως έχει παρουσιαστεί στο κεφάλαιο των μετασχηματισμών, θα χρησιμοποιηθεί για όλους τους υπολογισμούς.

### 3.6.1 Έλεγχος ρευμάτων μετατροπέα

Έστω μετατροπέας με τάση τροφοδοσίας  $V_{dc}$  και φίλτρο επαγωγής  $X = \omega L$  και αντίστασης  $R$  στην έξοδό του, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10. Με βάση του συμβολισμούς του σχήματος 3.10, η παρακάτω σχέση ισχύει από στοιχειώδη ανάλυση δικτύων:

$$\begin{bmatrix} v_a - u_a \\ v_b - u_b \\ v_c - u_c \end{bmatrix} = \left( L \frac{d}{dt} + R \right) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Clarke, οι τρεις συνιστώσες των ρευμάτων και των τάσεων αναλύονται ισοδύναμα, υπό συνθήκες τριφασικής συμμετρίας, σε δυο ανεξάρτητες



Σχήμα 3.10: Απλοποιημένο κύκλωμα μετατροπέα πηγής τάσης.

συνιστώσες του επιπέδου  $\alpha\beta$ , οπότε παίρνουμε σε μιγαδική μορφή:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} - \mathbf{u}_{\alpha\beta} = L \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R\mathbf{i}_{\alpha\beta}, \quad (3.34)$$

όπου  $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta}$ ,  $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = u_{\alpha} + ju_{\beta}$ ,  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = i_{\alpha} + ji_{\beta}$ . Στη συνέχεια εφαρμόζεται μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με σύγχρονη συχνότητα, οπότε προκύπτει η ισοδύναμη έκφραση των σχέσεων με συνιστώσες Park:

$$\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{u}_{dq} = L \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + (R + j\omega L)\mathbf{i}_{dq}. \quad (3.35)$$

Ο όρος  $\omega L\mathbf{i}_{dq}$  προκύπτει από την παραγωγή του πίνακα στροφής κατά το μετασχηματισμό των ρευμάτων, με βάση τη σχέση (3.14'), οπότε με  $\omega$  συμβολίζεται η ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου (εδώ η σύγχρονη ταχύτητα). Αν αναπτύξουμε τις παραπάνω σχέσεις σε πραγματικό και φανταστικό μέρος, προκύπτει:

$$v_d - u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q \quad (3.36\alpha')$$

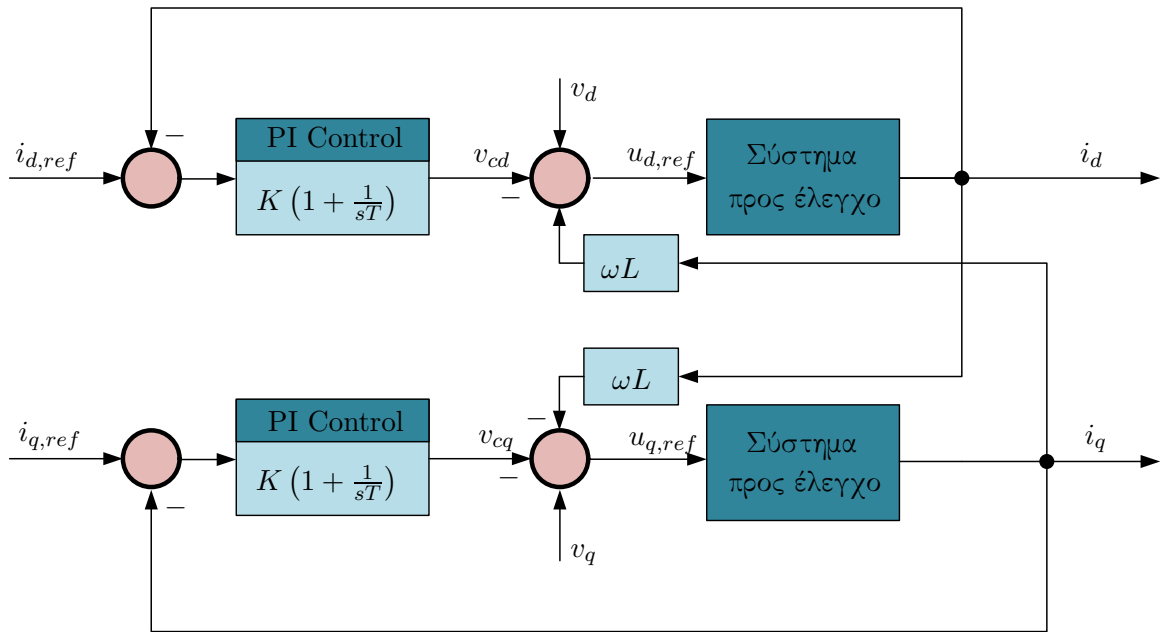
$$v_q - u_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d. \quad (3.36\beta')$$

Παρατηρείται πως οι συνιστώσες στους  $d, q$  άξονες είναι πεπλεγμένες. Προκειμένου να αντιμετωπιστεί η κατάσταση αυτή, ορίζονται οι βοηθητικές μεταβλητές:

$$v_{cd} = v_d + \omega Li_q - u_d \quad (3.37\alpha')$$

$$v_{cq} = v_q - \omega Li_d - u_q. \quad (3.37\beta')$$

Με βάση τους παραπάνω ορισμούς, οι εξισώσεις του συστήματος (3.36) γίνονται:



Σχήμα 3.11: Διάγραμμα ελέγχου ρευμάτων μετατροπέα.

$$v_{cd} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (3.38\alpha')$$

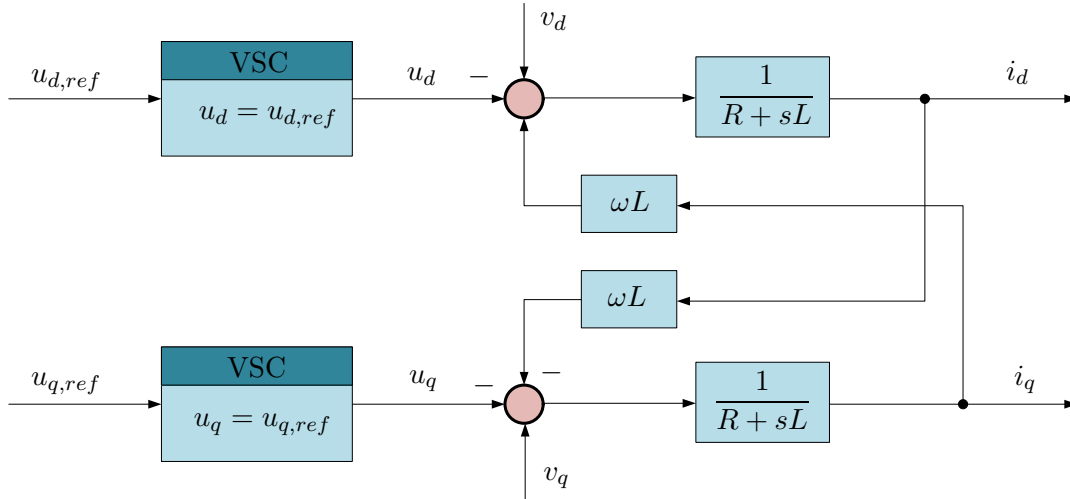
$$v_{cq} = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q. \quad (3.38\beta')$$

Στις εξισώσεις αυτές παρατηρούμε πως ελέγχοντας τις βοηθητικές μεταβλητές  $v_{cd}, v_{cq}$ , είναι δυνατό να ελέγξουμε ξεχωριστά τα ρεύματα του κάθε άξονα,  $i_d$  και  $i_q$  αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα, αν αγνοηθούν οι αρχικές συνθήκες των ρευμάτων, οι συναρτήσεις μεταφοράς που καθορίζουν τη συμπεριφορά των ρευμάτων (έξοδος) ανάλογα με τις βοηθητικές μεταβλητές (είσοδος) είναι:

$$\frac{I_d}{V_{cd}} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.39\alpha')$$

$$\frac{I_q}{V_{cq}} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.39\beta')$$

όπου με  $I_d, I_q, V_{cd}, V_{cq}$  συμβολίζονται οι μετασχηματισμένες κατά *Laplace* τιμές των αντίστοιχων μεγεθών. Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται αντιληπτό πως το σύστημα που προκύπτει σε κάθε άξονα είναι γραμμικό και πρώτης τάξης και κατά συνέπεια παράγοντας με την έξοδο ενός *PI* ελεγκτή τις βοηθητικές μεταβλητές  $v_{cd}, v_{cq}$ , είναι δυνατό να ελέγξουμε τα ρεύματα. Η παραγωγή των βοηθητικών μεταβλητών γίνεται με την βοήθεια αναδράσεων, με βάση τις σχέσεις (3.37). Στο σχήμα 3.11 φαίνεται αναλυτικά ο έλεγχος των ρευμάτων μαζί με τις αναδράσεις, ενώ στο σχήμα 3.12 το προς έλεγχο σύστημα. Οι τάσεις  $v_d, v_q$ , τα ρεύματα



Σχήμα 3.12: Μοντελοποίηση συστήματος προς έλεγχο για το σχεδιασμό του ελεγκτή ρευμάτων μετατροπέα.

$i_d, i_q$  και η συχνότητα  $\omega$  προκύπτουν από μετρήσεις τάσεων και ρευμάτων στο δίκτυο και χρήση *PLL* για την εξαγωγή των μετασχηματισμένων ποσοτήτων και της συχνότητας. Ας σημειωθεί πως γίνεται η παραδοχή πως ο μετατροπέας δίνει χωρίς καθυστέρηση στην έξοδό του την τάση αναφοράς που δέχεται σαν εντολή εισόδου, ήτοι  $u_{d,ref} = u_d$  και  $u_{q,ref} = u_q$ .

Αναφορικά με την επιλογή των παραμέτρων του PI ελεγκτή, βασικές γνώσεις ελέγχου μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Ας υποθεθεί πως ο ελεγκτής έχει τη μορφή:

$$G(s) = K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \quad (3.40)$$

τότε η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού συστήματος για το ρεύμα  $i_d$  με βάση το σχήμα 3.11 θα έχει τη μορφή (όπου πάλι με κεφαλαία συμβολίζονται οι μετασχηματισμένες κατά Laplace ποσότητες των αντίστοιχων μεγεθών):

$$\frac{I_d}{I_{d,ref}} = \frac{K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \frac{1}{sL+R}}{1 + K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \frac{1}{sL+R}} = \frac{K(1+sT)}{K+sT(K+R)+s^2TL} \quad (3.41)$$

Το σύστημα αυτό είναι δεύτερης τάξης και το χαρακτηριστικό πολυώνυμο είναι της μορφής

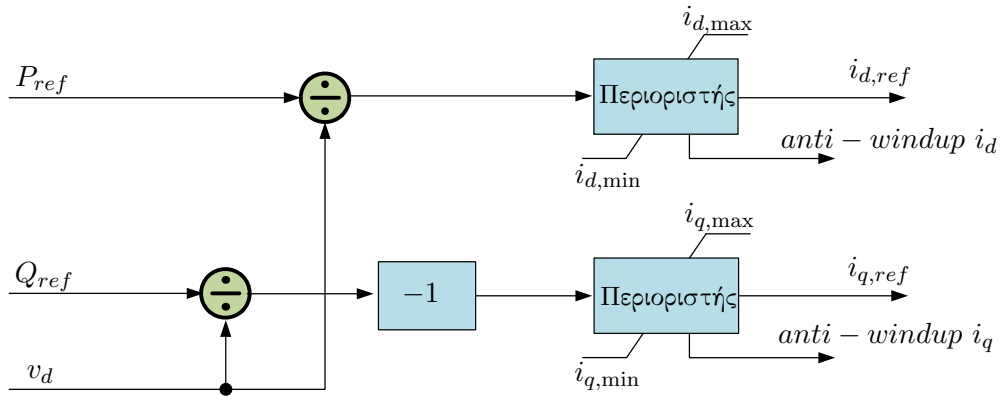
$$\chi(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.42)$$

όπου

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{LT}} \quad (3.43\alpha')$$

$$\zeta = \frac{K+R}{2L\omega_n} \quad (3.43\beta')$$





Σχήμα 3.13: Έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος.

Εάν τεθούν κάποιες προδιαγραφές για την απόκριση του συστήματος μπορούν να καθοριστούν οι τιμές  $K, T$  του PI ελέγχου λύνοντας τις παραπάνω εξισώσεις ως προς τις μεταβλητές αυτές:

$$K = -R + 2L\zeta\omega_n \quad (3.44\alpha')$$

$$T = \frac{2L\zeta\omega_n - R}{L\omega_n^2}. \quad (3.44\beta')$$

Μια συχνή προδιαγραφή για παράδειγμα είναι ο χρόνος αποκατάστασης 2%, δηλαδή ο χρόνος ώστε η απόκριση του ελεγχόμενου σήματος μετά από μια βηματική μεταβολή στην αναφορά του να περιοριστεί σε μια ζώνη  $\pm 2\%$  της αναφοράς. Ο χρόνος αυτός για συστήματα δεύτερης τάξης δίνεται κατά προσέγγιση από:

$$t_{2\%} = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (3.45)$$

και για τον ελεγκτή ρεύματος πρέπει να είναι κάποια  $ms$ . Με αντίστοιχο τρόπο με τον ελεγκτή ρεύματος  $i_d$  υλοποιείται και ο ελεγκτής του  $i_q$ .

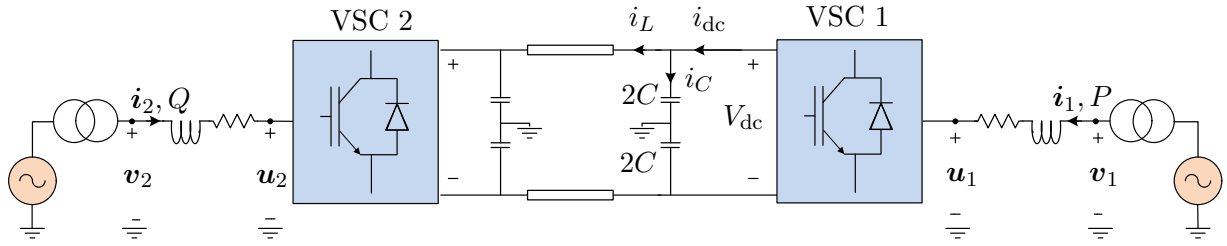
### 3.6.2 Έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος

Όπως αποδείχθηκε (σχέση (3.22)), εάν ο μετατροπέας λειτουργεί με αναφορά το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο που παράγει το PLL από τις μετρήσεις τάσης (οπότε  $u_q = 0$ ), η ενεργός και η άεργος ισχύς που θα ρέουν στο δίκτυο δίνονται από:

$$P = v_d i_d \quad (3.46\alpha')$$

$$Q = -v_d i_q. \quad (3.46\beta')$$

Κατά συνέπεια, εάν έχουμε από τις μετρήσεις τις τιμές των  $v_d, v_q$  και θέλουμε να επιτύχουμε ορισμένη ισχύ αναφοράς, τροφοδοτούμε στον ελεγκτή ρεύματος που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα τις παρακάτω εντολές:



Σχήμα 3.14: Απλοποιημένο κύκλωμα γραμμής HVdc προς έλεγχο.

$$i_{d,ref} = \frac{P_{ref}}{v_d} \quad (3.47\alpha')$$

$$i_{q,ref} = -\frac{Q_{ref}}{v_d}. \quad (3.47\beta')$$

Η εικόνα 3.13 περιγράφει σχηματικά τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Στο σχήμα αυτό φαίνεται εκτός των άλλων πως τα παραγόμενα ρεύματα αναφοράς  $i_d, i_q$  περιορίζονται από μια μέγιστη και μια ελάχιστη τιμή. Σε επόμενη ενότητα θα γίνει αναφορά στον τρόπο με τον οποίο γίνεται αυτός ο περιορισμός των ρευμάτων. Ας αναφερθεί απλώς προς το παρόν πως οι τιμές περιορισμού του  $i_{d,ref}$  και  $i_{q,ref}$  έχουν αλληλεπίδραση μεταξύ τους και δεν είναι εντελώς ανεξάρτητες, καθώς εκείνο που πραγματικά επιθυμούμε να περιορίσουμε είναι το μέτρο του συνολικού ρεύματος  $i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ . Σε περίπτωση επίσης που (παραδείγματος χάριν) για την αναφορά  $i_{d,ref}$  λειτουργήσει ο περιοριστής και περιορίσει την τιμή της, ένα δεύτερο σήμα *anti-windup*  $i_d$  ενεργοποιείται, ο ρόλος του οποίου θα φανεί στη συνέχεια.

### 3.6.3 Έλεγχος dc τάσης

Η κυκλωματική ανάλυση του ζυγού dc τάσης του μετατροπέα 1 (VSC 1), όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14, δίνει την παρακάτω σχέση:

$$i_{dc} - i_L = C \frac{dV_{dc}}{dt}. \quad (3.48)$$

Από τη διατήρηση ισχύος, εάν υποτεθεί πως ο μετατροπέας δεν έχει απώλειες και πως η αντίσταση  $R = 0$ , παίρνουμε τη σχέση:

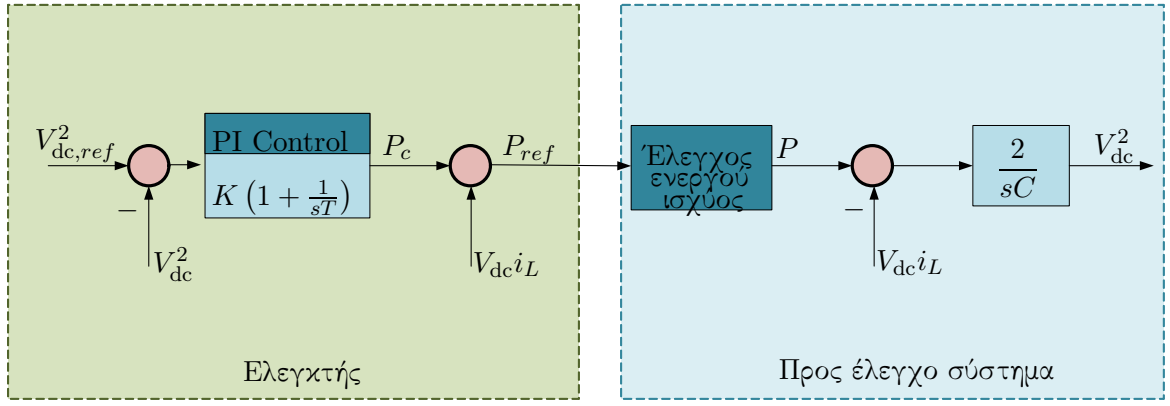
$$P = v_d i_d = V_{dc} i_{dc}. \quad (3.49)$$

Ακολουθώντας, με βάση τις σχέσεις (3.48) και (3.49), προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

$$P - V_{dc} i_L = CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt}. \quad (3.50)$$

Εάν οριστεί η βοηθητική μεταβλητή

$$P_c = P - V_{dc} i_L \quad (3.51)$$



Σχήμα 3.15: Έλεγχος dc τάσης.

τότε ο έλεγχος του τετραγώνου της dc τάσης μπορεί να επιτευχθεί με έλεγχο του  $P_c$ , αφού το σύστημα είναι πρώτης τάξης με συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_{dc}^2}{P_c} = \frac{2}{sC}. \quad (3.52)$$

Συγκεκριμένα, εάν υποθεθεί ελεγκτής PI της μορφής

$$G(s) = K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \quad (3.53)$$

τότε το κλειστό σύστημα που θα προκύψει, εάν επιπλέον υποθεθεί πως ο έλεγχος ενεργού ισχύος είναι γρήγορος σε σχέση με τη δυναμική του πυκνωτή και  $P_{ref} = P$ , είναι:

$$\frac{V_{dc}^2}{V_{dc,ref}^2} = \frac{K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \frac{2}{sC}}{1 + K \left( 1 + \frac{1}{sT} \right) \frac{2}{sC}} = \frac{2K(1 + sT)}{2K + 2KTs + CTs^2}. \quad (3.54)$$

Κατά συνέπεια, το χαρακτηριστικό πολυώνυμο είναι της μορφής (3.42) με

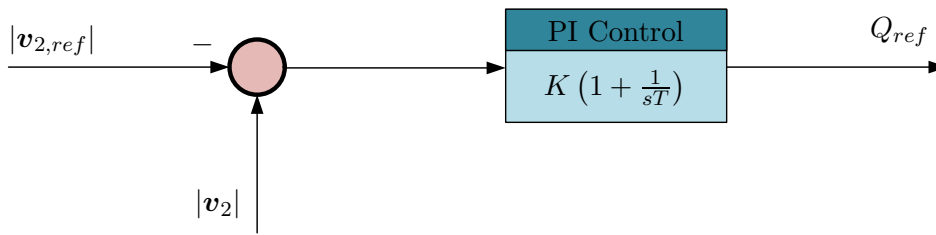
$$\omega_n = \sqrt{\frac{2K}{CT}} \quad (3.55\alpha')$$

$$\zeta = \frac{K}{\omega_n C}. \quad (3.55\beta')$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, εάν είναι γνωστή η επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος ως προς την απόκριση (και άρα καθορισμένα τα  $\zeta, \omega_n$ ), τότε λύνοντας τους παραπάνω τύπους ως προς  $K, T$  μπορούν να υπολογιστούν οι παράμετροι ελέγχου.

### 3.6.4 Έλεγχος ac τάσης

Με βάση έναν προσεγγιστικό τύπο, η πτώση τάσης πάνω στο  $RL$  φίλτρο μεταξύ των μέτρων των τάσεων  $|\mathbf{u}_2| = u_2$  και  $|\mathbf{v}_2| = v_2$  του σχήματος 3.14 δίνεται (στο ανά μονάδα σύστημα) από:



Σχήμα 3.16: Έλεγχος ac τάσης.

$$\Delta v = v_2 - u_2 = RP + \omega LQ. \quad (3.56)$$

Στην περίπτωση που το ωμικό μέρος είναι πολύ μικρότερο του επαγωγικού, συμπεραίνουμε πως η τάση έχει άμεση εξάρτηση από την άεργο ισχύ. Η πάγια τακτική στήριξης τάσης είναι η χρήση ενός PI ελεγκτή ο οποίος θα ρυθμίζει την παραγωγή άεργου ισχύος για να στηρίζει την τάση. Ο ελεγκτής αυτός φαίνεται στο σχήμα 3.16. Παρατηρούμε πως με τη σύμβαση που χρησιμοποιήθηκε για την άεργο ισχύ, δηλαδή θετική φορά προς τον μετατροπέα, η στήριξη της τάσης  $v_2$  θα γίνεται ως εξής: Σε περίπτωση που η τάση αυτή είναι μικρότερη της ονομαστικής (δηλαδή  $v_2 - v_{2,ref} < 0$ ), τότε η άεργος ισχύς από το  $u_2$  στο  $v_2$  πρέπει να αυξηθεί ώστε να στηριχθεί η τάση  $v_2$ . Επειδή όμως η συμβατική φορά είναι η ακριβώς αντίθετη, θα πρέπει να απαιτήσουμε μείωση της αναφοράς ισχύος  $Q_{ref}$  και ακριβώς αυτό επιτυγχάνει ο ελεγκτής άεργου ισχύος του σχήματος 3.16.

### 3.6.5 Περιοριστές εξόδου και έλεγχος anti-windup

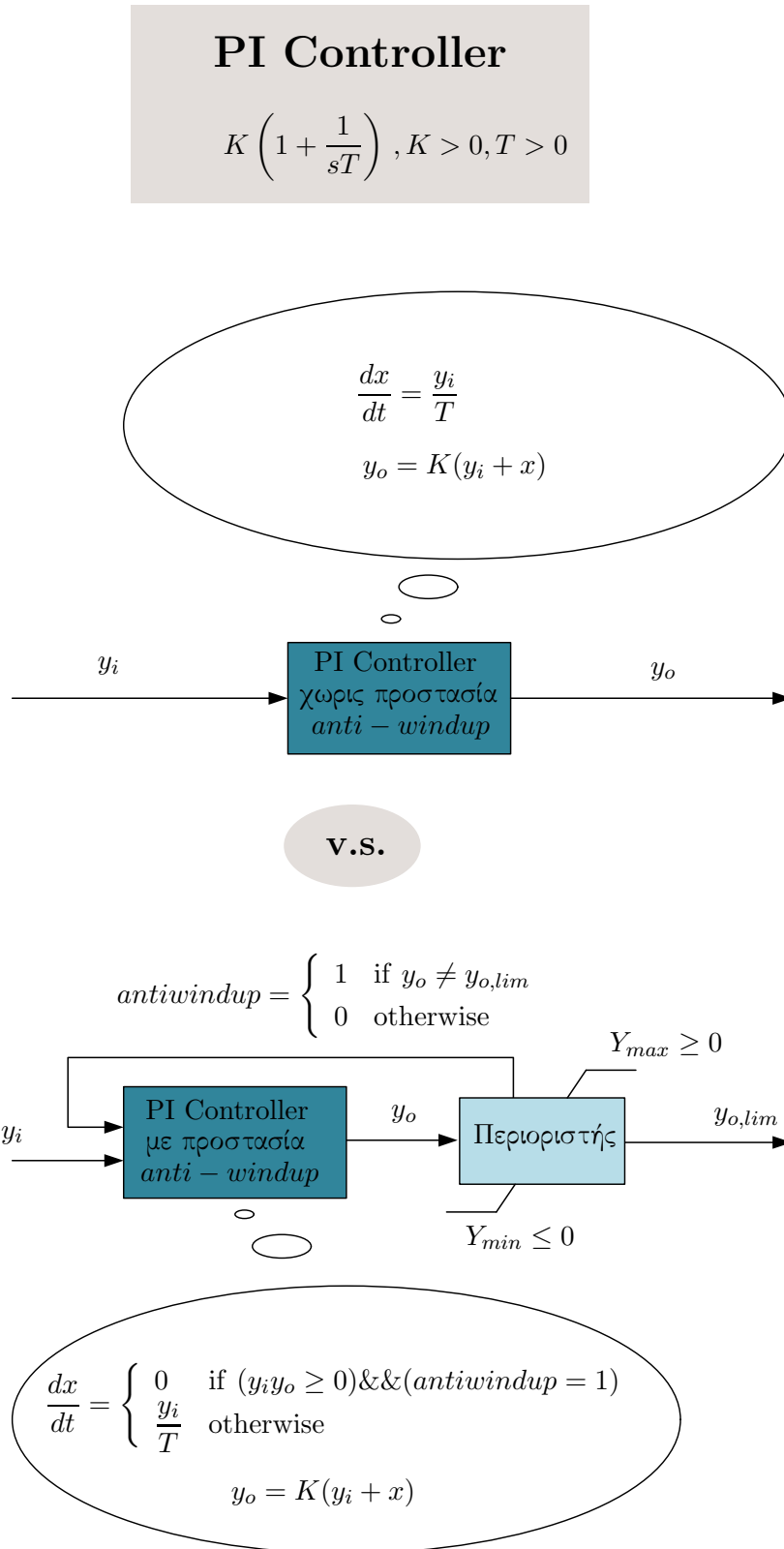
Στις περιπτώσεις που γίνεται χρήση ελεγκτή PI και η έξοδος του περιορίζεται από κάποια ελάχιστη και μέγιστη τιμή, όπως για παράδειγμα ο έλεγχος των ρευμάτων ενός μετατροπέα ώστε να μην ξεπερνούν τα όρια αντοχής του μετατροπέα, είναι απαραίτητη η μέριμνα για το φαινόμενο του windup. Πιο συγκεκριμένα, εφόσον η έξοδος του ελεγκτή ενός συστήματος περιορίζεται, δε δίνεται στο σύστημα η πραγματική εντολή που αντιστοιχεί στο σφάλμα εισόδου του ελεγκτή. Εφόσον λοιπόν δε δίνεται η σωστή εντολή για την αντιμετώπιση του σφάλματος εισόδου του ελεγκτή, αυτό συνεχίζει να υφίσταται. Ενώ λοιπόν ο πολλαπλασιαστικός έλεγχος P δεν έχει μνήμη, οπότε αυτή η συμπεριφορά δεν τον επηρεάζει, ο ολοκληρωτικός έλεγχος I συσσωρεύει το συνεχές σφάλμα της εισόδου με συνεχή ολοκλήρωση. Το αποτέλεσμα είναι πως θα δίνει ακόμα και μετά το πέρας της ανάγκης δράσης του περιοριστή, μια δυσανάλογα μεγάλη προκατάληψη προς μια κατεύθυνση, η οποία ακριβώς θα οφείλεται στη μνήμη του ολοκληρωτή. Ένας τρόπος να αποφευχθεί αυτό είναι να παγώνει ο ολοκληρωτής υπό συγκεκριμένες προϋποθέσεις όταν επενεργεί ο περιοριστής. Το σχήμα 3.17 αναφέρεται σε λεπτομέρειες υλοποίησης της *anti-windup* προστασίας του ελεγκτή PI. Ας σημειωθεί επεξηγηματικά προς το σχήμα πως η ολοκλήρωση παγώνει με την προϋπόθεση πως ο πε-

ριοριστής περιορίζει την είσοδο αλλά και τα σήματα εισόδου και εξόδου είναι ομόσημα. Η δεύτερη αυτή απαίτηση μεταφράζεται (στην περίπτωση που το κάτω όριο είναι μη θετικό και το πάνω όριο μη αρνητικό, όπως στον περιορισμό του ρεύματος) σε εντολή να μην παγώσει η ολοκλήρωση ακόμα κι αν επενεργεί ο περιοριστής, εάν ο συνολικός έλεγχος δε δίνει εντολή προς τη σωστή κατεύθυνση. Για παράδειγμα, εάν το σφάλμα  $y_i$  είναι θετικό, τότε η εντολή του πολλαπλασιαστικού ελέγχου θα είναι  $Ky_i$ , δηλαδή θετική. Εάν η έξοδος  $y_o$  προκύπτει αρνητική, σημαίνει πως ο ολοκληρωτικός όρος είναι διογκωμένος και επηρεάζει την έξοδο προς τη λάθος κατεύθυνση σε τέτοιο βαθμό, που χρειάστηκε να επενεργήσει και ο περιοριστής. Για το λόγο αυτό, η ολοκλήρωση πρέπει να συνεχιστεί καθώς εφόσον ο όρος  $\frac{dx}{dt} = \frac{y_i}{T}$  είναι θετικός, η τιμή της μεταβλητής κατάστασης  $x$  που εκφράζει την ολοκλήρωση του σφάλματος αναμένεται να αυξηθεί, οπότε και η έξοδος  $y_o = K(y_i + x)$  θα αυξηθεί και θα ξεφύγει από το κάτω όριο του περιοριστή.

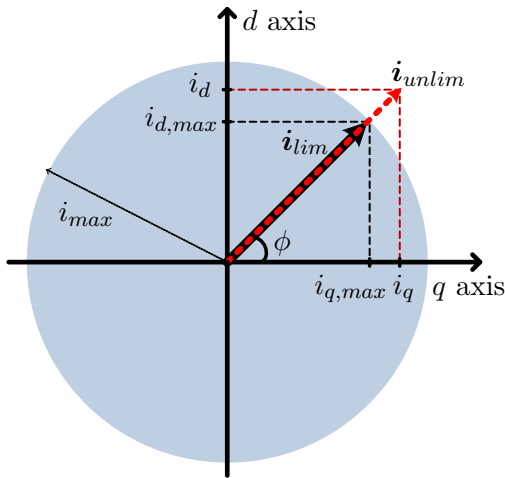
Στο σημείο αυτό αξίζει να γίνει αναφορά στο συγκεκριμένο τρόπο με τον οποίο γίνεται χρήση των περιοριστών στο σύστημα ελέγχου που έχει περιγραφεί. Με βάση όσα έχουν αναφερθεί, το εξωτερικό επίπεδο ελεγκτών (έλεγχος ac και dc τάσης), εάν υπάρχει, ανάγεται σε έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Αντίστοιχα η ενεργός και άεργος ισχύς μεταφράζονται σε εντολές ρεύματος. Στο σημείο αυτό, στις αναφορές του ρεύματος δηλαδή, πρέπει να μεσολαβήσει περιοριστής λόγω των ορίων αντοχής ρεύματος του μετατροπέα. Σε περίπτωση που ο περιοριστής όντως λειτουργεί και περιορίζει το  $i_{d,ref}$  ή το  $i_{q,ref}$ , τότε οι  $PI$  ελεγκτές που προηγούνται πρέπει να πάρουν εντολή anti-windup ώστε εάν χρειαστεί να παγώσουν την ολοκλήρωση. Οι ελεγκτές αυτοί είναι στη συγκεκριμένη περίπτωση, εάν υπάρχουν, ο ελεγκτής dc τάσης για την πλευρά του VSC 1 (*anti-windup*  $i_d$ ) και ο ελεγκτής ac τάσης για την πλευρά του VSC 2 (*anti-windup*  $i_q$ ).

Οι τρόποι με τους οποίους πραγματοποιείται ο περιορισμός ρεύματος παρουσιάζονται στο σχήμα 3.18. Μια συνηθισμένη τεχνική είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 3.18α', όπου η αναφορά που προκύπτει από τον ελεγκτή ενεργού-άεργου ισχύος για το ρεύμα  $i_{dq}$  περιορίζεται σε πλάτος, κρατώντας όμως την ίδια αναλογία μεταξύ ενεργού και άεργου τμήματος, δηλαδή την ίδια φασική γωνία. Σε περιπτώσεις που το δίκτυο όμως είναι αρκετά ισχυρό, ίσως ενδιαφερόμαστε περισσότερο να κρατήσουμε την παραγωγή ενεργού ισχύος σε όσο το δυνατόν πιο υψηλά επίπεδα παραμελώντας την άεργο ισχύ. Σε αυτή την περίπτωση δίνεται προτεραιότητα στην ενεργό συνιστώσα  $i_d$  όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.18β'. Τέλος, εάν το δίκτυο είναι αρκετά αδύναμο και είναι απαραίτητη η στήριξη της τάσης του, προτεραιότητα πρέπει να δοθεί στην άεργο ισχύ και άρα την άεργο συνιστώσα  $i_q$ . Παραδείγματος χάριν, σε μια πτώση τάσης ο μετατροπέας θα μπορεί να προσφέρει για τη στήριξη του δικτύου άεργο ισχύ, μέχρι όμως την ονομαστική του ικανότητα.

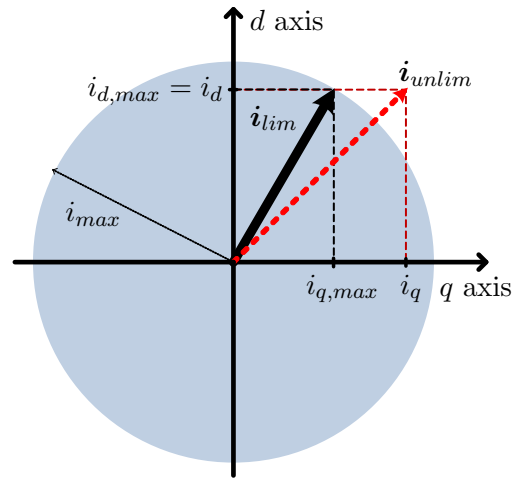
Ας αναφερθεί στο σημείο αυτό πως μαζί με τον περιορισμό ρεύματος συνυπάρχει και ένας περιοριστής τάσης του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, από τον ελεγκτή ρεύματος προκύπτουν οι αναφορές τάσης που θα δοθούν στο μετατροπέα για να παραχθούν με μια τεχνική PWM. Παρόλα αυτά, ο μετατροπέας δε μπορεί να υλοποιήσει αυτή την εντολή τάσης ανεξαρτήτως του μεγέθους της, επειδή μετά από κάποιο σημείο εισέρχεται στον κορεσμό. Είναι σκόπιμο λοιπόν να υπάρχει ένας επιπρόσθετος περιοριστής ο οποίος θα χρησιμοποιεί μια από τις ίδιες μεθόδους



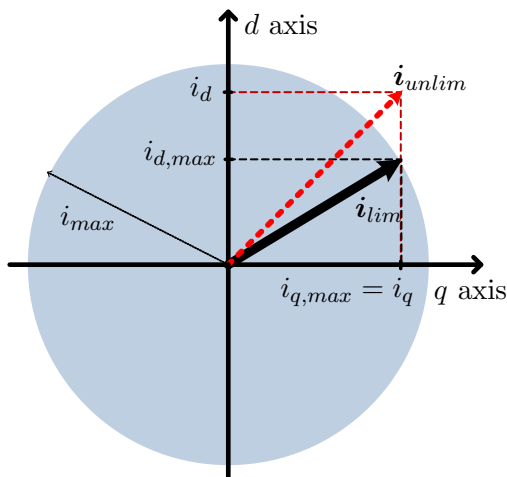
Σχήμα 3.17: Έλεγχος PI χωρίς και με προστασία *anti - windup*.



(α) Περιορισμός ρεύματος κρατώντας σταθερή τη φάση (γωνία) του  $\phi$ .

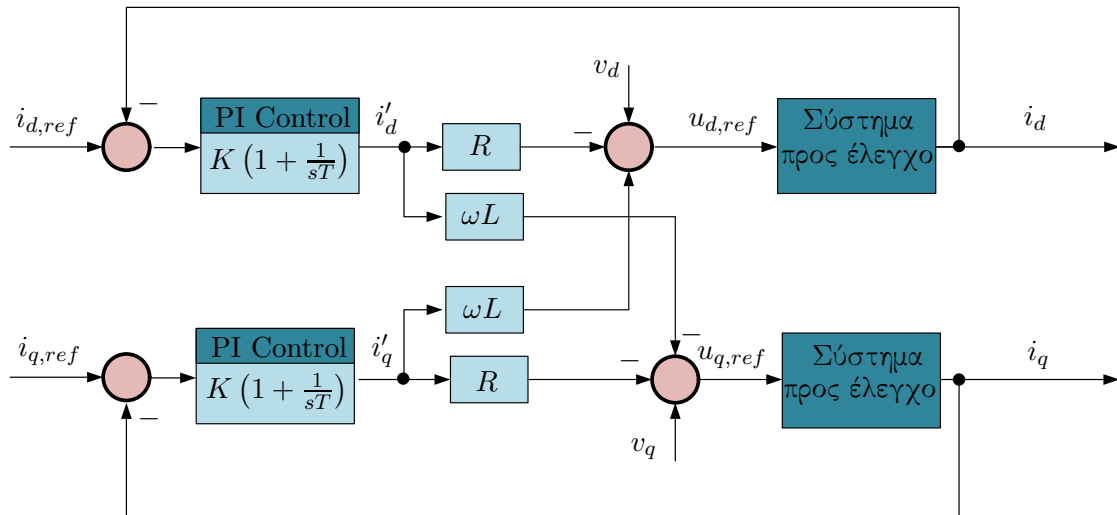


(β') Περιορισμός ρεύματος δίνοντας προτεραιότητα στο  $i_d$ .



(γ') Περιορισμός ρεύματος δίνοντας προτεραιότητα στο  $i_q$ .

Σχήμα 3.18: Περιορισμός πλάτους αναφοράς ρεύματος μετατροπέα. Με  $i_{unlim}$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  συμβολίζονται οι τιμές πριν τη δράση του περιοριστή και με  $i_{lim}$ ,  $i_{d,max}$ ,  $i_{q,max}$  τα όρια που θέτει ο περιοριστής στις αναφορές ρεύματος, ώστε τελικά το μέτρο της αναφοράς ρεύματος που θα προκύψει να μην ξεπερνάει τη μέγιστη τιμή  $i_{max}$ . Στα σχήματα απεικονίζεται λειτουργία στο πρώτο τεταρτημόριο. Αντίστοιχα όμως θα πραγματοποιούνταν ο περιορισμός και ο υπολογισμός των τιμών  $i_{d,max}$ ,  $i_{d,min}$ ,  $i_{q,max}$ ,  $i_{q,min}$  (όποιες κάθε φορά χρειάζονται) στα υπόλοιπα τρία τεταρτημόρια.



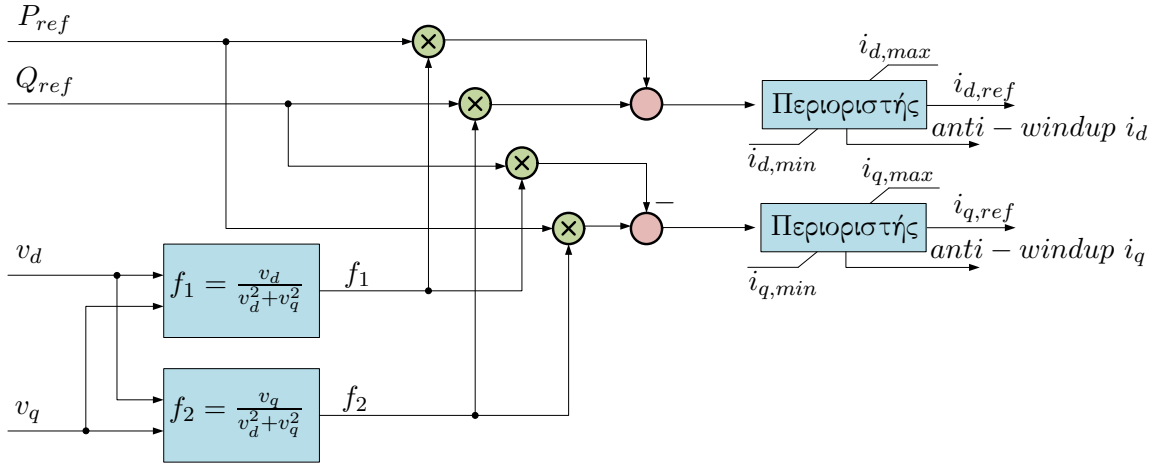
Σχήμα 3.19: Παραλλαγή 1<sup>η</sup>: Εναλλακτικός έλεγχος ρευμάτων.

περιορισμού που αναφέρθηκαν (συνήθως περιορίζει το μέτρο της τάσης κρατώντας σταθερή τη γωνία) προκειμένου η λειτουργία να επανέλθει στη γραμμική περιοχή. Ειδικότερα, η απαίτηση του περιοριστή αυτού είναι στην περίπτωση που γίνεται χρήση της μεθόδου διαμόρφωσης SPWM, ο συντελεστής διαμόρφωσης να είναι μικρότερος ή ίσος της μονάδας.

### 3.6.6 Παραλλαγή 1<sup>η</sup>: Άμεσος έλεγχος ρευμάτων μετατροπέα.

Η ταχύτητα του ελέγχου ρεύματος κάθε μετατροπέα είναι υψίστης σημασίας στον έλεγχο της γραμμής HVdc. Οι τεχνικές άμεσου ελέγχου ισχύος χωρίς ενδιάμεσο έλεγχο ρεύματος οι οποίες έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία πρόσφατα για βελτίωση της δυναμικής απόκρισης φέρουν ακόμα αρκετά μειονεκτήματα, όπως η χαμηλή ποιότητα ισχύος. Μια ενδιάμεση τεχνική η οποία προτάθηκε τα τελευταία χρόνια για τον άμεσο έλεγχο ρεύματος [20] δεν απαλείφει εντελώς τον ελεγκτή ρεύματος. Στο συμβατικό έλεγχο, όπως περιγράφεται στο σχήμα 3.11, η έξοδος του ελεγκτή PI σφάλματος ρεύματος παράγει ένα σήμα τάσης  $dq$  άξονα. Στον άμεσο έλεγχο ρεύματος ο ελεγκτής παράγει αντί αυτού ένα σήμα ρεύματος άξονα  $dq$ . Η νοοτροπία ελέγχου ακολουθεί την παρακάτω λογική: εάν  $i_{d,ref} > i_d$ , τότε το ρεύμα  $i_d$  πρέπει να αυξηθεί, συνεπώς η έξοδος του ελεγκτή, η οποία θα είναι ένα σήμα ρεύματος  $i'_d$  θα αυξάνεται. Αντίστοιχα, από τον ελεγκτή ρεύματος  $i_q$  παράγεται ένα σήμα  $i'_q$ . Όμως, τα σήματα αυτά ρεύματος πρέπει με κάποιον τρόπο να μεταφραστούν στις αναφορές τάσης τις οποίες χρειάζεται ο μετατροπέας. Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να πραγματοποιηθεί με αρκετούς τρόπους, όπως για παράδειγμα με τη χρήση νευρωνικών δικτύων, αλλά ο πιο απλός ανάμεσά τους είναι η χρήση των τύπων που απορρέουν από τη δυναμική του συστήματος, όπως περιγράφεται στις εξισώσεις (3.36). Συγκεκριμένα, θεωρείται πως:





Σχήμα 3.20: Παραλλαγή 2<sup>η</sup>: Εναλλακτικός έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος.

$$u_{d,ref} = -Ri'_d + \omega Li'_q + v_d \quad (3.57\alpha)$$

$$u_{q,ref} = -Ri'_q - \omega Li'_d + v_q \quad (3.57\beta')$$

Στην εικόνα 3.19 αναπαρίσταται το πλήρες σύστημα ελέγχου ρεύματος όπως περιγράφηκε στην παραλλαγή αυτή.

### 3.6.7 Παραλλαγή 2<sup>η</sup>: Τροποποίηση ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος.

Στον συμβατικό έλεγχο ισχύος, όπως περιγράφεται από το σχήμα 3.13, γίνεται η εξής βασική παραδοχή: Η συνιστώσα  $v_q$  η οποία μετράται από το PLL είναι μηδενική. Η παραδοχή αυτή, είδαμε στην ενότητα περιγραφής των μετασχηματισμών ηλεκτρικών συνιστωσών, πως ευσταθεί στην περίπτωση που ο μετασχηματισμός Park πραγματοποιείται με γωνία ίδια με τη γωνία των μετρούμενων τάσεων. Όμως στη μεταβατική κατάσταση είναι δυνατόν το PLL, το οποίο εισάγει μια καθυστέρηση στο συγχρονισμό, να μη δίνει με απόλυτη ακρίβεια τη γωνία των μεγεθών τάσης. Κατά συνέπεια, η προκύπτουσα συνιστώσα  $v_q$  πιθανώς μεταβατικά να είναι ελαφρώς διάφορη του μηδενός. Στην περίπτωση αυτή, μια διόρθωση θα ήταν να χρησιμοποιηθούν οι πλήρεις τύποι της ενεργού και άεργου ισχύος σε Park συνιστώσες που δίνονται από τις σχέσεις (3.22), (3.25) και όχι οι απλοποιημένοι που υποθέτουν  $v_q = 0$ . Επειδή οι αναφορές ισχύος  $P_{ref}$ ,  $Q_{ref}$  είναι γνωστές, το μόνο που απομένει είναι να επιλυθούν αυτοί οι τύποι ως προς τις αναφορές ρεύματος  $i_{d,ref}$ ,  $i_{q,ref}$ . Προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις:

$$i_{d,ref} = \frac{P_{ref}v_d + Q_{ref}v_q}{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.58\alpha')$$

$$i_{q,ref} = \frac{P_{ref}v_q - Q_{ref}v_d}{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.58\beta')$$

Το σχήμα ελέγχου που υλοποιείται με βάση τις εξισώσεις αυτές για τον ελεγκτή ενεργού-άεργου ισχύος είναι το 3.20. Τα όσα έχουν αναφερθεί για τον περιορισμό των ρευμάτων και την προστασία *anti-windup* παραμένουν αναλλοίωτα.

### 3.7 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται θεωρητικά η μεθοδολογία ελέγχου των μετατροπέων μιας γραμμής HVdc. Αρχικά, γίνεται αναφορά στο χαρακτηρισμό ενός μετατροπέα ισχύος ανάλογα με το ρόλο που επιτελεί στο δίκτυο. Στη συνέχεια, δόθηκε μια περιγραφή των μετασχηματισμών Clarke και Park, που αποτελούν απαραίτητο συστατικό σχεδόν κάθε μεθοδολογίας ελέγχου. Ο τρόπος με τον οποίο ένας μετατροπέας συγχρονίζει τη λειτουργία του με το δίκτυο μέσω της χρήσης PLL σχολιάστηκε. Ακολούθως, παρουσιάστηκε το μοντέλο του μετατροπέα δύο επιπέδων που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα εργασία. Κατόπιν, περιγράφηκαν οι διάφοροι ελεγκτές που απαρτίζουν το σύστημα ελέγχου HVdc στηριγμένο στις αρχές του διανυσματικού ελέγχου: έλεγχος ρευμάτων μετατροπέα, έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος, έλεγχος ac τάσης και έλεγχος dc τάσης. Ιδιαίτερη μνεία έγινε στην ύπαρξη περιοριστών ρεύματος και τάσης στους μετατροπέες καθώς και στην προστασία *anti-windup*. Τέλος, δύο παραλλαγές του συμβατικού διανυσματικού ελέγχου παρουσιάστηκαν.

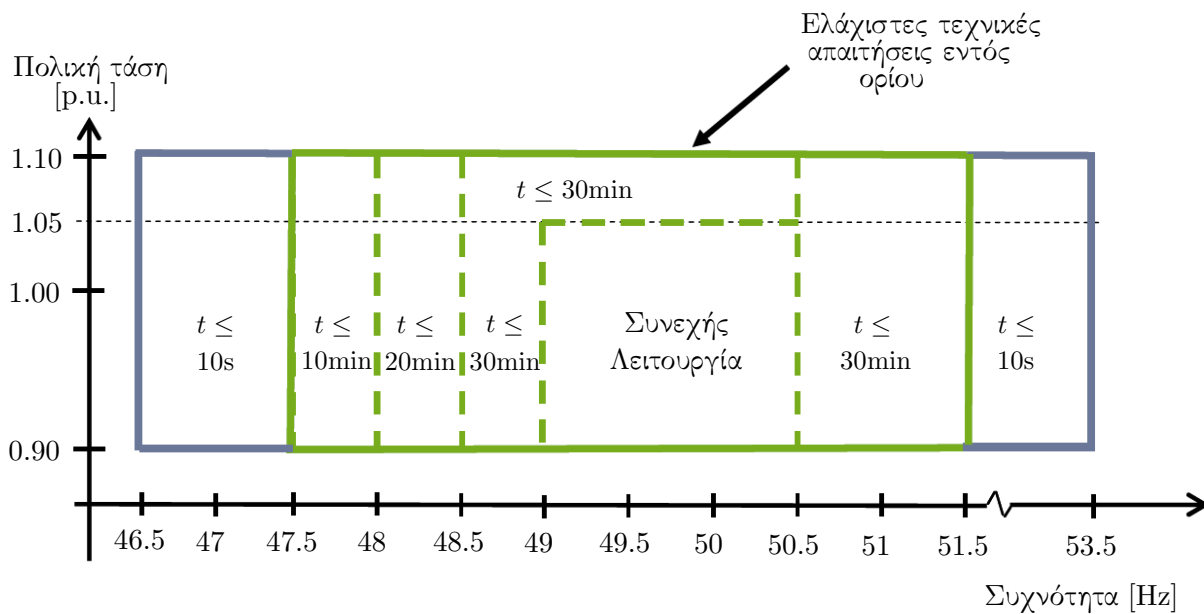
## Κεφάλαιο 4

# Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιων Αιολικών Πάρκων

### 4.1 Εισαγωγικά

Στις απαρχές της αιολικής ενέργειας το μικρό ποσοστό της αιολικής παραγωγής συγκριτικά με τους συμβατικούς τρόπους παραγωγής επέτρεπε τη σύνδεση των μικρών αιολικών πάρκων στο ηλεκτρικό δίκτυο δίχως ανησυχίες για τυχόν προβλήματα ευστάθειας. Καθώς όμως σε πολλά ηλεκτρικά συστήματα πλέον η διείσδυση της αιολικής ενέργειας είναι υπολογίσιμη και βαίνει συνεχώς αυξανόμενη, απαραίτητη θεωρήθηκε η θέσπιση κάποιων κανονισμών οι οποίοι θα ρυθμίζουν συγκεκριμένες τεχνικές απαιτήσεις που πρέπει να πληρούν τα αιολικά πάρκα που συνδέονται στο δίκτυο (ιδίως τα αιολικά πάρκα μεγάλου μεγέθους τα οποία συνδέονται στο δίκτυο μεταφοράς) ώστε να εξασφαλιστεί η ευστάθειά του. Οι τεχνικές απαιτήσεις αυτές σχετίζονται κατά κύριο λόγο με την ανάγκη συμβολής των ανεμογεννητριών στη στήριξη της τάσης και της συχνότητας του δικτύου, ιδίως σε περιπτώσεις μη ομαλής λειτουργίας του.

Το σύνολο των κανόνων οι οποίοι οριοθετούν τις τεχνικές απαιτήσεις λειτουργίας αιολικών πάρκων ονομάζεται κώδικας συστήματος (grid code). Ανάλογα με τις ιδιαιτερότητες του δικτύου κάθε χώρας ή περιοχής, οι τεχνικές απαιτήσεις είναι ενδεχομένως διαφορετικές. Ένας από τους πληρέστερους κώδικες συστήματος που συχνά λειτουργεί σαν πρότυπο για τους άλλους είναι ο Γερμανικός, του οποίου η τελευταία έκδοση εκδόθηκε από τον διαχειριστή συστήματος μεταφοράς υψηλής και υπέρ υψηλής τάσης Tennet TSO GmbH (TTG) της Γερμανίας το Δεκέμβριο του 2012 (“Grid Code Extra-High Voltage”). Ο κώδικας αυτός περιγράφει γενικά τις ελάχιστες τεχνικές προϋποθέσεις για τη σύνδεση με το δίκτυο υψηλής και υπέρ υψηλής τάσης, όμως για την παρούσα μελέτη ενδιαφερόμαστε πρωτίστως για τους κανόνες διασύνδεσης offshore αιολικών πάρκων. Μια περίληψη των απαιτήσεων αυτών θα δοθεί στο παρόν κεφάλαιο.



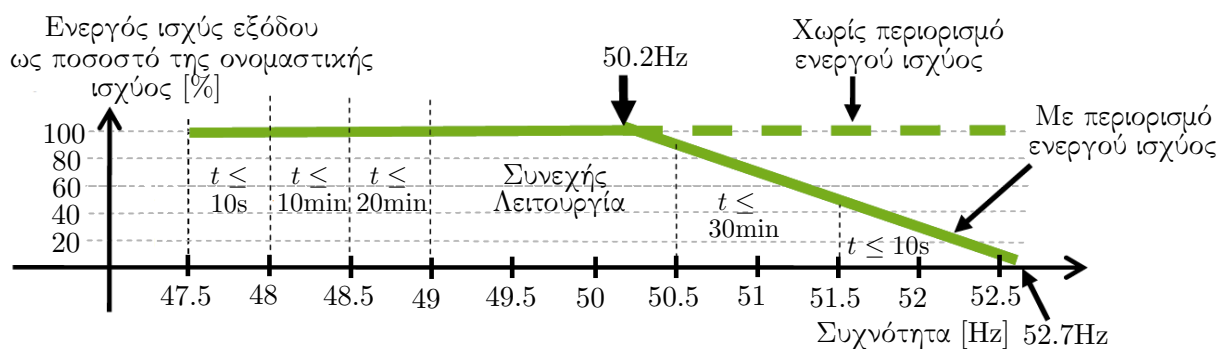
Σχήμα 4.1: Ελάχιστος απαιτούμενος χρόνος λειτουργίας του offshore αιολικού πάρκου για διαφορετικές συνθήκες τάσης και συχνότητας στο δίκτυο διασύνδεσης.

## 4.2 Γερμανικός κώδικας συστήματος

Οι τεχνικές απαιτήσεις όπως θα αναφερθούν παρακάτω είναι τμήμα του Γερμανικού κώδικα και αποτελούν επιλεκτική παρουσίαση των κανονισμών όπως αναφέρονται στις αντίστοιχες δημοσιεύσεις (“Requirements for Offshore Grid Connections in the Grid of TenneT TSO GmbH” [13] και “Grid Code High and Extra Voltage” [12]). Οι τεχνικές απαιτήσεις αναφέρονται στο σημείο σύνδεσης των offshore πάρκων με το δίκτυο, σημείο που σηματοδοτεί και το όριο της ιδιοκτησίας μεταξύ του αιολικού πάρκου και του διαχειριστή συστήματος μεταφοράς. Η τάση διασύνδεσης των offshore πάρκων θεωρείται τα 155kV (ονομαστική πολική τάση). Προκειμένου η τάξη μεγέθους της τάσης να γίνεται πιο εύκολα αντιληπτή, στο κεφάλαιο αυτό τα μεγέθη τάσης θα αναχθούν στο ανά μονάδα σύστημα με βάση την τάση 155kV. Η ονομαστική συχνότητα είναι τα 50Hz.

## 4.3 Απαιτήσεις τάσης και συχνότητας λειτουργίας

Για ονομαστική τάση δικτύου 1p.u., το αιολικό πάρκο οφείλει να παραμένει συνδεδεμένο για τάσεις από 0.9 ως και 1.1p.u. για τουλάχιστον ένα χρονικό διάστημα που ορίζεται από τον κώδικα. Επίσης, για ονομαστική συχνότητα 50Hz, το offshore αιολικό πάρκο οφείλει να παραμένει συνδεδεμένο για ένα εύρος συχνοτήτων από 46.5 ως 53.5Hz και για χρονικό διάστημα που καθορίζεται από τον κώδικα. Πιο συγκεκριμένα, στο σχήμα 4.1 αναπαρίστανται οι απαιτήσεις λειτουργίας για τα διαφορετικά εύρη τάσης και συχνότητας. Επιπρόσθετα με το σχήμα ως αναφερθούν τα παρακάτω:



Σχήμα 4.2: Ενεργός ισχύς εξόδου και ελάχιστη απαιτούμενη χρονική διάρκεια διατήρησης σύνδεσης offshore αιολικού πάρκου ως συνάρτηση της συχνότητας του δικτύου.

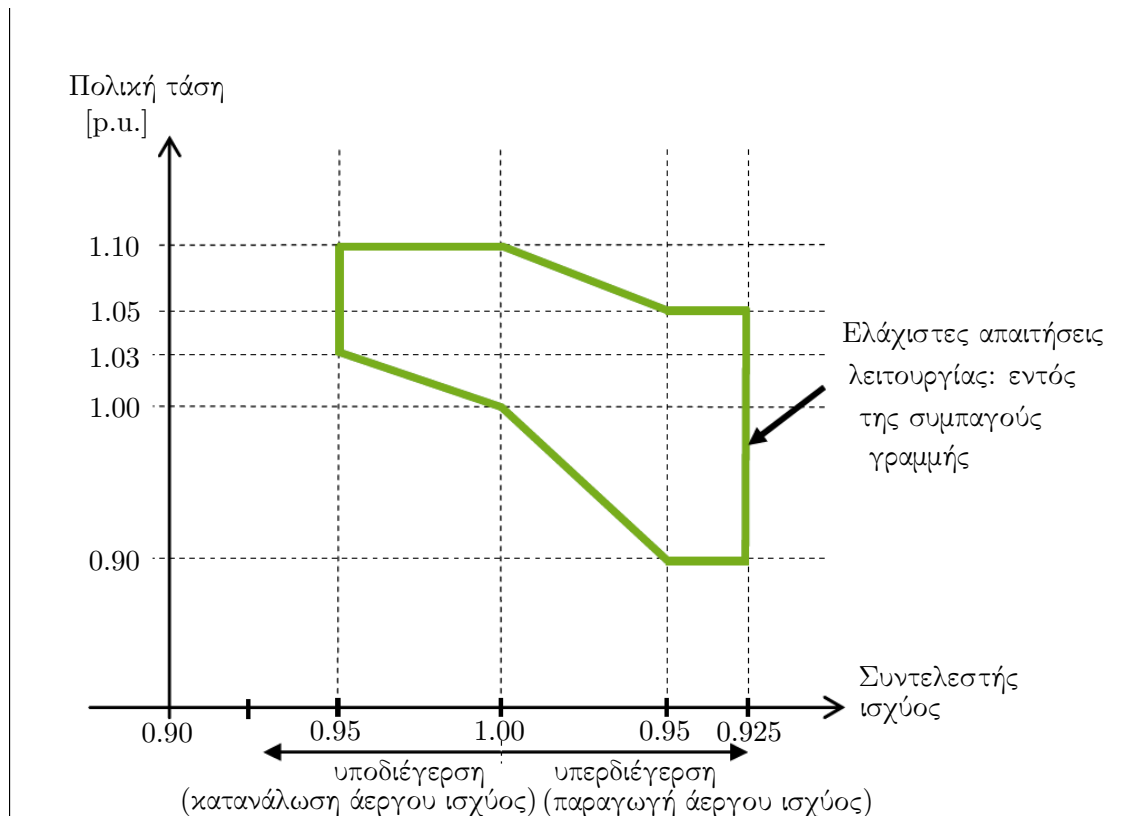
Οι μονάδες παραγωγής του αιολικού πάρκου οφείλουν να αποσυνδεθούν από το δίκτυο για συχνότητες μικρότερες από 46.5Hz ή μεγαλύτερες από 53.5Hz μετά από μια χρονική καθυστέρηση 300ms. Επίσης, οφείλουν να αποσυνδεθούν από το δίκτυο για συχνότητες μικρότερες από 47.5Hz ή μεγαλύτερες από 51.5Hz μετά από μια χρονική καθυστέρηση 10s.

#### 4.4 Σύνδεση ουδετέρου και μετασχηματιστής παραγωγής

Η επιλογή των σημείων γείωσης της γραμμής μεταφοράς και του μετασχηματιστή παραγωγής γίνεται κατόπιν συμφωνίας με το διαχειριστή συστήματος για κάθε μεμονωμένη περίπτωση. Παρόλα αυτά, το δίκτυο από το αιολικό πάρκο μέχρι το σημείο σύνδεσης και όλα τα μεταλλικά του μέρη πρέπει να είναι γειωμένα με χαμηλής τιμής αντίσταση. Για τη βελτίωση της συμμετρίας της τάσης κατά τα βραχυκυκλώματα και την απαλοιφή της τρίτης αρμονικής και πολλαπλασίων της από το σύστημα μεταφοράς υψηλής τάσης, ο μετασχηματιστής Υψηλής Τάσης - Μέσης Τάσης (ΥΤ/ΜΤ) που θα χρησιμοποιηθεί στην πλευρά της παραγωγής πρέπει να είναι της μορφής YN/d5 (το οποίο σημαίνει πρωτεύον γειωμένος αστέρας, δευτερεύον τρίγωνο και διαφορά φάσης μεταξύ τους  $5 \times 30^\circ = 150^\circ$ ). Ο μετασχηματιστής πρέπει να είναι εξοπλισμένος με tap changer που θα προσφέρει διακύμανση  $\pm 13\%$  σε  $\pm 6$  βήματα με ενσωματωμένη λειτουργία ελέγχου.

#### 4.5 Ενεργός ισχύς εξόδου

Στο σχήμα 4.1 παρουσιάστηκαν οι χρονικές απαιτήσεις λειτουργίας για διαταραχές συχνότητας. Η λειτουργία αυτή όμως υπόκειται και σε κάποιες απαιτήσεις παραγωγής ενεργού ισχύος ανάλογα με την απόκλιση από τη συχνότητα των 50Hz. Το σχήμα 4.2 παρουσιάζει την επιθυμητή συμπεριφορά της ισχύος εξόδου για offshore αιολικό πάρκο. Στις περιοχές που δεν ορίζεται κάποια απαίτηση, εννοείται πως η ισχύς θα είναι η μέγιστη δυνατή. Με βάση το



Σχήμα 4.3: Εντός του ορίου της συμπαγούς πράσινης γραμμής βρίσκονται τα σημεία λειτουργίας που κατ' ελάχιστον οφείλει να μπορεί να επιτύχει το offshore αιολικό πάρκο ως συνάρτηση του συντελεστή ισχύος και της τάσης του δικτύου, ανεξαρτήτως της παραγωγής ενεργού ισχύος και για ένα εύρος συχνοτήτων 47.5 ως 51.5Hz.

σχήμα αυτό, συμπεραίνουμε πως η μεταβολή της ισχύος εξόδου για συχνότητα δικτύου  $f_{grid}$  θα έχει τη μορφή:

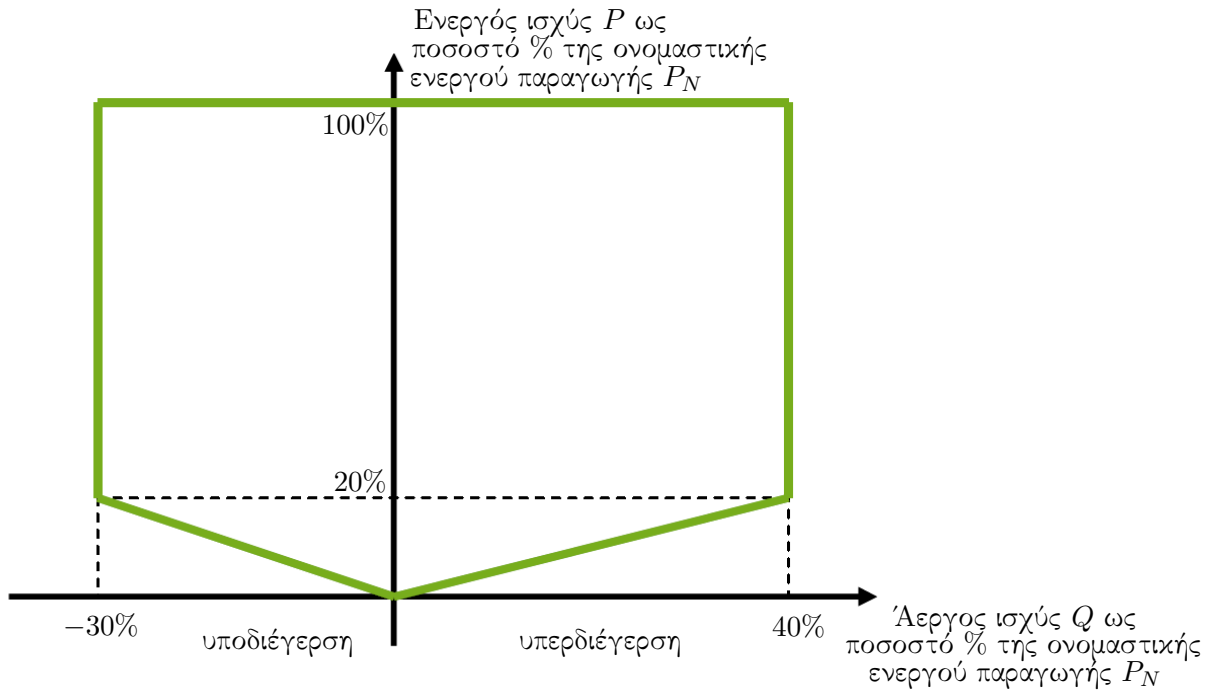
$$\Delta P = 20P_M \frac{50.2 - f_{grid}}{50} \quad (4.1)$$

για  $50.2\text{Hz} \leq f_{grid} \leq 52.7\text{Hz}$ , όπου  $P_M$  η διαθέσιμη ισχύς (η οποία στο σχήμα είναι η ονομαστική ισχύς). Η μείωση της ισχύος πρέπει να γίνεται με ρυθμό κατά μέγιστο 25% της διαθέσιμης ισχύος. Για τις υπόλοιπες περιοχές συχνοτήτων δεν υπάρχει κάποιος τεχνικός περιορισμός.

Σε επόμενη ενότητα, η οποία αναφέρεται στις απαιτήσεις απόκρισης του πάρκου σε σφάλμα του δικτύου, θα αναφερθούν και προϋποθέσεις λειτουργίας σε περίπτωση διαταραχών τάσης.

## 4.6 Άεργος ισχύς εξόδου

Η άεργος ισχύς εξόδου οφείλει να ικανοποιεί κάποιες ελάχιστες απαιτήσεις. Οι απαιτήσεις αυτές παρουσιάζονται στα σχήματα 4.3, 4.4. Στο σχήμα 4.3 παρουσιάζονται οι ελάχιστες απαιτήσεις για το συντελεστή ισχύος του πάρκου ανεξαρτήτως της παραγωγής ενεργού ισχύος



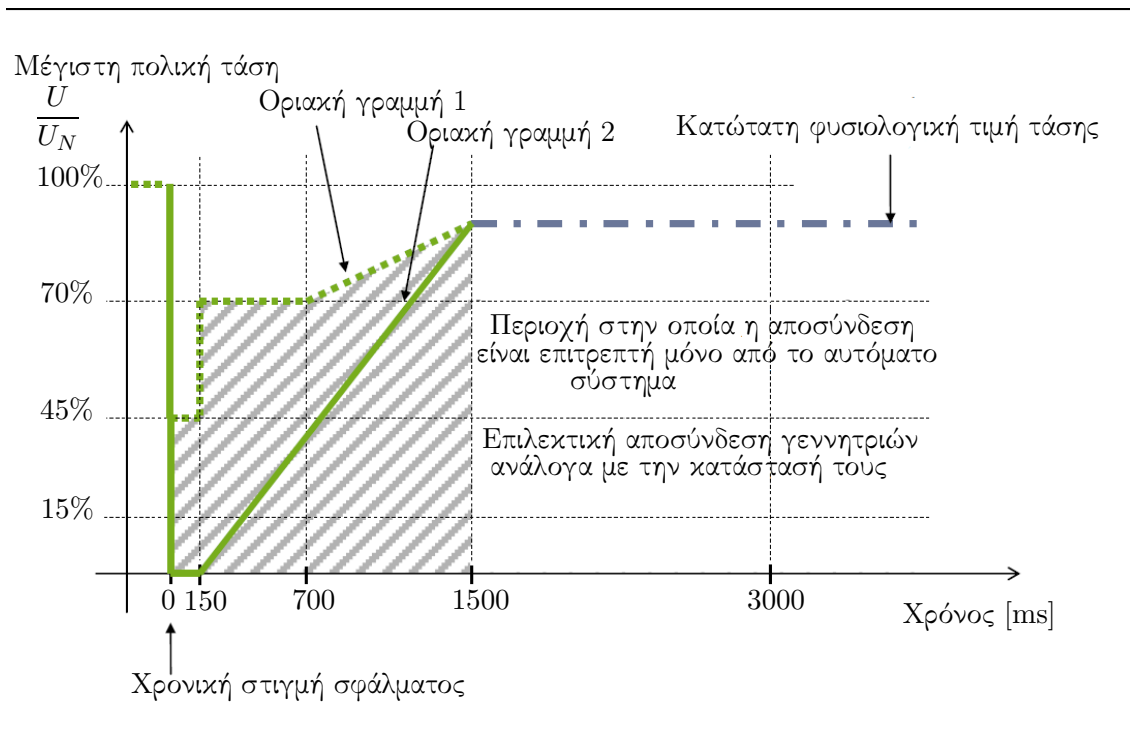
Σχήμα 4.4: Ελάχιστες απαιτήσεις παραγωγής/κατανάλωσης άεργου ισχύος κάθε ανεμογεννήτριας ως συνάρτηση της παραγωγής ενεργού ισχύος, όταν η τάση της παραμένει εντός εύρους  $\pm 5\%$  της ονομαστικής.

ος και στο σχήμα 4.4 παρουσιάζονται οι ελάχιστες απαιτήσεις παραγωγής ενεργού-άεργου ισχύος της κάθε ανεμογεννήτριας όταν η τάση της παραμένει εντός μιας περιοχής  $\pm 5\%$  της ονομαστικής της τιμής. Το αιολικό πάρκο οφείλει να μπορεί να επιτύχει λειτουργία σε οποιοδήποτε από τα σημεία που οριοθετούνται στα σχήματα αυτά εντός το πολύ 30 δευτερολέπτων. Με την τελευταία αυτή προϋπόθεση, είναι επιτρεπτή και η λειτουργία του αιολικού πάρκου και με άλλες τιμές συντελεστή ισχύος ή παραγωγής άεργου ισχύος. Οι απαιτήσεις αυτές μπορεί να τροποποιηθούν μετά από συμφωνία με τον διαχειριστή συστήματος σε κάθε μεμονωμένη περίπτωση.

## 4.7 Συμπεριφορά σε σφάλματα δικτύου

Στην παρούσα ενότητα θα εξεταστούν οι κανόνες συμπεριφοράς του αιολικού πάρκου σε σφάλματα του δικτύου. Εάν κάποιο από τα όρια αποσύνδεσης που θα αναφερθούν δεν παραβιαστεί, τότε το αιολικό πάρκο οφείλει να παραμείνει συνδεδεμένο κατά τη διάρκεια του σφάλματος και να τροφοδοτήσει με άεργο ρεύμα το δίκτυο (fault-ride through ή low-voltage ride through). Σε όλα τα παρακάτω, όπου δεν ορίζεται διαφορετικά, η τάση θα αναφέρεται στην υψηλότερη μεταξύ των τριών τριφασικών πολικών τάσεων.

Ένα σύνολο από προστασίες οι οποίες εγγυώνται την αποσύνδεση σε περίπτωση υπέρτασης ή υπότασης (ή ακραίας μεταβολής της συχνότητας) πρέπει να υλοποιηθούν. Οι λειτουργίες αυτές αναφέρονται με το όνομα 'αυτόματο σύστημα' (automatic system) στον Γερμανικό



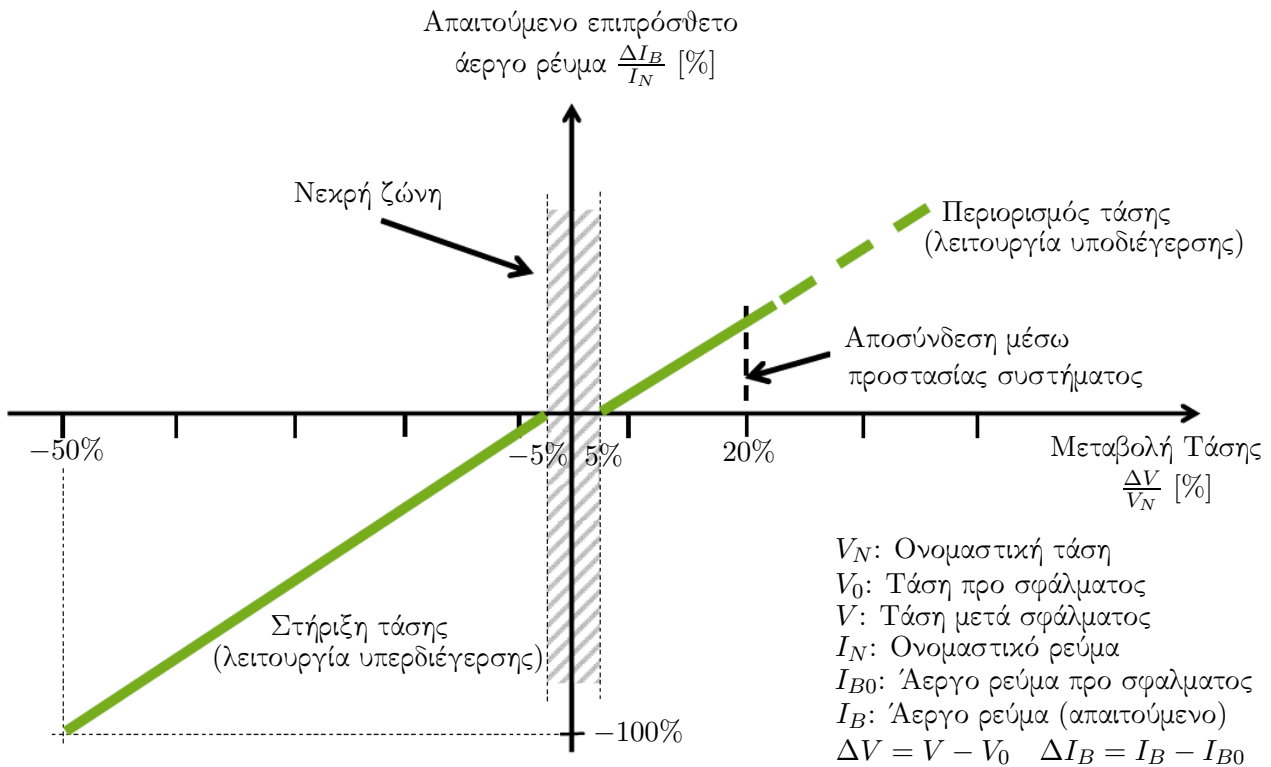
Σχήμα 4.5: Οριακές καμπύλες με τις απαιτήσεις διατήρησης σύνδεσης από το αιολικό πάρκο ανάλογα με την ένταση και τη διάρκεια της βύθισης τάσης στο σημείο σύνδεσης.

κώδικα και συμπεριλαμβάνουν:

- Εάν η τάση (θετικής ακολουθίας) στο σημείο σύνδεσης του πάρκου πέσει και παραμείνει σε μια τιμή μικρότερη ή ίση του 85% της ονομαστικής με ταυτόχρονη απορρόφηση άεργου ισχύος, τότε μετά από χρόνο 0.5s το αιολικό πάρκο πρέπει να αποσυνδεθεί.
- Εάν η τάση στην πλευρά χαμηλής τάσης των ανεμογεννητριών πέσει και παραμείνει σε μια τιμή μικρότερη ή ίση του 80% της ελάχιστης τιμής επιτρεπτής τάσης, οι ανεμογεννήτριες πρέπει να αποσυνδεθούν σταδιακά σε τέσσερα ίσα βήματα ισχύος (μετά από 1.5, 1.8, 2.1 και 2.4s διαδοχικά).
- Εάν η τάση στην πλευρά χαμηλής τάσης κάθε ξεχωριστού μετασχηματιστή ανέβει και παραμείνει πάνω από 120% του ανώτατου ορίου τάσης φυσιολογικής λειτουργίας, η ανεμογεννήτρια που αντιστοιχεί στον μετασχηματιστή οφείλει να αποσυνδεθεί με χρονική καθυστέρηση 100ms. Στη συγκεκριμένη περίπτωση η τάση αναφέρεται στη μικρότερη από τις τρεις πολικές τάσεις.
- Εάν η διαταραχή συχνότητας ξεπεράσει τα όρια που ορίζονται στην Ενότητα 4.3, τότε το αιολικό πάρκο πρέπει να αποσυνδεθεί.

Στο σχήμα 4.5 φαίνονται οι υπόλοιποι κανονισμοί οι οποίοι διέπουν την περίπτωση πτώσεως τάσης λόγω σφάλματος. Παρουσιάζονται ένα σύνολο από σημεία που αντιστοιχούν σε μια





Σχήμα 4.6: Υποστήριξη τάσης μέσω μεταβολής του αέργου ρεύματος κάθε ανεμογεννήτριας. Η προ σφάλματος λειτουργία θεωρείται πως βρίσκεται εντός των απαιτήσεων που περιγράφηκαν στην ενότητα 4.6. Η κλίση της ευθείας ορίζεται ως  $k = \frac{\Delta I_B}{I_N} / \frac{\Delta V}{V_N}$ . Η τιμή του  $k$  κυμαίνεται μεταξύ 2p.u. και 10p.u. ανάλογα με τη μεμονωμένη περίπτωση.

πτώση τάσης (αναφέρεται στην τάση θετικής ακολουθίας) και σε ένα χρονικό διάστημα που θα εφαρμοστεί αυτή, ενώ οι γραμμές οριοθετούν τις περιοχές που επιτρέπεται ή όχι η αποσύνδεση από το δίκτυο. Συγκεκριμένα:

- Για σφάλμα πάνω από την οριακή γραμμή 1 το αιολικό πάρκο οφείλει να παραμείνει συνδεδεμένο χωρίς προβλήματα ευστάθειας.
- Για σφάλματα πάνω από την οριακή γραμμή 2 το πάρκο πρέπει να παραμείνει συνδεδεμένο, αλλά μετά από συνεννόηση με το διαχειριστή δικτύου το όριο μπορεί να γίνει πιο χαλαρό ανάλογα με τις τεχνικές ικανότητες του πάρκου. Εάν κατά το σφάλμα κάποια ανεμογεννήτρια μεταβεί σε αστάθεια, είναι δυνατή η προσωρινή αποσύνδεση του πάρκου (KTE) από το δίκτυο κατόπιν συμφωνίας με το διαχειριστή δικτύου. Ο επανασυγχρονισμός της γεννήτριας οφείλει να πραγματοποιηθεί το πολύ μέσα σε 2 δευτερόλεπτα και η επαναφορά της ενεργού ισχύος πρέπει να γίνει με έναν συντελεστή 10% ως 20% της ονομαστικής ισχύος ανά δευτερόλεπτο.
- Για σφάλματα κάτω από τη οριακή γραμμή 2, είναι πάντα επιτρεπτή η προσωρινή απο-

σύνδεση του πάρκου με της προϋποθέσεις όμως που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη περίπτωση, εκτός εάν υπάρχει διαφορετική συμφωνία.

Για όλα τα αιολικά πάρκα τα οποία παρέμειναν συνδεδεμένα στο δίκτυο, η παραγωγή ενεργού ισχύος οφείλει να επανέλθει αμέσως μετά την αποκατάσταση του σφάλματος με έναν ρυθμό μεταξύ 10% και 20% της ονομαστικής ισχύος ανά δευτερόλεπτο.

Τα αιολικά πάρκα που παραμένουν συνδεδεμένα στο δίκτυο οφείλουν επίσης να υποστηρίξουν την τάση του δικτύου με επιπρόσθετο άεργο ρεύμα κατά τη διάρκεια του σφάλματος. Η παροχή άεργου ρεύματος θα γίνει με βάση τη μεταβολή της τάσης του δικτύου κατά το σφάλμα. Ο έλεγχος τάσης θα ενεργοποιεί την παραγωγή ισχύος όταν η τάση ξεπεράσει μια νεκρή ζώνη  $\pm 5\%$  της ονομαστικής της τιμής μέσα στην οποία θεωρείται πως έχουμε φυσιολογική λειτουργία. Η υποστήριξη της τάσης πρέπει να ξεκινήσει το πολύ 20 ms μετά την ανίχνευση του σφάλματος. Επίσης πρέπει να συνεχιστεί για τουλάχιστον 20 – 30 ms μετά την επιστροφή της τάσης στην περιοχή φυσιολογικής λειτουργίας. Στήριξη μέχρι και 100% του ονομαστικού ρεύματος πρέπει να είναι δυνατή αν χρειαστεί. Η παροχή άεργου ρεύματος από την κάθε ανεμογεννήτρια διέπεται από τις προδιαγραφές του σχήματος 4.6. Στην περίπτωση που η παραγωγή άεργου ισχύος κάθε ανεμογεννήτριας δεν οδηγεί σε επαρκή στήριξη του δικτύου στο σημείο σύνδεσης, λόγω παραδείγματος χάριν της απόστασης από αυτό, τότε το σχήμα 4.6 αναφέρεται σε μετρήσεις στο σημείο σύνδεσης του αιολικού πάρκου, κατόπιν συμφωνίας με το διαχειριστή συστήματος.

## 4.8 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν οι απαιτήσεις κωδίκων δικτύων για σύνδεση θαλάσσιων αιολικών πάρκων με το ηπειρωτικό δίκτυο. Οι απαιτήσεις αυτές σχετίζονται εκτός των άλλων με τις δυνατότητες παραγωγής ενεργού και άεργου ισχύος από τα αιολικά πάρκα, με τη συμπεριφορά του αιολικού πάρκου σε διαταραχές τάσης του δικτύου (fault ride-through ή low-voltage ride-through) και με τη συμπεριφορά του σε διαταραχές συχνότητας του δικτύου. Οι συγκεκριμένες απαιτήσεις που επιβάλλει ο Γερμανικός κώδικας για τα συγκεκριμένα έργα παρουσιάστηκαν συγκεντρωτικά.

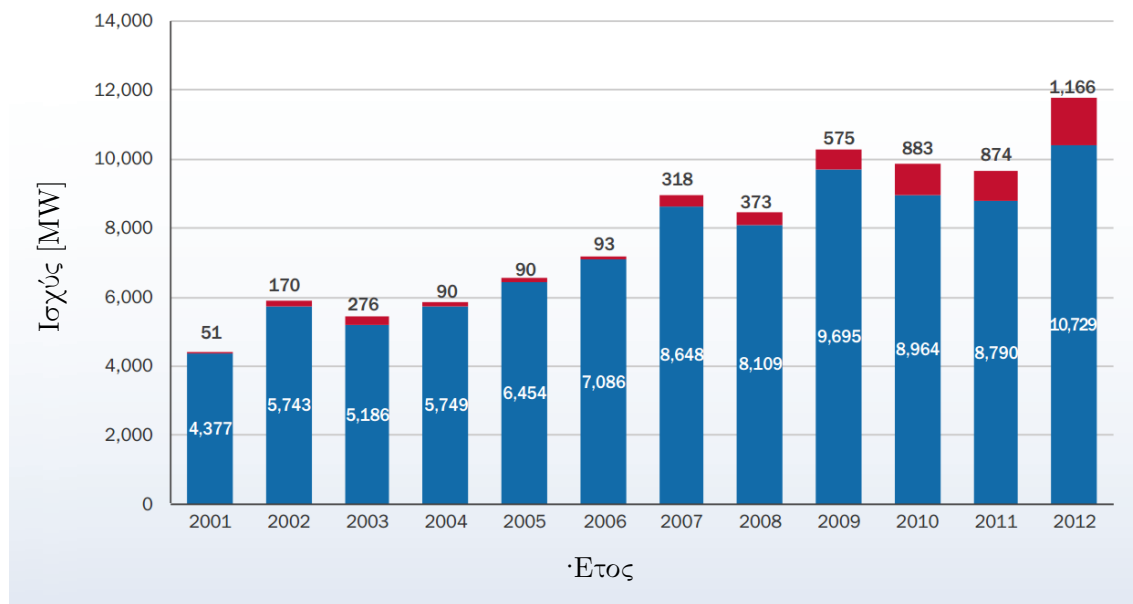
## Κεφάλαιο 5

# Μοντελοποίηση Αιολικού Πάρκου

### 5.1 Εισαγωγικά

Η διείσδυση της αιολικής ενέργειας στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας βαίνει συνεχώς αυξανόμενη στην Ευρώπη (Σχήμα 5.1) αλλά και σε όλο τον κόσμο. Οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις των κωδίκων συστήματος και η ελευθερία που προσφέρουν τα ηλεκτρονικά ισχύος στον έλεγχο των ανεμογεννητριών καθιστούν τη χρήση ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών κυρίαρχη τα τελευταία χρόνια. Προς το παρόν, ο πλέον επικρατής τύπος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών είναι η ανεμογεννήτρια διπλής τροφοδότησης (Doubly Fed Induction Generator -DFIG), η οποία χρησιμοποιεί μετατροπέα μειωμένης ισχύος. Παρόλα αυτά ένας ακόμα δημοφιλής τύπος ανεμογεννήτριας ο οποίος αναμένεται να γίνει ακόμα πιο εμπορικός στο μέλλον, είναι αυτή που χρησιμοποιεί σύγχρονη γεννήτρια και μετατροπέα πλήρους ισχύος. Στην παρούσα εργασία η ανεμογεννήτρια η οποία θα χρησιμοποιηθεί σαν θεμελιώδης λίθος του αιολικού πάρκου και της οποίας το μοντέλο θα αναλυθεί είναι η ανεμογεννήτρια μεταβλητών στροφών με πολυπολική σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών και πλήρη μετατροπέα ισχύος (Σχήμα 5.2).

Ο δρομέας των ανεμογεννητριών λειτουργεί βέλτιστα από αεροδυναμικής απόψεως σε χαμηλές τροφικές ταχύτητες σε σχέση με τις ταχύτητες των γεννητριών με μικρό αριθμό πόλων. Για το λόγο αυτό η ύπαρξη ενός κιβωτίου ταχυτήτων είναι συχνά επιβεβλημένη μεταξύ του δρομέα και της γεννήτριας. Το κιβώτιο ταχυτήτων όμως αυξάνει το κόστος της επένδυσης, ενώ χρειάζεται και συχνή συντήρηση πράγμα ιδιαίτερα ασύμφορο σε περιπτώσεις offshore αιολικών πάρκων. Συνεπώς η απαλοιφή του κιβωτίου ταχυτήτων είναι μια λογική επιδίωξη των κατασκευαστών. Προκειμένου να συμβεί αυτό πρέπει να κατασκευαστούν γεννήτριες αποκλειστικά και μόνο για τη λειτουργία αυτή, με μεγάλη διάμετρο δρομέα και υψηλό αριθμό πόλων ώστε η μηχανική συχνότητα λειτουργίας τους να είναι συγκρίσιμη με αυτή του δρομέα της ανεμογεννήτριας (τυπικά 10-25 rpm). Η υλοποίηση ασύγχρονης πολυπολικής μηχανής που να πληρεί αυτές τις απαιτήσεις δεν προτιμάται, λόγω του υψηλού ρεύματος μαγνήτισης που απαιτεί και άρα του κακού συντελεστή ισχύος που αυτό συνεπάγεται. Άρα η χρήση σύγχρονης γεννήτριας είναι μια εμφανής επιλογή. Στη συγκεκριμένη εργασία επιλέχθηκε σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών, παρότι η διέγερση για την παραγωγή του μαγνητικού πεδίου

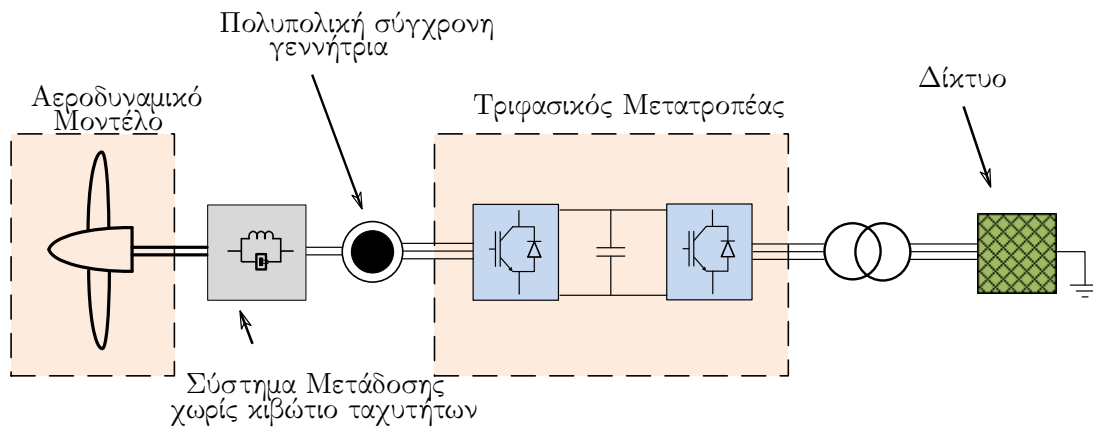


Σχήμα 5.1: Ετήσια εγκατάσταση onshore (μπλε) και offshore (κόκκινο) αιολικών πάρκων στην Ευρώπη τα τελευταία 12 έτη. Πηγή: Wind in power: 2012 European statistics, February 2013, European Wind Energy Association.

θα μπορούσε να παρέχεται και από ηλεκτρική πηγή dc. Η διέγερση μέσω μόνιμων μαγνητών προσφέρει καλύτερη απόδοση λόγω της καλύτερης πυκνότητας μαγνητικής ισχύος και της απουσίας των απωλειών του τυλίγματος διέγερσης. Ενδεχόμενα μειονεκτήματα είναι το κόστος, η πιθανότητα απομαγνήτισης (παραδείγματος χάριν λόγω θερμοκρασίας ή βραχυκυκλώματος) και η απουσία δυνατότητας ρύθμισης της διέγερσης (άρα και της άεργου ισχύος). Το τελευταίο πρόβλημα αντιμετωπίζεται βέβαια με τη χρήση του πλήρους μετατροπέα ισχύος, ο οποίος έχει δυνατότητα τροφοδότησης της γεννήτριας με άεργο ισχύ.

Η μοντελοποίηση του αιολικού πάρκου στηρίχθηκε στη μέθοδο της ομαδοποίησης (aggregation method). Η μέθοδος στηρίζεται στον παράλληλο συνδυασμό των γεννητριών και μετασχηματιστών και την κατάλληλη διαστασιολόγηση των λοιπών στοιχείων των ανεμογεννητριών (όπως των μετατροπέων ισχύος και του μηχανικού συστήματος). Κάνει την παραδοχή πως όλες οι ανεμογεννήτριες είναι όμοιες και χρησιμοποιούν την ίδια στρατηγική ελέγχου, ενώ τυχόν αποκλίσεις μεταξύ τους αγνοούνται. Μια περιγραφή της μεθόδου μπορεί να βρεθεί στο [28].

Στην αρχή του παρόντος κεφαλαίου θα παρουσιαστούν τα διαφορετικά συστατικά του μοντέλου της κάθε ανεμογεννήτριας (μοντέλο ανέμου, αεροδυναμικό σύστημα, μηχανικό σύστημα, έλεγχος pitch, γεννήτρια μόνιμων μαγνητών και πλήρης μετατροπέας ισχύος μαζί με τους ελεγκτές του). Στη συνέχεια, θα γίνει ιδιαίτερη αναφορά στην απόκριση συχνότητας της ανεμογεννήτριας και την υλοποίησή της σαν επιπρόσθετο συστατικό στοιχείο της λειτουργίας της. Τέλος, η συμπεριφορά της ανεμογεννήτριας σε βυθίσεις τάσης του δικτύου θα σχολιαστεί.



Σχήμα 5.2: Αναπαράσταση βασικών συστατικών του μοντέλου ανεμογεννήτριας που θα χρησιμοποιηθεί.

## 5.2 Μοντέλο ανέμου

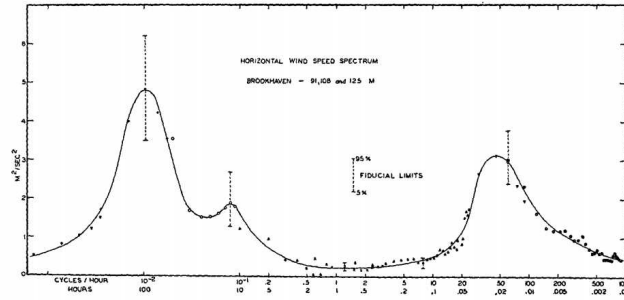
Η παραγωγή ενέργειας από μια ανεμογεννήτρια βασίζεται στην αξιοποίηση της κινητικής ενέργειας του ανέμου. Για ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα, τις οποίες πραγματεύεται η παρούσα εργασία, το επίπεδο περιστροφής είναι κατακόρυφο και κατά συνέπεια ενδιαφέρει η οριζόντια συνιστώσα του ανέμου. Προκειμένου να μοντελοποιηθούν ανεμογεννήτριες που αξιοποιούν στο έπακρο την αιολική ενέργεια, αλλά και να δοκιμαστούν τα μοντέλα σε συνθήκες που προσομοιάζουν τις πραγματικές, είναι απαραίτητη η κατανόηση της συμπεριφοράς του ανέμου και η σωστή μοντελοποίησή του. Η μοντελοποίηση βέβαια βρίσκει σημαντικές εφαρμογές και στον τομέα της πρόβλεψης της παραγωγής ισχύος από αιολικά πάρκα καθώς και στην αξιολόγηση σχετικών επενδύσεων.

Η ταχύτητα του ανέμου κυμαίνεται σε τάξεις μεγέθους από 0 έως και 30 m/s και μπορεί να μεταβληθεί εντός κάποιων ms. Οι μελέτες της μεταβλητότητας του ανέμου και μοντελοποίησης της συμπεριφοράς του ξεκίνησαν από αρκετά νωρίς. Στο σχήμα 5.3 παρουσιάζεται ένα μοντέλο για το φάσμα μεταβολής της ταχύτητας ανέμου από το 1957, το οποίο δείχνει την μεταβλητότητα του ανέμου ανά τάξη μεγέθους χρόνου. Η μεγάλη μεταβλητότητα του ανέμου στην τάξη μεγέθους 1s-1min οδηγεί σε μια συνιστώσα θορύβου, δηλαδή έντονης ακανόνιστης μεταβολής (τύρβης), η οποία προκαλεί καταπονήσεις στον άξονα της ανεμογεννήτριας και μεταβλητότητα στην παραγόμενη ισχύ εξόδου της ανεμογεννήτριας. Με βάση αυτό, η ταχύτητα του ανέμου μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής:

$$v_w(t) = \bar{v}_w + u(t) \quad (5.1)$$

όπου  $v_w$  η στιγμιαία ταχύτητα του ανέμου,  $\bar{v}_w$  η μέση ταχύτητα (υπολογισμένη ανά διαστήματα συνήθως δεκαλέπτου και θεωρούμενη σταθερή σε αυτό το διάστημα) και  $u$  η συνιστώσα τύρβης (τυχαία μεταβλητή).

Στο μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία μοναδική έξοδος του μοντέλου



Σχήμα 5.3: Φάσμα πυκνότητας οριζόντιας ταχύτητας ανέμου στο Εθνικό Εργαστήριο Brookhaven σε ύψος 100m, όπως ακριβώς παρουσιάστηκε σε εργασία του Isaac Van der Hoven το 1957 [8]. Το φάσμα πυκνότητας ποσοτικοποιεί τη συμβολή ταλαντώσεων με συνεχώς μεταβαλλόμενη συχνότητα στη διακύμανση μιας μεταβλητής. Όταν η μεταβλητή είναι ο άνεμος, η διακύμανσή της είναι ανάλογη της κινητικής ενέργειας των μεταβολών ανέμου. Στον οριζόντιο άξονα έχουμε την συχνότητα μεταβολής του ανέμου σε κύκλους ανά ώρα από 0.0007 ως 900 cy/hr, ενώ στον κατακόρυφο άξονα παρουσιάζεται η πυκνότητα της φασματικής ισχύος σε  $m^2/s^2$ . Στο abstract της συγκεκριμένης εργασίας αναφέρεται: ‘Φαίνεται πως υπάρχουν δύο μεγάλες ενεργειακές κορυφές στο φάσμα. Η μια κορυφή εμφανίζεται με περίοδο περίπου τεσσάρων ημερών και η δεύτερη με περίοδο περίπου ενός λεπτού. Μεταξύ αυτών των δυο κορυφών υπάρχει ένα ευρύ φασματικό κενό, το οποίο εντοπίζεται σε συχνότητες από 1 ως 10 κύκλων την ώρα. Το φασματικό κενό φαίνεται να υπάρχει ακόμα και για διαφορετικές καιρικές συνθήκες ή μορφολογία εδάφους’.

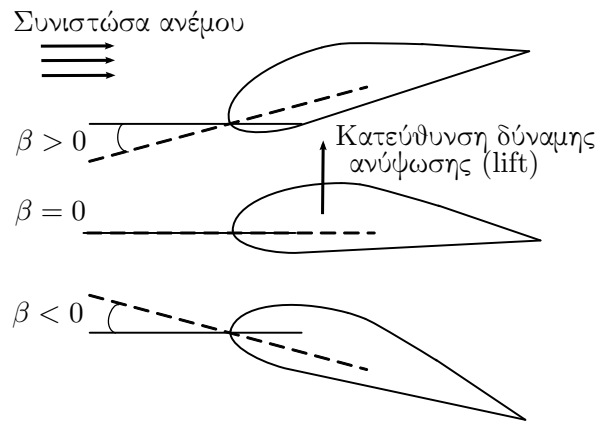
άνεμου είναι η στιγμιαία ταχύτητα του ανέμου  $v_w(t)$ , η οποία εισάγεται στο μοντέλο. Η στιγμιαία ταχύτητα του ανέμου σα μεταβλητή είτε θα θεωρείται σταθερή, είτε θα υφίσταται βηματικές μεταβολές, είτε θα εμπεριέχει το στοιχείο της τυχαιότητας (τύρβη) στις χρονοσειρές ανέμου που εισάγονται στο μοντέλο. Το τελευταίο θα πραγματοποιηθεί με χρήση χρονοσειρών μετρήσεων ανέμου, οι οποίες θα περιέχουν τη συνιστώσα τύρβης  $u(t)$ , ενώ η αλλαγή επιπέδου ταχύτητας θα γίνεται μέσω μεταβολών στη μέση τιμή  $\bar{v}_w$  με προσθαφαίρεση σταθερών.

### 5.3 Αεροδυναμικό σύστημα

Η ροή αέρα οδηγεί σε άσκηση ροπής στα πτερύγια του δρομέα της ανεμογεννήτριας και κατά συνέπεια περιστροφή του. Η αεροδυναμική ροπή που αναπτύσσεται στον άξονα του δρομέα με βάση ένα ευρέως χρησιμοποιούμενο μοντέλο [14] δίνεται από την εξίσωση:

$$T_{rot} = \frac{1}{2} C_q(\lambda, \beta) \rho \pi R^3 v_w^2 \quad (5.2)$$

όπου  $T_{rot}$  η αεροδυναμική ροπή που αναπτύσσεται εξαιτίας του ανέμου στον άξονα του δρομέα,  $C_q$  ο αεροδυναμικός συντελεστής ροπής ο οποίος εξαρτάται από το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου  $\lambda$  και από τη γωνία βήματος πτερυγίου (pitch)  $\beta$ ,  $\rho$  η πυκνότητα του αέρα,  $R$  η ακτίνα του δρομέα και  $v_w$  η ταχύτητα του ανέμου. Ο λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου  $\lambda$ , για ταχύτητα περιστροφής του δρομέα  $\omega_{rot}$ , ορίζεται ως:



Σχήμα 5.4: Αναπαράσταση του πτερυγίου της ανεμογεννήτριας κατά τη λειτουργία μεταβολής βήματος δρομέα  $\beta$  με την 'ωφέλιμη' συνιστώσα της ολικής δύναμης, τη δύναμη ανύψωσης, και τη συνιστώσα του ανέμου (με μηδενική γωνία προσβολής).

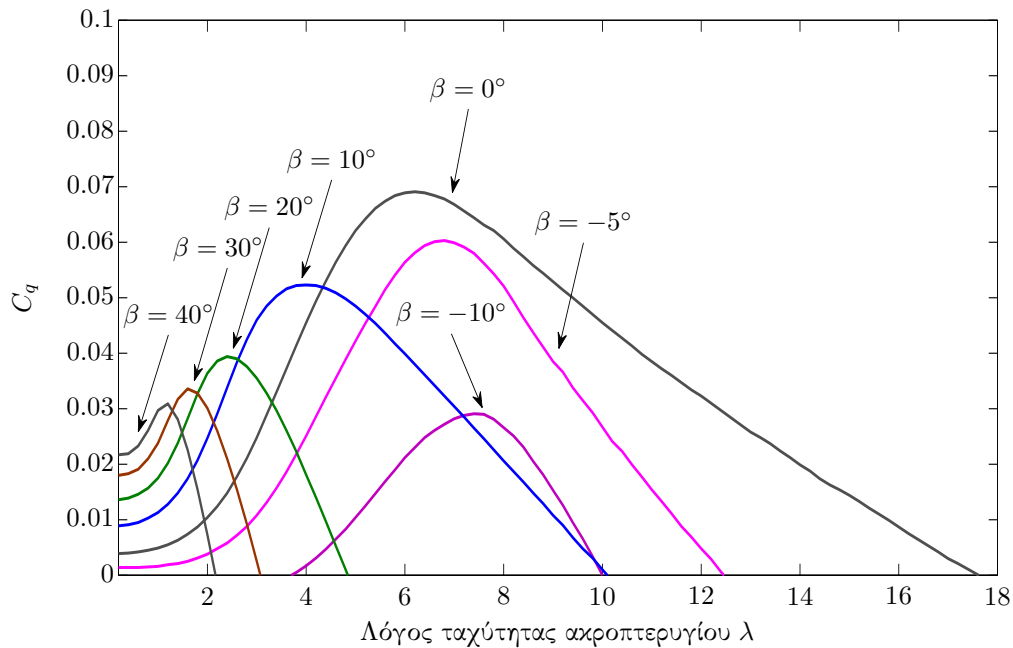
$$\lambda = \frac{\omega_{rot} R}{v_w} \quad (5.3)$$

Η γωνία βήματος  $\beta$  του πτερυγίου του δρομέα μπορεί εν γένει να πάρει θετικές ή αρνητικές τιμές (σχήμα 5.4) και επηρεάζει τον αεροδυναμικό συντελεστή και μέσω αυτού την ωφέλιμη ροπή στον άξονα του δρομέα, δηλαδή τη συνιστώσα η οποία μπορεί να οδηγήσει σε στροφή του δρομέα της ανεμογεννήτριας (δύναμη ανύψωσης - lift). Ένας παραπλήσιος τρόπος έκφρασης της αεροδυναμικής συμπεριφοράς της ανεμογεννήτριας είναι η χρήση του αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος  $C_p$ , οπότε αντί για τη ροπή εξάγεται η ισχύς στον άξονα του δρομέα από τη σχέση:

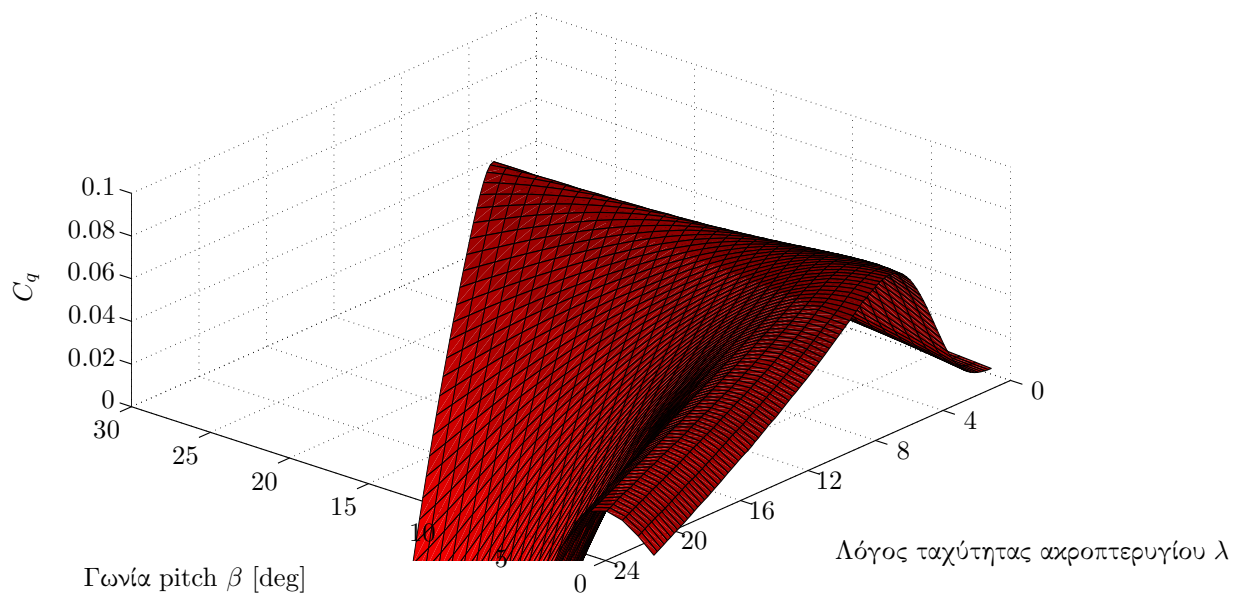
$$P_{rot} = T_{rot} \omega_{rot} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 v_w^3 \quad (5.4)$$

Τόσο η χρήση του συντελεστή  $C_q$  και της σχέσης (5.2), όσο και η χρήση του  $C_p$  και της σχέσης (5.3) για την περιγραφή του αεροδυναμικού μοντέλου της ανεμογεννήτριας είναι καλά θεμελιωμένες στη βιβλιογραφία και ανάλογα με την περίπτωση χρησιμοποιείται η μία ή η άλλη. Παραδείγματος χάριν, η σχέση (5.2) είναι πιο κατάλληλη στην περίπτωση ακινησίας του δρομέα, όπου η αεροδυναμική ισχύς είναι μηδέν αλλά όχι και η ροπή. Οι συντελεστές  $C_q$  και  $C_p$  καθορίζονται είτε με μετρήσεις της ισχύος συγκεκριμένου μοντέλου ανεμογεννήτριας, είτε με ανάλυση των δυνάμεων σε κάποιο πρόγραμμα προσομοίωσης των πτερυγίων. Ένα τυπικό παράδειγμα της τιμής του συντελεστή  $C_q$  ως συνάρτηση των μεταβλητών  $\lambda$  και  $\beta$ , το οποίο παρουσιάζει τις τιμές  $C_q$  που θα χρησιμοποιηθούν και κατά την προσομοίωση του μοντέλου ανεμογεννήτριας, παρουσιάζεται στα σχήματα 5.5 και 5.6. Οι τιμές αντιστοιχούν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αλλά προσεγγιστικά χρησιμοποιούνται και κατά την προσομοίωση μεταβατικών φαινομένων.

Η εξάρτηση της αεροδυναμικής ισχύος από τη γωνία βήματος των πτερυγίων του δρομέα  $\beta$  της ανεμογεννήτριας δίνει τη δυνατότητα ελέγχου της αεροδυναμικής ισχύος. Ο τρόπος με

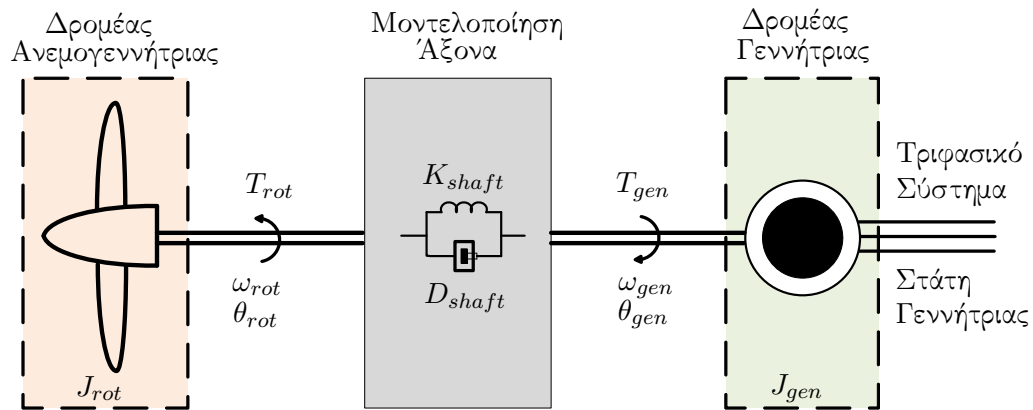


Σχήμα 5.5: Τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_q$  ως προς την τιμή της παραμέτρου  $\lambda$  για διαφορετικές τιμές της γωνίας βήματος  $\beta$ . Για  $\beta = 0^\circ$  και για  $\lambda_{opt} = 6$  εμφανίζεται η μέγιστη τιμή του συντελεστή  $C_q$ .



Σχήμα 5.6: Τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_q$  ως προς το λόγο ταχύτητας ακροπερυγίων  $\lambda$  και τη γωνία βήματος  $\beta$ .





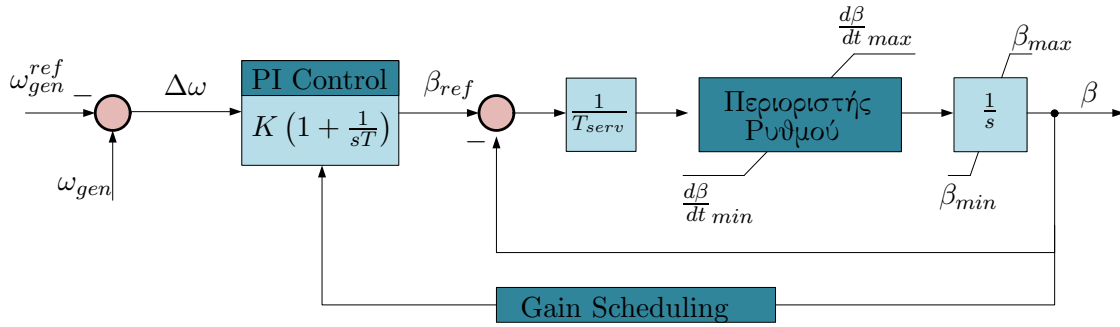
Σχήμα 5.7: Μηχανικό σύστημα ανεμογεννήτριας.

τον οποίο πραγματοποιείται αυτή μέσω του ελέγχου pitch θα εξεταστεί σε επόμενη ενότητα.

## 5.4 Μηχανικό σύστημα

Η ροπή που ασκείται στο δρομέα της ανεμογεννήτριας εξαιτίας του ανέμου  $T_{rot}$ , της οποίας η συμπεριφορά μοντελοποιήθηκε στην προηγούμενη ενότητα, οδηγεί σε περιστροφή του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών μέσω ενός άξονα. Λόγω της επιλογής γεννήτριας μονίμων μαγνητών, καθίσταται περιττή η παρουσία κιβωτίου ταχυτήτων όπως αναλύθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου. Παρόλα αυτά ο άξονας κίνησης έχει ορισμένη μάζα και εμφανίζει πιθανώς και ελαστικές ιδιότητες. Κατά συνέπεια, κρίνεται σκόπιμη η μοντελοποίηση της συμπεριφοράς του στο μηχανικό σύστημα.

Το μοντέλο του μηχανικού συστήματος που θα χρησιμοποιηθεί είναι αυτό των δύο μαζών, όπως αναπαρίσταται στο σχήμα 5.7. Ο στρεφόμενη μάζα του δρομέα της ανεμογεννήτριας (turbine) αποτελεί τη μία μάζα  $J_{rot}$  και η γεννήτρια μονίμων μαγνητών τη δεύτερη, σαφώς μικρότερη,  $J_{gen}$ . Οι δύο μάζες συνδέονται μέσω του άξονα με ελαστικότητα  $K_{shaft}$  (συγκεκριμένα η σταθερά  $K_{shaft}$  εκφράζει το αντίστροφο της ελαστικότητας) και απόσβεση  $D_{shaft}$ . Οι εξισώσεις οι οποίες μοντελοποιούν τη συμπεριφορά του συστήματος σε φυσικές μονάδες είναι [14]:



Σχήμα 5.8: Σχήμα ελέγχου γωνίας βήματος περυγίων (pitch)  $\beta$  με βάση την ταχύτητα του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας  $\omega_{gen}$ .

$$T_{rot} - T_s = J_{rot} \frac{d\omega_{rot}}{dt} \quad (5.5\alpha')$$

$$T_s - T_{gen} = J_{gen} \frac{d\omega_{gen}}{dt} \quad (5.5\beta')$$

$$\frac{d\theta_{rot}}{dt} = \omega_{rot} \quad (5.5\gamma')$$

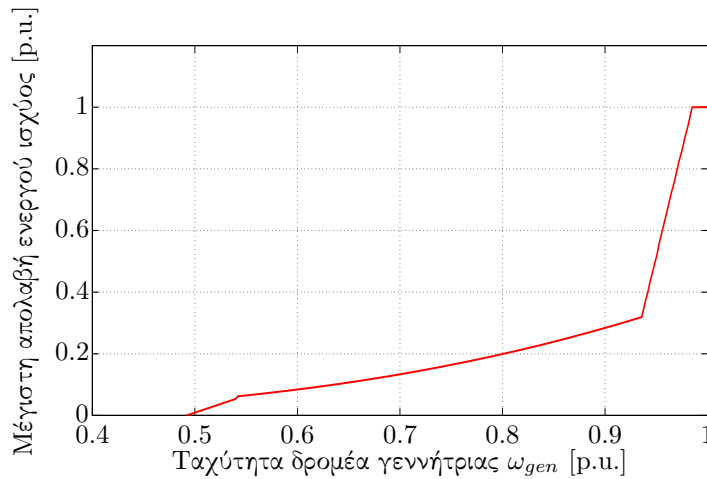
$$\frac{d\theta_{gen}}{dt} = \omega_{gen} \quad (5.5\delta')$$

$$T_s = D_{shaft}(\omega_{rot} - \omega_{gen}) + K_{shaft}(\theta_{rot} - \theta_{gen}) \quad (5.5\epsilon')$$

όπου  $T_{rot}$  η αεροδυναμική ροπή στο δρομέα της ανεμογεννήτριας,  $T_{gen}$  η ροπή που λόγω ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ασκεί η γεννήτρια στον άξονα,  $T_s$  η ροπή στον άξονα, που εδώ χρησιμοποιείται σα βοηθητική μεταβλητή,  $\omega_{rot}$  και  $\theta_{rot}$  η γωνία και η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα της ανεμογεννήτριας αντίστοιχα και  $\omega_{gen}$  και  $\theta_{gen}$  η γωνία και η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα της γεννήτριας μονίμων μαγνητών.

## 5.5 Έλεγχος γωνίας βήματος περυγίων και MPPT

Η δυνατότητα μεταβολής του αεροδυναμικού συντελεστή της ανεμογεννήτριας μέσω μεταβολής της γωνίας βήματος των περυγίων, όπως απεικονίζεται στα σχήματα 5.5, 5.6, επιτρέπει τον έλεγχο της αεροδυναμικής ισχύος σε περιπτώσεις που αυτό είναι απαραίτητο. Σε γενικές γραμμές, για μικρές ταχύτητες ανέμου επιθυμούμε τη μέγιστη δυνατή απολαβή ισχύος, οπότε επιθυμούμε η τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή να μεγιστοποιείται (καμπύλη για  $\beta = 0$  στο σχήμα 5.5). Για τον ίδιο λόγο η ταχύτητα της γεννήτριας προσαρμόζεται με τέτοιο τρόπο ώστε ο συντελεστής  $\lambda$  να είναι κοντά στη βέλτιστη τιμή του. Η ταχύτητα της γεννήτριας δύναται να χρησιμοποιηθεί σαν ένδειξη της μέγιστης δυνατής παραγωγής ισχύος η οποία θα μπορεί στη μόνιμη κατάσταση να διοχετευθεί μέσω της γεννήτριας στον πλήρη μετατροπέα



Σχήμα 5.9: Καμπύλη μέγιστης απολαβής ισχύος (Maximum Power Point Tracking, MPPT). Για ονομαστική ταχύτητα της γεννήτριας η παραγόμενη ισχύς θα είναι ονομαστική. Για ταχύτητες γεννήτριας μικρότερες της ονομαστικής, η σχέση βελτιστοποίησης του αεροδυναμικού συντελεστή  $\lambda_{opt} = \frac{\omega_{rot}R}{v_w}$  υπαγορεύει, εάν  $\omega_{gen} \approx \omega_{rot}$  και οι απώλειες της γεννήτριας θεωρηθούν μηδενικές, έναν τρόπο αντιστοίχισης της ταχύτητας της γεννήτριας με την ταχύτητα του ανέμου και από εκεί, μέσω του αεροδυναμικού μοντέλου (5.2) για βέλτιστο  $C_q$ , με την αεροδυναμική ισχύ. Κατά συνέπεια η αναφορά ισχύος που δίνεται στον πλήρη μετατροπέα ισχύος σχεδιάζεται μέσω της καμπύλης MPPT να είναι τέτοια ώστε το αεροδυναμικό σύστημα να μπορεί να παράγει τη συγκεκριμένη ισχύ ακόμα και αν εισαχθούν τυχόν απώλειες και ο συντελεστής  $\lambda$  να είναι κοντά στη βέλτιστη τιμή του [14].

ισχύος και από εκεί στο δίκτυο, όπως καθορίζεται από την καμπύλη μέγιστης απολαβής του σχήματος 5.9. Για μεγάλες ταχύτητες ανέμου η ταχύτητα της γεννήτριας παραμένει ονομαστική ενώ η παραγωγή ισχύος περιορίζεται στην ονομαστική με αύξηση της γωνίας βήματος ( $\beta > 0$ ).

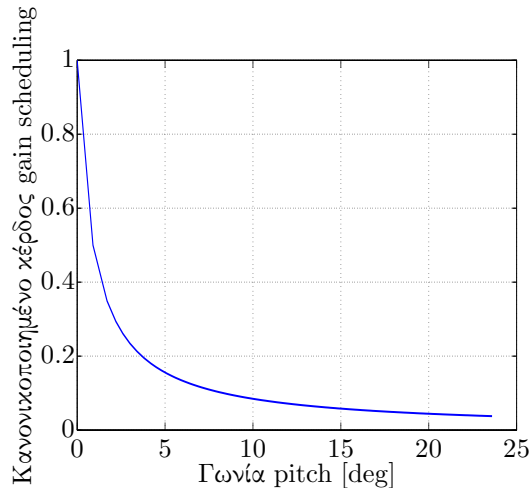
Πιο συγκεκριμένα, το σχήμα 5.8 παρουσιάζει τον έλεγχο της γωνίας pitch όπως υλοποιείται κατά τη μοντελοποίηση της ανεμογεννήτριας. Η αναφορά ταχύτητας της γεννήτριας  $\omega_{ref}$  είναι η ονομαστική ταχύτητα. Για την περιοχή λειτουργίας μεγάλων ταχυτήτων ανέμου όπου η ισχύς εξόδου είναι η μέγιστη δυνατή (ονομαστική), έχουμε την εξής συμπεριφορά: Αύξηση του ανέμου θα οδηγήσει σε αυξημένη αεροδυναμική ισχύ (με βάση το αεροδυναμικό σύστημα). Κατά συνέπεια, μέσω του μηχανικού συστήματος της ανεμογεννήτριας, η ισχύς αυτή θα οδηγήσει σε αύξηση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας  $\omega_{gen}$ . Επομένως, ο όρος  $(\omega_{gen} - \omega_{gen}^{ref})$  θα γίνει θετικός και ο PI ελεγκτής του σχήματος 5.8 θα οδηγήσει σε αύξηση της γωνίας βήματος  $\beta$ . Η αυξημένη γωνία βήματος θα προκαλέσει μείωση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_q$  και κατά συνέπεια μείωση της αεροδυναμικής ισχύος, οπότε η ταχύτητα της γεννήτριας θα επανέλθει στην ονομαστική της τιμή. Αντίστροφη διαδικασία θα πραγματοποιηθεί στην περίπτωση μείωσης της ταχύτητας ανέμου. Οι αποκλίσεις από την ονομαστική ταχύτητα που αναφέρθηκαν θα είναι πολύ μικρές λόγω της μεγάλης μάζας του δρομέα της ανεμογεννήτριας και της μικρής ελαστικότητας του άξονα. Επειδή κατά την ισορροπία η ταχύτητα της γεννήτριας θα είναι ονομαστική, με βάση την καμπύλη του σχήματος 5.9 η οποία

καθορίζει την ισχύ που θα απορροφήσει ο πλήρης μετατροπέας από τη γεννήτρια, η ισχύς που διοχετεύεται στον πλήρη μετατροπέα θα είναι επίσης ονομαστική (1p.u.), δηλαδή όση αεροδυναμική ισχύς διοχετεύεται στη γεννήτρια θα πηγαίνει στον μετατροπέα. Ο συντελεστής  $\beta$  στο μοντέλο περιορίζεται μεταξύ των τιμών  $\theta_{min} = 0^\circ$  και  $\theta_{max} = 30^\circ$ . Επίσης, η μεταβολή του pitch δεν μπορεί να είναι ακαριαία, συνεπώς όρια τίθενται και στο ρυθμό μεταβολής της γωνίας των πτερυγίων ( $\frac{d\beta}{dt}_{min}$ ,  $\frac{d\beta}{dt}_{max}$ ).

Στην περίπτωση που ο άνεμος πέσει κάτω από κάποιο όριο στο οποίο η γωνία pitch  $\beta = 0$  οπότε δεν μπορεί να μειωθεί άλλο λόγω του περιοριστή, η ταχύτητα θα αρχίσει να πέφτει κάτω από την ονομαστική της τιμή. Βάσει της καμπύλης 5.9, η ισχύς την οποία θα απορροφά ο πλήρης μετατροπέας ισχύος επίσης θα μειωθεί. Για βαθύτερη κατανόηση, ας υποθέσουμε πως στο οριακό σημείο που ο συντελεστής  $\beta$  έχει μειωθεί στο μηδέν η ταχύτητα του ανέμου μειώνεται κι άλλο. Κατά συνέπεια, η τιμή του  $\lambda$  θα αυξηθεί, καθώς η ταχύτητα ανέμου βρίσκει στον παρανομαστή της. Αυτό σημαίνει μετατόπιση προς τα δεξιά στην καμπύλη  $\beta = 0$  του σχήματος 5.5 και άρα μείωση του αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος  $C_q$ . Σαν αποτέλεσμα, η αεροδυναμική ισχύς θα μειωθεί και η ταχύτητα της γεννήτριας θα πέσει. Μειωμένη τιμή της ταχύτητας της γεννήτριας θα οδηγήσει με βάση την καμπύλη 5.9 σε μείωση της εντολής ισχύος που θα απορροφήσει ο πλήρης μετατροπέας. Η ταχύτητα θα μειώνεται όσο η αναφορά της ισχύος που δίνεται εντολή να απορροφήσει ο μετατροπέας πλήρους ισχύος με βάση το σχήμα 5.9 παραμένει μεγαλύτερη της παραγόμενης ισχύος. Η μείωση όμως της ταχύτητας οδηγεί αφενός μεν σε μείωση του συντελεστή  $\lambda$  (άρα αύξηση της αεροδυναμικής ισχύος καθώς είμαστε σε τιμές μεγαλύτερες του  $\lambda_{opt}$  με βάση το σχήμα 5.5), αφετέρου δε σε μείωση της αναφοράς ισχύος που θα απορροφήσει ο πλήρης μετατροπέας με βάση την καμπύλη MPPT του σχήματος 5.9. Κατά συνέπεια κάποια στιγμή (ταχύτατα, λόγω της μεγάλης κλίσης της καμπύλης MPPT για υψηλές ταχύτητες του δρομέα της γεννήτριας), η αεροδυναμική ισχύς θα ξεπεράσει την ισχύ που απορροφά ο μετατροπέας και η ταχύτητα της γεννήτριας θα αρχίσει εκ νέου να αυξάνεται. Η αύξηση της ταχύτητας θα εκκινήσει την αντίστροφη διαδικασία και τελικά, για λογικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου που δεν προκαλούν αστάθεια, το σύστημα θα ισορροπήσει σε μια ταχύτητα μικρότερη της ονομαστικής με μια παραγωγή ισχύος που καθορίζεται με βάση την καμπύλη MPPT.

Στον έλεγχο pitch, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 5.8, εφαρμόζεται μια ανάδραση gain scheduling από την έξοδο (γωνία pitch) στον PI ελεγκτή. Αυτή ουσιαστικά αντιστοιχεί σε ένα σύνολο προκαθορισμένων κερδών ανάλογα με τη γωνία pitch, τα οποία μεταβάλλουν το κέρδος του ελεγκτή PI ανάλογα. Μια κανονικοποιημένη αναπαράσταση των κερδών αυτών φαίνεται στο σχήμα 5.10. Παρατηρούμε πως για μεγάλες γωνίες pitch, τα κέρδη μειώνονται, επηρεάζοντας έτσι και το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή pitch [16]. Η λογική πίσω από αυτή την επιλογή είναι το γεγονός πως οι μεγάλες γωνίες pitch χρειάζονται σε μεγάλες ταχύτητες ανέμου. Για μεγάλες ταχύτητες ανέμου  $v_w$  όμως, η ευαισθησία (μεταβολή) της ισχύος στη μεταβολή του pitch είναι μεγαλύτερη, όπως δίνεται από την παράγωγο της σχέσης (5.2) με τη βοήθεια της γραφικής αναπαράστασης του  $C_q$ , επομένως είναι σκόπιμο να μειωθεί το κέρδος που θα οδηγήσει σε μεταβολή του pitch για μεγάλες γωνίες  $\beta$ .

Τέλος, ο ελεγκτής PI που παράγει τη μεταβολή της γωνίας pitch είναι εφοδιασμένος με



Σχήμα 5.10: Σύστημα προκαθορισμένων κερδών gain scheduling κανονικοποιημένο ως προς το κέρδος για  $\beta = 0^\circ$ .

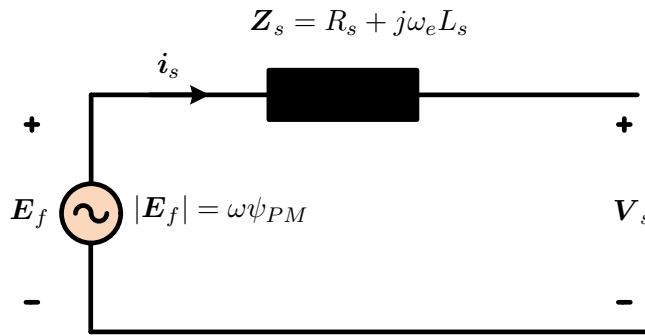
έλεγχο anti-windup. Κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο εάν αναλογιστεί κανείς πως στην περιοχή ταχυτήτων μικρότερων της ονομαστικής ο περιοριστής περιορίζει τη γωνία pitch στο  $\beta = 0$  και η ταχύτητα είναι μικρότερη της ονομαστικής  $\omega_{gen}^{ref}$ , κάτι που εάν η ολοκλήρωση δεν πάγωνε θα οδηγούσε σε διόγκωση του ολοκληρωτικού όρου του PI ελεγκτή.

## 5.6 Πολυπολική σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών

Η μοντελοποίηση της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών είναι επαρκώς θεμελιωμένη στη βιβλιογραφία [19]. Το μηχανικό μέρος περιγράφεται ως μέρος των εξισώσεων του μοντέλου δύο μαζών (5.5), με ροπή αδράνειας  $J_{gen}$  και ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_{gen}$  η οποία προκύπτει από το ηλεκτρικό μέρος όπως θα περιγραφεί με συντομία στη συνέχεια.

Για τη μοντελοποίηση του ηλεκτρικού μέρους της γεννήτριας μονίμων μαγνητών θα γίνουν κάποιες απλοποιητικές παραδοχές. Καταρχάς η κατανομή της μαγνητικής ροής στο δρομέα θεωρείται ημιτονοειδής και ο δρομέας κυλινδρικός. Επίσης, τα ταχύτατα ηλεκτρομαγνητικά μεταβατικά της ροής του στάτη, τα οποία ενδεχομένως θα προκαλούσαν την ύπαρξη dc συνιστωσών ρεύματος, θα αγνοηθούν. Τέλος η γεννήτρια μονίμων μαγνητών συνήθως δε διαθέτει τυλίγματα απόσβεσης. Το ηλεκτρικό μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας αποτελείται από τρία μέρη: τις εξισώσεις μαγνητικών ροών, τις εξισώσεις των τάσεων στάτη και δρομέα και την εξίσωση ηλεκτρομηχανικής μετατροπής η οποία δίνει την ηλεκτρομαγνητική ροπή και συνδέει ηλεκτρικό και μηχανικό μέρος. Το μοντέλο θα παρουσιαστεί στο ανά μονάδα σύστημα. Ακολουθείται η σύμβαση γεννήτριας (τα ρεύματα και κατά συνέπεια και οι ισχείς θεωρούνται θετικά όταν εξέρχονται από το τύλιγμα το στάτη).

Οι εξισώσεις τάσεων του στάτη δίνονται σε μετασχηματισμένες κατά Park συνιστώσες από:



Σχήμα 5.11: Μονοφασικό ισοδύναμο του ηλεκτρικού μέρους της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών με σύμβαση γεννήτριας.

$$v_{sd} = -R_s i_{sd} - \omega_e \psi_{sq} \quad (5.6\alpha')$$

$$v_{sq} = -R_s i_{sq} + \omega_e \psi_{sd} \quad (5.6\beta')$$

όπου  $v_{sd}, v_{sq}$  οι συνιστώσες τάσης στάτη στον  $d$  και  $q$  άξονα αντίστοιχα,  $i_{sd}, i_{sq}$  οι συνιστώσες ρεύματος στάτη στον  $d$  και  $q$  άξονα,  $\psi_{sd}, \psi_{sq}$  οι μαγνητικές ροές στάτη σε συνιστώσες Park,  $\omega_e$  η ηλεκτρική συχνότητα της γεννήτριας, η οποία συνδέεται στο φυσικό σύστημα με την μηχανική ταχύτητα του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας  $\omega_{gen}$  μέσω του αριθμού των πόλων της γεννήτριας αλλά στο ανά μονάδα σύστημα είναι ίσες και τέλος  $R_s$  η αντίσταση στάτη.

Οι εξισώσεις μαγνητικής ροής στάτη δίνονται από:

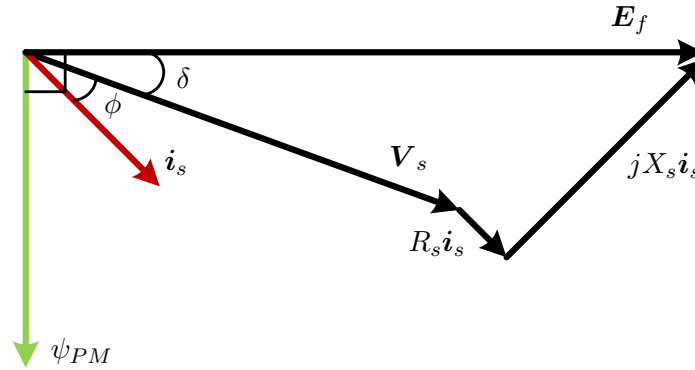
$$\psi_{sd} = -L_d i_{sd} + \psi_{PM} \quad (5.7\alpha')$$

$$\psi_{sq} = -L_q i_{sq} \quad (5.7\beta')$$

όπου  $L_d$  και  $L_q$  οι αυτεπαγωγές του στάτη και  $\psi_{PM}$  η ροή των μονίμων μαγνητών του δρομέα, η οποία θεωρείται σταθερή. (Στο μοντέλο προσομοίωσης για την ακρίβεια θεωρείται σταθερό το ρεύμα διέγερσης του δρομέα  $I_f$ , όπου  $\psi_{PM} = L_m I_f$ .) Τέλος η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από:

$$T_{gen} = i_{sd} \psi_{sq} - i_{sq} \psi_{sd} \quad (5.8)$$

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν, η λειτουργία του ηλεκτρικού μέρους της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών μπορεί να μοντελοποιηθεί με ένα μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα, όπως αυτό του σχήματος 5.11. Πιο συγκεκριμένα, εάν υποθεθεί συμμετρία μεταξύ  $d$  και  $q$



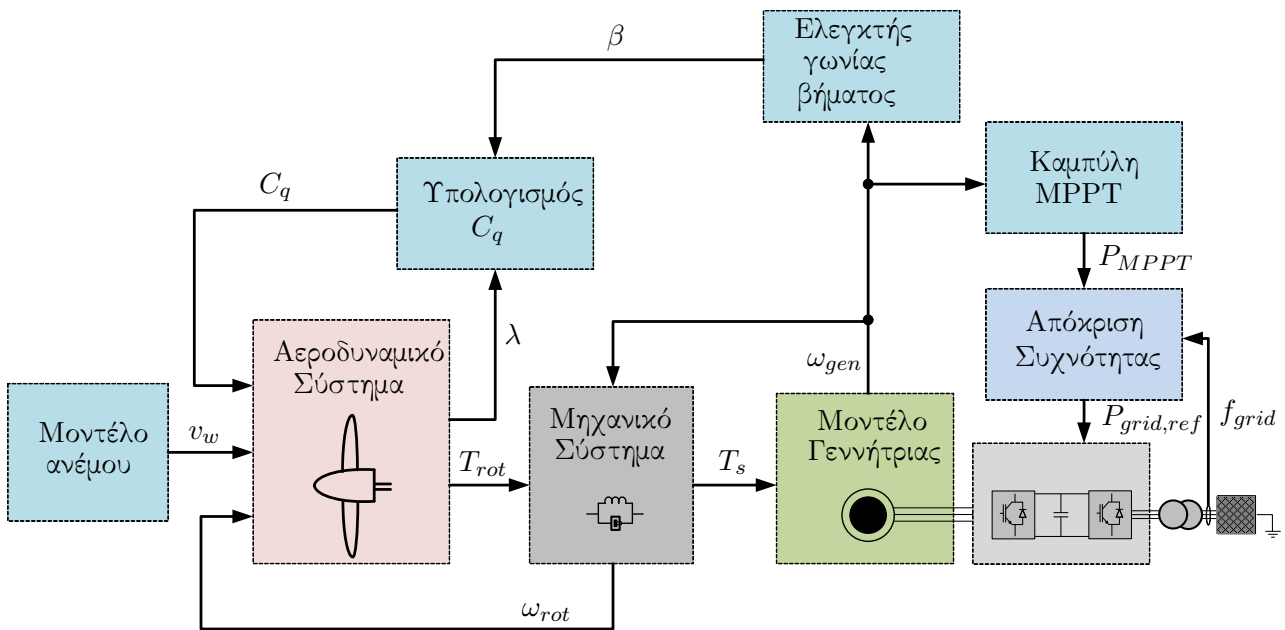
Σχήμα 5.12: Αναπαράσταση με φασιθέτες των βασικών ηλεκτρικών μεγεθών του ηλεκτρικού μέρους της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών. Θετική ταχύτητα περιστροφής θεωρείται η αριστερόστροφη (αντίθετα από τους δείκτες του ρολογιού). Ακολουθείται σύμβαση γεννήτριας ( $\delta = \phi_{\mathbf{E}_f} - \phi_{\mathbf{V}_s} > 0$ ). Η γεννήτρια βρίσκεται σε κατάσταση υπερδιέγερσης στο συγκεκριμένο σχήμα ( $\phi = \phi_{\mathbf{V}_s} - \phi_{\mathbf{i}_s} > 0$ ) και παράγει άεργο ισχύ.

άξονα του δρομέα με την έννοια ότι  $L_d = L_q = L_s$  και εάν ορίσουμε  $\mathbf{V}_s = v_{sd} + jv_{sq}$  και  $\mathbf{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$  προκύπτει με βάση τις εξισώσεις (5.6),(5.7):

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s &= v_{sd} + jv_{sq} = (-R_s i_{sd} + \omega_e L_q i_{sq}) + j(-R_s i_{sq} - \omega L_d i_{sd} + \omega_e \psi_{PM}) \\ &= -R_s(i_{sd} + ji_{sq}) - j\omega_e L_s(i_{sd} + ji_{sq}) + j\omega \psi_{PM} \\ &= -(R_s + j\omega_e L_s)\mathbf{i}_s + \mathbf{E}_f \end{aligned} \quad (5.9)$$

όπου  $\mathbf{E}_f = j\omega \psi_{PM}$ . Το κύκλωμα αναπαρίσταται στο σχήμα 5.11 ενώ η αναπαράστασή του με τη μορφή φασιθετών δίνεται στο σχήμα 5.12. Παρατηρούμε πως η επαγόμενη τάση στον στάτη  $\mathbf{E}_f$  εξαρτάται αποκλειστικά από την ταχύτητα της γεννήτριας, εφόσον η μαγνητική ροή των μονίμων μαγνητών είναι σταθερή. Ας σημειωθεί πως στην περίπτωση  $L_d \neq L_q$  μπορεί να πραγματοποιηθεί μια παρόμοια διαδικασία για να οριστεί ισοδύναμο κύκλωμα, μόνο που στην περίπτωση αυτή η σταθερά  $L_s$  θα είναι πίνακας.

Εφόσον έχουμε σύμβαση γεννήτριας το ρεύμα εξέρχεται από το κύκλωμα του στάτη, έχει κατεύθυνση δηλαδή από την τάση  $\mathbf{E}_f$  στην τάση  $\mathbf{V}_s$  στο κύκλωμα του σχήματος 5.11. Η σύμβαση γεννήτριας φαίνεται και στο σχήμα 5.12 όπου η επαγόμενη μέσω του δρομέα τάση στο στάτη  $\mathbf{E}_f$  (που προκαλείται από τη μαγνητική ροή  $\psi_{PM}$ ) προηγείται της τάσης ακροδεκτών στάτη  $\mathbf{V}_s$  (που προκαλείται από τη συνισταμένη μαγνητική ροή στο διάκενο της μηχανής) κατά μια γωνία  $\delta > 0$ . Στο ίδιο σχήμα, έχει υποθεθεί πως η τάση ακροδεκτών στάτη προηγείται του ρεύματος στάτη. Εφόσον το ρεύμα στάτη ακολουθεί σύμβαση γεννήτριας, αποτελεί ρεύμα εισόδου για το φορτίο της γεννήτριας και αυτό σημαίνει πως για το συγκεκριμένο σχήμα το φορτίο έχει επαγωγικό χαρακτήρα, δηλαδή η γεννήτρια βρίσκεται σε κατάσταση υπερδιέγερσης και παράγει άεργο ισχύ. Αυτό φαίνεται και από την αυξημένη τάση διέγερσης σε μέτρο σε



Σχήμα 5.13: Μοντελοποίηση ανεμογεννήτριας (εκτός ηλεκτρικού συστήματος).

σχέση με το μέτρο της τάσης ακροδεκτών στάτη ( $|\mathbf{E}_f| \cos \delta > |\mathbf{V}_s|$ ). Αντίστοιχο σχήμα με σύμβαση γεννήτριας θα μπορούσε να κατασκευαστεί και για γεννήτρια σε φάση υποδιέγερσης, με  $\phi < 0$ , η οποία να καταναλώνει άεργο ισχύ.

Ακολουθώντας τέλος τις προαναφερθείσες συμβάσεις, η ισχύς εξόδου της γεννήτριας δίνονται στο ανά μονάδα σύστημα από:

$$P_{gen} = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (5.10\alpha')$$

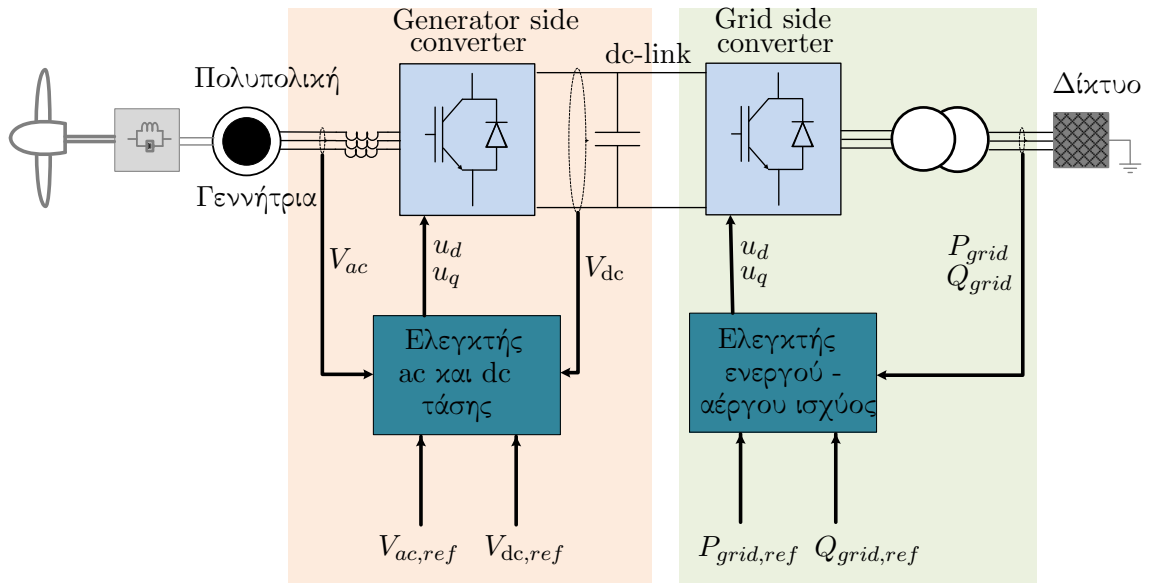
$$Q_{gen} = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} \quad (5.10\beta')$$

## 5.7 Συνθέτοντας τα διαφορετικά κομμάτια

Ο στόχος της παρούσας ενότητας είναι να σχολιάσει σύντομα πώς τα διαφορετικά τμήματα του μοντέλου της ανεμογεννήτριας τα οποία περιγράφηκαν στα προηγούμενα μέρη συνδέονται μεταξύ τους, μέσω των εισόδων και εξόδων τους. Το σχήμα 5.13 παρουσιάζει συνοπτικά τον τρόπο σύνδεσης των μοντέλων από μια γενικευτική σκοπιά.

Η έξοδος του μοντέλου ανέμου είναι απλά η ταχύτητα του ανέμου  $v_w$ . Η ταχύτητα αυτή εισέρχεται στο αεροδυναμικό σύστημα και ανάλογα με τον αεροδυναμικό συντελεστή  $C_q$  και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της ανεμογεννήτριας  $\omega_{rot}$  εξάγεται η ροπή που ασκείται στον άξονα της ανεμογεννήτριας  $T_{rot}$ . Η ροπή αυτή τροφοδοτείται στο μηχανικό σύστημα και, με επιπρόσθετη είσοδο την ταχύτητα της γεννήτριας  $\omega_{gen}$ , βάσει των εξισώσεων (5.5α'), (5.5γ'-5.5ε') προκύπτει σαν έξοδος η ταχύτητα του δρομέα  $\omega_{rot}$  η οποία ανατροφοδο-





Σχήμα 5.14: Ηλεκτρικό σύστημα ανεμογεννήτριας και έλεγχός του.

τείται στο αεροδυναμικό σύστημα για τον καθορισμό της νέας αεροδυναμικής ροπής και η μηχανική ροπή στο δρομέα της γεννήτριας μόνιμων μαγνητών  $T_s$ . Η ροπή  $T_s$  τροφοδοτείται στο μοντέλο της γεννήτριας, όπου μέσω της εξίσωσης κίνησης της γεννήτριας (5.5β') και της ροπής  $T_{gen}$  η οποία προσδιορίζεται με βάση τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά (τάση, ρεύμα) στους ακροδέκτες της γεννήτριας, καθορίζεται η ταχύτητα της γεννήτριας  $\omega_{gen}$  και η ηλεκτρική συχνότητα που αυτή επιβάλλει στο δίκτυο  $\omega_e$  (ίσες στο ανά μονάδα σύστημα).

Η ταχύτητα της γεννήτριας τώρα με τη σειρά της διοχετεύεται στον ελεγκτή βήματος γωνίας (pitch) και μέσω αυτού καθορίζεται η γωνία pitch  $\beta$ . Η γωνία αυτή τροφοδοτείται στον διδιάστατο πίνακα που μαζί με τον συντελεστή  $\lambda$  που προκύπτει από το αεροδυναμικό σύστημα καθορίζει τον αεροδυναμικό συντελεστή  $C_q = C_q(\lambda, \beta)$ . Η ταχύτητα επιπρόσθετα τροφοδοτείται στην καμπύλη MPPT και με βάση αυτήν προσδιορίζεται η μέγιστη δυνατή ισχύ που μπορεί να παράγει μόνιμα η ανεμογεννήτρια  $P_{MPPT}$ . Η ισχύς αυτή μπορεί να δοθεί αέριαια στο δίκτυο μέσω εντολής  $P_{grid,ref}$  στο σύστημα ελέγχου ισχύος του πλήρους μετατροπέα, ή να περιοριστεί για λόγους απόκρισης συχνότητας, ώστε να προσφέρει τη δυνατότητα στο αιολικό πάρκο να συμβάλλει στη ρύθμιση της συχνότητας του δικτύου στο οποίο συνδέεται. Η εντολή παραγωγής ισχύος  $P_{grid,ref}$  στον πλήρη μετατροπέα ισχύος μαζί με άλλες απαιτήσεις που μεταφράζονται σε εντολές ελέγχου θα οδηγήσουν στον καθορισμό των ηλεκτρικών μεγεθών (τάσης, ρεύματος) στους ακροδέκτες της γεννήτριας. Μέσω αυτών των ηλεκτρικών μεγεθών, όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, θα καθοριστεί η ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_{gen}$  και από αυτήν μέσω της εξίσωσης κίνησης της γεννήτριας η ταχύτητα  $\omega_{gen}$ , οπότε ο κύκλος κλείνει.

## 5.8 Πλήρης μετατροπέας ισχύος

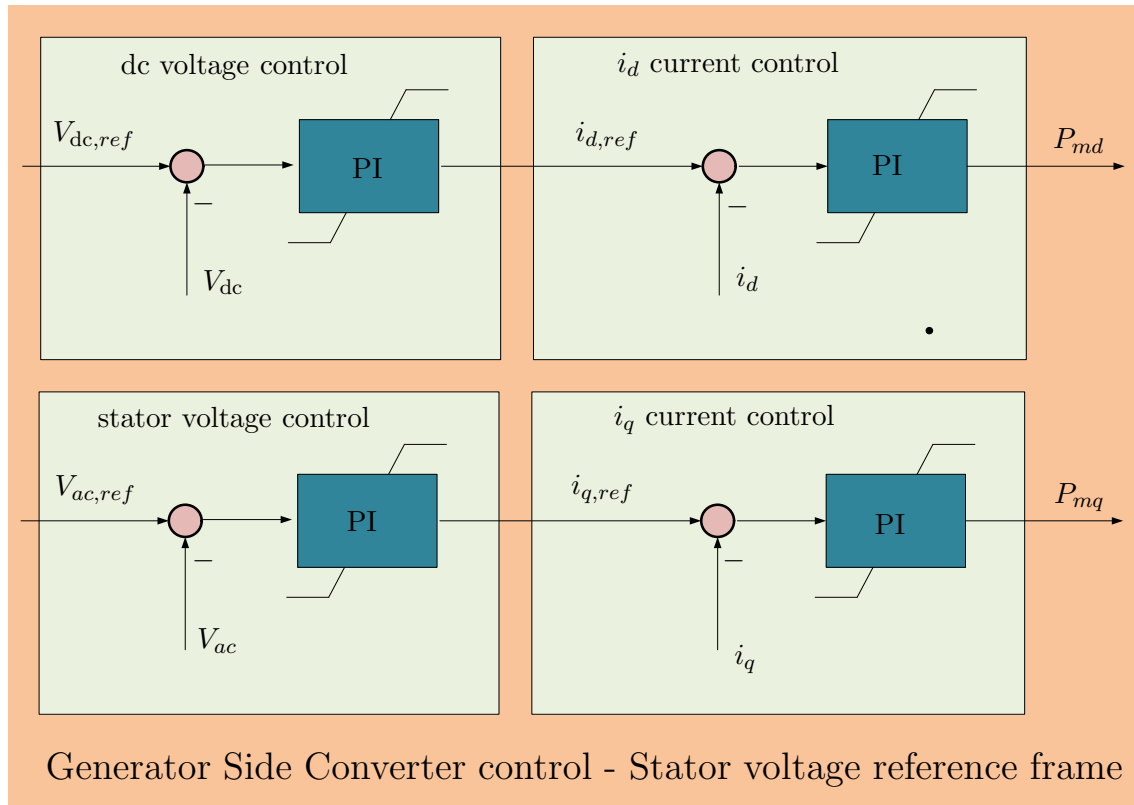
Το ηλεκτρικό σύστημα της ανεμογεννήτριας μονίμων μαγνητών αποτελείται από τη γεννήτρια και από έναν πλήρη μετατροπέα ισχύος (μετατροπέα στην πλευρά της γεννήτριας, ζυγό dc και μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου), όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.2. Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας (Generator Side Converter) ουσιαστικά λειτουργεί σαν ανορθωτής και μετατρέπει την ac τάση χαμηλής συχνότητας στην έξοδο της ανεμογεννήτριας σε ανορθωμένη dc τάση. Η dc τάση σταθεροποιείται από τον πυκνωτή του dc ζυγού (dc-link) και μέσω του μετατροπέα πλευράς δικτύου (Grid Side Converter) μετατρέπεται σε ac τάση συχνότητας 50Hz, όπως του δικτύου στο οποίο συνδέεται.

Ο μετατροπέας της πλευράς της γεννήτριας στο συγκεκριμένο μοντέλο αποτελείται από IGBT's. Η χρήση πλήρως ελεγχόμενων στοιχείων, σε σύγκριση με την παραδοσιακή χρήση ανορθωτή θυρίστορ μαζί με σύγχρονες γεννήτριες στα μοντέλα των ανεμογεννητριών, μπορεί από τη μία να αυξάνει το κόστος της επένδυσης, από την άλλη όμως εγγυάται την παραγωγή μιας σταθερής dc τάσης και, ειδικά για την περίπτωση της γεννήτριας μονίμων μαγνητών που η διέγερση δεν είναι ελεγχόμενη, την τροφοδοσία της γεννήτριας με την απαραίτητη άεργο ισχύ και συνεπώς τη βέλτιστη αξιοποίησή της.

Ο τρόπος με τον οποίο πραγματοποιείται ο έλεγχος του πλήρους μετατροπέα ισχύος, με βάση το μοντέλο μέσω των τιμών του μετατροπέα, έχει εκτενώς σχολιαστεί κατά την ανάλυση των ελεγκτών της HVdc γραμμής. Οι ίδιες αρχές του διανυσματικού ελέγχου, τροποποιημένες κατά την περίπτωση, εφαρμόζουν και εδώ. Για το λόγο αυτό δε θα δοθεί ιδιαίτερη βαρύτητα στον τρόπο ελέγχου παρά μια γενική εικόνα.

Για τη λογική ελέγχου του πλήρη μετατροπέα υπάρχουν δύο επικρατεί στρατηγικές:

- Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας ελέγχει την ενεργό ισχύ με βάση την καμπύλη MPPT και με τρόπο που έχει περιγραφεί σε προηγούμενη ενότητα. Παράλληλα ελέγχει είτε την ac τάση στην έξοδο της γεννήτριας είτε την άεργο ισχύ. Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου ελέγχει την dc τάση του πυκνωτή και συνήθως την άεργο ισχύ που παρέχει στο δίκτυο.
- Σύμφωνα με μια εναλλακτική λογική, η οποία θα επιλεγεί και στην μοντελοποίηση και φαίνεται στο σχήμα 5.14, ο μετατροπέας ο οποίος θα ελέγχει την ενεργό ισχύ είναι αυτός του δικτύου. Έτσι, ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας αναλαμβάνει να κρατήσει την dc τάση του πυκνωτή σταθερή. Ο έλεγχος της ενεργού ισχύος από τον μετατροπέα της γεννήτριας στην προηγούμενη εναλλακτική είχε το σκοπό της μέγιστης αξιοποίησης της παραγόμενης ισχύος από τη γεννήτρια. Παρόλα αυτά, εάν η dc τάση του πυκνωτή είναι σταθερή, τότε πάλι όλη η παραγόμενη ισχύς από την ανεμογεννήτρια θα διοχετεύεται βάσει της αρχής διατήρησης ενέργειας στο δίκτυο. Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας θα ελέγχει επιπρόσθετα την τάση στην έξοδο της γεννήτριας (ή την άεργο ισχύ στην έξοδό της). Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου θα ελέγχει εκτός από την ενεργό και την άεργο ισχύ που διοχετεύει η γεννήτρια στο δίκτυο. Η επιλογή αυτή οδηγεί σε άμεσο και ταχύτατο έλεγχο της ισχύος που παρέχεται στο

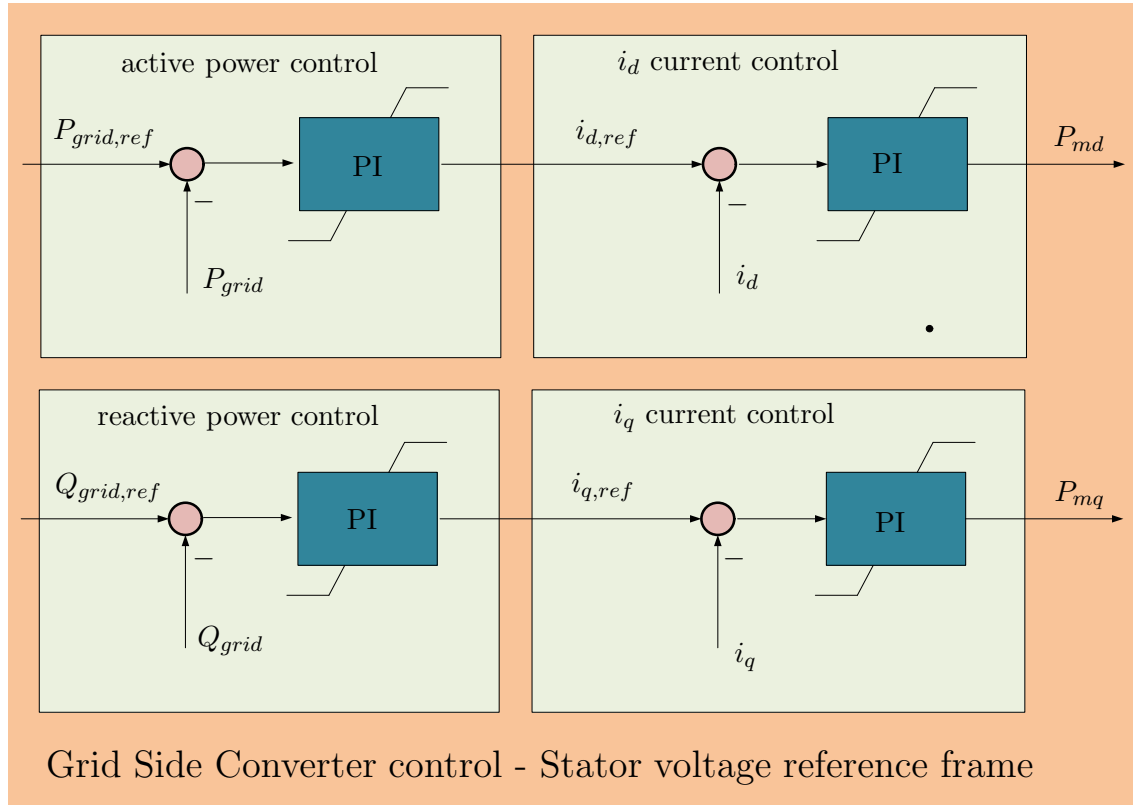


Σχήμα 5.15: Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά της γεννήτριας (Generator Side Converter).

δίκτυο από την ανεμογεννήτρια και για το λόγο αυτό μπορεί να φανεί πλεονεκτική σε περιπτώσεις σφαλμάτων του δικτύου.

Με βάση τα παραπάνω, ένας ελεγκτής πρέπει να υλοποιηθεί για κάθε έναν από τους δύο μετατροπέες. Η μεθοδολογία ελέγχου του μετατροπέα στην πλευρά της γεννήτριας παρουσιάζεται αφαιρετικά στο σχήμα 5.15. Η αναφορά της dc τάσης  $V_{dc,ref}$  ορίζεται ως η ονομαστική τάση του dc ζυγού. Υπάρχει η δυνατότητα η αναφορά της dc τάσης να προκύπτει από έναν ελεγκτή απόσβεσης ταλαντώσεων, η οποία θα σχολιαστεί στη συνέχεια. Η αναφορά της ac τάσης είναι επίσης η ονομαστική στην έξοδο της γεννήτριας. Οι αναφορές των ρευμάτων  $i_{d,ref}, i_{q,ref}$  που προκύπτουν από τον PI ελεγκτή περιορίζονται για την προστασία υπερ-ρεύματος του μετατροπέα. Αντίστοιχα, οι εντολές διαμόρφωσης  $PWM, P_{md}, P_{mq}$ , που προκύπτουν από τον ελεγκτή ρεύματος, περιορίζονται στη γραμμική περιοχή.

Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου (Grid Side Converter) ακολουθεί μια αντίστοιχη λογική ελέγχου, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.16. Ο έλεγχος MPPT σε συνδυασμό με το μπλοκ 'Απόκριση Συχνότητας' του σχήματος 5.13 (το οποίο θα αναλυθεί στην επόμενη ενότητα), δίνουν μια αναφορά ισχύος  $P_{grid,ref}$  στο μετατροπέα. Παράλληλα, οι απαιτήσεις άεργου ισχύος οδηγούν σε μια αναφορά  $Q_{grid,ref}$  που πρέπει να παρέχει ο μετατροπέας στο δίκτυο. Εάν δεν υπάρχουν ειδικές απαιτήσεις στήριξης του δικτύου με άεργο ισχύ, η αναφορά άεργου ισχύος είναι μηδενική ώστε ο συντελεστής ισχύος να είναι ωμικός.



Σχήμα 5.16: Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου (Grid Side Converter).

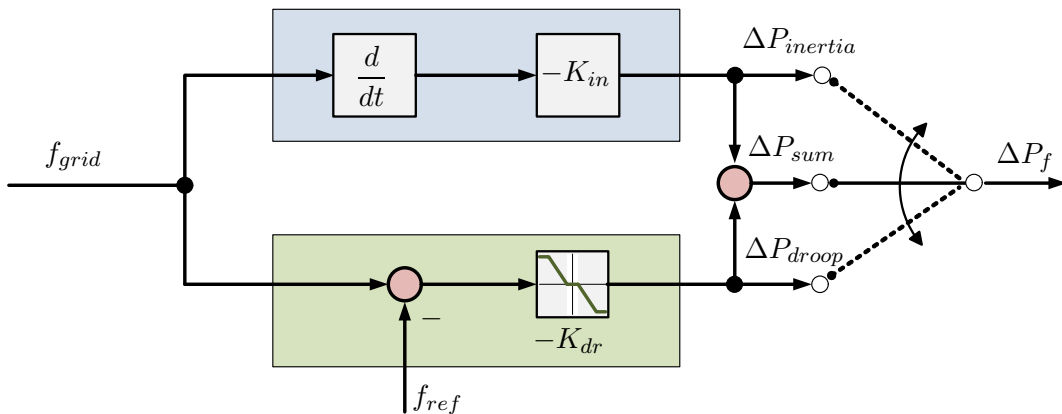
Στο σημείο αυτό είναι σκόπιμο να γίνει αναφορά σε έναν επιπρόσθετο ελεγκτή, τον ελεγκτή απόσβεσης ταλαντώσεων (damping controller). Όπως αναλύθηκε στη μοντελοποίηση του μηχανικού συστήματος, χρησιμοποιήθηκε ένα μοντέλο δύο μαζών οι οποίες συνδέονται μεταξύ τους με έναν ελαστικό άξονα. Η ελαστικότητα αυτή μοντελοποιείται στην εξίσωση του μηχανικού συστήματος (5.5ε'), μέσω μιας σταθεράς  $K_{shaft}$  (η οποία ουσιαστικά εκφράζει το αντίστροφο της ελαστικότητας, δηλαδή όσο πιο μικρή είναι η τιμή της, τόσο μεγαλύτερη η ελαστικότητα). Με ανάλυση των εξισώσεων του συστήματος, προκύπτει πως έχει συχνότητα ελεύθερων ταλαντώσεων [15]:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{shaft}}{J_{eq}}} \quad (5.11)$$

όπου  $J_{eq}$  η ισοδύναμη ροπή του μηχανικού συστήματος:

$$J_{eq} = \frac{J_{gen} J_{rot}}{J_{gen} + J_{rot}}. \quad (5.12)$$

Αυτό σημαίνει πως σε περίπτωση μεταβολών είτε στην αεροδυναμική ροπή  $T_{rot}$ , είτε στην ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_{gen}$ , το σύστημα είναι πιθανό να εμφανίσει ταλαντωτική συμπεριφορά με συχνότητα  $f_{osc}$ . Οι ταλαντώσεις αυτές εμφανίζονται πρωτίστως στην ταχύτητα της γεννήτριας. Σε μια σύγχρονη γεννήτρια με ηλεκτρική διέγερση δρομέα συνήθως υπάρχουν



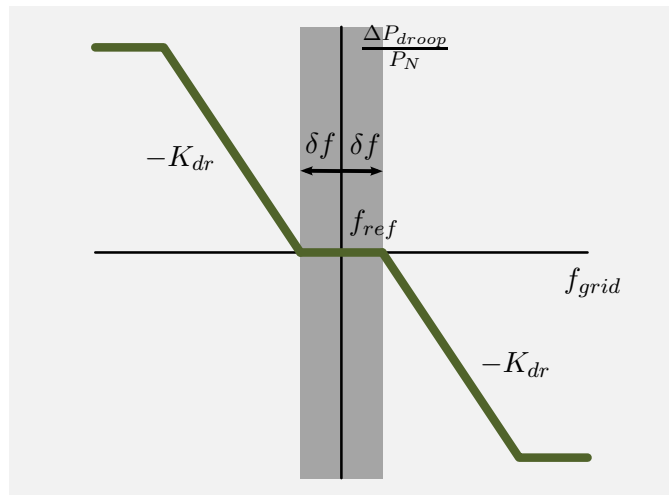
Σχήμα 5.17: Αδρανειακή απόκριση (inertia) και αναλογική απόκριση (droop).

τυλίγματα απόσβεσης, τα οποία στην περίπτωση που η ταχύτητα πάει να αποκλίνει από τη σύγχρονη και να εμφανίσει ταλαντωτική συμπεριφορά, διαρρέονται από ρεύμα και κατ' αυτόν τον τρόπο καταναλώνουν την επιπρόσθετη ενέργεια των ταλαντώσεων. Έτσι εκφράζεται μια εγγενώς ευσταθής συμπεριφορά της γεννήτριας.

Στο μοντέλο της γεννήτριας μόνιμων μαγνητών που χρησιμοποιήθηκε παρόλα αυτά δεν υπάρχουν τυλίγματα απόσβεσης. Κατά συνέπεια, είναι πιθανόν οι ταλαντώσεις που προκαλούνται από την ελαστικότητα του άξονα να οδηγήσουν σε αστάθεια εάν δε ληφθούν κάποια μέτρα. Πιο συγκεκριμένα, η απόσβεση πρέπει να ενσωματωθεί στο σύστημα ελέγχου. Αυτό γίνεται μέσω της χρήσης ενός ελεγκτή απόσβεσης. Ο ελεγκτής αυτός όταν αντιλαμβάνεται ταλαντώσεις με την ελεύθερη συχνότητα στην ταχύτητα της γεννήτριας, λειτουργεί σαν σταθεροποιητής και παράγει κατάλληλες ταλαντώσεις στην dc τάση του μετατροπέα ισχύος, ώστε να παραχθεί η απαιτούμενη ροπή απόσβεσης. Η εντολή για δημιουργία αυτών των ταλαντώσεων ενσωματώνεται στην αναφορά του ελεγκτή dc τάσης,  $V_{dc,ref}$  στον μετατροπέα πλευράς γεννήτριας [15]. Παρόλα αυτά, στη μοντελοποίηση που υιοθετήθηκε στην παρούσα εργασία, η ελαστικότητα του άξονα θεωρήθηκε πολύ μικρή (μεγάλη τιμή  $K_{shaft}$ ) και η απόσβεση του άξονα αρκετά μεγάλη (μεγάλη τιμή  $D_{shaft}$ ), ώστε οι προκύπτουσες ταλαντώσεις να είναι ασήμαντες και κατά συνέπεια ο ελεγκτής απόσβεσης δεν κρίθηκε απαραίτητος.

## 5.9 Απόκριση συχνότητας

Η όλο και αυξανόμενη διείσδυση της αιολικής ενέργειας στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας οδηγεί σε αυξημένες απαιτήσεις από τα αιολικά πάρκα. Παραδείγματος χάριν, με βάση το γερμανικό κώδικα, τα offshore αιολικά πάρκα οφείλουν να περιορίζουν την ισχύ στην εξοδό τους σε περίπτωση αύξησης της συχνότητας (σχήμα 4.2), με αντίστοιχο περιορισμό να επιβάλλεται και στα onshore πάρκα. Συχνά οι απαιτήσεις συμβολής στη ρύθμιση συχνότητας μπορεί να είναι ακόμα πιο απαιτητικές, ώστε η συμπεριφορά των αιολικών πάρκων να προσομοιάζει

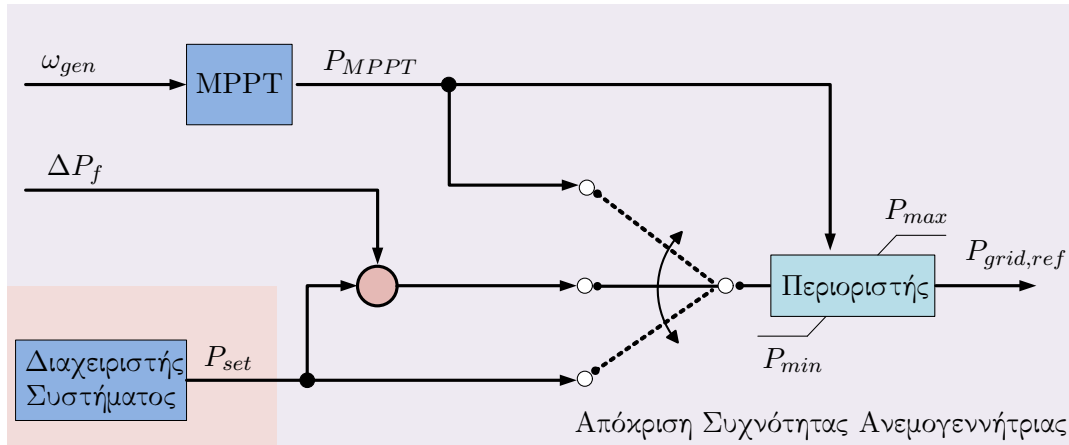


Σχήμα 5.18: Καμπύλη αναλογικής απόκρισης droop. Η ‘νεκρή’ ζώνη αναπαρίσταται με βαθιά γρίζα απόχρωση.

όλο και περισσότερο αυτή των συμβατικών πηγών ρύθμισης. Στα πλαίσια αυτά, η παραγόμενη ισχύς της ανεμογεννήτριας μπορεί να μην είναι απαραίτητα η μέγιστη δυνατή όπως υποδεικνύει η καμπύλη MPPT, αλλά να καθορίζεται από τον διαχειριστή συστήματος μια χαμηλότερη τιμή. Στην τέτοια περίπτωση, η ανεμογεννήτρια θα μπορεί να αυξάνει ή να μειώνει την ισχύ της σε περιπτώσεις μειωμένης ή αυξημένης συχνότητας δικτύου αντίστοιχα, συμβάλλοντας έτσι στη ρύθμιση συχνότητας.

Οι ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών, λόγω της παρεμβολής των ηλεκτρονικών ισχύος, χάνουν την ικανότητα απόκρισης συχνότητας που διαθέτουν έμφυτη οι συμβατικές σύγχρονες ή ασύγχρονες γεννήτριες. Οι ελεγκτές ανιχνεύουν μέσω του PLL τη μεταβολή της συχνότητας και προσαρμόζουν τους συντελεστές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) με τέτοιο τρόπο ώστε η ενεργός ισχύς να παραμένει σταθερή στην αναφορά της. Για το λόγο αυτό, ειδικοί βρόχοι ελέγχου πρέπει να υλοποιηθούν ώστε να προσδώσουν στην ανεμογεννήτρια μονίμων μαγνητών με πλήρη μετατροπέα ισχύος την επιθυμητή συμπεριφορά σε διακυμάνσεις συχνότητας [6].

Σε γενικές γραμμές, η δυνατότητα απόκρισης συχνότητας έγκειται στην αύξηση της παραγόμενης ισχύος σε περιπτώσεις μειωμένης συχνότητας δικτύου και σε μείωσή της σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας δικτύου. Η συμβολή μιας μονάδας παραγωγής στη συχνότητα του δικτύου εξαρτάται από τη συμφωνία με το διαχειριστή του δικτύου, αλλά με βάση το Γερμανικό κώδικα συστήματος, τουλάχιστον η απόκριση σε περίπτωση αυξημένης συχνότητας είναι επιβεβλημένη στα αιολικά πάρκα. Προκειμένου μια ανεμογεννήτρια να μπορεί να συμβάλλει στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας, ένα ποσοστό εφεδρείας ισχύος μπορεί να υιοθετηθεί, δηλαδή η γεννήτρια να περιορίζει την ισχύ εξόδου της σε σχέση με τη μέγιστη ικανότητα παραγωγής της προκειμένου να μπορεί να προσφέρει την επιπρόσθετη ισχύ σε περιπτώσεις μειωμένης συχνότητας. Ο τρόπος διατήρησης εφεδρείας μπορεί να είναι είτε σαν ένα ποσοστό της μέγιστης παραγόμενης ισχύος (delta control), είτε ως μια σταθερή τιμή μικρότερη



Σχήμα 5.19: Ελεγκτής απόκρισης συχνότητας.

της μέγιστης δυνατότητας παραγωγής (balance control) [22]. Βεβαίως, ο διαχειριστής του συστήματος μπορεί έτσι κι αλλιώς να απαιτεί από το αιολικό πάρκο περιορισμένη παραγωγή ισχύος, λόγω τεχνικών απαιτήσεων του δικτύου ιδίως σε περιοχές με αυξημένη διείσδυση. Όλες οι παραπάνω εντολές μοντελοποιούνται με μια αναφορά παραγωγής ισχύος  $P_{set}$ .

Η απόκριση συχνότητας της ανεμογεννήτριας στο μοντέλο της συγκεκριμένης εργασίας απαρτίζεται από δύο συνιστώσες: την αδρανειακή απόκριση (inertia) και την αναλογική απόκριση (droop) συχνότητας. Η αδρανειακή απόκριση αποτελεί έναν τρόπο να προσομοιωθεί η δυναμική συμπεριφορά λόγω αδράνειας μιας συμβατικής γεννήτριας παραγωγής, μέσω λειτουργιών ελέγχου. Μπορεί να ενσωματωθεί στον ελεγκτή κάθε ανεμογεννήτριας χωριστά. Ο έλεγχος droop από την άλλη είναι απλά μια γραμμική μεταβολή της παραγωγής ισχύος ανάλογα με την απόκλιση της συχνότητας από την ονομαστική (ο ελεγκτής στροφών σε μια συμβατική πηγή παραγωγής επιτελεί μια παρόμοια λειτουργία). Ο έλεγχος droop μπορεί να γίνεται συνολικά σε έναν κεντρικό ελεγκτή του αιολικού πάρκου. Παρόλα αυτά, επειδή το αιολικό πάρκο θα προσομοιωθεί σαν ένα πλήθος όμοιων ανεμογεννητριών, ο ελεγκτής θα ενσωματωθεί στο μοντέλο της ανεμογεννήτριας. Το σχήμα 5.17 απεικονίζει την αρχή λειτουργίας των δύο ελεγκτών.

Η αδρανειακή απόκριση λαμβάνει τη μέτρηση της συχνότητας του δικτύου και την παραγωγίζει. Επειδή η παραγωγή ενός μεγέθους μετρήσεων μπορεί να οδηγήσει σε παράλογες τιμές λόγω αναπόφευκτου θορύβου, η μέτρηση συχνότητας περνάει πρώτα από ένα βαθυπερατό φίλτρο. Στη συνέχεια, μέσω ενός συντελεστή  $K_{in}$ , μετατρέπεται σε μια εντολή μεταβολής ισχύος  $\Delta P_{inertia}$ . Για μια ξαφνική αύξηση της συχνότητας, η παράγωγος θα είναι θετική και συνεπώς με βάση το διάγραμμα του σχήματος 5.17, η μεταβολή  $\Delta P_{inertia}$  αρνητική. Συνεπώς θα δοθεί εντολή μείωσης της ισχύος, που είναι και η επιθυμητή συμπεριφορά. Ο αδρανειακός ελεγκτής ανταποκρίνεται σε μεταβολές της συχνότητας. Συνεπώς, ενώ στη μεταβατική κατάσταση θα ανταποκριθεί ταχύτατα στηρίζοντας τη συχνότητα, εάν η συχνότητα σταθεροποιηθεί με μόνιμο σφάλμα, η εντολή του ελεγκτή θα είναι μηδενική  $\Delta P_{inertia} = 0$ . Ο ακριβής ορισμός του συντελεστή  $K_{in}$  προκύπτει από τη σχέση  $\frac{\Delta P_{inertia}}{P_N} = -K_{in} \frac{df_{grid}}{dt}$ , όπου ισχύς και συχνότητα

είναι εκφρασμένα στο ανά μονάδα σύστημα και η διαίρεση με την ονομαστική ενεργό ισχύ της ανεμογεννήτριας εγγυάται πως ο συντελεστής  $K_{in}$  θα αναφέρεται στη μεταβολή της ενεργού ισχύος της ανεμογεννήτριας ανάλογα με την παράγωγο της συχνότητας, ανεξαρτήτως από τη βάση ισχύος.

Η απόκριση droop έχει τη λογική του αναλογικού ελεγκτή, ώστε  $\frac{\Delta P_{droop}}{P_N} = K_{dr}(f_{ref} - f_{grid})$ , όπως φαίνεται στο ίδιο σχήμα. Εάν η συχνότητα αυξηθεί, τότε ο όρος  $f_{ref} - f_{grid}$  θα γίνει αρνητικός και θα οδηγήσει σε εντολή μείωσης της συχνότητας  $\Delta P_{droop} < 0$ . Συνήθως, υπάρχει μια ‘νεκρή’ ζώνη γύρω από την ονομαστική συχνότητα ( $f_{ref} - \delta f, f_{ref} + \delta f$ ), εντός της οποίας ο ελεγκτής δεν ενεργοποιείται, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.18. Ο ελεγκτής droop, σε αντίθεση με τον αδρανειακό ελεγκτή, συνεχίζει να επενεργεί όσο υπάρχει σφάλμα στη συχνότητα προσφέροντας μια μόνιμη κατάλληλη μεταβολή της ισχύος  $\Delta P_{droop}$ .

Τέλος, ίσως η καλύτερη επιλογή [22] είναι ο συνδυασμός των δύο τεχνικών (inertia & droop) για την παραγωγή μιας συνδυασμένης εντολής μεταβολής ισχύος  $P_{sum}$ , η οποία θα εμπεριέχει τα χαρακτηριστικά και των δύο ελεγκτών. Ανάλογα με τη στρατηγική ελέγχου, μπορεί να επιλεγθεί (σχήμα 5.17) είτε μόνο ο αναλογικός ελεγκτής, είτε μόνο ο αδρανειακός ελεγκτής ή ο συνδυασμός τους για να δοθεί η τελική εντολή  $\Delta P_f$  στο σύστημα.

Το σχήμα 5.19 συνοψίζει το γενικό έλεγχο του μπλοκ ‘Απόκριση Συχνότητας’ στο σχήμα 5.13. Η ανεμογεννήτρια του μοντέλου που υλοποιήθηκε μπορεί να λειτουργεί στη μέγιστη δυνατή ισχύ της  $P_{MPPT}$  με βάση την καμπύλη MPPT και να μη συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας. Εναλλακτικά, μπορεί να λειτουργεί σε οποιαδήποτε ισχύ  $P_{set}$  επιβάλλει ο διαχειριστής συστήματος λόγω τεχνικών περιορισμών διείσδυσης. Τέλος, μπορεί να λειτουργεί σε μια καθορισμένη ισχύ  $P_{set}$  και η ισχύς αυτή να μεταβάλλεται καθώς σε αυτή προστίθεται η εντολή απόκρισης συχνότητας  $\Delta P_f$ . Σε κάθε περίπτωση, η τελική ισχύς που δίνεται σαν εντολή στον μετατροπέα ισχύος περιορίζεται μεταξύ της ελάχιστης τιμής  $P_{min} = 0$  και μιας μέγιστης τιμής  $P_{max}$ , που μπορεί να είναι η  $P_{MPPT}$ , η ονομαστική ισχύς, ή άλλη τιμή ανάλογα με τα όρια ευστάθειας.

## 5.10 Fault ride-through και low-voltage ride-through

Οι σύγχρονοι κώδικες συστήματος απαιτούν την διατήρηση της σύνδεσης της ανεμογεννήτριας σε πιθανές διαταραχές του δικτύου, όπως βυθίσεις τάσης υπό προϋποθέσεις. Το μοντέλο της ανεμογεννήτριας που προσομοιώνεται συνεπώς οφείλει να έχει τη δυνατότητα διατήρησης της σύνδεσής του με το δίκτυο στην περίπτωση σφάλματος ή βύθισης τάσης σε αυτό (fault ride through και low-voltage ride-through). Επειδή το αιολικό πάρκο, που θα απαρτίζεται από ένα σύνολο ανεμογεννητριών του ίδιου τύπου, δε θα συνδεθεί απευθείας στο δίκτυο αλλά μέσω μιας γραμμής HVdc, στην πραγματικότητα οι απαιτήσεις του δικτύου εφαρμόζουν για τον μετατροπέα δικτύου της γραμμής HVdc και όχι απευθείας για το αιολικό πάρκο. Παρόλα αυτά, η ικανότητα fault ride-through του αιολικού πάρκου θα χρειαστεί σε μια από τις μεθόδους fault ride-through όλης της εγκατάστασης (αιολικού και γραμμής HVdc) στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο (με βάση τις απαιτήσεις του δικτύου που περιγράφηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο).



Η στρατηγική ελέγχου του πλήρους μετατροπέα ισχύος, όπως περιγράφηκε, υιοθετεί τον έλεγχο της ενεργού ισχύος (μέσω της καμπύλης MPPT) στον μετατροπέα του δικτύου (grid side converter) αντί για το μετατροπέα της γεννήτριας (generator side converter) που είναι η πιο συνηθισμένη τακτική. Η επιλογή αυτή δίνει επιπρόσθετα πλεονεκτήματα στην ανθεκτικότητα της ανεμογεννήτριας σε σφάλματα [23]. Πιο συγκεκριμένα, η ικανότητα fault ride-through είναι ενσωματωμένη στο μηχανισμό ελέγχου. Σε περίπτωση βύθισης τάσης στο δίκτυο, ο περιορισμός ρευμάτων του μετατροπέα δικτύου (grid side converter) θα οδηγήσει σε άμεση μείωση της ισχύος που παρέχεται στο δίκτυο. Αντιθέτως, ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας (generator side converter) ο οποίος είναι επιφορτισμένος με τον έλεγχο της dc τάσης δεν επηρεάζεται άμεσα από το βραχυκύκλωμα και συνεχίζει να ελέγχει την dc τάση. Επειδή ο έλεγχος της dc τάσης δε σταματά καμία χρονική στιγμή κατά τη διάρκεια του σφάλματος, αυτή παραμένει περιορισμένη εντός φυσιολογικών ορίων. Η μείωση της ισχύος που προκαλεί ο grid side converter θα οδηγούσε σε αύξηση της dc τάσης. Ο ελεγκτής όμως του generator side converter, προκειμένου να κρατήσει την dc τάση σταθερή, μειώνει την ισχύ που προσφέρει στον μετατροπέα ισχύος. Ο τελευταίος περιορισμός ισχύος, δεδομένου πως η αεροδυναμική ισχύς της ανεμογεννήτριας παραμένει σταθερή ως τώρα, οδηγεί σε επιτάχυνση των μεγάλων στρεφόμενων μαζών της ανεμογεννήτριας. Η επιτάχυνση αυτή αντιμετωπίζεται εάν χρειαστεί με κατάλληλη αυτόματη δράση του ελέγχου pitch.

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω στρατηγική, παρατηρούμε πως το σφάλμα αντιμετωπίζεται σαν μια εντολή step της ισχύος εξόδου κατά τη φυσιολογική λειτουργία. Η τάση του dc link δεν ξεπερνά τα φυσιολογικά όρια και το όλο μεταβατικό μεταφέρεται στη στρεφόμενη μάζα της ανεμογεννήτριας. Στη συμβατική λογική ελέγχου, ο grid side converter ο οποίος είναι επιφορτισμένος με τον έλεγχο της dc τάσης, αναγκάζεται να αγνοήσει τα σήματα του ελεγκτή προκειμένου να περιορίσει το αυξημένο ρεύμα που θα προκληθεί κατά τη βύθιση τάσης. Επειδή ο έλεγχος dc τάσης τίθεται προσωρινά εκτός λειτουργίας, είναι δυνατό να προκληθεί υπερβολική αύξηση της dc τάσης. Για να αντιμετωπιστεί αυτό ένας τρόπος είναι η χρήση chopper στο dc link ο οποίος, όταν η τάση ξεπεράσει τα επιτρεπτά όρια, θα απορροφά την επιπρόσθετη ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στους πυκνωτές dc, ώστε η τάση να επανέλθει σε φυσιολογικές τιμές. Η χρήση chopper όμως επιβαρύνει το κόστος της ανεμογεννήτριας. Με τη χρήση της εναλλακτικής τεχνικής ελέγχου, η παρουσία του chopper είναι γενικά περιττή και η συμβολή του, εάν εγκατασταθεί, αφορά μόνο στη μείωση των ταλαντώσεων του δρομέα ανεμογεννήτριας (όταν οδηγούν σε αυξημένες μηχανικές καταπονήσεις το σύστημα).

## 5.11 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ο τρόπος μοντελοποίησης της ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με γεννήτρια μονίμων μαγνητών και πλήρη μετατροπέα ισχύος. Τα διάφορα συστατικά στοιχεία του μοντέλου και ο τρόπος διασύνδεσής τους περιγράφονται: μοντέλου του ανέμου, αεροδυναμικό σύστημα, μηχανικό σύστημα, έλεγχος pitch και στρατηγική MPPT, μοντέλο σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών, πλήρης μετατροπέας ισχύος και συστήματα ελέγχου του. Στη συνέχεια, περιγράφονται δύο απαραίτητα για τη μελέτη που θα ακολουθήσει

εφόδια του μοντέλου της ανεμογεννήτριας (και κατ' επέκταση του αιολικού πάρκου που θα αναπαραστήσει ισοδύναμα η ανεμογεννήτρια αυτή): η απόκριση συχνότητας και η ικανότητα low-voltage ride-through. Η απόκριση συχνότητας έγκειται στη δυνατότητα της ανεμογεννήτριας να προσαρμόζει την ενεργό ισχύ εξόδου της ανάλογα με τις μεταβολές συχνότητας του δικτύου. Η ικανότητα low-voltage ride-through, τέλος, σχετίζεται με τη δυνατότητα της ανεμογεννήτριας να παραμένει συνδεδεμένη με το δίκτυο σε περιπτώσεις βυθίσεων τάσης του δικτύου, χωρίς να υφίστανται κίνδυνο τα διάφορα μέρη της (παραδείγματος χάριν λόγω υπέρτασης dc link) ή να χάνει την ευσταθή της λειτουργία.

## Κεφάλαιο 6

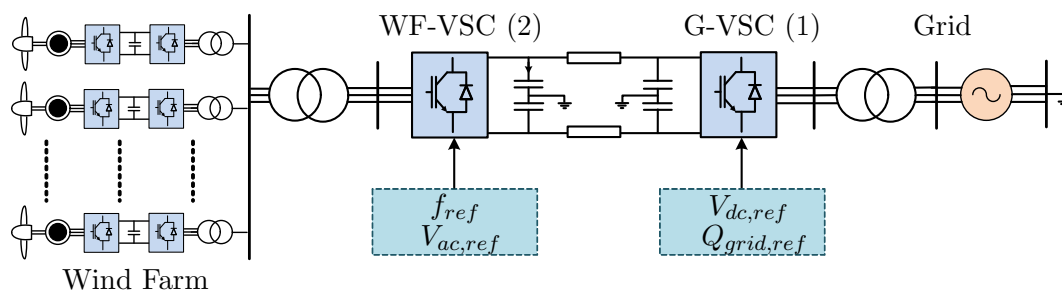
# Συμβατότητα με Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιου Αιολικού Πάρκου Διασυνδεδεμένου μέσω VSC-HVDC

### 6.1 Εισαγωγικά

Το αντικείμενο μελέτης της παρούσας ενότητας είναι ο τρόπος ελέγχου ενός offshore αιολικού πάρκου ώστε να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις των κωδίκων συστήματος. Όλα τα στοιχεία που παρουσιάστηκαν μέχρι τώρα θα συντεθούν. Ο κώδικας συστήματος που χρησιμοποιήθηκε σα βάση είναι ο Γερμανικός, όπως παρουσιάστηκε για τα offshore αιολικά πάρκα στο κεφάλαιο 4. Το αιολικό πάρκο στηρίζεται στα μοντέλα που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 5. Τέλος, οι αρχές ελέγχου των συνδέσμων HVdc στηρίζονται σε όσα εκτέθηκαν στο κεφάλαιο 3.

Το υπό έλεγχο σύστημα αυτής της ενότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 6.1. Το αιολικό πάρκο, ισχύος 400MW, αποτελείται από ανεμογεννήτριες μονίμων μαγνητών με πλήρη μετατροπέα ισχύος. Ο μετατροπέας του δικτύου (Grid Side Converter) κάθε γεννήτριας ελέγχει την παρεχόμενη ενεργό και άεργο ισχύ στο offshore δίκτυο. Ο μετατροπέας WF-VSC της HVdc γραμμής αναλαμβάνει να 'χτίζει' το offshore δίκτυο, καθορίζοντας την τάση και τη συχνότητά του. Είναι δηλαδή grid forming μετατροπέας, με βάση όσα έχουν εκτεθεί στο κεφάλαιο 3. Ο μετατροπέας της HVdc γραμμής ο οποίος είναι συνδεδεμένος με το κυρίως δίκτυο (G-VSC) τέλος αναλαμβάνει τον έλεγχο της dc τάσης της γραμμής HVdc και ρυθμίζει την άεργο ισχύ που θα ρέει προς το δίκτυο ac.

Λόγω της ύπαρξης του μετατροπέα G-VSC, το αιολικό πάρκο μπορεί εύκολα να καλύπτει τις απαιτήσεις του κώδικα που αφορούν την άεργο ισχύ. Με βάση τα όσα εκτέθηκαν στο κεφάλαιο 3 για τον έλεγχο των μετατροπέων, ανά πάσα στιγμή θα μπορεί ανεξαρτήτως της παραγωγής ενεργού ισχύος να ρυθμίσει τον συντελεστή ισχύος στην επιθυμητή τιμή. Οι πε-



Σχήμα 6.1: Θαλάσσιο αιολικό πάρκο συνδεδεμένο μέσω γραμμής HVdc με το ηπειρωτικό δίκτυο ac.

ριορισμοί που τίθενται από τα όρια αντοχής (ρεύματος για παράδειγμα) λύνονται με κατάλληλη διαστασιολόγηση του μετατροπέα. Παρόλα αυτά, ο έλεγχος της ενεργού ισχύος δεν είναι το ίδιο εύκολος.

Σε ένα σύστημα με χαμηλή διείσδυση αιολικής ενέργειας, το αιολικό πάρκο θα λειτουργεί ιδανικά στη μέγιστη δυνατή ισχύ που μπορεί να παράγει (όπως αυτή καθορίζεται από την καμπύλη MPPT της κάθε ανεμογεννήτριας). Υπάρχουν όμως περιπτώσεις στις οποίες ο Γερμανικός κώδικας απαιτεί τη ρύθμιση της ενεργού ισχύος που παράγει το πάρκο. Παραδείγματος χάριν, σε περιπτώσεις βυθίσεων τάσης, το αιολικό πάρκο είναι υποχρεωμένο να προσφέρει έως και το 100% του διαθέσιμου αεργού ρεύματος για τη στήριξη της τάσης του δικτύου. Σε τέτοιες περιπτώσεις η παροχή ενεργού ισχύος διακόπτεται ή μειώνεται σημαντικά. Τη μείωση της παρεχόμενης ενεργού ισχύος απαιτεί ο Γερμανικό κώδικας και σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας δικτύου.

Εάν για οποιοδήποτε λόγο από τους παραπάνω ο μετατροπέας G-VSC ξαφνικά μειώσει την ενεργό ισχύ που προσφέρει στο δίκτυο, το ισοζύγιο ισχύος στη γραμμή HVdc θα σπάσει. Ο μετατροπέας WF-VSC θα συνεχίσει να παρέχει ενεργό ισχύ προς τη γραμμή dc, την οποία ο G-VSC δε θα διοχετεύει στο δίκτυο. Το αποτέλεσμα είναι η υπερφόρτιση των πυκνωτών της γραμμής HVdc και η άνοδος της dc τάσης. Εάν δεν υπάρχει κατάλληλη μέριμνα στον έλεγχο, τότε η dc τάση θα ξεπεράσει τα αποδεκτά όρια.

Μια λύση στο πρόβλημα αυτό είναι η χρήση chopper στην onshore πλευρά της γραμμής HVdc. Ο chopper, στην περίπτωση που ανιχνεύσει αύξηση της τάσης πάνω από τα φυσιολογικά όρια και συνεπώς ασυνήθιστα μεγάλη ενέργεια αποθηκευμένη στους πυκνωτές, αποφορτίζει την ενέργεια αυτή μέχρι η τάση να επανέλθει στα φυσιολογικά όρια. Ο chopper όμως, ειδικά για την απαιτούμενη διαστασιολόγηση των αιολικών πάρκων μεγάλης ισχύος, σημαίνει αυξημένο κόστος κατασκευής της γραμμής HVdc [17]. Μια δεύτερη λύση θα ήταν να δοθεί εντολή, μόλις ανιχνευθεί βραχυκύκλωμα, στο αιολικό πάρκο και/ή στον WF-VSC για μείωση της παραγόμενης ισχύος [17]. Η λύση αυτή προϋποθέτει την ύπαρξη συστήματος επικοινωνίας μεταξύ του G-VSC και του αιολικού πάρκου. Επίσης, μπορεί να εμφανιστούν προβλήματα αξιοπιστίας της επικοινωνίας ή καθυστέρησης του σήματος επικοινωνίας με δυσάρεστα αποτελέσματα.

Η παρούσα εργασία επικεντρώνεται σε μεθόδους αντιμετώπισης της μείωσης της ισχύος

χωρίς την απαίτηση ύπαρξης επικοινωνίας. Επίσης, οι μέθοδοι αυτές μπορούν να συνυπάρχουν μαζί με την ενδεχόμενη επικοινωνία σαν εφεδρική λύση, αυξάνοντας έτσι την αξιοπιστία του συστήματος. Ο τρόπος με τον οποίο μεταδίδεται η πληροφορία της ανάγκης μείωσης ισχύος είναι μέσω της αυξημένης τάσης dc. Μόλις ο μετατροπέας WF-VSC αντιληφθεί μέση dc τάση πάνω από τα όρια φυσιολογικής λειτουργίας, μέσω κατάλληλης στρατηγικής ελέγχου των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του offshore δικτύου (τάσης και συχνότητας) προκαλεί τη μείωση της ισχύος του αιολικού πάρκου. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγεται η εκτός ορίων αύξηση της dc τάσης.

## 6.2 Low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο

Ένας από τους τρόπους ώστε να αντεπεξέλθει το αιολικό πάρκο σε σφάλματα του onshore δικτύου, είναι η πρόκληση τεχνητής βύθισης της ac τάσης του offshore[9]. Πιο συγκεκριμένα, μόλις ο μετατροπέας του WF-VSC της γραμμής μεταφοράς dc αντιληφθεί αυξημένη dc τάση πάνω από τα όρια του φυσιολογικού, μειώνει ταχύτητα το πλάτος της ac τάσης του offshore δικτύου. Η φυσική απόκριση του αιολικού πάρκου σε αυτήν την περίπτωση είναι η μείωση της παραγόμενης ενεργού ισχύος. Ουσιαστικά, το πάρκο θα εκλάβει τη βύθιση τάσης σαν σφάλμα του δικτύου και θα ανταποκριθεί κατάλληλα μειώνοντας την παραγόμενη ενεργό ισχύ. Ο τρόπος με τον οποίο πραγματοποιείται αυτό σε ένα αιολικό πάρκο από ανεμογεννήτριες πλήρους μετατροπέα ισχύος με σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών έχει περιγραφεί στο αντίστοιχο κεφάλαιο.

Τα πλεονεκτήματα αυτής της μεθόδου είναι αρκετά. Κατ' αρχάς, δεν απαιτείται επιπρόσθετος εξοπλισμός των ανεμογεννητριών ούτε ιδιαίτερος προγραμματισμός τους, καθώς η απόκριση στη βύθιση τάσης είναι μια από τις απαραίτητες λειτουργίες που οι σύγχρονες γεννήτριες πρέπει να επιτελούν, με βάση τους κώδικες δικτύων. Ούτε η εγκατάσταση της γραμμής dc χρειάζεται επιπρόσθετο εξοπλισμό, αφού ο grid forming μετατροπέας WF-VSC καθορίζει την τάση του δικτύου και μπορεί εύκολα να τη μειώσει. Τέλος, η λύση αυτή προσφέρει μεγάλη αξιοπιστία. Ένα ενδεχόμενο πρόβλημα της μεθόδου σε αιολικά πάρκα θα μπορούσε να είναι η αδυναμία πρόκλησης ταχύτατης βύθισης τάσης λόγω των μεγάλων ρευμάτων που αυτή συνεπάγεται. Παρόλα αυτά, στην υπό εξέταση περίπτωση, ο πλήρης μετατροπέας ισχύος των ανεμογεννητριών εγγυάται ότι η βύθιση τάσης μπορεί να πραγματοποιηθεί χωρίς κίνδυνο υπερέντασης, αφού τα ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα ελέγχονται και περιορίζονται εάν χρειαστεί.

### Έλεγχος μετατροπέα G-VSC

Ο μετατροπέας G-VSC στη φυσιολογική λειτουργία ελέγχει την dc τάση της γραμμής HVdc και την άεργο ισχύ που παρέχει στο δίκτυο. Στην παρούσα εργασία, αυτό γίνεται με βάση τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου όπως έχουν περιγραφεί στο κεφάλαιο 3.

Όταν ο μετατροπέας αντιληφθεί βύθιση της τάσης στο σημείο σύνδεσης του αιολικού

πάρκου, είναι υποχρεωμένος με βάση το Γερμανικό κώδικα να προσφέρει άεργο ρεύμα στο βραχυκύκλωμα. Η προσφορά άεργου ρεύματος, όπως έχει περιγραφεί στο κεφάλαιο του Γερμανικού κώδικα, διέπεται από τη σχέση:

$$\frac{\Delta I_B}{I_N} = k \frac{\Delta V}{V_N} \quad (6.1)$$

Αυτό σημαίνει πως σε περίπτωση μεταβολής της τάσης κατά  $\Delta V$ , υπολογίζεται η επιβαλλόμενη παροχή άεργου ρεύματος σε σχέση με την προηγούμενη τιμή του άεργου ρεύματος. Η υποστήριξη δεν είναι απαραίτητο να παρέχεται σε μια ζώνη  $\pm 5\%$  της ονομαστικής τάσης. Επίσης, το άεργο ρεύμα εάν χρειαστεί πρέπει να μπορεί να φτάσει και το 100% της ονομαστικής τιμής του. Προφανώς, με βάση τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου, το άεργο ρεύμα αντιστοιχεί στο  $i_q$  του G-VSC.

Με βάση τα παραπάνω, το απαιτούμενο άεργο ρεύμα δίνεται με βάση το Γερμανικό κώδικα ως συνάρτηση της βύθισης τάσης του δικτύου στο σημείο σύνδεσης  $V_{ac,grid}$ , συνεπώς:

$$i_{q,ref} = g(V_{ac,grid}) \quad (6.2)$$

με  $i_{q,max} = i_{max}$ , όπου  $i_{max}$  η ονομαστική τιμή του ρεύματος του μετατροπέα. Το ρεύμα  $i_d$ , αντιθέτως, συνεχίζει να καθορίζεται από τον ελεγκτή dc τάσης. Παρόλα αυτά η τιμή του περιορίζεται από την τιμή του  $i_q$ . Η υποχρέωση υπακοής στον κώδικα συστήματος επιβάλλει την προτεραιότητα του  $i_q$  ως προς το  $i_d$ . Συνεπώς η τιμή του  $i_d$  θα είναι αυτή που θα προκύπτει από τον ελεγκτή dc τάσης, περιορισμένη από μια μέγιστη τιμή:

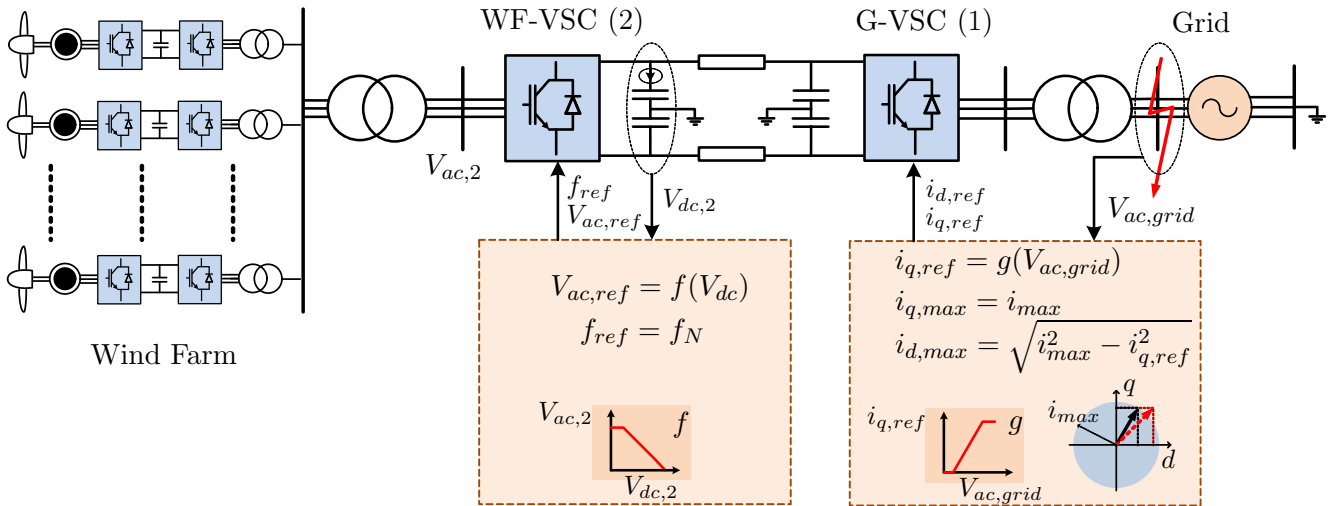
$$i_{d,max} = \sqrt{i_{max}^2 - i_{q,ref}^2} \quad (6.3)$$

Ο έλεγχος της dc τάσης ήταν αυτός που προσέφερε εγγύηση πως η ισχύς που εγγχεί ο WF-VSC μετατροπέας θα μεταφερθεί όλη (εκτός των απωλειών) στο onshore δίκτυο. Ο περιορισμός της τιμής του  $i_d$  συνεπώς είναι πιθανό να οδηγήσει για μεγάλες βυθίσεις τάσης σε αδυναμία ελέγχου της dc τάσης και άρα υπερβολική αύξηση της. Την αύξηση αυτή της dc τάσης θα εκμεταλλευτεί κατάλληλα ο WF-VSC.

Μετά την αποκατάσταση του σφάλματος, ο κώδικας επιβάλλει τη συνέχιση της άεργου υποστήριξης για 20 – 30ms ακόμα. Μετά από αυτό, το άεργο ρεύμα μπορεί να ελεγχθεί κατά βούληση, παραδείγματος χάριν εκ νέου από τον ελεγκτή άεργου ισχύος. Η ενεργός ισχύς όμως πρέπει να επανέλθει στην ονομαστική της τιμή με ένα ρυθμό κατά μέγιστο 20% της ονομαστικής ισχύος ανά δευτερόλεπτο. Συνεπώς, ένας περιοριστής του ρυθμού αύξησης του ρεύματος  $i_d$  στην ελεγχόμενη τιμή του πρέπει να χρησιμοποιηθεί.

## Έλεγχος WF-VSC

Ο onshore μετατροπέας της γραμμής μεταφοράς dc WF-VSC έχει τη λειτουργία grid forming μετατροπέα. Ουσιαστικά, χρησιμοποιώντας διαμόρφωση SPWM, καθορίζει την τάση και τη συχνότητα του offshore ηλεκτρικού δικτύου. Εφόσον ο έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται από το αιολικό πάρκο, παρατηρείται στη βιβλιογραφία [9] πως είναι επαρκές να χρησιμοποιηθεί



Σχήμα 6.2: Στρατηγική low-voltage ride-through μέσω πρόκλησης τεχνητής βύθισης τάσης στο offshore δίκτυο. Στο onshore δίκτυο, ο μετατροπέας της γραμμής HVdc τροφοδοτεί με αέριο ρεύμα το δίκτυο, με βάση τις απαιτήσεις του Γερμανικού κώδικα.

απευθείας έλεγχος τάσης και συχνότητας χωρίς την ύπαρξη κλειστού βρόχου μέτρησης των ρευμάτων. Συγκεκριμένα, στην παρούσα εργασία, η τάση καθορίζεται με βάση το μοντέλο του μετατροπέα που παρουσιάστηκε:

$$v_d^{p.u.} = K_{SPWM} P_{md} \frac{V_{dc}}{V_N} \quad (6.4\alpha')$$

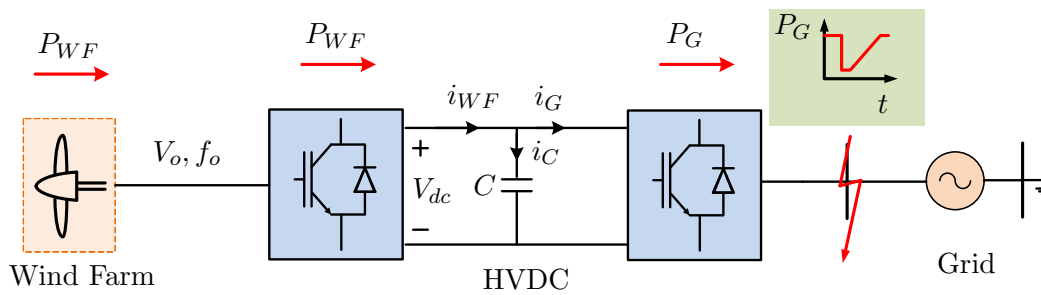
$$v_q^{p.u.} = K_{SPWM} P_{mq} \frac{V_{dc}}{V_N} \quad (6.4\beta')$$

$$f = f_{ref} \quad (6.4\gamma')$$

όπου οι παράμετροι  $P_{md}$ ,  $P_{mq}$  μετασχηματίζονται με βάση τη συχνότητα  $f_{ref}$  σε στατικό πλαίσιο αναφοράς και καθορίζουν την επιβαλλόμενη στο δίκτυο τάση και συχνότητα.

Όπως έχει παρατηρηθεί, εφόσον δεν υπάρχει βρόχος ελέγχου ρεύματος, ο έλεγχος υπερρεύματος του μετατροπέα μπορεί να επιτευχθεί έμμεσα, όπως για παράδειγμα προσαρμόζοντας την αναφορά της τάσης ή μπλοκάροντας τα IGBT's κατά την εμφάνιση ισχυρού σφάλματος στο offshore δίκτυο.

Στην περίπτωση σφάλματος στο onshore τμήμα τώρα, ο offshore μετατροπέας θα αντιληφθεί την αύξηση της dc τάσης πέρα από τις φυσιολογικές της τιμές (παραδείγματος χάριν μεγαλύτερη του 5% της ονομαστικής τάσης). Εάν κάτι τέτοιο συμβεί, προκαλεί μια ελεγχόμενη βύθιση της τάσης του offshore δικτύου. Στη συγκεκριμένη εργασία, η βύθιση θεωρήθηκε ανάλογη της τάσης dc. Όταν η μειωμένη τάση ανιχνευθεί από το αιολικό πάρκο, αυτό θα μειώσει την ισχύ που παρέχει στον μετατροπέα WF-VSC, με αποτέλεσμα την πτώση της τάσης dc.



Σχήμα 6.3: Απλοποιημένο δίκτυο υπό μελέτη (χωρίς απώλειες) για τη θεωρητική ανάλυση των μεθόδων fault ride-through και απόκρισης συχνότητας.

Η στρατηγική ελέγχου και των δύο μετατροπέων που περιγράφηκε συνοψίζεται στο σχήμα 6.2.

### 6.3 Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο

Στην ενότητα αυτή θα πραγματοποιηθεί μια απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση βασισμένη σε παραδοχές προκειμένου να εξαχθεί μια πρόταση για την τροποποίηση του ελεγκτή που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα. Η απλοποίηση αυτή στηρίζεται στο σχήμα 6.3. Με  $P_{WF}$  συμβολίζεται η παραγόμενη ισχύς από την ανεμογεννήτρια, η οποία αν αμεληθούν οι απώλειες ac θα είναι και αυτή που διοχετεύεται στη dc γραμμή μεταφοράς. Οι απώλειες dc επίσης αμελούνται, οπότε η γραμμή μεταφοράς μοντελοποιείται σε μια χωρητικότητα  $C$ . Η ισχύς που καταλήγει στο δίκτυο μέσω του μετατροπέα δικτύου της γραμμής HVdc είναι  $P_G$ . Με βάση τις απαιτήσεις του κώδικα συστήματος, η ισχύς αυτή περιορίζεται ανάλογα με τη βύθιση τάσης και στη συνέχεια επανέρχεται με συγκεκριμένους περιορισμούς στο ρυθμό της, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3.

Όταν η ισχύς  $P_G$  περιορίζεται από το μετατροπέα του δικτύου, η τάση του πυκνωτή dc ανεβαίνει. Αυτό οδηγεί τον μετατροπέα WF-VSC να προκαλέσει τεχνητή βύθιση της ac τάσης. Η βύθιση τάσης προκαλείται μετά από ένα όριο αύξησης της dc τάσης πάνω από τη φυσιολογική της τιμή, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση αγνοείται για λόγους απλούστευσης. Συνεπώς, η βύθιση τάσης που θα προκληθεί στο δίκτυο μπορεί να δοθεί από τη σχέση (ανά μονάδα σύστημα):

$$\Delta V_o = K_V (V_{dc,ref} - V_{dc}). \quad (6.5)$$

Η βύθιση τάσης θα προκαλέσει την φυσιολογική απόκριση της ανεμογεννήτριας να μειώσει την ισχύ της. Εάν το ενεργό ρεύμα του μετατροπέα GSC της γεννήτριας παρέμενε στην ίδια τιμή, τότε η μείωση της ενεργού ισχύος της ανεμογεννήτριας θα ήταν ανάλογη της βύθισης



τάσης:

$$P_{WF} = P_{WF,0} (1 + \Delta V_o) = P_{WF,0} + P_{WF,0}KV(V_{dc,ref} - V_{dc}) \quad (6.6)$$

όπου  $P_{WF,0}$  η ενεργός ισχύς που παρήγαγε το αιολικό πάρκο πριν το σφάλμα, στην κατάσταση ισορροπίας. Στην πραγματικότητα, η παραδοχή αυτή δεν ευσταθεί απόλυτα και εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίον η ανεμογεννήτρια αντιμετωπίζει τη βύθιση τάσης. Παραδείγματος χάριν, εάν η ανεμογεννήτρια τροφοδοτούσε με άεργο ισχύ το δίκτυο όταν έβλεπε βύθιση τάσης, τότε το ενεργό ρεύμα θα έπρεπε να μειωθεί ενδεχομένως και στο μηδέν, οπότε τάση και εξερχόμενη ισχύς δε θα ήταν απόλυτα ανάλογες. Παρόλα αυτά, εφόσον η βύθιση τάσης συμβαίνει σε ένα τοπικό δίκτυο offshore, δεν υπόκειται στους κώδικες συστήματος επομένως μπορεί να δοθεί προτεραιότητα στην ενεργό ισχύ ή απαίτηση μηδενισμού της άεργου ισχύος εξόδου όπως στη φυσιολογική λειτουργία. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η παραδοχή είναι πιο κοντά στην αλήθεια, με έναν παράγοντα διόρθωσης κατά τη διάρκεια του βραχυκυκλώματος που εξαρτάται από τον όρο  $\frac{i_{max}}{i_{d,0}}$  όπου  $i_{max}$  το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα και  $i_{d,0}$  το ενεργό ρεύμα φυσιολογικής λειτουργίας.

Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας νόμους κυκλωμάτων στο σχήμα 6.3, έχουμε τα παρακάτω:

$$P_{WF} = V_{dc}i_{WF} \quad (6.7\alpha')$$

$$P_G = V_{dc}i_G \quad (6.7\beta')$$

$$i_{WF} - i_G = i_C = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6.7\gamma')$$

οπότε, πολλαπλασιάζοντας την τρίτη σχέση με  $V_{dc}$  παίρνουμε:

$$P_{WF} - P_G = V_{dc}C \frac{dV_{dc}}{dt}. \quad (6.8)$$

Εάν αντικαταστήσουμε στην τελευταία σχέση την έκφραση για την ισχύ της ανεμογεννήτριας  $P_{WF}$ , προκύπτει:

$$P_{WF,0} + P_{WF,0}KV(V_{dc,ref} - V_{dc}) - P_G = V_{dc}C \frac{dV_{dc}}{dt}. \quad (6.9)$$

Η παραπάνω σχέση είναι συναρτησιακή, ισχύει δηλαδή για κάθε χρονική στιγμή. Ενδιαφερόμαστε ιδιαίτερα για τη χρονική στιγμή  $t_0$  στην οποία εμφανίζεται η μέγιστη τιμή της dc τάσης  $V_{dc,max}$ . Τη χρονική αυτή στιγμή εμφανίζεται η μέγιστη καταπόνηση του dc link, λόγω της μεγάλης αυτής τάσης. Τη χρονική στιγμή που η τάση  $V_{dc}$  θα παρουσιάζει μέγιστο ως προς το χρόνο, θα ισχύει:

$$\left[ \frac{dV_{dc}}{dt} \right]_{t=t_0} = 0. \quad (6.10)$$

Εάν εφαρμόσουμε την (6.9) για χρόνο  $t_0$  παίρνουμε την παρακάτω σχέση για τη μέγιστη τιμή της dc τάσης.

$$V_{dc,max} = V_{dc,ref} + \frac{P_{WF,0} - P_G(t_0)}{P_{WF,0}K_V} \quad (6.11)$$

Η σχέση αυτή δίνει τη μέγιστη τιμή του dc link συναρτήσει των διαφόρων παραμέτρων που αναφέρθηκαν. Παρατηρούμε πως όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του  $K_V$ , δηλαδή της κλίσης βύθισης τάσης που θα εφαρμοστεί, τόσο μικρότερη θα είναι η απόκλιση του  $V_{dc,max}$  από την τιμή αναφοράς  $V_{dc,ref}$ . Το αποτέλεσμα αυτό είναι λογικό και θα φανεί και στις προσομοιώσεις που θα πραγματοποιηθούν στο πλήρες σύστημα. Ας σημειωθεί στο σημείο αυτό πως η σχέση (6.11) εφαρμόζεται στο απλοποιημένο σύστημα, εκτός από το σημείο του μεγίστου και για τη μόνιμη κατάσταση, όπου επίσης η παράγωγος της dc τάσης είναι μηδενική. Στην περίπτωση αυτή, λόγω της απουσίας απωλειών, θα ισχύει  $P_{WF,0} = P_G$  και η τάση dc θα είναι  $V_{dc} = V_{dc,ref}$ .

Παρατηρώντας τη σχέση (6.11), συμπεραίνουμε πως υπάρχει ένας δεύτερος τρόπος να μειωθεί η μέγιστη τιμή  $V_{dc,max}$ . Η τιμή αυτή εξαρτάται από την τιμή της ισχύος  $P_G$  τη χρονική στιγμή  $t_0$ . Η ισχύς  $P_G$  αρχικά μειώνεται απότομα λόγω του σφάλματος στο δίκτυο, αλλά στη συνέχεια επανέρχεται με κάποιο περιορισμένο ρυθμό. Όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή  $P_G(t_0)$ , τόσο πιο μικρή θα είναι η απόκλιση της  $V_{dc,max}$  από την αναφορά  $V_{dc,ref}$ . Εάν λοιπόν υπήρχε τρόπος το μέγιστο της dc τάσης να εμφανιστεί σε χρόνο που η  $P_G$  έχει προλάβει να αυξηθεί αρκετά, τότε η τιμή του μεγίστου  $V_{dc,max}$  θα ήταν μικρότερη. Ένας τρόπος να μετατεθεί η θέση εμφάνισης της μέγιστης τιμής της dc τάσης προς τα δεξιά είναι η μείωση του ρυθμού αύξησης της dc τάσης μετά το σφάλμα. Μια λύση για να επιτευχθεί ο στόχος αυτός παρουσιάζεται στη συνέχεια.

### Διαφορικός έλεγχος - Η χρήση της συνιστώσας $i_C$

Τη στιγμή εμφάνισης του βραχυκυκλώματος, στο απλοποιημένο μοντέλο που περιγράφηκε στην ενότητα αυτή, προκαλείται μια μείωση της ισχύος  $P_G$  που ο μετατροπέας του δικτύου προσφέρει στο δίκτυο. Η μείωση της ισχύος αυτή γίνεται απευθείας αισθητή στο ρεύμα του πυκνωτή  $i_C = C \frac{dV_{dc}}{dt}$ , όπως εκφράζεται στη σχέση (6.8). Επομένως, θα είχε ενδιαφέρον η μελέτη της ιδέας να χρησιμοποιηθεί και το ρεύμα αυτό στην εντολή βύθισης τάσης του offshore δικτύου μαζί με την  $V_{dc}$ . Η σχέση αυτή ουσιαστικά αντιστοιχεί σε διαφορικό ελεγκτή, εφόσον το ρεύμα του πυκνωτή σχετίζεται ουσιαστικά με την παράγωγο της dc τάσης.

Με βάση την παραπάνω παραδοχή, η μείωση τάσης που εισάγει ο μετατροπέας στο offshore δίκτυο θα δίνεται από:

$$\Delta V = K_V(V_{dc,ref} - V_{dc}) - K_{i_C} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6.12)$$

Με βάση την ίδια διαδικασία που παρουσιάστηκε προηγουμένως, παίρνουμε την παρακάτω σχέση:

$$P_{WF,0} + P_{WF,0}K_V(V_{dc,ref} - V_{dc}) - P_{WF,0}K_{i_C} \frac{dV_{dc}}{dt} - P_G = V_{dc}C \frac{dV_{dc}}{dt}. \quad (6.13)$$

Εάν όπως πριν απαιτήσουμε μηδενισμό της παραγωγής για την εύρεση της μέγιστης τιμής  $V_{dc,max}$ , προκύπτει η πάλι η σχέση (6.11). Ενώ η σχέση είναι ίδια, ο χρόνος  $t_0$  στον οποίο θα

υπολογιστεί η μέγιστη τιμή της τάσης  $V_{dc}$  θα είναι διαφορετικός. Από την τελευταία σχέση, λύνοντας ως προς την παράγωγο της dc τάσης, παίρνουμε:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{WF,0} + P_{WF,0}K_V(V_{dc,ref} - V_{dc}) - P_G}{V_{dc}C + P_{WF,0}K_{iC}} \quad (6.14)$$

Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί μόνο ο αναλογικός ελεγκτής  $K_V$ , ο όρος  $P_{WF,0}K_{iC}$  του παρανομαστή θα είναι μηδενικός. Εάν έχουμε και διαφορικό ελεγκτή  $K_{iC}$ , ο όρος αυτός θα είναι θετικός και εφόσον βρίσκεται στον παρανομαστή, θα μειώνει την τιμή του κλάσματος.

Κατά συνέπεια, αναμένουμε με τη χρήση του διαφορικού ελεγκτή μικρότερη κλίση της μεταβολής της dc τάσης. Άρα, ο χρόνος στον οποίο θα εμφανιστεί η μέγιστη τιμή της τάσης θα μετατοπίζεται προς τα δεξιά με αύξηση της σταθεράς ελέγχου  $K_{iC}$ , όπου η τιμή του  $P_G$  θα έχει προλάβει να αυξηθεί (ή τουλάχιστον, στον ίδιο χρόνο που θα εμφανιζόταν το μέγιστο απουσία του διαφορικού ελεγκτή, η dc τάση θα έχει αυξηθεί περισσότερο απ' ό,τι παρουσία του). Σε κάθε περίπτωση, η τιμή της dc τάσης που θα προκύπτει θα είναι μικρότερη. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης που θα παρουσιαστούν επαληθεύουν την παραπάνω απλοποιημένη λογική.

## 6.4 Low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο

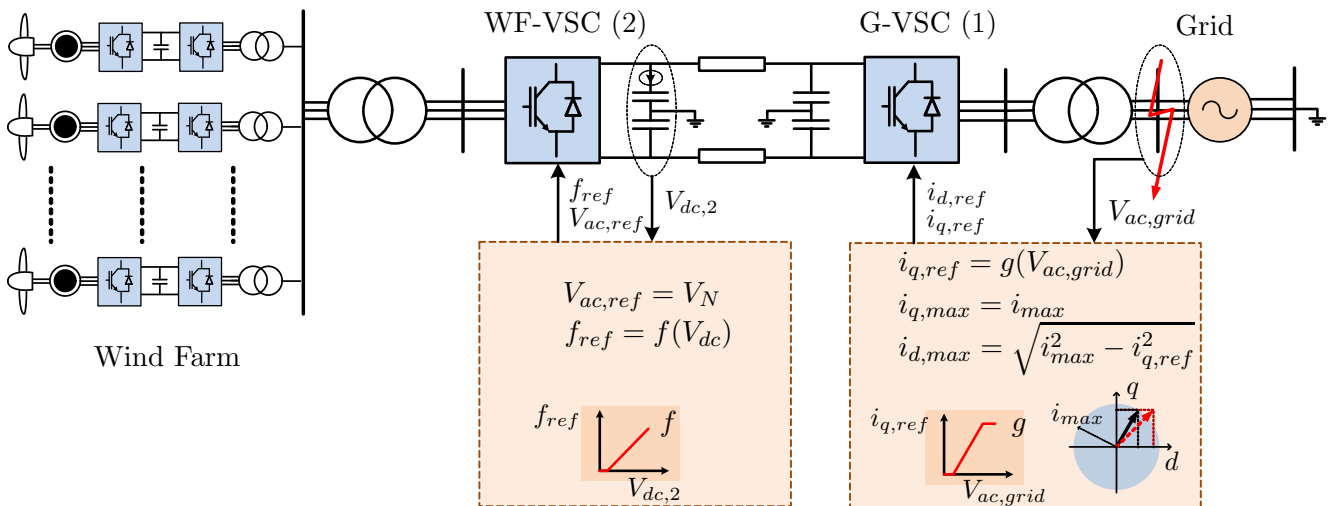
Η μέθοδος low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση της συχνότητας στηρίζεται σε μια ταχεία αύξηση της συχνότητας του offshore δικτύου μόλις αυξημένη dc τάση ανιχνευθεί, από τον WF-VSC [30, 29]. Υπό την προϋπόθεση πως η ανεμογεννήτρια διαθέτει σύστημα ελέγχου απόκρισης συχνότητας, η αύξηση αυτή θα οδηγήσει σε άμεση μείωση της ισχύος της.

Εάν η μείωση της ισχύος δε γίνει ταχύτατα, η τάση dc μπορεί να ξεφύγει μέσα σε διάστημα δεκάδων ms από τα όρια ανοχής της προστασίας (μια τυπική τιμή είναι το 1.3p.u.). Προκειμένου όμως να πραγματοποιηθεί μείωση της ισχύος σε τόσο μικρό διάστημα πρέπει η συχνότητα του offshore δικτύου να αυξηθεί ταχύτατα (1 – 2 Hz σε διάστημα ms). Συνεπώς, το αιολικό πάρκο πρέπει να διαθέτει εξοπλισμό συγχρονισμού με το δίκτυο που να επιτρέπει ταχύτατη ανίχνευση της συχνότητας. Στην πραγματικότητα, υπάρχουν ουσιαστικές δυσκολίες ανίχνευσης μεταβολών της συχνότητας σε διάστημα ms (κάτι λογικό, αφού η περίοδος της θεμελιώδους τάσης του δικτύου 50Hz είναι 20ms). Τα σύγχρονα PLL έχουν τη δυνατότητα ανίχνευσης μεταβολών περίπου μέχρι ρυθμού 4Hz/s σε διάστημα 200 – 300ms, ενώ ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας σε αυτές τις περιπτώσεις fault ride-through φτάνει και τα 50Hz/s (για χρονικό διάστημα όμως κάποιων δεκάδων ms).

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, μπορεί να περιγραφεί η αρχή ελέγχου της μεθόδου low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας.

### Έλεγχος μετατροπέα G-VSC

Ο έλεγχος του μετατροπέα G-VSC είναι ακριβώς ίδιος με αυτόν που περιγράφηκε για το low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης του offshore δικτύου, αφού οι απαιτήσεις του κώδικα συστήματος παραμένουν οι ίδιες για το onshore δίκτυο. Δηλαδή, με βάση όσα



Σχήμα 6.4: Στρατηγική low-voltage ride-through μέσω πρόκλησης τεχνητής αύξησης συχνότητας στο offshore δίκτυο. Στο onshore δίκτυο, ο μετατροπέας της γραμμής HVdc τροφοδοτεί με άεργο ρεύμα το δίκτυο, με βάση τις απαιτήσεις του Γερμανικού κώδικα.

περιγράφηκαν, θα περιορίσει το πλάτος του ρεύματος δίνοντας προτεραιότητα στην ικανοποίηση της απαίτησης του κώδικα για παροχή άεργου ρεύματος προς το δίκτυο.

### Έλεγχος μετατροπέα WF-VSC

Ο μετατροπέας WF-VSC υπό φυσιολογικές συνθήκες ελέγχεται με τον τρόπο που περιγράφηκε πριν. Στήνει δηλαδή το ac δίκτυο, καθορίζοντας την τάση και τη συχνότητα του. Στην περίπτωση ανίχνευσης υψηλής τιμής dc τάσης στη γραμμή HVdc, προκαλεί μια αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο με βάση μια droop χαρακτηριστική. Η τάση στο δίκτυο διατηρείται σταθερή και ονομαστική. Η αυξημένη συχνότητα θα προκαλέσει την απόκριση συχνότητας του αιολικού πάρκου, το οποίο θα μειώσει την ισχύ του. Η αυξημένη συχνότητα θα διατηρείται μέχρι την αποκατάσταση της dc τάσης σε φυσιολογικές τιμές. Το σχήμα ελέγχου που περιγράφει τη στρατηγική αντιμετώπισης του σφάλματος είναι το σχήμα 6.4.

## 6.5 Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο

Στην ενότητα αυτή θα πραγματοποιηθεί μια απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση βασισμένη σε παραδοχές με κύριο σκοπό να διερευνηθεί η επίδραση της αδρανειακής απόκρισης της γεννήτριας (inertia) στο low-voltage ride-through με αύξηση συχνότητας του offshore δικτύου, όπως αυτό περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Η απλοποίηση αυτή στηρίζεται επίσης στο σχήμα 6.3. Με  $P_{WF}$  συμβολίζεται η παραγόμενη ισχύς από την ανεμογεννήτρια και η

ισχύς που καταλήγει στο δίκτυο μέσω του μετατροπέα δικτύου της γραμμής HVdc είναι  $P_G$ . Με βάση τις απαιτήσεις του κώδικα συστήματος, η ισχύς αυτή περιορίζεται ανάλογα με τη βύθιση τάσης και στη συνέχεια επανέρχεται με συγκεκριμένους περιορισμούς στο ρυθμό της, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3.

Όταν η ισχύς  $P_G$  περιορίζεται από το μετατροπέα του δικτύου, η τάση του πυκνωτή dc ανεβαίνει. Αυτό οδηγεί τον μετατροπέα WF-VSC να προκαλέσει τεχνητή αύξηση της συχνότητας του ac δικτύου  $f_o$ . Η αύξηση της συχνότητας προκαλείται μετά από ένα όριο αύξησης της dc τάσης πάνω από τη φυσιολογική της τιμή, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση αγνοείται για λόγους απλούστευσης. Συνεπώς, η αύξηση της συχνότητας του δικτύου μπορεί να δοθεί από τη σχέση (ανά μονάδα σύστημα):

$$\Delta f_o = K_f(V_{dc} - V_{dc,ref}). \quad (6.15)$$

Η αύξηση της συχνότητας θα ενεργοποιήσει τον έλεγχο απόκρισης συχνότητας της ανεμογεννήτριας, ο οποίος θα μειώσει την ενεργό ισχύ εξόδου της ανεμογεννήτριας.

### Ανεμογεννήτρια μόνο με αναλογική απόκριση συχνότητας (droop)

Έστω πως η ανεμογεννήτρια είναι εξοπλισμένη μόνο με αναλογική απόκριση συχνότητας  $K_{dr}$ . Τότε, ιδανικά η ισχύς εξόδου της θα είναι:

$$P_{WF} = P_{WF,0} - K_{dr}\Delta f_o = P_{WF,0} - K_{dr}K_f(V_{dc} - V_{dc,ref}) \quad (6.16)$$

όπου  $P_{WF,0}$  η παραγόμενη ισχύς από την ανεμογεννήτρια πριν τη βύθιση τάσης. Με τρόπο παρόμοιο με αυτόν της ενότητας 6.3, μπορούμε να εξάγουμε τη σχέση που εκφράζει τη δυναμική της dc τάσης:

$$P_{WF,0} - K_{dr}K_f(V_{dc} - V_{dc,ref}) - P_G = V_{dc}C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6.17)$$

Εάν η dc τάση εμφανίζει μέγιστο τη χρονική στιγμή  $t_0$ , θα ισχύει:

$$\left[ \frac{dV_{dc}}{dt} \right]_{t=t_0} = 0 \quad (6.18)$$

οπότε για  $t = t_0$  στην εξίσωση (6.17) παίρνουμε:

$$V_{dc,max} = V_{dc,ref} + \frac{P_{WF,0} - P_G(t_0)}{K_{dr}K_f}. \quad (6.19)$$

Από την παραπάνω σχέση συμπεραίνουμε πως ένας τρόπος να μειώσουμε την μέγιστη εμφανιζόμενη dc τάση είναι η αύξηση είτε του συντελεστή βύθισης  $K_f$  του WF-VSC, είτε του συντελεστή απόκρισης droop της ανεμογεννήτριας. Παρόλα αυτά, υπάρχει και ένας τρίτος τρόπος να επιτευχθεί μείωση της καταπόνησης της dc τάσης. Ο τρόπος αυτός στηρίζεται στο γεγονός πως στην εξίσωση (6.19) η μέγιστη τάση εξαρτάται από τον παράγοντα  $P_G(t_0)$ , όπου  $t_0$  είναι η στιγμή μεγιστοποίησης της τάσης. Εάν με κάποιον τρόπο η χρονική στιγμή αυτή μετατοπιστεί προς τα δεξιά, τότε η ισχύς  $P_G$  θα έχει προλάβει να αυξηθεί και η τιμή του

$V_{dc,max}$  θα πάρει μια μικρότερη τιμή. Το αποτέλεσμα αυτό επιτυγχάνεται με την προσθήκη αδρανειακής απόκρισης στην ανεμογεννήτρια.

### Ανεμογεννήτρια με αναλογική (droop) και αδρανειακή (inertia) απόκριση συχνότητας

Εάν η ανεμογεννήτρια διαθέτει εκτός από αναλογική απόκριση  $K_{dr}$  και αδρανειακή απόκριση  $K_{in}$ , τότε η ισχύς εξόδου της θα έχει τη μορφή:

$$P_{WF} = P_{WF,0} - K_{dr}\Delta f_o - K_{in}\frac{d\Delta f_o}{dt} \quad (6.20)$$

οπότε, με αντικατάσταση στις σχέσεις ισχύος του dc link όπως πριν παίρνουμε:

$$P_{WF,0} - K_{dr}K_f(V_{dc} - V_{dc,ref}) - K_{in}K_f\frac{dV_{dc}}{dt} - P_G = V_{dc}C\frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6.21)$$

Εάν το μέγιστο της dc τάσης συμβαίνει τη χρονική στιγμή  $t_0$ , τότε ο τύπος που δίνει τη μέγιστη τιμή της είναι ο (6.19). Παρατηρούμε πως η μόνη αλλαγή σε σχέση με την κατάσταση χωρίς αδρανειακή είναι ο χρόνος  $t_0$  και άρα η τιμή  $P_G(t_0)$ . Όσο πιο μεταγενέστερος είναι ο χρόνος εμφάνισης του μεγίστου, τόσο μικρότερο θα είναι το μέγιστο, καθώς η ισχύς  $P_G$  θα έχει προλάβει να μεγαλώσει. Πραγματικά, αν λύσουμε ως προς την παράγωγο της dc τάσης, έχουμε:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{WF,0} - K_{dr}k_f(V_{dc} - V_{dc,ref}) - P_G}{V_{dc}C + K_{in}K_f}. \quad (6.22)$$

Παρατηρούμε πως ο όρος  $K_{in}K_f$  στον παρονομαστή της σχέσης, ο οποίος είναι μηδενικός στην περίπτωση που δεν υπάρχει αδρανειακή απόκριση, τώρα είναι θετικός και μειώνει την τιμή του κλάσματος. Όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του  $K_{in}$ , τόσο μικρότερος θα είναι ο ρυθμός αύξησης της dc τάσης. Από αυτό συμπεραίνουμε πως τη χρονική στιγμή που θα εμφανιζόταν το μέγιστο στην περίπτωση χωρίς αδράνεια (έστω  $t_{o,no-in}$ ), η τιμή  $V_{dc}$  θα είναι μικρότερη όταν έχουμε και αδράνεια. Η μικρότερη αυτή τιμή αποκλείεται να είναι η μέγιστη όμως, διότι ο τύπος (6.19) που υπολογίζει τη μέγιστη τιμή εξαρτάται μόνο από τη χρονική στιγμή του μεγίστου και για τη χρονική στιγμή  $t_{o,no-in}$  δίνει την μεγαλύτερη τιμή  $V_{dc,max}$  χωρίς αδράνεια και όχι τη μικρότερη τιμή που θα υπάρχει τη στιγμή  $t_{o,no-in}$  λόγω του μειωμένου ρυθμού αύξησης. Συνεπώς, η dc τάση θα συνεχίσει να αυξάνεται μέχρι να φτάσει κάποια μέγιστη τιμή σε χρόνο μεταγενέστερο του  $t_{o,no in}$ , έστω  $t_0$ . Συνεπώς, ο χρόνος εμφάνισης της μέγιστης τάσης  $V_{dc,max}$  καθυστερεί, οπότε και η τιμή της μειώνεται επειδή το  $P_G$  είναι πιθανό να έχει προλάβει να αυξηθεί στο μεσοδιάστημα.

Εάν υποθέσουμε πως ο συντελεστής  $K_f$  είναι συγκεκριμένος, τότε η dc τάση αποτελεί άμεση αντανάκλαση της συχνότητας λόγω της σχέσης (6.15). Επομένως, η μείωση του ρυθμού μεταβολής της dc τάσης  $\frac{dV_{dc}}{dt}$  που προκαλεί η χρήση της αδρανειακής απόκρισης οδηγεί σε μείωση της παραγωγής της συχνότητας  $\frac{df_o}{dt}$  του offshore δικτύου (ROCOF). Η μείωση του ρυθμού μεταβολής της παραγωγής οδηγεί σε καλύτερη απόκριση του PLL της ανεμογεννήτριας, το οποίο αναλαμβάνει να ανιχνεύσει τη συχνότητα του δικτύου, και είναι μια από τις απαιτήσεις σχεδιασμού.

Ανακεφαλαιώνοντας, η επίδραση της αδρανειακής απόκρισης είναι διττή. Κατ' αρχάς, μειώνει το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας στο offshore δίκτυο. Κατά δεύτερον, μετατοπίζει το σημείο μεγίστου της dc τάσης πιο δεξιά στο χρονικό άξονα, πετυχαίνοντας έτσι και μείωση της τιμής του. Λόγω ακριβώς αυτής της δεύτερης δράσης, η αξία της αδρανειακής στη μέθοδο low-voltage ride-through με αύξηση της offshore συχνότητας είναι ανεκτίμητη και δεν μπορεί να αντικατασταθεί από απλή αύξηση της droop παραμέτρου  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας, λόγω του αυξημένου rocoof που θα προκύπτει. Κάτι τέτοιο θα φανεί και στα αποτελέσματα προσομοίωσης του πλήρους συστήματος.

## 6.6 Απόκριση συχνότητας

Με βάση τους κώδικες συστήματος, το offshore αιολικό πάρκο έχει την υποχρέωση να μειώνει την ισχύ του σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας [13]. Η απαίτηση μείωσης της ισχύος είναι ανάλογη της αύξησης της συχνότητας, με βάση τον κώδικα. Συνεπώς, ένας απλός αναλογικός έλεγχος droop στον offshore μετατροπέα αρκεί για να καλύψει την απαίτηση αυτή [22].

Πιο συγκεκριμένα, η απαίτηση του κώδικα είναι:

$$\Delta P = 20 \frac{50.2\text{Hz} - f_{grid}}{50\text{Hz}} \quad (6.23)$$

όταν  $50.2 < f_{grid} < 52.7\text{Hz}$  όπου  $\Delta P$  η απαίτηση μεταβολής ισχύος ως ποσοστό της μέγιστης διαθέσιμης και  $f_{grid}$  η συχνότητα του δικτύου.

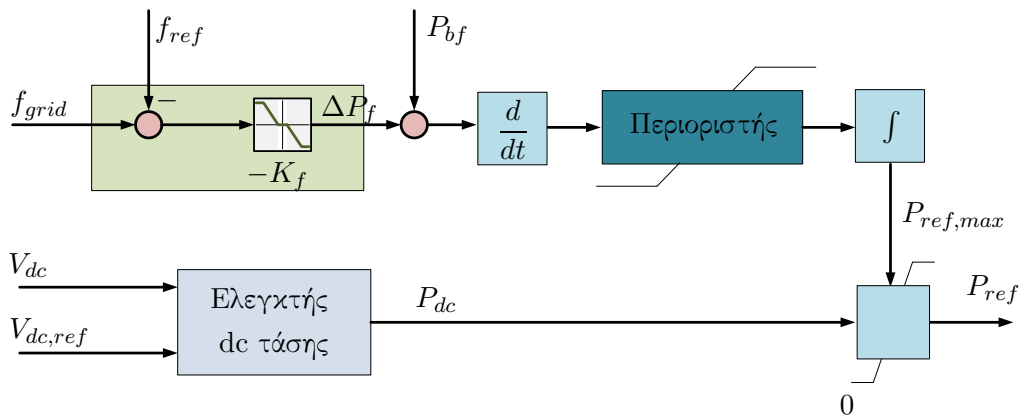
### Έλεγχος μετατροπέα G-VSC

Η συμπεριφορά του onshore μετατροπέα στην περίπτωση αυτή ακολουθεί το σχήμα 6.5. Στο σχήμα αυτό, όταν η συχνότητα ξεπεράσει την τιμή κατωφλίου 50.2Hz, ο ελεγκτής droop συχνότητας που παρουσιάζεται στο σχήμα δίνει μια τιμή μεταβολής  $\Delta P_f$ . Το κέρδος του αναλογικού ελεγκτή είναι ακριβώς αυτό που επιβάλλει ο κώδικας με βάση τη σχέση (6.23). Η ισχύς  $P_{bf}$  μπορεί να είναι η ονομαστική ισχύς  $P_N$  (ή η μέγιστη διαθέσιμη ισχύς).

Ο κώδικας επιβάλλει επιπρόσθετα έναν περιορισμό στο ρυθμό μεταβολής της ενεργού ισχύος (μείωση της ισχύος με έναν μέγιστο ρυθμό ρυθμό). Για το λόγο αυτό υπάρχει ένας περιοριστής ρυθμού στην έξοδο του ελεγκτή droop. Η τελική τιμή που προκύπτει από την droop της συχνότητας τίθεται σαν μέγιστη τιμή του ελεγκτή dc τάσης. Η δράση αυτή εν γένει θα προκαλέσει αδρανοποίηση του ελέγχου της dc τάσης και αύξηση της  $V_{dc}$ . Με αυτό τον τρόπο όμως καλύπτονται οι απαιτήσεις του δικτύου για μείωση της παρεχόμενης ισχύος. Ας σημειωθεί πως ο PI ελεγκτής dc τάσης οφείλει να έχει προστασία anti-windup ώστε να παγώνει ο I ελεγκτής dc τάσης σε περιπτώσεις που η έξοδος  $P_{dc}$  περιορίζεται.

### Έλεγχος μετατροπέα WF-VSC

Ο έλεγχος του μετατροπέα WF-VSC ακολουθεί τη λογική ελέγχου που παρουσιάστηκε στην ενότητα για low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση της συχνότητας του offshore



Σχήμα 6.5: Στρατηγική ελέγχου ενεργού ισχύος onshore μετατροπέα με βάση τις απαιτήσεις του Γερμανικού κώδικα για στήριξη του δικτύου σε περιπτώσεις αύξησης της συχνότητας. Όταν ανιχνευθεί συχνότητα μεγαλύτερη των 50.2Hz, τότε (μόνο) ενεργοποιείται ο περιοριστής  $P_{ref,max}$  της τιμής  $P_{dc}$  του ελεγκτή dc τάσης.

δικτύου. Ο περιορισμός της ισχύος στον G-VSC θα προκαλέσει αύξηση της τάσης dc της γραμμής HVdc και κατά συνέπεια θα ενεργοποιήσει την καμπύλη droop αύξησης συχνότητας του WF-VSC. Σαν αποτέλεσμα, η παραγόμενη ισχύς της ανεμογεννήτριας θα μειωθεί.

## 6.7 Απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση απόκρισης συχνότητας

Στην παρούσα ενότητα θα χρησιμοποιηθεί το απλοποιημένο μοντέλο του σχήματος 6.3 για την εξαγωγή κάποιων συμπερασμάτων για την απόκριση συχνότητας με τον τρόπο που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Απλοποιητικά, μπορούμε να μεταφράσουμε την απαίτηση απόκρισης συχνότητας του δικτύου offshore σαν μια εντολή:

$$P_G = P_{bf} - K_{fG} \Delta f_{grid} \quad (6.24)$$

όπου  $P_{bf}$  η παρεχόμενη ενεργός ισχύς προς το δίκτυο πριν τη διαταραχή συχνότητας του δικτύου,  $K_{fG}$  η κλίση της droop χαρακτηριστικής βύθισης ισχύος για διαταραχές συχνότητας όπως ορίζεται από τον κώδικα και  $\Delta f_{grid}$  η διαταραχή συχνότητας του δικτύου (αύξηση συχνότητας).

Με βάση τα ίδια βήματα της ανάλυσης που παρουσιάστηκε στην ενότητα 6.5 και τους συμβολισμούς που ορίστηκαν, προκύπτει η παρακάτω μέγιστη τιμή της dc τάσης:

$$V_{dc,max} = V_{dc,ref} + \frac{P_{bf} - K_{fG} \Delta f_{grid}}{K_{dr} K_f} \quad (6.25)$$

Η καταπόνηση της dc τάσης με τη μεθοδολογία ελέγχου που περιγράφηκε για απόκριση συχνότητας του αιολικού πάρκου είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος. Αυτό συμβαίνει διότι



οι διαταραχές συχνότητας μπορούν να έχουν μεγάλη διάρκεια, με βάση τον κώδικα. Παραδείγματος χάριν, μια διαταραχή συχνότητας 52Hz πρέπει να γίνεται ανεκτή από το αιολικό πάρκο χωρίς αποσύνδεση μέχρι και για 10s, ενώ διαταραχές μικρότερες από 51.5Hz πρέπει να είναι ανεκτές μέχρι και για 30min. Λόγω της απουσίας επικοινωνίας, ο μόνος τρόπος να μεταδοθεί το σήμα της διαρκούς απαίτησης μείωσης ισχύος είναι μια διαρκώς αυξημένη τάση dc. Επομένως, είναι απαραίτητη η κατάλληλη διαστασιολόγηση της γραμμής dc ώστε να αντέχει τις μέγιστες καταπονήσεις που επιβάλλει ο κώδικας.

Με βάση τη σχέση (6.25), η μέγιστη καταπόνηση της dc τάσης μπορεί να μειωθεί με δυο τρόπους: Με αύξηση της παραμέτρου  $K_f$  του ελεγκτή του WF-VSC ή με αύξηση της παραμέτρου droop της ανεμογεννήτριας  $K_{dr}$ . Στη μέγιστη τάση dc αντιστοιχεί και μια μέγιστη συχνότητα που θα εμφανιστεί στο offshore δίκτυο. Αυτή θα δίνεται από τη σχέση:

$$f_{o,max} = f_{ref} + K_f(V_{dc,max} - V_{dc,ref}) = f_{ref} + \frac{P_{bf} - K_{fG}\Delta f_{grid}}{K_{dr}} \quad (6.26)$$

Από την τελευταία σχέση συμπεραίνουμε πως στην απλοποιημένη μελέτη που πραγματοποιούμε η μέγιστη συχνότητα του offshore δικτύου είναι ανεξάρτητη από την παράμετρο  $K_f$ . Αντιθέτως, με αύξηση της παραμέτρου  $K_{dr}$ , η μέγιστη συχνότητα μειώνεται. Τα αποτελέσματα αυτά θα επαληθευθούν μέσω προσομοιώσεων. Το συμπέρασμα είναι πως είναι προτιμότερη η μείωση του επιπέδου της dc καταπόνησης με αύξηση της droop της απόκρισης συχνότητας της ανεμογεννήτριας  $K_{dr}$  παρά με αύξηση της παραμέτρου  $K_f$  του WF-VSC, επειδή με τον πρώτο τρόπο πετυχαίνουμε και μείωση της μέγιστης καταπόνησης συχνότητας του offshore πάρκου.

## 6.8 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν μέθοδοι ικανοποίησης των απαιτήσεων του Γερμανικού κώδικα δικτύων για ένα offshore αιολικό πάρκο συνδεδεμένο μέσω γραμμής HVdc χωρίς την ύπαρξη συστήματος επικοινωνίας. Για την απαίτηση αντοχής στη βύθιση τάσης, παρουσιάστηκαν δύο μεθοδολογίες: η μια στηρίζεται στην πρόκληση τεχνητής βύθισης τάσης του offshore αιολικού πάρκου και η δεύτερη στην τεχνητή αύξηση της συχνότητας του πάρκου. Για την απαίτηση μείωσης της ισχύος του πάρκου σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας του δικτύου, χρησιμοποιήθηκε τεχνητή αύξηση της συχνότητας του offshore δικτύου για την μείωση της παραγόμενης από την ανεμογεννήτρια ισχύος.

Στην περίπτωση του low-voltage ride-through με πρόκληση τεχνητής βύθισης τάσης στο δίκτυο, ο onshore μετατροπέας της γραμμής HVdc αναλαμβάνει την ικανοποίηση των απαιτήσεων του δικτύου. Ο offshore μετατροπέας προκαλεί μια βύθιση της ac τάσης του offshore δικτύου που εξαρτάται από τη μεταβολή της dc τάσης που ανιχνεύει. Η βύθιση αυτή τάσης προκαλεί την άμεση μείωση της ισχύος εξόδου της ανεμογεννήτριας. Με βάση ένα απλοποιημένο μοντέλο χωρίς απώλειες, εξετάστηκε η επίδραση της παραμέτρου αναλογικής βύθισης που προκαλεί ο offshore μετατροπέας ανάλογα με την διαταραχή της dc τάσης στην μέγιστη καταπόνηση dc τάσης. Προτάθηκε η χρήση ενός ελεγκτή που στηρίζεται και στη μέτρηση

του ρεύματος που φορτίζει τους πυκνωτές dc, κάτι το οποίο αντιστοιχεί σε διαφορικό έλεγχο, προκειμένου να μειώσει το ρυθμό μεταβολής της dc τάσης αλλά και τη μέγιστη καταπόνηση dc τάσης. Με βάση το απλοστευμένο μοντέλο επαληθεύθηκε μέσω μαθηματικής ανάλυσης του προβλήματος η λειτουργία του διαφορικού ελεγκτή.

Στην περίπτωση του low-voltage ride-through με πρόκληση τεχνητής αύξησης της offshore συχνότητας, ο onshore μετατροπέας της γραμμής HVdc πάλι εγγυάται την ικανοποίηση των απαιτήσεων του δικτύου. Τώρα, ο offshore μετατροπέας προκαλεί τεχνητή αύξηση της συχνότητας του δικτύου ανάλογη της διαταραχής της dc τάσης. Η δράση του αυτή οδηγεί σε μείωση της παραγόμενης από τα αιολικά πάρκα ισχύος λόγω της απόκρισης συχνότητάς τους. Μια απλοποιημένη θεωρητική μελέτη πραγματοποιείται για ένα μοντέλο χωρίς απώλειες ώστε να διερευνηθεί ο τρόπος λειτουργίας της μεθόδου αυτής. Με βάση τα αποτελέσματα, σχηματίζεται ο ρόλος της παραμέτρου αύξησης συχνότητας του offshore μετατροπέα καθώς και της παραμέτρου αναλογικής απόκρισης συχνότητας του αιολικού πάρκου στη μέγιστη dc καταπόνηση τάσης. Επίσης, παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο η αδρανειακή απόκριση της ανεμογεννήτριας επιδρά στη μέγιστη αυτή καταπόνηση. Η λειτουργία της αδρανειακής απόκρισης κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική, αφού οδηγεί σε μείωση του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας του offshore δικτύου για δεδομένη καταπόνηση dc τάσης. Το πετυχαίνει αυτό μέσω της μετατόπισης του σημείου μεγιστοποίησης της dc τάσης σε μεταγενέστερη χρονική στιγμή.

Τέλος, περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο πραγματοποιείται μείωση της ισχύος σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας του δικτύου, με βάση την απαίτηση του κώδικα. Ουσιαστικά, πάλι ο onshore μετατροπέας αναλαμβάνει την ικανοποίηση των απαιτήσεων του δικτύου. Ο offshore μετατροπέας μειώνει την ισχύ που παρέχει προς τη γραμμή HVdc μέσω αύξησης της συχνότητας του offshore δικτύου. Μέσω μιας απλοποιημένης θεωρητικής μελέτης, αναδεικνύεται πως τόσο η αύξηση της παραμέτρου αναλογικής αύξησης συχνότητας ως προς dc τάση του offshore μετατροπέα όσο και η αύξηση της droop απόκρισης της ανεμογεννήτριας οδηγούν σε μείωση της μέγιστης καταπόνησης dc τάσης. Παρόλα αυτά, η επίτευξη του αποτελέσματος αυτού με το δεύτερο τρόπο κρίνεται προτιμότερη λόγω της ταυτόχρονης μείωσης της μέγιστης τιμής της offshore συχνότητας.

## Κεφάλαιο 7

# Προσομοίωση Συστήματος VSC-HVDC

### 7.1 Εισαγωγικά

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα βασικά στοιχεία καθώς και αποτελέσματα από την προσομοίωση του συστήματος VSC-HVdc στο πρόγραμμα DIGSILENT PowerFactory, με βάση τις μεθοδολογίες ελέγχου που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3. Αρχικά, γίνεται μια σύντομη περιγραφή των στοιχείων που απαρτίζουν το κύκλωμα προσομοίωσης καθώς και σχόλια για τη διαστασιολόγησή του. Στη συνέχεια, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων εκτίθενται. Σε πρώτη φάση υλοποιείται ο έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος ενός απλού μετατροπέα με βάση όσα περιγράφηκαν στις υποενότητες 3.6.1 και 3.6.2. Στη συνέχεια προσομοιώνεται μια γραμμή HVdc με βάση το σχήμα 3.14 και ο έλεγχος της μοντελοποιείται. Τέλος, προσομοιώνονται οι δύο παραλλαγές ελέγχου που παρουσιάζονται στις υποενότητες 3.6.6 και 3.6.7 για να διαπιστωθεί εάν προσφέρουν ικανοποιητικά αποτελέσματα.

### 7.2 Στοιχεία δικτύου HVdc

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα διάφορα συστατικά στοιχεία που απαρτίζουν το υπό προσομοίωση σύστημα HVdc. Η γραμμή HVdc των προσομοιώσεων έχει ονομαστική ισχύ 400MW και dc τάση  $\pm 150\text{kV}$ . Οι παράμετροι της γραμμής και πολλές από τις παραμέτρους του συστήματος στηρίχθηκαν στο [5]. Συγκεκριμένα, θεωρήθηκε πως  $R = 0.027\text{Ohm/km}$  και  $L = 0.223\text{mH/km}$  για μια γραμμή 100km. Η επιλογή των χωρητικότητων της γραμμής μεταφοράς σχολιάζεται σε ξεχωριστή υποενότητα. Γενικά, όλες οι παράμετροι των συστημάτων που προσομοιώθηκαν παρουσιάζονται στο παράρτημα Β'1.

#### 7.2.1 Μετατροπέας δύο επιπέδων

Όπως σχολιάστηκε στην ενότητα 3.5, για τη μοντελοποίηση των μετατροπέων στα άκρα της γραμμής HVdc κατά τις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιήθηκε το ενσωματωμένο μοντέλο μετατροπέα δύο επιπέδων του PowerFactory. Αναφέρθηκε όμως πως

επειδή πραγματοποιούνται προσομοιώσεις μέσω των τιμών, ο μετατροπέας ουσιαστικά λειτουργεί σαν ελεγχόμενη πηγή τάσης θεμελιώδους συνιστώσας. Κατ' αυτόν τον τρόπο, η συμπεριφορά του μετατροπέα δεν διαφέρει πολύ από αυτή ενός μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων. Επειδή λοιπόν οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων βρίσκονται στο κέντρο της έρευνας και της μελλοντικής εφαρμογής για τις γραμμές VSC-HVdc, η διαστασιολόγηση του συστήματος γίνεται με βάση τη βιβλιογραφία για τους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων.

Στο ενσωματωμένο μοντέλο του PowerFactory αναφέρεται πως ο ορισμός των τάσεων εξόδου γίνεται με χρήση της μεθόδου SPWM. Η μέθοδος αυτή περιγράφηκε στην ενότητα 3.5. Στα σχήματα 7.1 και 7.2 παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης της μεθόδου σε περιβάλλον Matlab/Simulink για έναν μετατροπέα δύο επιπέδων, προκειμένου να αναδειχθεί ο τρόπος λειτουργίας της. Η διακοπτική συχνότητα που χρησιμοποιείται είναι ακριβώς για αυτό το λόγο πολύ χαμηλή (500Hz), ενώ στις πραγματικές εφαρμογές η τάξη μεγέθους της είναι τουλάχιστον δεκαπλάσια. Βέβαια, για την προσομοίωση μέσω των τιμών ενδιαφέρον έχει το τελικό μοντέλο μέσω των τιμών του μετατροπέα που ελέγχεται με τη μέθοδο SPWM, όπως αυτό περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.30).

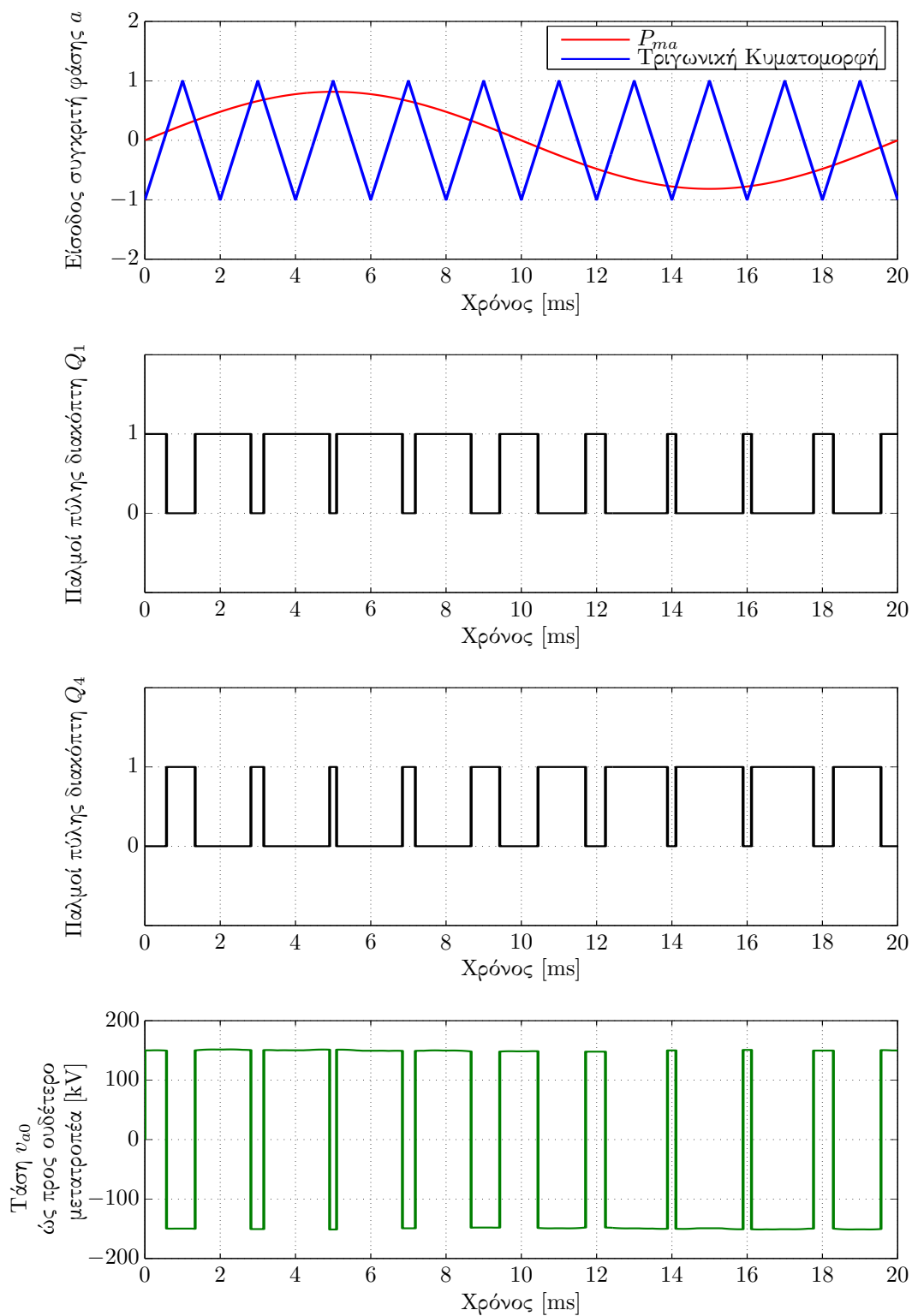
Η διαστασιολόγηση του μετατροπέα σε κάθε πλευρά της γραμμής εξαρτάται από τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Γενικά, ο μετατροπέας σε κάθε πλευρά οφείλει να ικανοποιεί μια καμπύλη δυνατοτήτων της μορφής 2.7. Με βάση λοιπόν τις απαιτήσεις του συστήματος, καθορίζεται και η διαστασιολόγηση του μετατροπέα. Στο σύστημα που προσομοιώθηκε, η γραμμή HVdc είναι των 400MW και ο μετατροπέας σε κάθε πλευρά έχει ονομαστική ισχύ τα 500MVA, με ονομαστική ac τάση 150kV και dc τάση 300kV.

### 7.2.2 Μετασχηματιστής ac

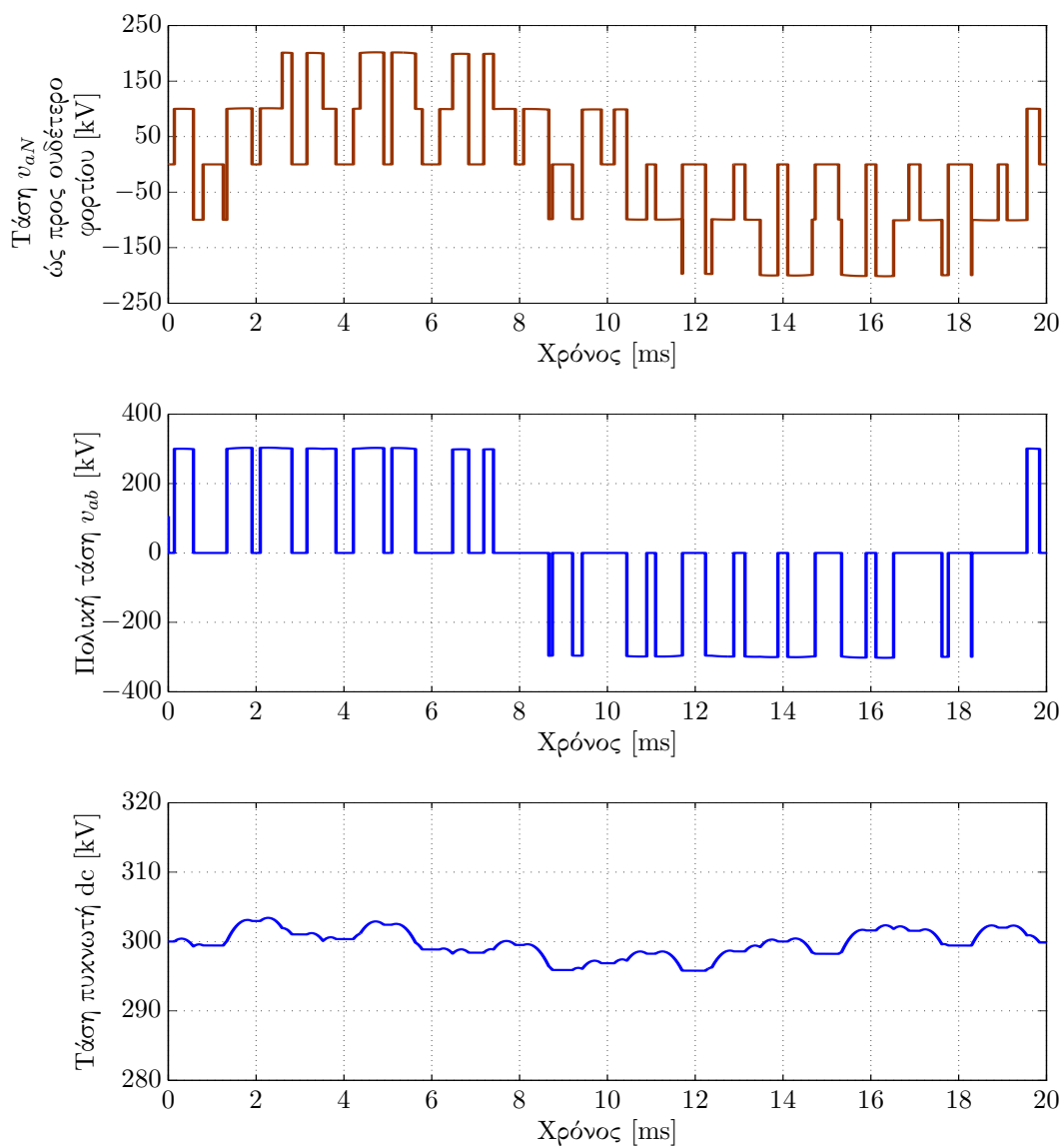
Οι μετασχηματιστές υπάρχουν σε κάθε άκρη της γραμμής HVdc προκειμένου να προσαρμοστεί η τάση του δικτύου στα επίπεδα τάσης του μετατροπέα. Ο σχεδιασμός του μετασχηματιστή εξαρτάται εκτός από τα επίπεδα τάσης και από άλλες παραμέτρους, όπως η απαιτούμενη μεταφορική ικανότητα ισχύος και η ανάγκη περιορισμού του ρεύματος βραχυκύκλωσης (παρότι η τελευταία απαίτηση ικανοποιείται ταχύτατα από τον έλεγχο των μετατροπέων στο απλό δίκτυο που υλοποιείται). Ο μετασχηματιστής συνήθως είναι εφοδιασμένος με taps για να μεταβάλλει εντός κάποιων ορίων το λόγο μετασχηματισμού του, βοηθώντας έτσι στη ρύθμιση του επιπέδου τάσης. Παρόλα αυτά, στο μικρό χρονικό διάστημα των φαινομένων που εξετάζονται, τα taps δεν αναμένεται να ενεργήσουν. Ένας μετασχηματιστής με συνδεσμολογία τριγώνου στο ένα τύλιγμα βοηθάει στην βραχυκύκλωση των αρμονικών τρίτης τάξης, ώστε να μην εισέλθουν στο σύστημα μεταφοράς. Βέβαια, στις γραμμές μεταφοράς HVdc με μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων το αρμονικό περιεχόμενο είναι αρκετά χαμηλό και εάν χρειαστεί χρησιμοποιείται και ac φίλτρο.

### 7.2.3 Πηνίο μετατροπέα και φίλτρα ac

Το πηνίο του μετατροπέα είναι ένα από τα πιο σημαντικά στοιχεία του κυκλώματος. Σκοπός του είναι να καταστήσει δυνατό τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Μέσω των τάσεων



Σχήμα 7.1: Εφαρμογή διαμόρφωσης SPWM στην τοπολογία του σχήματος 3.7 με διακοπτική συχνότητα  $T_s = 500\text{Hz}$  για ανάδειξη της λειτουργίας της μεθόδου.



Σχήμα 7.2: Εφαρμογή διαμόρφωσης SPWM στην τοπολογία του σχήματος 3.7 με διακοπτική συχνότητα  $T_s = 500\text{Hz}$  για ανάδειξη της λειτουργίας της μεθόδου. (Συνέχεια)

στις δύο πλευρές του πηνίου (η μία εκ των οποίων επιβάλλεται από τον μετατροπέα και η άλλη μετράται) καθορίζεται η ροή ενεργού ισχύος στην HVdc γραμμή, αλλά και άεργου ισχύος που παράγει ή απορροφά ο μετατροπέας. Επίσης χρησιμεύει στον περιορισμό του ρεύματος βραχυκύκλωσης, όπως και η αντίδραση του μετασχηματιστή. Τέλος, λειτουργεί σαν φίλτρο αρμονικών ρεύματος που προκαλούνται από τη διακοπτική λειτουργία του μετατροπέα. Τυπικές τιμές αυτεπαγωγής του πηνίου είναι 10 – 20% ανά μονάδα για εφαρμογές HVdc.

Τα φίλτρα ac χρησιμοποιούνται αποκλειστικά για τη μείωση του αρμονικού περιεχομένου της εξόδου του μετατροπέα. Ένα από τα πλεονεκτήματα της χρήσης μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων είναι πως η ανάγκη για φίλτρα ac έχει σχεδόν εξαλειφθεί [7]. Οι τυπικές απαιτήσεις αρμονικής παραμόρφωσης (όπως  $THD < 2\%$  στο σημείο σύνδεσης) συνήθως πληρούνται και χωρίς χρήση φίλτρου. Παρόλα αυτά, στις περιπτώσεις που χρησιμοποιείται φίλτρο, η πιο συνηθισμένη λύση είναι το φίλτρο  $LC$ . Σαν αυτεπαγωγή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και το πηνίο του μετατροπέα. Κατά την εκτέλεση *rms* προσομοιώσεων, όπου οι αρμονικές έτσι κι αλλιώς αγνοούνται, η μόνη επίδραση του πυκνωτή είναι να εισάγει μικρή ποσότητα άεργου ισχύος στο σημείο σύνδεσής του.

#### 7.2.4 Πυκνωτής dc

Ο ρόλος της χωρητικότητας της γραμμής HVdc είναι αρκετά σημαντικός. Σε περιπτώσεις που η ισορροπία ισχύος διαταραχθεί μεταξύ των δύο άκρων της γραμμής, η απαιτούμενη ενέργεια θα προέλθει από φόρτιση ή αποφόρτιση της χωρητικότητας. Στην περίπτωση χρήσης μετατροπέα δυο επιπέδων, η χωρητικότητα συνδέεται σε κάθε πόλο. Στην περίπτωση μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων η χωρητικότητα ενσωματώνεται στα cells του μετατροπέα, όπως αναπαραστάθηκε στο σχήμα 2.12. Με αυτό τον τρόπο δημιουργείται μια ισοδύναμη συνολική χωρητικότητα.

Ανταγωνιστικοί παράγοντες καθορίζουν τη διαστασιολόγηση του πυκνωτή. Κατ' αρχάς, ένας μικρός πυκνωτής έχει μικρή σταθερά χρόνου, επομένως επιτρέπει την ταχύτατη μεταβολή της τάσης του και συνεπώς το γρήγορο έλεγχο ισχύος όταν χρειάζεται. Παρόλα αυτά, λόγω της χρήσης PWM στους μετατροπέες της γραμμής, ο πυκνωτής επιβαρύνεται με αρμονικό ρεύμα που οδηγεί σε διακυμάνσεις στην dc τάση (dc voltage ripple). Οι διακυμάνσεις αυτές πρέπει να είναι αρκετά μικρές ώστε η dc τάση να παραμένει πρακτικά σταθερή. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση πυκνωτή αυξημένου μεγέθους. Ένα επιπρόσθετο πλεονέκτημα της χρήσης μεγάλου πυκνωτή είναι πως λόγω των μικρών διακυμάνσεων της τάσης και άρα των μικρότερων ρευμάτων, θα έχει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής.

Ένας παράγοντας αξιολόγησης του μεγέθους του πυκνωτή είναι η σταθερά χρόνου του πυκνωτή:

$$\tau = \frac{1}{2} \frac{CV_{dc}^2}{S_N} . \quad (7.1)$$

Η σταθερά αυτή δίνει το χρόνο που χρειάζεται να φορτιστεί ο πυκνωτής σε τάση  $V_{dc}$ , εάν τον τροφοδοτεί πηγή σταθερής ισχύος  $S_N$ . Ο αριθμητής συνεπώς εκφράζει την αποθηκευμένη ενέργεια του πυκνωτή με τάση  $V_{dc}$ . Ενδεικτικές τιμές της σταθεράς αυτής για τη χωρητικότητα

του μετατροπέα στο κάθε άκρο της γραμμής είναι 30–40kJ/MVA (όπου τα MVA αναφέρονται στη διαστασιοποίηση του μετατροπέα)[18]. Για έναν μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων η τιμή αυτή δίνει μέγιστο dc ripple της τάξεως του 10% [18].

Με βάση την παραπάνω παραδοχή, επιλέχθηκε για το σύστημα προσομοίωσης χωρητικότητα  $C = 400\mu\text{F}$  (με βάση το σχήμα 3.14). Η τιμή αντιστοιχεί σε μια σταθερά χρόνου 36kJ/MVA. Επομένως ικανοποιεί τις παραπάνω απαιτήσεις. Βέβαια, οι προσομοιώσεις στο πρόγραμμα DIgSILENT PowerFactory που θα παρουσιαστούν βασίζονται σε μοντέλα μέσω τιμών, επομένως η επίδραση των διακοπτικών φαινομένων αμελείται και δεν οδηγεί σε dc ripple. Παρόλα αυτά, προκειμένου η υλοποίηση να ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα, είναι σημαντική η σωστή επιλογή πυκνωτή.

### 7.2.5 Δίκτυο ac

Με βάση μια καθιερωμένη σύμβαση, για απλοποίηση ένα ac δίκτυο όπως αυτά στα οποία συνδέεται η κάθε πλευρά της γραμμής HVdc, συχνά αναπαρίσταται με το ισοδύναμο Thevenin (ισοδύναμη πηγή  $E_{thevenin}$  και σύνθετη αντίσταση  $Z$ ). Στην περίπτωση που η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin του δικτύου είναι υψηλή, η τάση του δικτύου  $V_{grid}$  θα διαφοροποιείται πολύ από την τάση της πηγής Thevenin εξαιτίας της πτώσης τάσης που προκαλεί η ροή ισχύος στην αντίσταση αυτή. Ένα τέτοιο δίκτυο θεωρείται αδύναμο δίκτυο (weak grid). Στην περίπτωση αντιθέτως που η σύνθετη αντίσταση Thevenin είναι μικρή, τότε η τάση του δικτύου θα διαφοροποιείται πολύ λίγο από την ιδανική πηγή τάσης  $E_{thevenin}$ , οπότε το ίδιο το δίκτυο έχει τάση σχεδόν σταθερή και θεωρείται ισχυρό.

Ένα μέτρο για την ποσοτικοποίηση του πόσο ισχυρό είναι ένα δίκτυο το οποίο συνδέεται με μια γραμμή HVdc, αποτελεί ο λόγος βραχυκύκλωσης (Short-Circuit Ratio, SCR), ο οποίος ορίζεται σαν ο λόγος της ισχύος βραχυκύκλωσης του δικτύου μετρημένη στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα προς την ονομαστική ενεργό ισχύ της γραμμής dc [31].

$$SCR = \frac{S_{ac}}{P_{dc,N}} \quad (7.2)$$

όπου η ισχύς βραχυκύκλωσης μετά το φίλτρο του μετατροπέα είναι  $S_{ac}$  και η ονομαστική ισχύς της γραμμής HVdc είναι  $P_{dc,N}$ . Η ισχύς βραχυκύκλωσης ισούται με το πηλίκο του τετραγώνου του πλάτους της τάσης του ζυγού  $V_{ac}$  προς το μέτρο της ισοδύναμης αντίστασης Thevenin  $Z_{thevenin}$  στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα προς την πλευρά του δικτύου ac. Επειδή το δίκτυο μεταφοράς είναι κυρίως επαγωγικό, η σύνθετη αντίσταση Thevenin αυτή μπορεί να θεωρηθεί μια επαγωγή  $L_{thevenin}$ , οπότε τελικά προκύπτει:

$$S_{ac} = \frac{V_{ac}^2}{Z_{thevenin}} = \frac{V_{ac}^2}{\omega_{grid}L_{thevenin}} \quad (7.3)$$

όπου  $\omega_{grid}$  η θεμελιώδης συχνότητα του δικτύου. Εάν τέλος η τάση του ζυγού θεωρηθεί πρακτικά ονομαστική  $V_{ac} = V_N$  και χρησιμοποιηθεί το ανά μονάδα σύστημα για την έκφραση της αυτεπαγωγής  $X_{thevenin} = \omega_{grid}L_{thevenin}$  με βάση ισχύος  $S_B$  και βάση τάσης  $V_N$ , τότε ο λόγος βραχυκύκλωσης θα δίνεται από:



$$SCR = \frac{S_B}{P_{dc,N} X_{thevenin}} \quad (7.4)$$

Τιμές του λόγου βραχυκύκλωσης για ένα ισχυρό δίκτυο είναι τυπικά μεγαλύτερες του 3. Ένα αδύναμο δίκτυο θα έχει λόγο βραχυκύκλωσης 2 – 3, ενώ για τιμές μικρότερες του 2 το δίκτυο θεωρείται πολύ ασθενές.

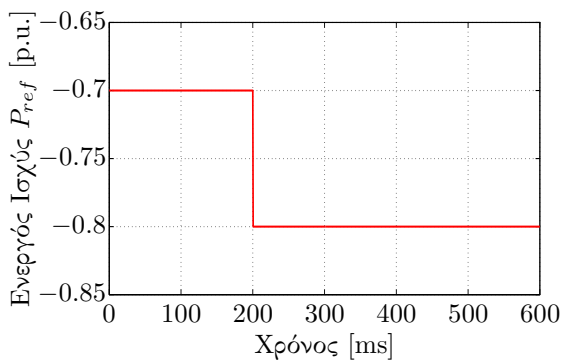
### 7.3 Προσομοίωση ελέγχου μεμονωμένου μετατροπέα

Σε πρώτη φάση υλοποιήθηκε στο πρόγραμμα DigSILENT PowerFactory προσομοίωση του διανυσματικού ελέγχου ενός απλού μετατροπέα. Ο μετατροπέας έχει ονομαστική ισχύ 500MVA, ονομαστική ac πολική τάση 150kV και dc τάση 300kV. Οι υπόλοιπες παράμετροι της προσομοίωσης δίνονται στο παράρτημα Β'.1. Η διάταξη που υλοποιήθηκε είναι αυτή του σχήματος 3.10 στη σελίδα 62. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δίνονται στο σχήμα 7.3.

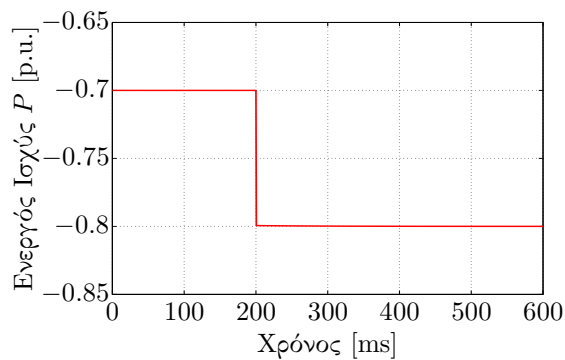
Η μεταβολή της αναφοράς ενεργού ισχύος είναι η πιο χαρακτηριστική λειτουργία που χρειάζεται να επιτελέσει ένας μετατροπέας, οπότε η επιβεβαίωση της ορθής σχεδίασης των ελεγκτών στηρίχθηκε σε αυτό. Κατά την πραγματοποίηση της προσομοίωσης ο μετατροπέας ήταν συνδεδεμένος με ένα ισχυρό δίκτυο ( $SCR=25$ ). Όλα τα μεγέθη παρουσιάζονται, για ευκολία στην κατανόηση, στο ανά μονάδα σύστημα. Βασική ισχύς θεωρείται η ονομαστική ισχύς των μετατροπέων (500MVA).

Στην αριστερή στήλη των πρώτων οκτώ γραφικών του σχήματος 7.3 παρουσιάζονται οι αναφορές των διαφόρων σημάτων, ενώ στη δεξιά οι μετρούμενες τιμές τους. Η ενεργός ισχύς μεταβάλλεται από  $-0.7p.u.$  σε  $-0.8p.u.$ . Οι αναφορές και οι μετρήσεις ακολουθούν σύμβαση φορτίου, δηλαδή θετικό θεωρείται το ρεύμα που εισέρχεται στο μετατροπέα. Επομένως αρνητικές τιμές  $P$  υποδηλώνουν παραγωγή ενεργού ισχύος από το μετατροπέα. Παρατηρούμε πως η μεταβολή της ενεργού ισχύος επηρεάζει αμελητέα την άεργο ισχύ ( $< 0.1\%$  μεταβολή άεργου ισχύος από την αναφορά της  $0.2p.u.$ ). Αυτό είναι αποτέλεσμα του διανυσματικού ελέγχου (ανεξάρτητος έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος).

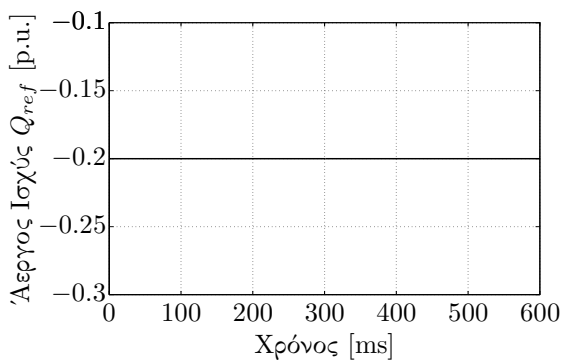
Το ρεύμα  $i_d$  που σχετίζεται με την ενεργό ισχύ κάνει αντίστοιχη μεταβολή με αυτή της ισχύος, ενώ το ρεύμα  $i_q$  παραμένει ουσιαστικά σταθερό. Επιπλέον παρουσιάζονται οι συντελεστές διαμόρφωσης SPWM του μετατροπέα  $P_{md}$  και  $P_{mq}$ . Οι συντελεστές αυτοί ουσιαστικά καθορίζουν την τάση εξόδου του μετατροπέα  $u_d, u_q$ . Παρατηρούμε πως η βηματική μεταβολή ισχύος προκαλεί μόνιμη μεταβολή στο συντελεστή  $P_{mq}$  (δηλαδή στη συνιστώσα  $u_q$ ). Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο από τις σχέσεις (3.36), καθώς στη μόνιμη κατάσταση που η παράγωγος είναι μηδενική και για  $L = 0$ , η επιθυμητή μεταβολή στο  $i_d$  (για την αύξηση της ενεργού ισχύος) επιτυγχάνεται με μεταβολή της συνιστώσας  $u_q$ . Η τάση του δικτύου  $v$  παραμένει σχεδόν σταθερή. Αυτό είναι χαρακτηριστικό ενός ισχυρού δικτύου. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα εξεταστούν και περιπτώσεις ασθενών δικτύων, ώστε να εντοπιστεί η διαφορά.



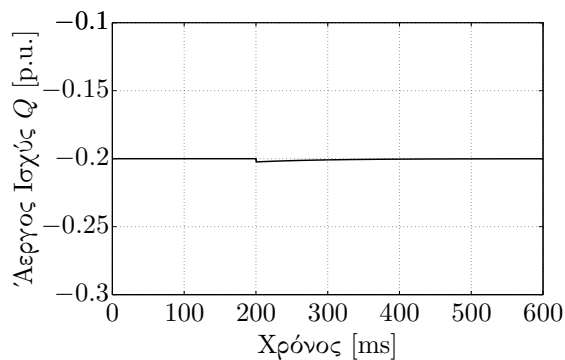
(α') Αναφορά ελεγχτή ενεργού ισχύος.



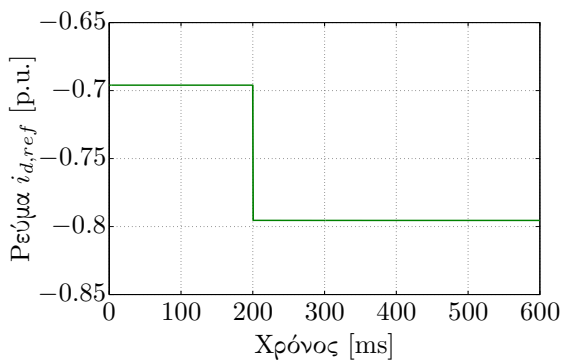
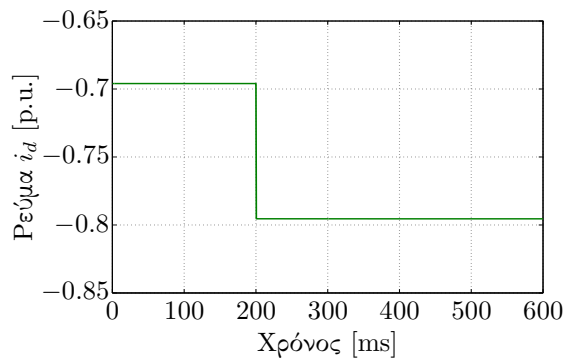
(β') Ενεργός ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα.

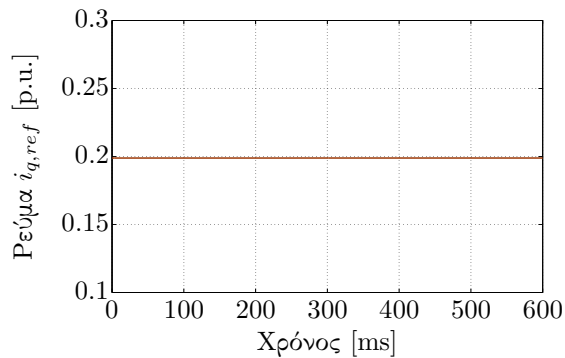


(γ') Αναφορά ελεγχτή άεργου ισχύος.

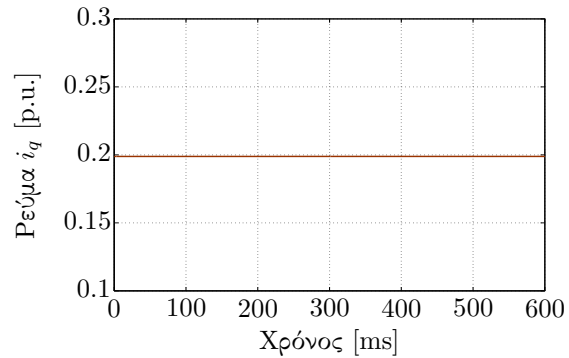


(δ') Άεργος ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα.

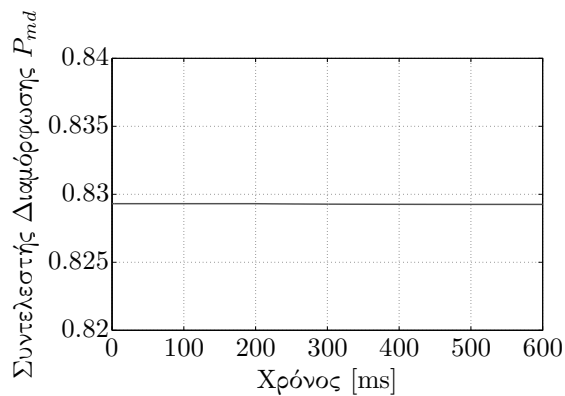
(ε') Αναφορά συνιστώσας  $i_d$  ρεύματος εξόδου μετατροπέα. Έξοδος του ελεγχτή ενεργού-άεργου ισχύος και είσοδος στον ελεγχτή ρεύματος.(ς') Ρεύμα  $i_d$  μετρούμενο στην έξοδο του μετατροπέα.



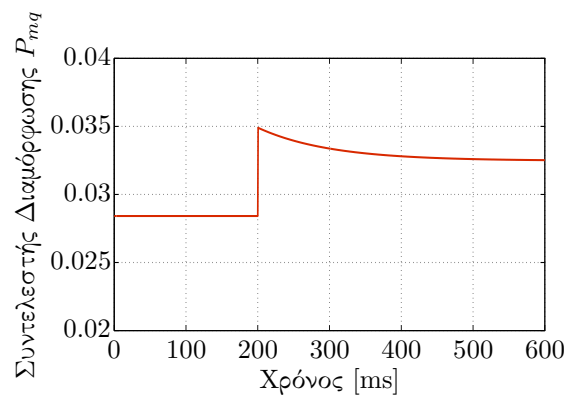
(ζ') Αναφορά συνιστώσας  $i_q$  ρεύματος εξόδου μετατροπέα. Έξοδος του ελεγκτή ενεργού-άεργου ισχύος και είσοδος στον ελεγκτή ρεύματος.



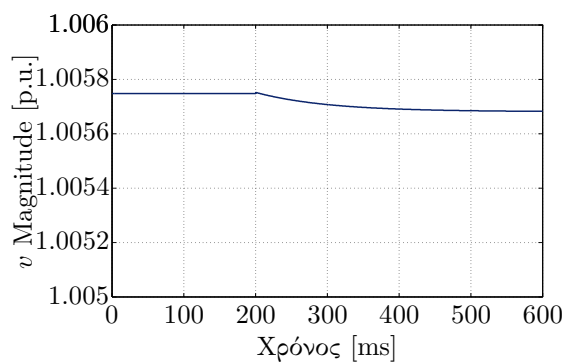
(η') Ρεύμα  $i_q$  μετρούμενο στην έξοδο του μετατροπέα.



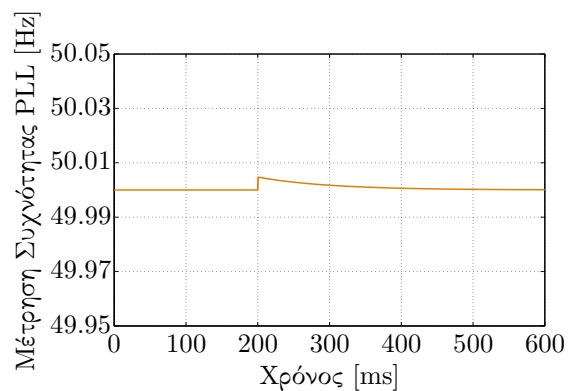
(θ') Συντελεστής διαμόρφωσης PWM  $P_{md}$  του μετατροπέα.



(ι') Συντελεστής διαμόρφωσης PWM  $P_{mq}$  μετατροπέα.



(ια') Τάση ac στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα.



(ιβ') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα.

Σχήμα 7.3: Προσομοίωση ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος απλού μετατροπέα ιδανικής πηγής τάσης (ισχυρό δίκτυο, SCR=25). Όλες οι μετρήσεις ηλεκτρικών μεγεθών πραγματοποιούνται στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα.

## 7.4 Προσομοίωση ελέγχου συστήματος VSC-HVdc

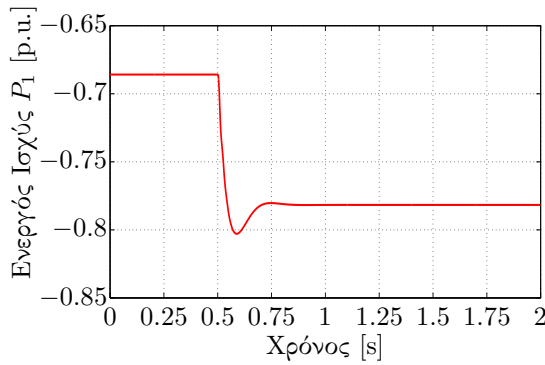
Στη συνέχεια προσομοιώνεται το σύστημα του σχήματος 3.14. Αυτό αποτελείται από μια γραμμή HVdc με μετατροπείς στα δύο άκρα, που συνδέονται σε δύο δίκτυα ac μέσω μετασχηματιστών. Η γραμμή dc είναι ονομαστικής ισχύος 400MW και τάσης  $\pm 300\text{kV}$  και καθένας από τους μετατροπείς είναι όμοιος με τον μετατροπέα της προηγούμενης ενότητας (500MVA, 300kV dc, 150kV ac). Σε πρώτη φάση τα δύο δίκτυα στα οποία συνδέεται ο μετατροπέας είναι ισχυρά ( $SCR = 25$ ).

Η στρατηγική ελέγχου η οποία έχει περιγραφεί για το σχήμα 3.14 τίθεται σε εφαρμογή. Ο μετατροπέας VSC 1 ελέγχει τη dc τάση και την άεργο ισχύ που εγχέεται στο δίκτυο 1, ενώ ο μετατροπέας VSC 2 ελέγχει την ενεργό ισχύ και την ac τάση του δικτύου 2. Για την επαλήθευση της σωστής λειτουργίας των ελεγκτών, εκτελείται προσομοίωση με μεταβατικό της ενεργού ισχύος  $P_{2,ref}$ , εντολή η οποία τροφοδοτείται στον έλεγχο του μετατροπέα VSC 2. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα σχήματα 7.4, 7.5 και 7.6. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο ανά μονάδα σύστημα. Ακολουθήθηκε σύμβαση φορτίου για τους μετατροπείς, δηλαδή θετικό ρεύμα (ή ισχύς) αντιστοιχεί σε ρεύμα (ή ισχύ) εισερχόμενο στην ac πλευρά του μετατροπέα.

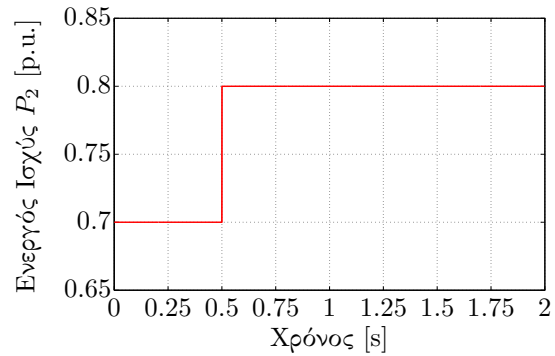
Η αναφορά της ενεργού ισχύος μεταβάλλεται από 0.7 σε 0.8 ανά μονάδα. Παρατηρούμε όντως πως η ενεργός ισχύς του μετατροπέα VSC 2  $P_2$  μεταβαίνει άμεσα στην τιμή που ελέγχεται. Παράλληλα, τα υπόλοιπα ελεγχόμενα μεγέθη παραμένουν πολύ κοντά στην ονομαστική τους τιμή: η άεργος ισχύς του μετατροπέα VSC 1, η ac τάση εξόδου του μετατροπέα VSC 2 και η dc τάση. Τα τελευταία μεγέθη παρουσιάζονται με μεγάλη εστίαση για να καταδειχθεί το μεταβατικό, παρότι η απόκλιση από την τιμή ελέγχου είναι πολύ μικρή. Τέλος, το μεταβατικό της ενεργού ισχύος μεταφράζεται για συγχρονισμένο PLL σε μεταβατικό του ρεύματος  $i_d$ , οπότε η μορφή των  $i_{d,1}$ ,  $i_{d,2}$  μοιάζει με αυτή των αντίστοιχων ενεργών ισχύων.

Ας σημειωθεί στο σημείο αυτό πως η απόκλιση μεταξύ των ενεργών ισχύων των μετατροπέων VSC 1 και VSC 2 στη μόνιμη κατάσταση οφείλεται στις απώλειες της γραμμής μεταφοράς dc. Επειδή η ροή ισχύος είναι από τον μετατροπέα VSC 2 στον VSC 1, οι τιμές ισχύος είναι μεγαλύτερες (κατ απόλυτη τιμή) στον μετατροπέα VSC 2. Επίσης, με βάση την αρχή διατήρησης της ενέργειας, η μορφολογική διαφοροποίηση των καμπύλων ενεργού ισχύος των μετατροπέων που δεν οφείλεται σε ωμικές απώλειες, προκαλείται από το μεταβατικό του πυκνωτή. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε μορφολογικά πως η υπέρθεση των γραφικών  $P_1$  και  $V_{dc,1}$  δίνει μορφή κοντινή σε αυτή της  $P_2$ . Τέλος, η διαφοροποίηση των γραφικών dc τάσης μεταξύ των μετατροπέων VSC 1 και VSC 2 οφείλεται στην πτώση τάσης λόγω της ροής ενεργού ισχύος στη γραμμή HVdc.

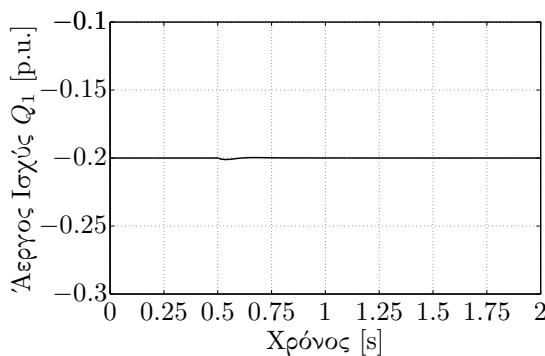
Η ισχύς των δικτύων τα οποία διασυνδέονται παίζει μεγάλο ρόλο στη συμπεριφορά των ελεγκτών. Παρόλα αυτά, ένα από τα πλεονεκτήματα της μεταφοράς VSC-HVdc έναντι της συμβατικής CSC-HVdc όπως έχει σχολιαστεί στο αντίστοιχο κεφάλαιο είναι ακριβώς η δυνατότητα ικανοποιητικής απόδοσης κατά τη σύνδεση σε αδύναμα δίκτυα. Για την επόμενη προσομοίωση, εκτελείται το ίδιο μεταβατικό με ακριβώς τους ίδιους ελεγκτές, με μόνη διαφορά την ισχύ των δύο συνδεόμενων δικτύων. Πιο συγκεκριμένα, επιλέγεται  $SCR = 2.8$ ,



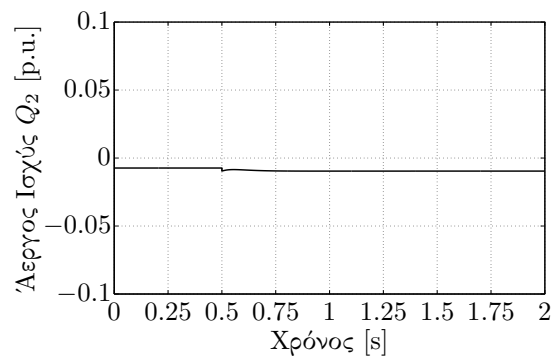
(α) Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



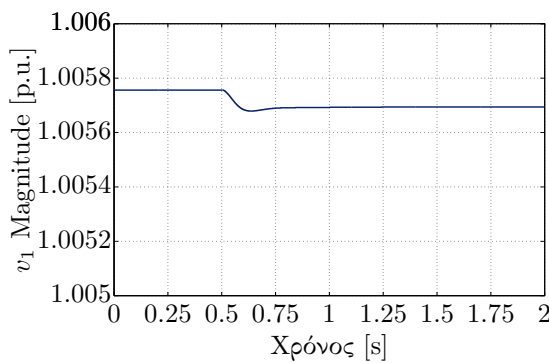
(β') Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται και τη χρονική στιγμή 0.5 s μεταβαίνει από 0.7 p.u. σε 0.8 p.u.)



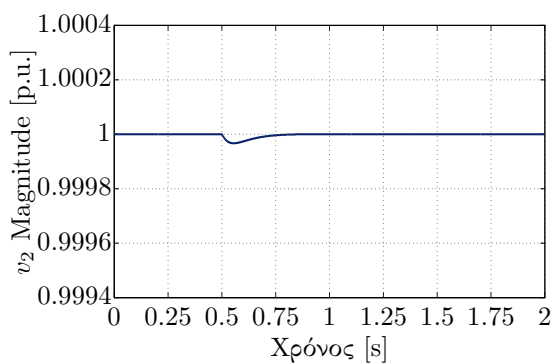
(γ) Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο -0.2 p.u.)



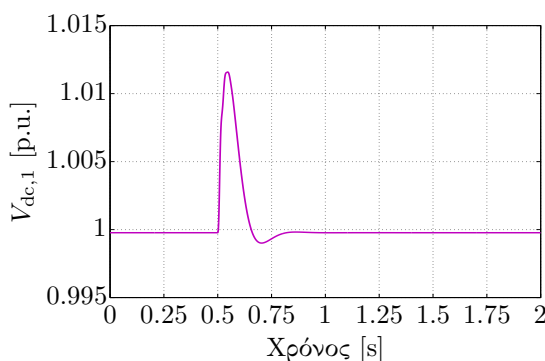
(δ) Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)



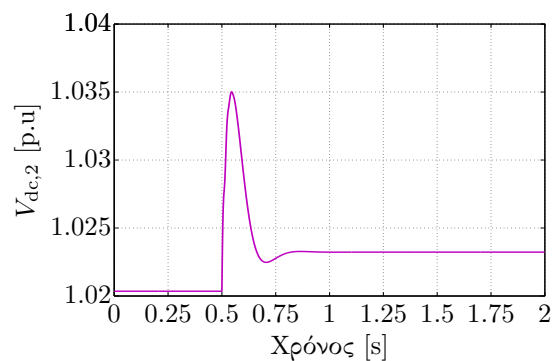
(ε) Τάση ac μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



(ς) Τάση ac μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)

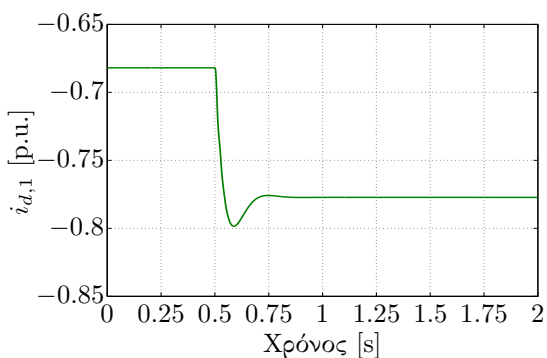


(ζ) Τάση dc μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)

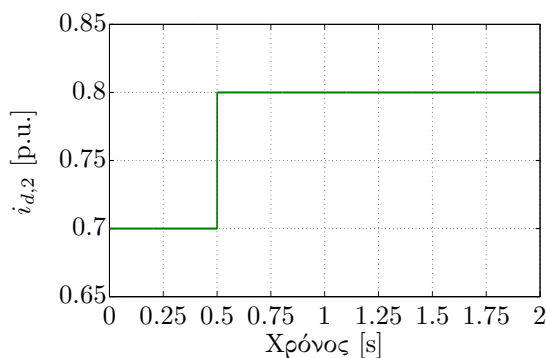


(η) Τάση dc μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)

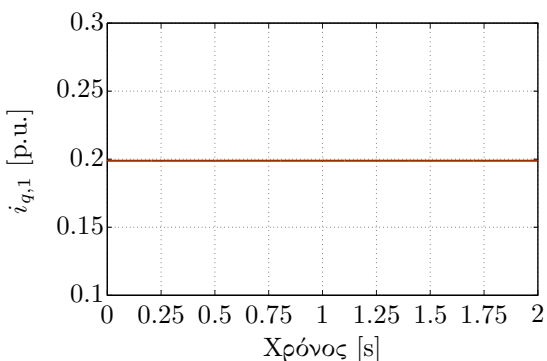
Σχήμα 7.4: Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 (ισχυρά δίκτυα, SCR=25). Τα ac μεγέθη μετρώνται στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα. Οι μετατροπείς ακολουθούν σύμβαση φορτίου.



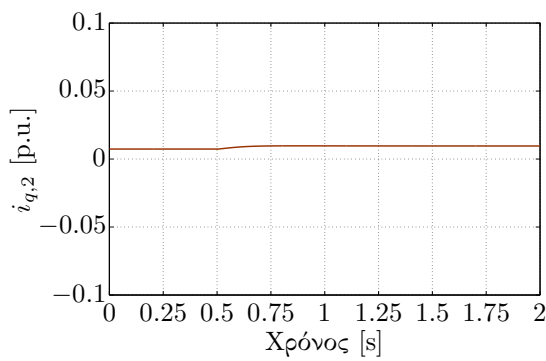
(α') Συνιστώσα άξονα  $d$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 1.



(β') Συνιστώσα άξονα  $d$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 2.

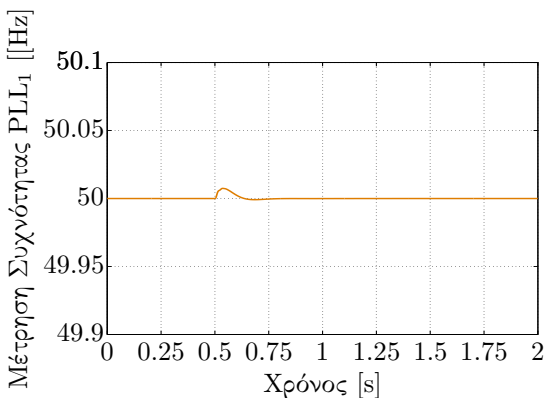


(γ') Συνιστώσα άξονα  $q$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 1.

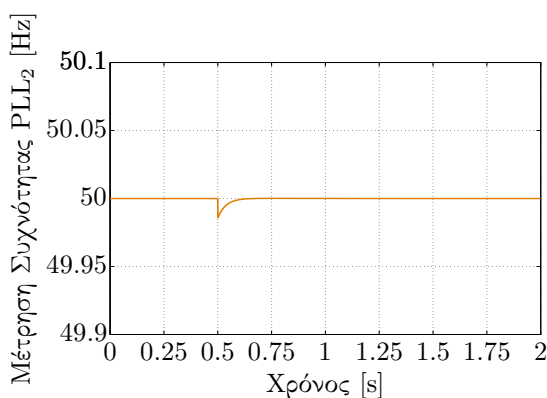


(δ') Συνιστώσα άξονα  $q$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 2.

Σχήμα 7.5: Ρεύματα εξόδου των μετατροπέων HVdc μετρημένα στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 (ισχυρά δίκτυα, SCR=25).



(α') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στο δίκτυο 1.



(β') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στο δίκτυο 2.

Σχήμα 7.6: Μετρούμενη συχνότητα δικτύων στην έξοδο του φίλτρου του κάθε μετατροπέα σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 (ισχυρά δίκτυα, SCR=25).

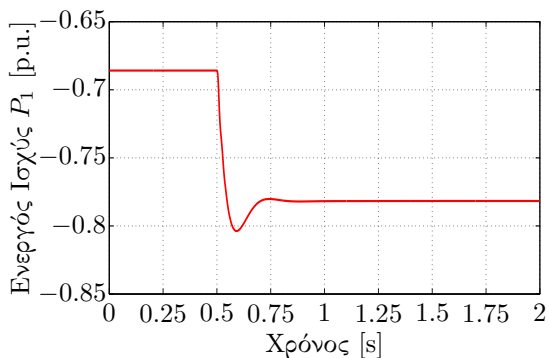
που αντιστοιχεί σε αδύναμο δίκτυο. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα σχήματα 7.7 και 7.8.

Αδύναμο δίκτυο σημαίνει εκτός των άλλων πως η τάση στην έξοδο του θα είναι πιο ευμετάβλητη σε μεταβολές ισχύος. Οι μεταβολές της τάσης επηρεάζουν και το συγχρονισμό του PLL, οπότε η αποσύζευξη ενεργού και άεργου ισχύος με βάση τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου δεν είναι τόσο ξεκάθαρη. Μια λύση στο παραπάνω πρόβλημα έχει δοθεί μέσω της παραλλαγής ελέγχου 2, που παρουσιάζεται σε επόμενη ενότητα. Προς το παρόν, παρατηρούμε πως η μετάβαση της ενεργού ισχύος  $P_2$  στη νέα τιμή της δεν είναι τόσο ακαριαία όσο στην προηγούμενη περίπτωση του ισχυρού δικτύου, παρότι παραμένει πολύ ικανοποιητική (αποκατάσταση εντός λίγων δεκάδων ms). Επίσης, η άεργος ισχύς  $Q_1$ , η οποία ελέγχεται στο  $-0.2\text{p.u.}$ , εμφανίζει μεγαλύτερη διαταραχή κατά το μεταβατικό της ενεργού ισχύος (περίπου  $0.01\text{p.u.}$ ). Το ίδιο συμβαίνει και στην διαταραχή του πλάτους της τάσης  $v_2$ , η οποία παραμένει όμως εντός αποδεκτών τιμών. Το μεταβατικό της dc τάσης αντιθέτως είναι ουσιαστικά αμετάβλητο, επειδή η δυναμική του πυκνωτή του HVdc είναι αρκετά πιο αργή από τα γρήγορα μεταβατικά του PLL και των ισχύων.

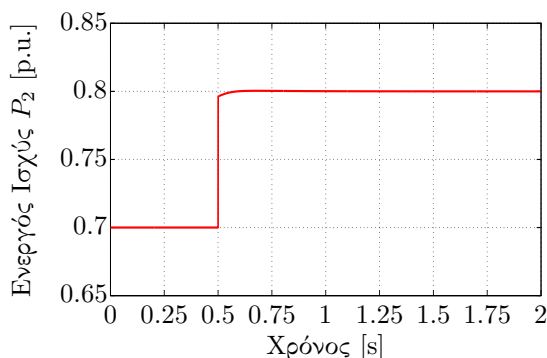
Μια άλλη παρατήρηση που είναι δυνατόν να διατυπωθεί, αφορά στη μεταβολή των μη ελεγχόμενων μεγεθών. Ενώ στο ισχυρό δίκτυο η διακύμανση τους ήταν αρκετά μικρή, στη συγκεκριμένη περίπτωση η συμπεριφορά των μη ελεγχόμενων από τους μετατροπείς μεγεθών είναι εξαρτώμενη από το δίκτυο. Αυτό είναι ένα πρόβλημα που ανεξαρτήτως του τρόπου ελέγχου του μετατροπέα δεν μπορεί να επιλυθεί καθαρά και μόνο λόγω των βαθμών ελευθερίας ελέγχου. Η μόνη δυνατή μέριμνα είναι η συνεχής καταγραφή όλων των μεγεθών και η κατάλληλη τροποποίηση του ελέγχου σε περιπτώσεις που καταστεί αναγκαίο.

Παραδείγματος χάριν, ο μετατροπέας VSC 2 ελέγχει την ac τάση στην αναφορά της. Όταν η ροή ισχύος από το δίκτυο αυξάνεται, ουσιαστικά μεταβάλλεται η γωνία μεταξύ της τάσης  $v_2$  και της ισοδύναμης πηγής του δικτύου  $E_2$ . Η μεταβολή αυτή, όσο μεγαλύτερη είναι η ισοδύναμη αντίδραση του δικτύου, τόσο περισσότερο θα επηρεάζει και την άεργο ισχύ που θα εγχέεται προς το δίκτυο. Κατά συνέπεια η μεταβολή στην άεργο ισχύ  $Q_2$  είναι αναπόφευκτη.

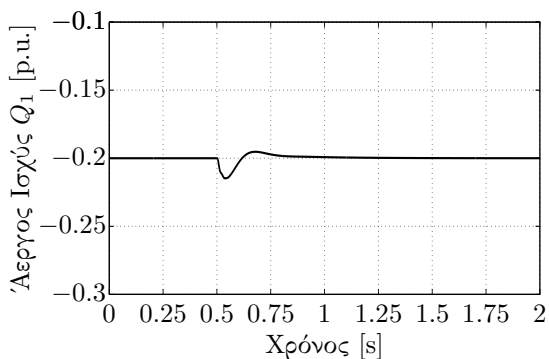
Σαν ένα τελευταίο παράδειγμα για την επαλήθευση του ελέγχου, χρησιμοποιήθηκε μια αρκετά πιο απαιτητική αναφορά ισχύος στον μετατροπέα VSC 2. Η αναφορά επιλέχθηκε προς τιμήν του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου ως η διαχωριστική γραμμή μεταξύ ουρανού και του κτιρίου της Κεντρικής Βιβλιοθήκης, όπως φαίνεται στο σχήμα 7.9. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 7.10.



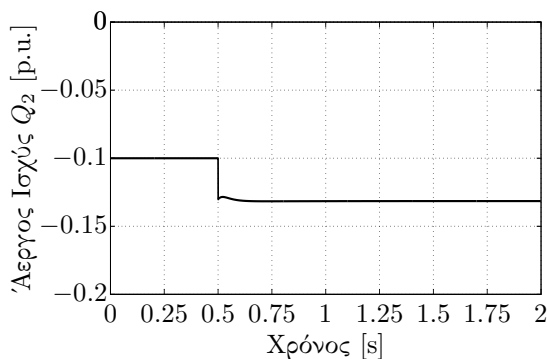
(α') Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



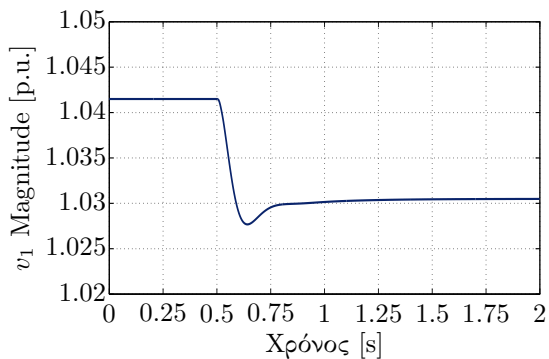
(β') Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται και τη χρονική στιγμή 0.5 s μεταβαίνει από 0.7 p.u. σε 0.8 p.u.)



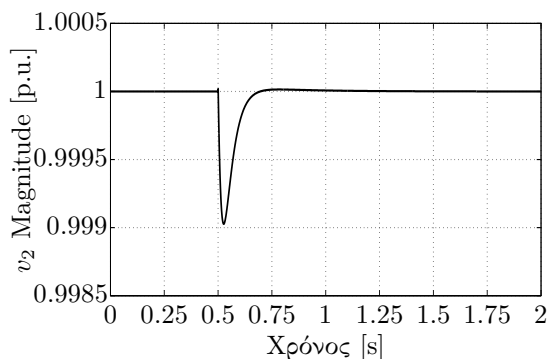
(γ') Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο -0.2 p.u.)



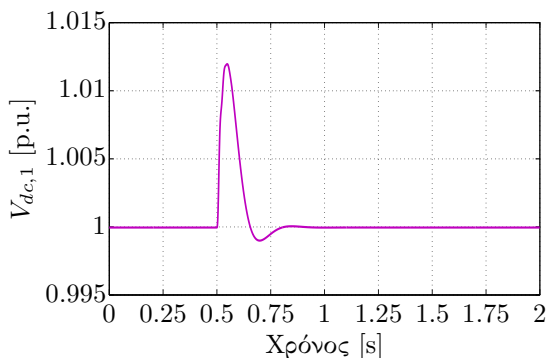
(δ') Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)



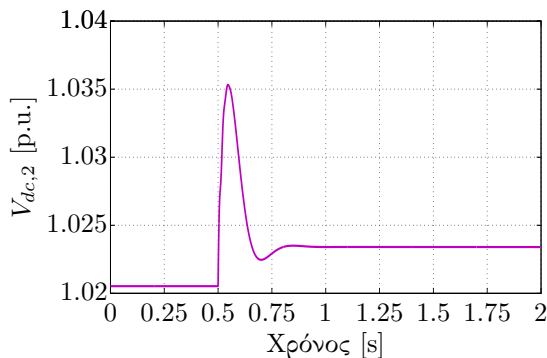
(ε') Τάση ac μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



(ς') Τάση ac μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)



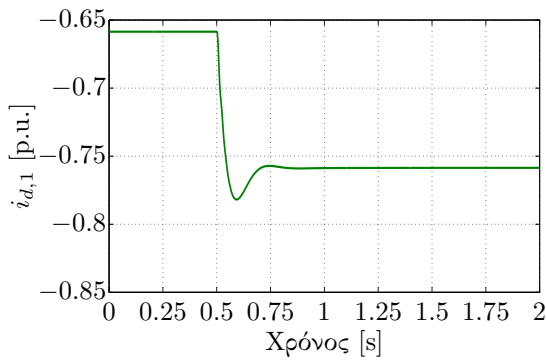
(ζ') Τάση dc μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)



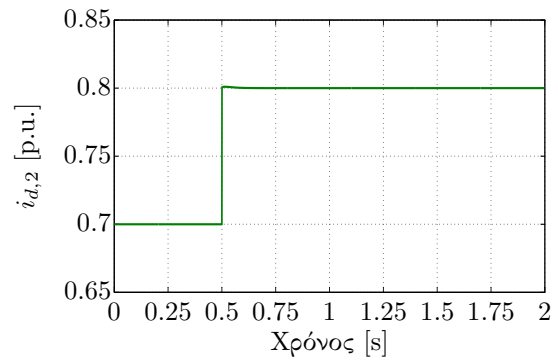
(η') Τάση dc μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)

Σχήμα 7.7: Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 (ασθενή δίκτυα, SCR=2.8). Τα ac μεγέθη μετρώνται στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα.

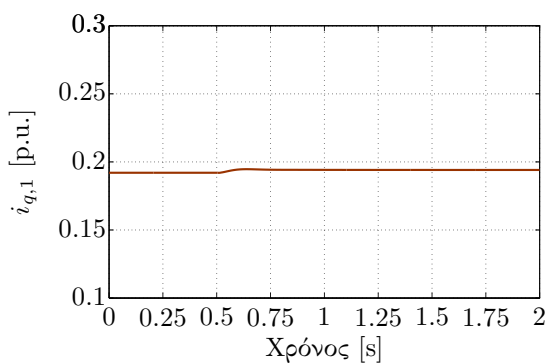




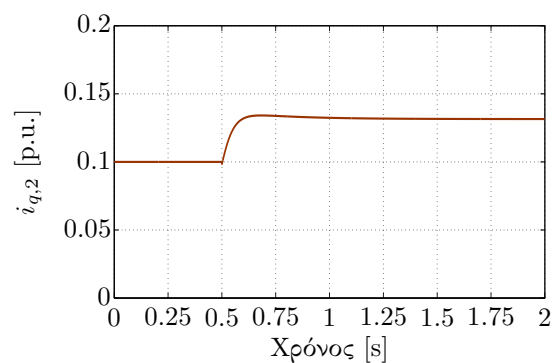
(α') Συνιστώσα άξονα  $d$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 1.



(β') Συνιστώσα άξονα  $d$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 2.



(γ') Συνιστώσα άξονα  $q$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 1.

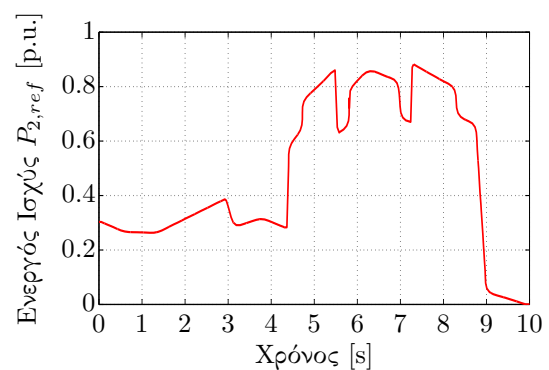


(δ') Συνιστώσα άξονα  $q$  ρεύματος εξόδου του μετατροπέα VSC 2.

Σχήμα 7.8: Ρεύματα εξόδου των μετατροπέων HVdc μετρημένα στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 (ασθενή δίκτυα, SCR=2.8).

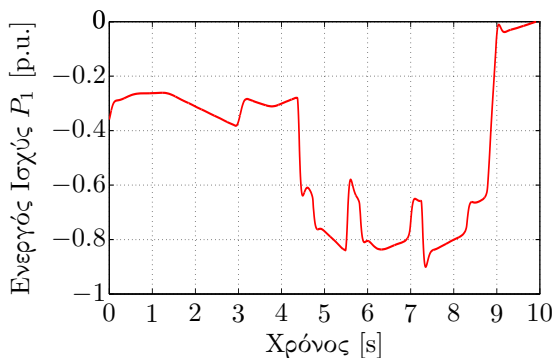


(α) Κεντρική Βιβλιοθήκη Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

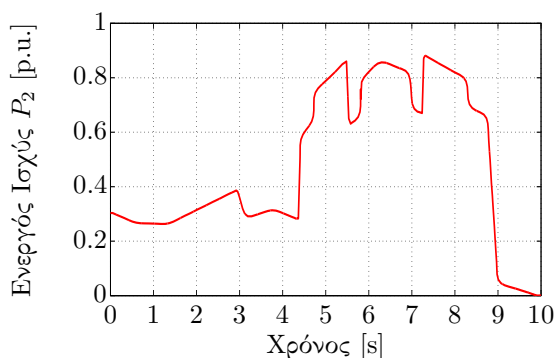


(β) Αναφορά 'κεντρικής βιβλιοθήκης' ενεργού ισχύος ελεγκτή VSC 2.

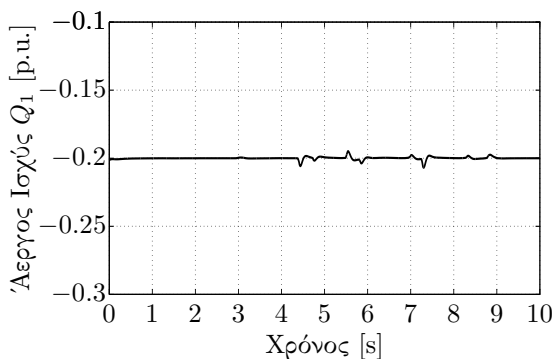
Σχήμα 7.9: Επιλογή αναφοράς ενεργού ισχύος προς τιμήν του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.



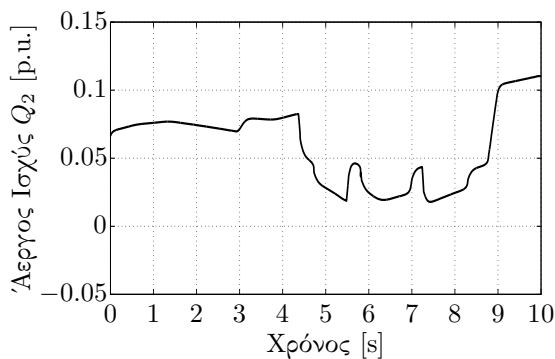
(α') Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



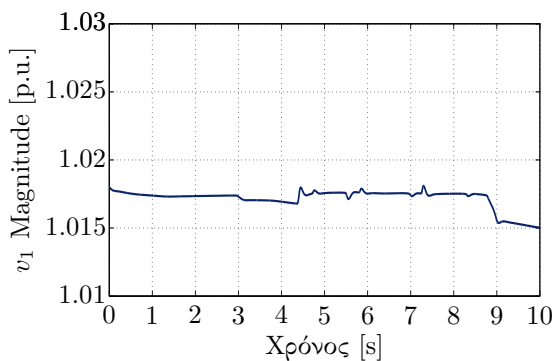
(β') Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται με βάση την αναφορά 'κεντρικής βιβλιοθήκης' ενεργού ισχύος που παρουσιάστηκε.)



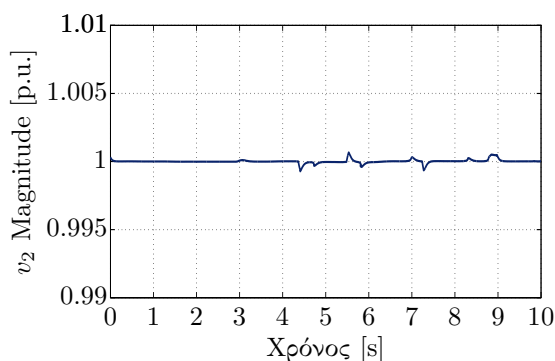
(γ') Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο -0.2 p.u.)



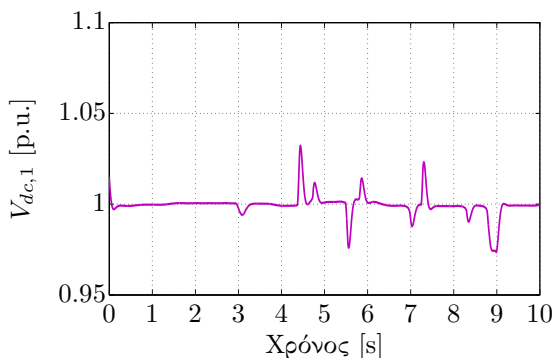
(δ') Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)



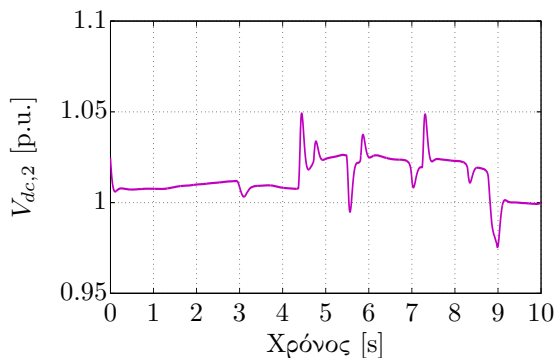
(ε') Τάση ac μετατροπέα VSC 1 (Δεν ελέγχεται)



(ς') Τάση ac μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)



(ζ') Τάση dc μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)



(η') Τάση dc μετατροπέα VSC 2 (Δεν ελέγχεται)

Σχήμα 7.10: Προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος στο σύστημα VSC-HVdc του σχήματος 3.14 με βάση την αναφορά 'κεντρικής βιβλιοθήκης' (ισχυρά δίκτυα, SCR=25).

## 7.5 Προσομοίωση παραλλαγών ελέγχου

### 7.5.1 Παραλλαγή 1<sup>η</sup>

Ο συμβατικός διανυσματικός έλεγχος, όπως περιγράφηκε, είναι μια επαρκώς θεμελιωμένη και δοκιμασμένη στρατηγική ελέγχου [25]. Μια εναλλακτική προτάθηκε στο [20] και προτείνει τον άμεσο έλεγχο ρευμάτων του μετατροπέα, όπως περιγράφεται στην ενότητα 3.6.6. Η εναλλακτική αυτή υλοποιήθηκε για τις δύο πλευρές της γραμμής HVdc και συγκρίθηκε σε μια βηματική μεταβολή ισχύος με τη συμβατική μέθοδο. Τα αποτελέσματα για τα ελεγχόμενα μεγέθη των δύο μετατροπέων παρουσιάζονται στο σχήμα 7.11.

Κατά την πραγματοποίηση της προσομοίωσης, όλοι οι ελεγκτές έμειναν ίδιοι εκτός από τον ελεγκτή ρευμάτων, ο οποίος αντικαταστάθηκε με τον προτεινόμενο ελεγκτή. Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.11, τα μεγέθη της συμβατικής και της παραλλαγμένης μεθόδου σχεδόν ταυτίζονται. Το ίδιο συμβαίνει και με τα μεγέθη που δεν αναπαρίστανται στο σχήμα. Με βάση τα αποτελέσματα αυτά, δεν προκύπτει κάποιο ιδιαίτερο πλεονέκτημα χρήσης της μεθόδου αυτής έναντι της συμβατικής για φυσιολογικές συνθήκες λειτουργίας.

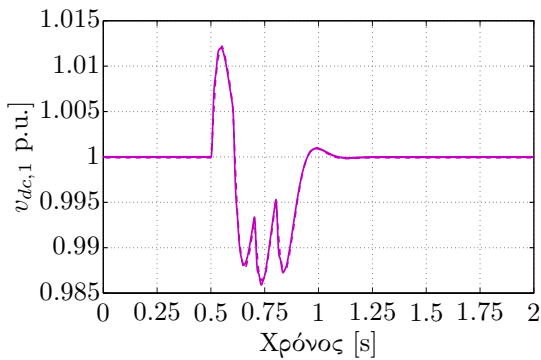
### 7.5.2 Παραλλαγή 2<sup>η</sup>

Η δεύτερη παραλλαγή ελέγχου πραγματεύεται τα προβλήματα που μπορεί να εισάγει το PLL στον έλεγχο ισχύος. Μια στρατηγική η οποία φιλοδοξεί να τα εξαλείψει είναι αυτή που περιγράφεται στην ενότητα 3.6.7. Η στρατηγική αυτή προσομοιώθηκε και η παρούσα ενότητα αναδεικνύει τα αποτελέσματα στα σχήματα 7.12 και 7.13.

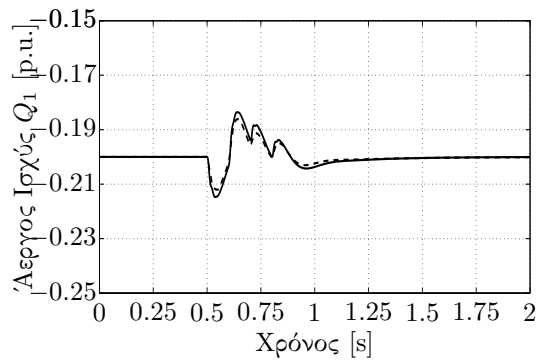
Η απόκριση του PLL επιλέχθηκε σκοπίμως προβληματική, προκειμένου να επιμηχύνει το μεταβατικό. Η μετρούμενη συχνότητα των δύο PLL φαίνεται στο σχήμα 7.12. Εκείνο που πρέπει να παρατηρηθεί είναι πως το μεταβατικό κρατάει περίπου 8 δευτερόλεπτα και για τις δύο μεθόδους (συμβατική και παραλλαγή 2), κάτι που οφείλεται στα χαμηλά κέρδη του PLL. Επίσης, το δίκτυο που επιλέχθηκε είναι κοντά στα όρια του ασθενούς δικτύου ( $SCR = 3.1$ ), ώστε να δυσχεράνει τον έλεγχο, όπως περιγράφηκε σε προηγούμενη ενότητα.

Τα υπό έλεγχο μεγέθη των δύο μετατροπέων παρουσιάζονται στο σχήμα 7.13. Με διακεκομμένη γραμμή αναπαρίστανται τα αποτελέσματα του εναλλακτικού ελέγχου, ενώ με συνεχή γραμμή του συμβατικού. Τόσο η ενεργός ισχύς, όσο και η άεργος ισχύς ρυθμίζονται πολύ πιο αποδοτικά με την εφαρμογή της παραλλαγής 2. Το μεταβατικό της dc τάσης είναι πιο αργό και δεν επηρεάζεται, ενώ η ac τάση παραμένει σε ικανοποιητικά όρια και στις δυο περιπτώσεις.

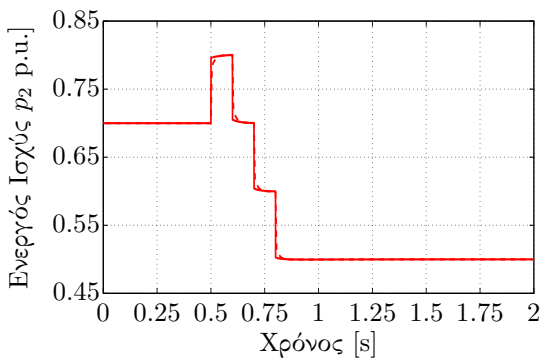
Τα συμπεράσματα τα οποία δύναται να εξαχθούν είναι δύο. Κατ' αρχάς, αναδεικνύεται η χρήση της παραλλαγής ελέγχου 2 για να βελτιώσει τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος. Δεύτερον, φαίνεται η σημασία της σωστής ρύθμισης του PLL για την αποσύζευξη ενεργού και άεργου ισχύος στον διανυσματικό έλεγχο.



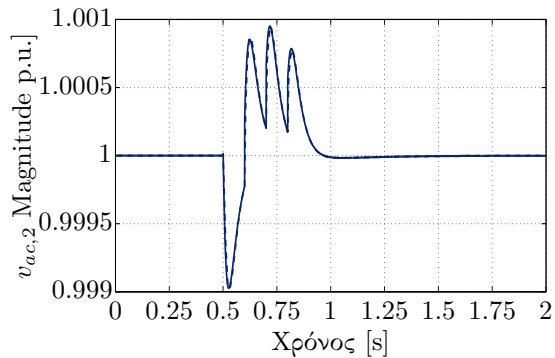
(α) Τάση dc μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)



(β) Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 1 (Ελέγχεται στο  $-0.2$  p.u.)

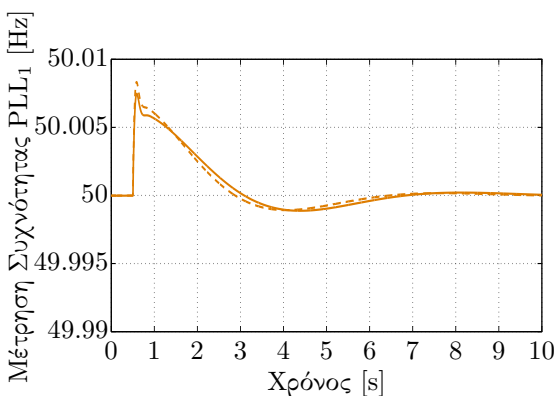


(γ) Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται και τη χρονική στιγμή 0.5 s μεταβαίνει από 0.7 p.u. σε 0.8 p.u.)

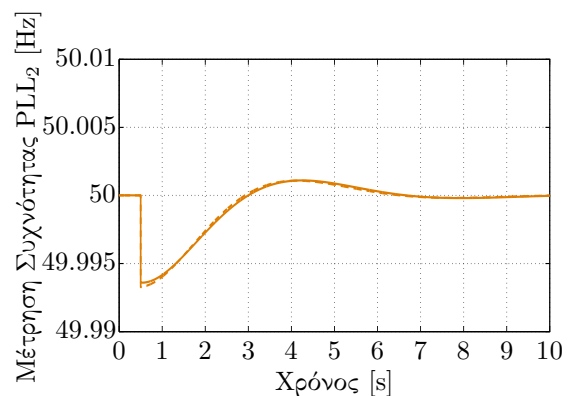


(δ) Τάση ac μετατροπέα VSC 2 (Ελέγχεται στο 1 p.u.)

Σχήμα 7.11: Ελεγχόμενα μεγέθη HVdc σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για τη συμβατική μέθοδο (συνεχής γραμμή) και την παραλλαγή 1 (διακεκομμένη γραμμή). Τα ac μεγέθη μετρώνται στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα (δίκτυα με SCR=3.1).

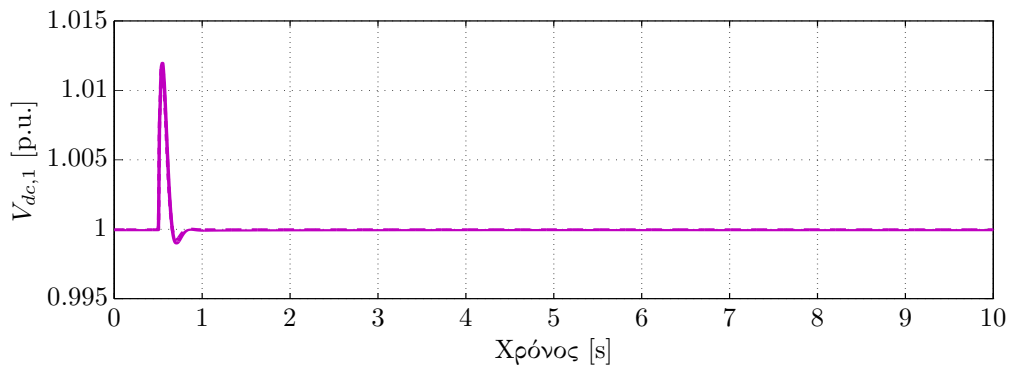


(α') Απόκριση συχνότητας PLL<sub>1</sub>.

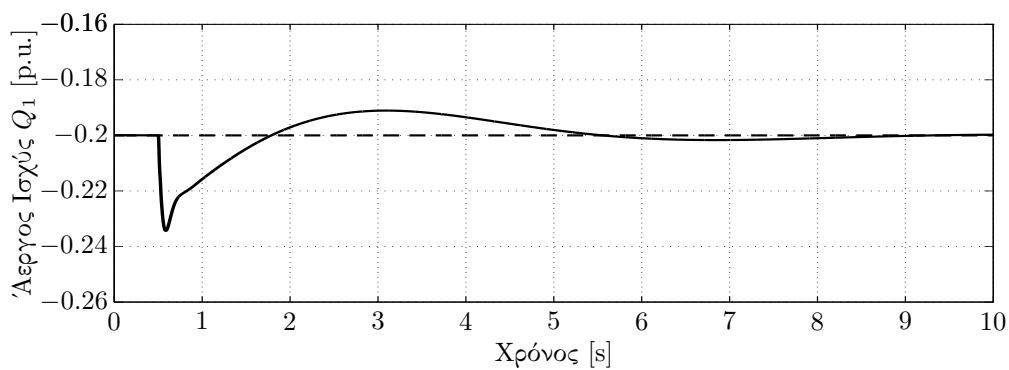
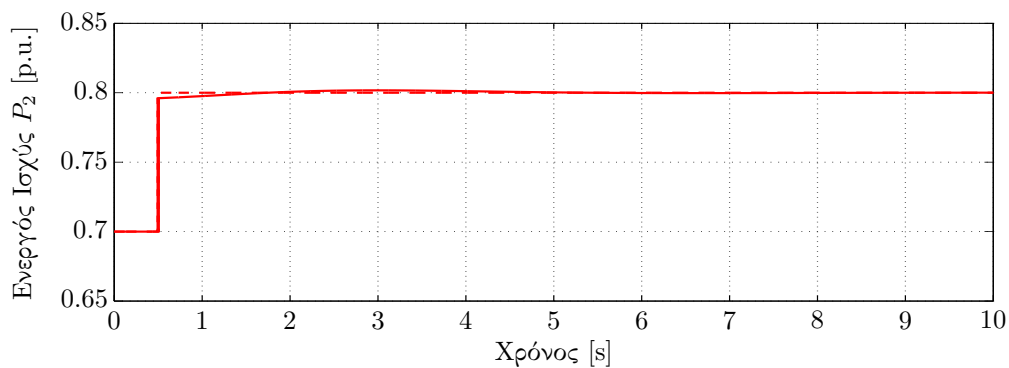


(β') Απόκριση συχνότητας PLL<sub>2</sub>.

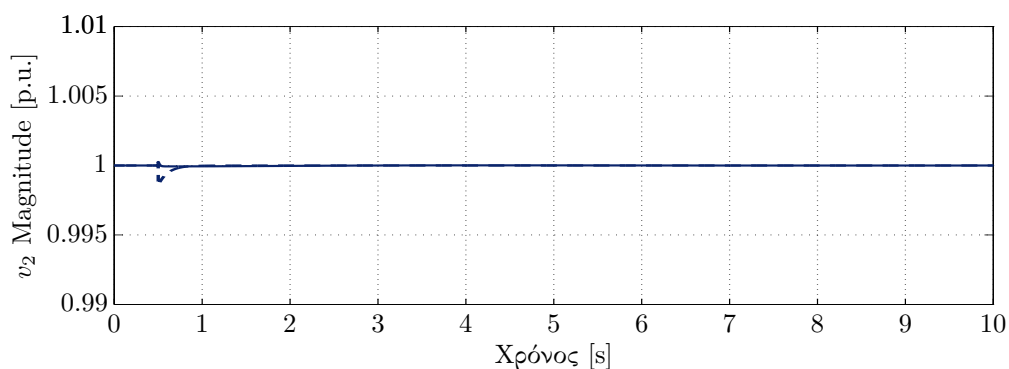
Σχήμα 7.12: Απόκριση συχνότητας των PLL των δικτύων σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για τη συμβατική μέθοδο (συνεχής γραμμή) και την παραλλαγή 2 (διακεκομμένη γραμμή). Το κέρδος των PLL επιλέχθηκε σκόπιμα μικρό.



(α) Τάση dc μετατροπέα VSC 1. Ελέγχεται στο 1p.u.

(β) Άεργος ισχύς μετατροπέα VSC 1. Ελέγχεται στο  $-0.2$ p.u.

(γ) Ενεργός ισχύς μετατροπέα VSC 2. Μεταβαίνει από 0.7 σε 0.8p.u.



(δ) Πλάτος τάσης εξόδου μετατροπέα VSC 2. Ελέγχεται στο 1p.u.

Σχήμα 7.13: Ελεγχόμενα μεγέθη συστήματος HVdc σε προσομοίωση μεταβατικού της αναφοράς ενεργού ισχύος για τη συμβατική μέθοδο (συνεχής γραμμή) και την παραλλαγή 2 (διακεκομμένη γραμμή). Τα ac μεγέθη μετρώνται στην έξοδο του φίλτρου του μετατροπέα (δίκτυα με SCR=3.1).

## 7.6 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν αποτελέσματα προσομοίωσης για τον έλεγχο των μετατροπέων σε ένα δίκτυο HVdc. Σε πρώτη φάση, η προσομοίωση ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος ενός μετατροπέα ανέδειξε την ικανότητα ανεξάρτητου ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος με βάση τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου. Στη συνέχεια, η λειτουργία των ελεγκτών που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3 για μια γραμμή HVdc (έλεγχος ενεργού ισχύος, έλεγχος άεργου ισχύος, έλεγχος dc τάσης, έλεγχος ac τάσης) επαληθεύεται μέσω της συμπεριφοράς τους σε μια βηματική μεταβολή της αναφοράς ενεργού ισχύος. Η ίδια προσομοίωση πραγματοποιείται στην περίπτωση που τα υπό σύνδεση δίκτυα είναι ασθενή. Παρατηρείται λιγότερο ικανοποιητική συμπεριφορά των ελεγκτών, με την ανεξαρτητοποίηση ενεργού και άεργου ισχύος να επιδεινώνεται. Ο λόγος αποδίδεται στην κακή συμπεριφορά του PLL, το οποίο δυσκολεύεται να συγχρονίσει σε ένα ζυγό αδύναμου δικτύου, επειδή οι μεταβολές της τάσης που υφίσταται είναι πιο έντονες. Επίσης, παρατηρείται πως η συμπεριφορά των μη ελεγχόμενων μεγεθών (παραδείγματος χάριν της άεργου ισχύος όταν ελέγχουμε την ac τάση) στο αδύναμο δίκτυο είναι αρκετά πιο απρόβλεπτη και έντονη. Μια παραλλαγή ελέγχου των ρευμάτων προσομοιώνεται (άμεσος έλεγχος ρεύματος - παραλλαγή 1), όμως υπό φυσιολογικές συνθήκες δεν προσφέρει κάποια ιδιαίτερη βελτίωση στη δυναμική του συστήματος. Μια δεύτερη παραλλαγή ελέγχου, η οποία αυτή τη φορά τροποποιεί τον ελεγκτή ενεργού και άεργου ισχύος, οδηγεί σε ικανοποιητικό έλεγχο των μεγεθών αυτών ακόμα και όταν ο συγχρονισμός του PLL είναι προβληματικός (παραλλαγή 2).

## Κεφάλαιο 8

# Προσομοίωση Μοντέλου Αιολικού Πάρκου

### 8.1 Εισαγωγικά

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται προσομοιώσεις από την επαλήθευση της λειτουργίας του μοντέλου του αιολικού πάρκου που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 5. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά εξετάζεται η απόκριση του μοντέλου σε βηματικές μεταβολές του ανέμου. Στη συνέχεια, τυχαίες κυματομορφές ανέμου συντίθενται για τον έλεγχο της λειτουργίας του. Τέλος, τα δύο απαραίτητα συστατικά στοιχεία του μοντέλου του αιολικού πάρκου που θα χρειαστούν σε επόμενες προσομοιώσεις ελέγχονται: απόκριση σε αύξηση συχνότητας και συμπεριφορά σε βυθίσεις τάσης. Και στις δύο περιπτώσεις θέλουμε να παρατηρήσουμε μείωση της ενεργού ισχύος, κάτι το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στις εφαρμογές του επόμενου κεφαλαίου.

### 8.2 Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε βηματικές μεταβολές ανέμου

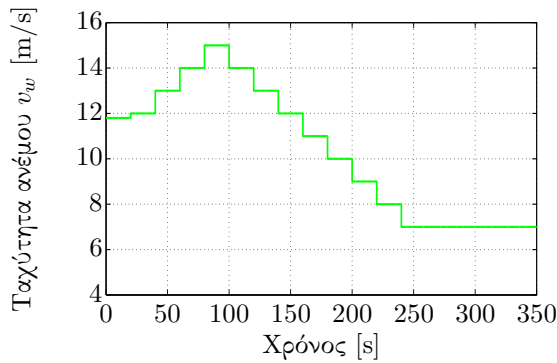
Το υπό εξέταση αιολικό πάρκο έχει ονομαστική ενεργό παραγωγή 400MW. Για τη μοντελοποίησή του χρησιμοποιείται η μέθοδος της ομαδοποίησης, όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 5.1, με θεμελιώδη λίθο ανεμογεννήτριες των 2MW. Οι διάφορες παράμετροι του μοντέλου της ανεμογεννήτριας δίνονται στο Παράρτημα Β'.2. Για τη βέλτιστη κατανόηση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, τα μεγέθη παρουσιάζονται στο ανά μονάδα σύστημα, ενώ η τιμή της βασικής ποσότητας δίνεται στην περιγραφή κάθε γραφικής παράστασης. Σαν βάση ισχύος θεωρήθηκαν τα 500 MVA, που αντιστοιχεί και στη διαστασιολόγηση των μετατροπέων.

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται αποτελέσματα από την προσομοίωση του αιολικού πάρκου σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας ανέμου  $v_w$ . Η ταχύτητα ανέμου αποτελεί την έξοδο του μοντέλου ανέμου και τροφοδοτείται στο αεροδυναμικό σύστημα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στο σχήμα 8.1. Συγκεκριμένα, η είσοδος ανέμου παρουσιάζεται στο σχήμα 8.1α'. Παρατηρούμε πως η ενεργός ισχύς εξόδου του πάρκου  $P_{grid}$  περιορίζεται στην ονομαστική ισχύ του πάρκου (400MW). Αυτό, όπως φαίνεται, συμβαίνει μέσω κατάλ-

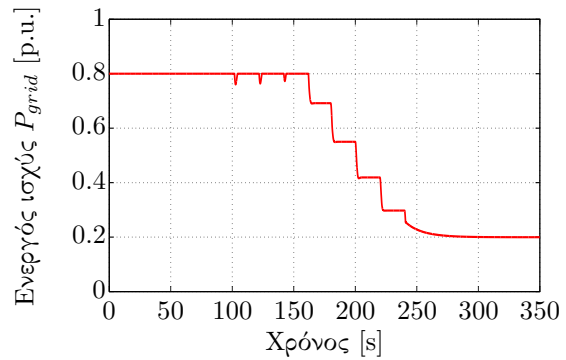
ληλθής δράσης του ελέγχου pitch. Παρατηρούμε πως η γωνία pitch  $\beta$  για ταχύτητα ανέμου 15m/s ξεπερνά τις  $10^\circ$ . Για ταχύτητες ανέμου μικρότερες από μια οριακή τιμή περίπου 11m/s, η γωνία pitch μηδενίζεται. Η ταχύτητα του δρομέα της γεννήτριας  $\omega_{rot}$ , η οποία λόγω της μικρής ελαστικότητας του άξονα ουσιαστικά ταυτίζεται με την ταχύτητα της γεννήτριας  $\omega_{gen}$ , ενώ αρχικά είχε ονομαστική τιμή 1p.u., με την πτώση της ταχύτητας ανέμου μειώνεται και τελικά ισορροπεί σε μια χαμηλότερη τιμή. Ας σημειωθεί πως η ενεργός ισχύς της ανεμογεννήτριας στη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι η  $P_{MPPT}$ , χωρίς την ύπαρξη κάποιας απαίτησης ρύθμισης.

Σε όλη τη διάρκεια του χρόνου προσομοίωσης, η αέργος ισχύς στην έξοδο της ανεμογεννήτριας  $Q_{grid}$  ελέγχεται σε τιμή 0p.u. (ωμικός συντελεστής ισχύος εξόδου). Παρατηρούμε πως οι αποκλίσεις από την τιμή αυτή είναι μηδαμινές, λόγω της ανεξαρτητοποίησης ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος που εγγυάται ο διανυσματικός έλεγχος στον grid side converter. Επίσης, η τάση του dc link του πλήρους μετατροπέα  $V_{dc}$  δεν αποκλίνει από την ονομαστική τιμή στην οποία ελέγχεται από τον generator side converter.

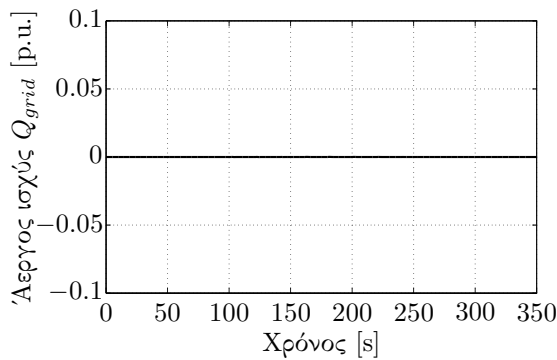




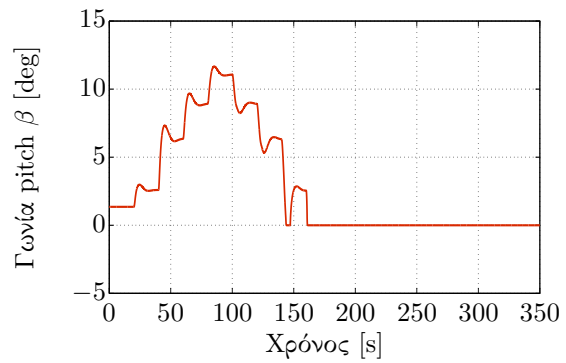
(α') Είσοδος ταχύτητας ανέμου  $v_w$  με βηματικές μεταβολές.



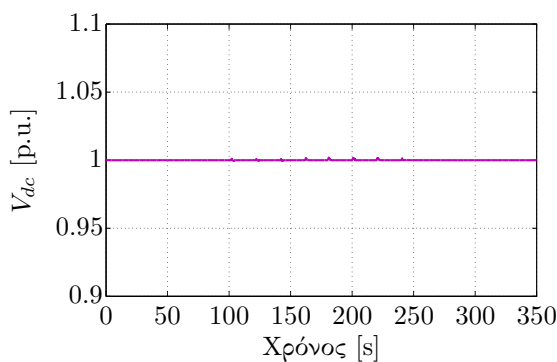
(β') Ενεργός ισχύς εξόδου αιολικού πάρκου μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



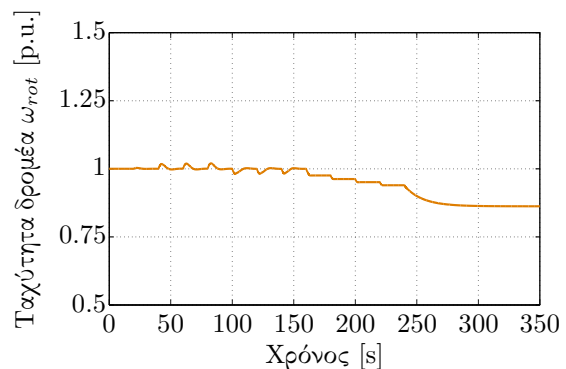
(γ') Άεργος ισχύς εξόδου αιολικού πάρκου μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA). Ελέγχεται στο 0p.u.



(δ') Γωνία βήματος pitch.



(ε') Τάση dc link σε p.u. (βασική τάση 5.4kV). Ελέγχεται στο 1 p.u.



(ς') Ταχύτητα δρομέα κάθε ανεμογεννήτριας σε p.u. (βασική ταχύτητα 16.666ΣΑΑ ή 1.7453rad/s).

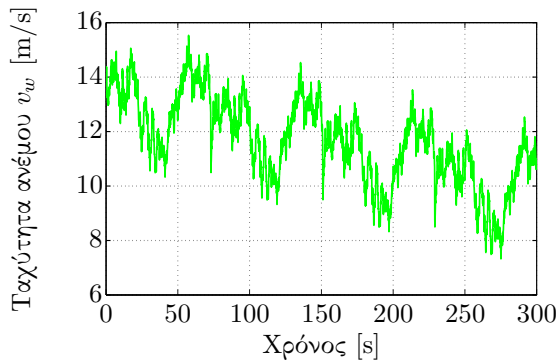
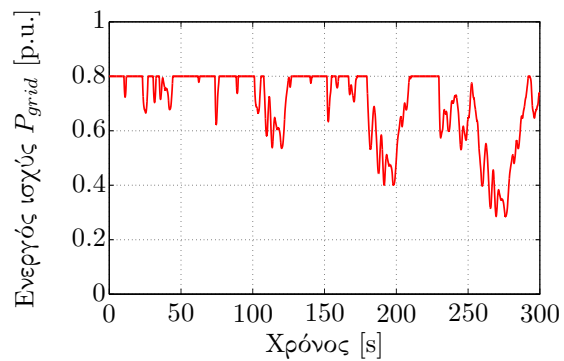
Σχήμα 8.1: Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας ανέμου.

### 8.3 Προσομοίωση αιολικού πάρκου σε τυχαίες μεταβολές ανέμου

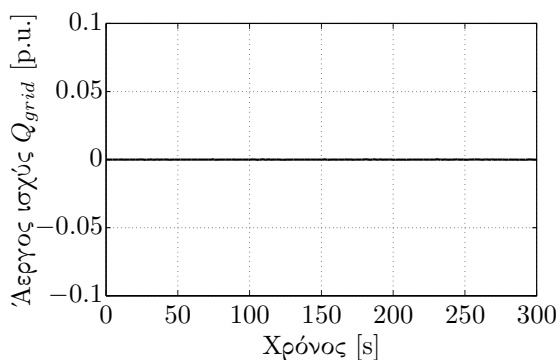
Στη συνέχεια εξετάζεται η συμπεριφορά του αιολικού πάρκου με είσοδο στοχαστικές ταχύτητες ανέμου. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 8.2.

Στο σχήμα 8.2α' παρουσιάζεται η έξοδος του μοντέλου ανέμου, ταχύτητα ανέμου  $v_w$ , η οποία τροφοδοτείται σαν είσοδος στο αεροδυναμικό σύστημα της ανεμογεννήτριας. Η κυματομορφή βασίστηκε σε αρχείο μετρήσεων ανέμου για χρόνο 75sec. Κατόπιν, με πρόσθεση σταθερών τιμών στις μετρήσεις παρήχθησαν κυματομορφές διαφορετικής μέσης τιμής. Τέλος, οι διάφορες κυματομορφές συνενώθηκαν για να δημιουργήσουν την είσοδο  $v_w$  διάρκειας 300s του σχήματος 8.2α'.

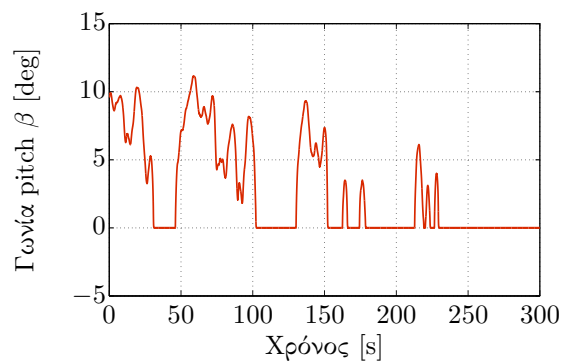
Με την εκτέλεση της προσομοίωσης, παρατηρούμε πως η ενεργός ισχύς  $P_{grid}$  που προσφέρει το αιολικό πάρκο στο δίκτυο περιορίζεται στην ονομαστική τιμή της 400MW. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω κατάλληλης ρύθμισης της γωνίας pitch  $\beta$ . Για μικρότερες τιμές ανέμου, η γωνία pitch μηδενίζεται. Η ταχύτητα του δρομέα της ανεμογεννήτριας  $\omega_{rot}$ , ενώ αρχικά ρυθμίζεται κοντά στην ονομαστική της τιμή 1p.u., στη συνέχεια μειώνεται με τη μείωση του ανέμου. Τέλος, ο ελεγκτής dc τάσης του generator side converter και ο ελεγκτής άεργου ισχύος του grid side converter κρατούν ικανοποιητικά την dc τάση του μετατροπέα  $V_{dc}$  και την προσφερόμενη στο δίκτυο άεργο ισχύ  $Q_{grid}$  στις αναφορές τους.

(α) Στοχαστική είσοδος ταχύτητας ανέμου  $v_w$ .

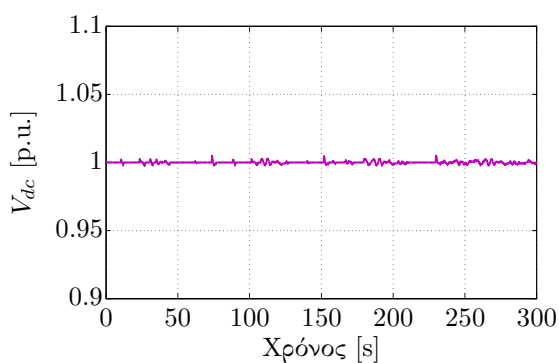
(β') Ενεργός ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



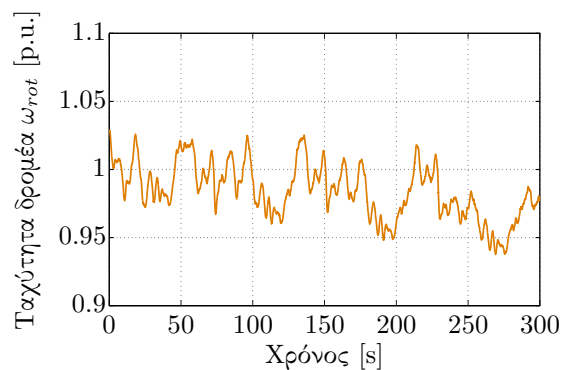
(γ) Άεργος ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA). Ελέγχεται στο 0p.u.



(δ') Γωνία βήματος pitch.



(ε') Τάση dc link σε p.u. (βασική τάση 5.4kV). Ελέγχεται στο 1 p.u.



(ε') Ταχύτητα δρομέα ανεμογεννήτριας σε p.u. (βασική ταχύτητα 16.666ΣΑΑ ή 1.7453rad/s).

Σχήμα 8.2: Προσομοίωση αιολικού πάρκου κατά τη στοχαστική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου. Η κυματομορφή ανέμου παράχθηκε από διαδοχικές μετατοπίσεις μιας κυματομορφής μετρήσεων ανέμου 75s γύρω από διαφορετικές μέσες τιμές.

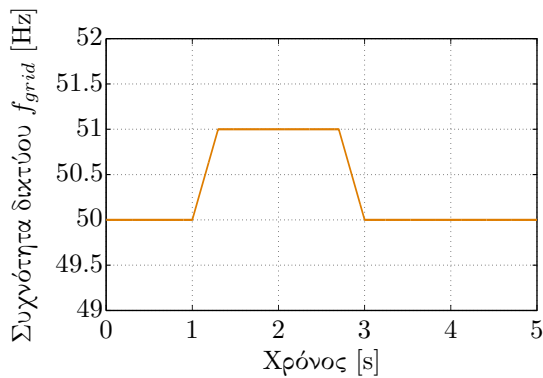
## 8.4 Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας αιολικού πάρκου

Στη συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζεται μια προσομοίωση με σκοπό να αναδείξει τη λειτουργία του ελέγχου απόκρισης συχνότητας του αιολικού πάρκου, όπως αυτός αποτυπώθηκε στο σχήμα 5.17. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα σχήματα 8.3, 8.4 και 8.5.

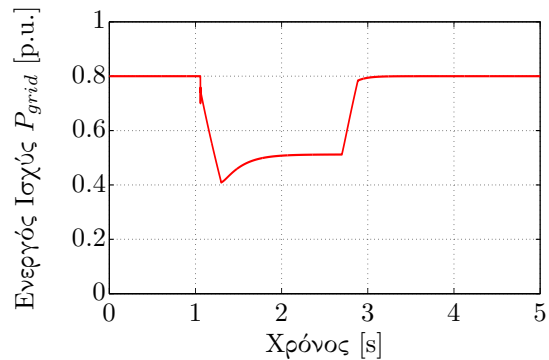
Η διαταραχή συχνότητας που εφαρμόζεται παρουσιάζεται στο σχήμα 8.3α'. Η συχνότητα φτάνει μέχρι τα 51Hz μεταβαλλόμενη με σταθερό ρυθμό και διαρκεί 3s. Παρότι η μεταβολή δεν είναι ισχυρή σε σχέση με αυτές που μπορεί να αντέξει η ανεμογεννήτρια, είναι κατάλληλη για την ανάδειξη των χαρακτηριστικών ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, η περιγραφή θα ξεκινήσει από τα μεγέθη του ελεγκτή απόκρισης συχνότητας της ανεμογεννήτριας.

Στο σχήμα 8.4 παρουσιάζονται τα μεγέθη που χρησιμοποιεί ο ελεγκτής απόκρισης συχνότητας. Ο αναλογικός έλεγχος (droop) αντικατοπτρίζεται από τη μέτρηση συχνότητας του PLL στο δίκτυο. Ο διαφορικός έλεγχος (inertia) αντικατοπτρίζεται από την παράγωγο της συχνότητας. Επειδή η μέτρηση ενδεχομένως να έχει θόρυβο, σημεία ασυνέχειας ή γρήγορες μεταβολές που επηρεάζουν την παράγωγο και δίνουν μεγάλες τιμές, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί ένα βαθυπερατό φίλτρο στη μέτρηση της συχνότητας πριν την παραγωγή. Καθώς η μέγιστη καθυστέρηση που μπορεί να εισάγει ένα βαθυπερατό φίλτρο είναι  $90^\circ$  και επειδή η παράγωγος ενός μεγέθους προηγείται φασικά του μεγέθους κατά  $90^\circ$ , συμπεραίνουμε πως ανεξάρτητα του μεγέθους του βαθυπερατού φίλτρου η διαφορική απόκριση θα προηγείται της αναλογικής. Παρόλα αυτά, όσο μεγαλύτερο είναι το μέγεθος του βαθυπερατού φίλτρου, τόσο εξασθενεί η επίδραση του αδρανειακού ελεγκτή. Στη συγκεκριμένη προσομοίωση επιλέχθηκε ένα φίλτρο με συχνότητα καμπής 5rad/s. Η διαστασιολόγηση του φίλτρου αυτού προκύπτει από τη βέλτιστη συμπεριφορά του στις προσομοιώσεις fault ride-through με αύξηση συχνότητας του offshore πάρκου που θα παρουσιαστούν στο τέλος της παρούσας εργασίας, οπότε εδώ χρησιμοποιείται για ομοιομορφία. Η παράγωγος είναι αρχικά θετική λόγω της θετικής κλίσης της συχνότητας, στη συνέχεια επειδή η συχνότητα παραμένει σταθερή μηδενίζεται και μετά γίνεται αρνητική. Ο γραμμικός συνδυασμός της απόκρισης droop και της απόκρισης inertia με συντελεστές  $K_{dr} = 20$  και  $K_{in} = 3$  αντίστοιχα, αφαιρείται από την ενεργό ισχύ  $P_{MPPT}$  και δίνει την εντολή ενεργού ισχύος  $P_{grid,ref}$ .

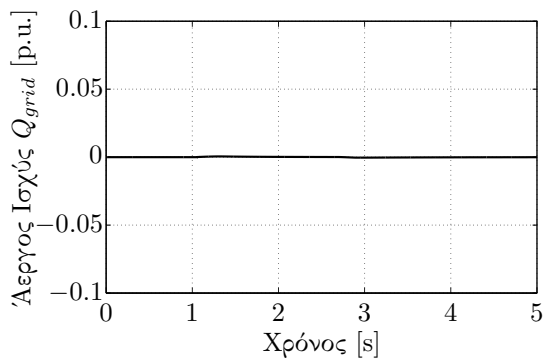
Η αναφορά ισχύος που προκύπτει από το μοντέλο απόκρισης συχνότητας τροφοδοτείται στο μετατροπέα του δικτύου (grid side converter) της κάθε ανεμογεννήτριας. Με τον τρόπο αυτό, η ισχύς εξόδου του πάρκου  $P_{grid}$  έχει την αναμενόμενη μορφή που παρουσιάζεται στο σχήμα 8.3. Η άεργος ισχύς  $Q_{grid}$  ελέγχεται επίσης ικανοποιητικά από τον grid side converter ώστε να επιτευχθεί ωμικός συντελεστής ισχύος εξόδου. Ο generator side converter ελέγχει την τάση της γεννήτριας μονίμων μαγνητών  $V_{ac}$  στο 1p.u. και τη dc τάση  $V_{dc}$ , της οποίας το μεταβατικό είναι εντός αποδεκτών ορίων. Τέλος, παρουσιάζεται η απόκριση του PLL της γεννήτριας μονίμων μαγνητών. Η μέτρηση αντιστοιχεί στο μεταβατικό της ταχύτητας της γεννήτριας  $\omega_{gen}$ , που παρουσιάζεται στο σχήμα 8.5 στο οποίο παρατηρούμε την τελική αποκατάσταση της ταχύτητας της γεννήτριας.



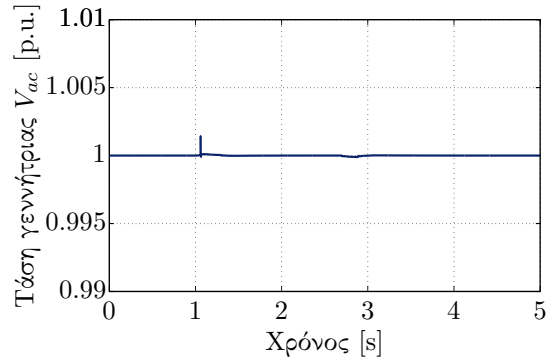
(α') Διαταραχή συχνότητας δικτύου.



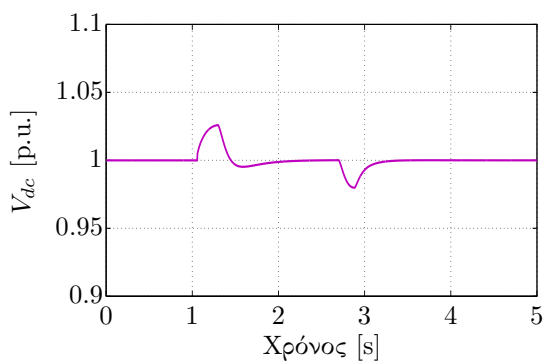
(β') Ενεργός ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



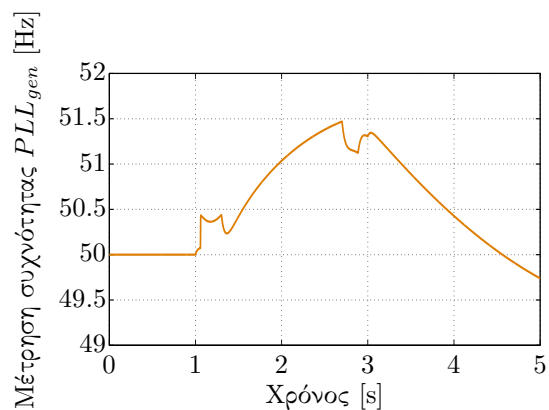
(γ') Άεργος ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA). Ελέγχεται στο 0p.u.



(δ') Πλάτος ac τάσης στην έξοδο της γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε p.u. (βασική τάση 3.3kV). Ελέγχεται στο 1p.u.

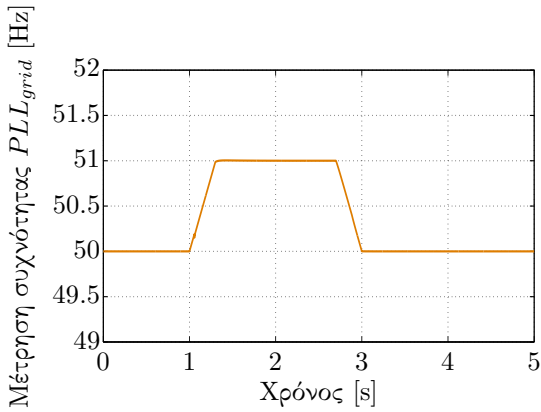


(ε') Τάση dc link σε p.u. (βασική τάση 5.4kV). Ελέγχεται στο 1 p.u.

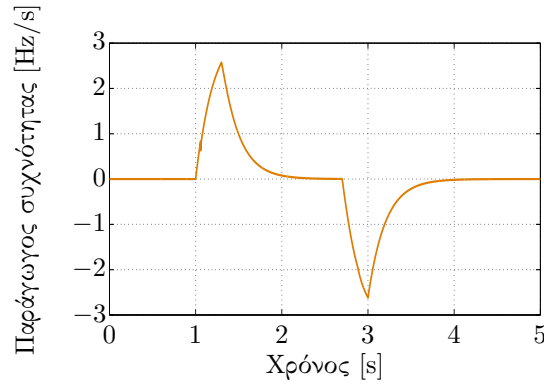


(ς') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στην έξοδο της γεννήτριας.

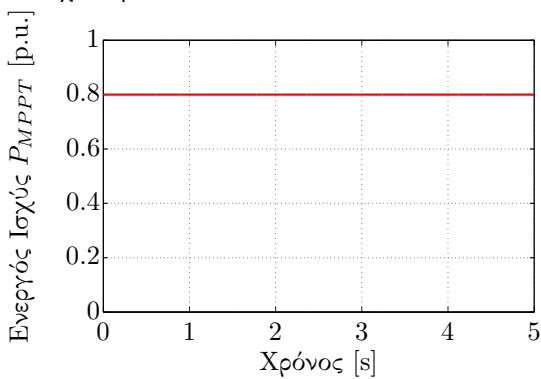
Σχήμα 8.3: Ηλεκτρικά μεταβατικά στο αιολικό πάρκο κατά την προσομοίωση διαταραχής συχνότητας του δικτύου.



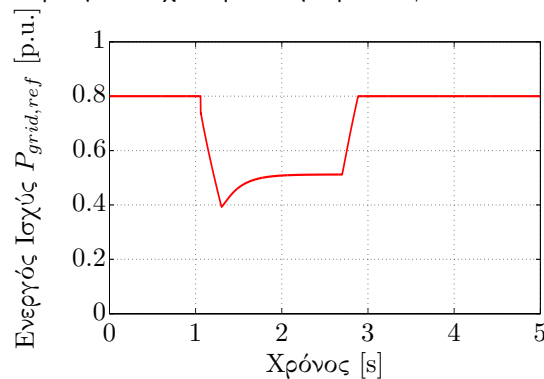
(α') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL του δικτύου. Τροφοδοτείται στον ελεγκτή απόκρισης συχνότητας.



(β') Παράγωγος της μετρούμενης συχνότητας του δικτύου μετά τη διαμεσολάβηση ενός βαθυπερατού φίλτρου συχνότητας καμψής 5rad/s.

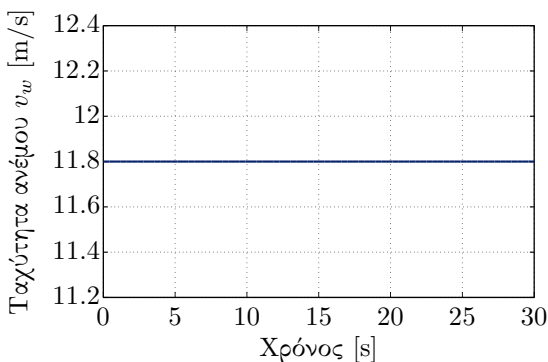


(γ') Ενεργός ισχύς MPPT σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA).

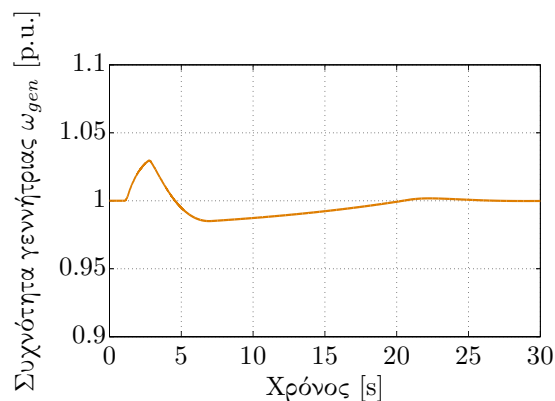


(δ') Εντολή ενεργού ισχύος εξόδου από τον ελεγκτή απόκρισης συχνότητας σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA).

Σχήμα 8.4: Μεγέθη ελεγκτή απόκρισης συχνότητας με inertia και droop κατά την προσομοίωση διαταραχής συχνότητας του δικτύου. Οι τιμές ελεγκτή που χρησιμοποιήθηκαν είναι  $K_{dr} = 12$  ('νεκρή ζώνη'  $\delta f = 0.1\text{Hz}$ ) και  $K_{in} = 0.56\text{s}$ .



(α') Ταχύτητα ανέμου.



(β') Ηλεκτρική συχνότητα γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε p.u. (βασική ηλεκτρική συχνότητα 50Hz).

Σχήμα 8.5: Ταχύτητα ανέμου και αποκατάσταση ηλεκτρικής συχνότητας της γεννήτριας μονίμων μαγνητών στο αιολικό πάρκο κατά την προσομοίωση διαταραχής συχνότητας του δικτύου.

## 8.5 Προσομοίωση low-voltage ride-through αιολικού πάρκου

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης από την πρόκληση βύθισης τάσης στο δίκτυο σύνδεσης της ανεμογεννήτριας. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δίνονται στα σχήματα 8.6 και 8.7. Η βύθιση τάσης η οποία επιβλήθηκε φαίνεται στο σχήμα 8.6α' και είναι μια σημαντική βύθιση στα όρια των ανοχών που επιβάλλουν οι κώδικες συστήματος. Για το λόγο αυτό, θα παρουσιαστούν πιο αναλυτικά τα διάφορα μεγέθη της ανεμογεννήτριας κατά την ανάλυση.

Μια πάγια απαίτηση στις περιπτώσεις βύθισης τάσης είναι η στήριξη της τάσης του δικτύου μέσω της τροφοδότησης του δικτύου με άεργο ρεύμα. Παρόλα αυτά, το μοντέλο του αιολικού πάρκου που προσομοιώνεται προορίζεται να χρησιμοποιηθεί σε ένα τοπικό offshore δίκτυο που σχηματίζεται από έναν από τους δύο μετατροπείς της γραμμής HVdc (WF-VSC). Τυχόν διαταραχές τάσης του κυρίως ac δικτύου στην εφαρμογή αυτή θα στηρίζονται με άεργο ρεύμα από τον μετατροπέα της γραμμής HVdc που συνδέεται με το δίκτυο (G-VSC) με βάση τις απαιτήσεις του κώδικα δικτύων. Όμως, εφόσον το δίκτυο στο οποίο θα συνδεθεί η ανεμογεννήτρια που προσομοιώνεται είναι ένα τοπικό offshore δίκτυο που δημιουργείται για τις ανάγκες του αιολικού πάρκου, δεν υπόκειται στις απαιτήσεις του κυρίως δικτύου για παροχή άεργου ρεύματος στην περίπτωση βύθισης τάσης. Η λογική η οποία ακολουθείται στη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι η παραχώρηση προτεραιότητας στην άεργο ισχύ (άεργο ρεύμα  $i_q$ ), αλλά με την ήπια εντολή διατήρησης ωμικού συντελεστή ισχύος ( $Q_{grid} = 0$ ) αντί για στήριξη του βραχυκυκλώματος με άεργο ισχύ. Η επιλογή αυτή ουσιαστικά δικαιολογείται εάν ο έλεγχος συντελεστή ισχύος, ο οποίος ήταν ενεργός πριν το σφάλμα ώστε να ελαχιστοποιήσει τις ωμικές απώλειες, συνεχίζει να εφαρμόζεται και μετά το σφάλμα με επιπρόσθετο τον περιορισμό τον ρευμάτων. Αυτό ουσιαστικά, για ιδανικό PLL, αντιστοιχεί σε αναφορά μηδενικού ρεύματος  $i_q$ , οπότε τελικά στην εξάντληση του ορίου ρεύματος από την ενεργό συνιστώσα  $i_d$ .

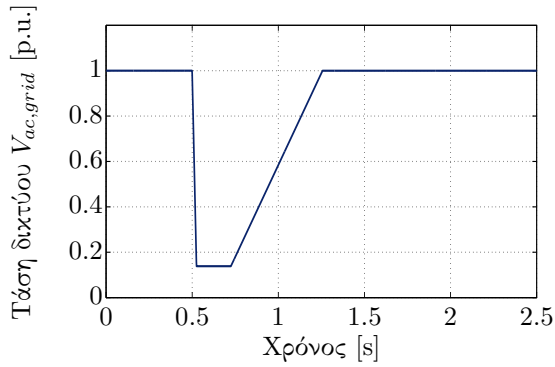
Στο σχήμα 8.6 φαίνεται η επιθυμητή μείωση ισχύος εξόδου της ανεμογεννήτριας  $P_{grid}$  κατά τη βύθιση τάσης. Η μείωση ισχύος είναι φυσικό επακόλουθο της πτώσης της τάσης και του περιορισμού του ρεύματος. Η άεργος ισχύς εξόδου διατηρείται στο μηδέν, διατηρεί δηλαδή την ίδια στρατηγική ελέγχου που ακολουθούσε και πριν το βραχυκύκλωμα (έλεγχος συντελεστή ισχύος εξόδου). Το πλάτος του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα  $i_{ac,grid}$  περιορίζεται στο 1 ανά μονάδα. Το ρεύμα αυτό αποτελείται από τη συνιστώσα ενεργού ισχύος  $i_d$  και άεργου ισχύος  $i_q$ , όμως λόγω της απαίτησης μηδενικής άεργου ισχύος η συνιστώσα  $i_q$  είναι μηδενική. Η διαταραχή της dc τάσης  $V_{dc}$ , όπως ήταν αναμενόμενο από όσα περιγράφηκαν στην ενότητα περί fault ride-through του μοντέλου, μένει εντός ανεκτών ορίων. Αυτό συμβαίνει επειδή ο εναλλακτικός έλεγχος της dc τάσης από το μετατροπέα της γεννήτριας αντί για το μετατροπέα του δικτύου επιτρέπει στον ελεγκτή να παραμένει ενεργός καθ' όλη τη διάρκεια της βύθισης. Έτσι όλη η διαταραχή μεταφέρεται στην ταχύτητα της γεννήτριας.

Η τάση στην έξοδο της γεννήτριας μονίμων μαγνητών είναι  $V_{ac}$  ελέγχεται από τον generator side converter ικανοποιητικά στο 1 ανά μονάδα και τα ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα αυτού (που στη συνέχεια εισέρχονται στη γεννήτρια)  $i_{d,gen}$ ,  $i_{q,gen}$  είναι τέτοια ώστε το πλάτος

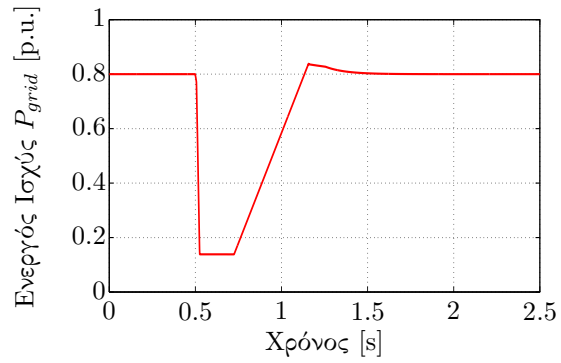
τους  $i_{ac,gen}$  να παραμένει περιορισμένο. Η παραγόμενη ενεργός ισχύς της γεννήτριας  $P_{gen}$ , αφού οι ωμικές απώλειες είναι αμελητέες και το μεταβατικό του πυκνωτή dc περιορισμένο, έχει μορφή παρόμοια με αυτή της ισχύος εξόδου  $P_{grid}$  της ανεμογεννήτριας.

Τέλος, για πληρότητα παρουσιάζονται και κάποια μηχανικά μεγέθη της ανεμογεννήτριας. Η ταχύτητα του δρομέα της γεννήτριας  $\omega_{rot}$  ουσιαστικά υφίσταται όλο το βάρος του μεταβατικού, αλλά λόγω της μεγάλης αδράνειας των στρεφόμενων μαζών προκαλείται μέτρια διαταραχή στην τιμή της. Η συχνότητα της γεννήτριας  $\omega_{gen}$  διαφοροποιείται ελάχιστα από την ταχύτητα του δρομέα της ανεμογεννήτριας  $\omega_{rot}$ , επειδή η ελαστικότητα του άξονα της ανεμογεννήτριας είναι πολύ μικρή. Η γωνία pitch του δρομέα εισέρχεται σε μεταβατικό από τον ελεγκτή pitch προκειμένου να διορθώσει την ταχύτητα της γεννήτριας. Η ταχύτητα ανέμου  $v_w$  είναι σταθερή, οπότε ο λόγος ακροπτερυγίου της ανεμογεννήτριας  $\lambda$  έχει τη μορφή της ταχύτητας του δρομέα της γεννήτριας. Τέλος, ο αεροδυναμικός συντελεστής της ανεμογεννήτριας  $C_q$  καθορίζεται κάθε στιγμή από τις τιμές των  $\lambda$  και  $\beta$ .

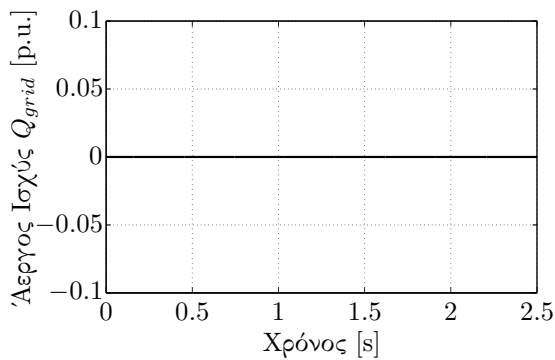




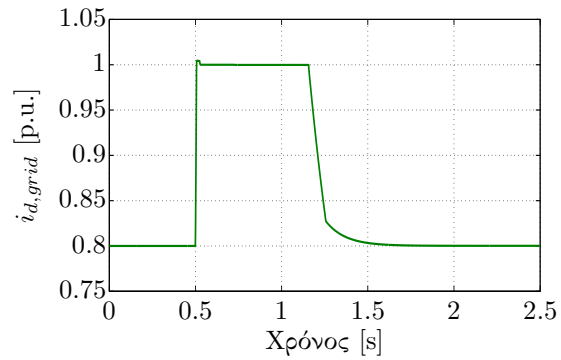
(α) Βύθιση τάσης στην έξοδο της ανεμογεννήτριας. Η διαταραχή διαρκεί συνολικά 750ms με 200ms σε τάση 0.15p.u. (ονομαστική τάση εξόδου ανεμογεννήτριας 21kV).



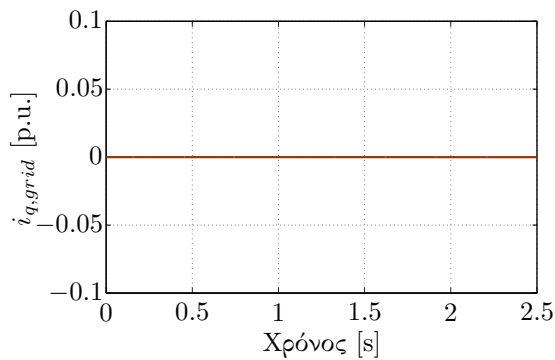
(β') Ενεργός ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



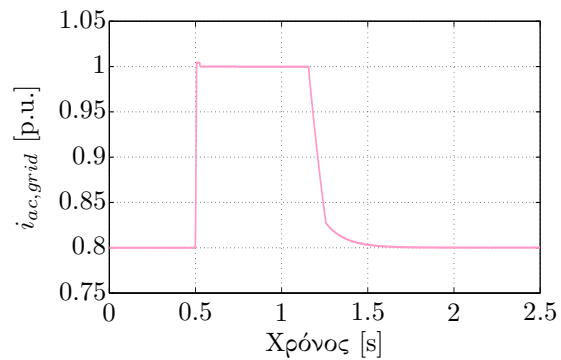
(γ) Άεργος ισχύς εξόδου ανεμογεννήτριας μετρούμενη στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA). Ελέγχεται στο 0p.u.



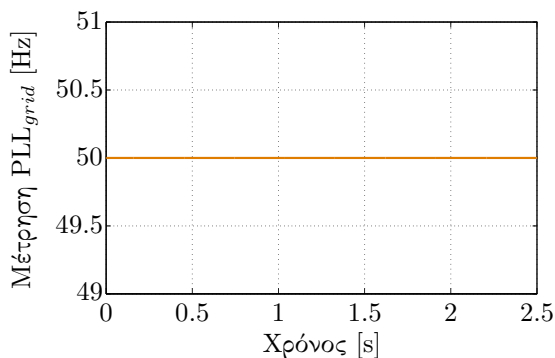
(δ) Ρεύμα  $i_d$  εξόδου μετατροπέα δικτύου (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV)



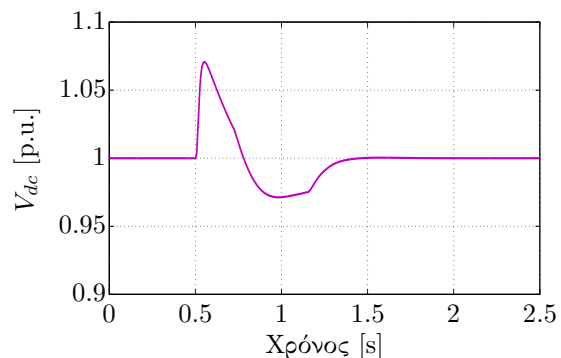
(ε) Ρεύμα  $i_q$  εξόδου μετατροπέα δικτύου (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV)



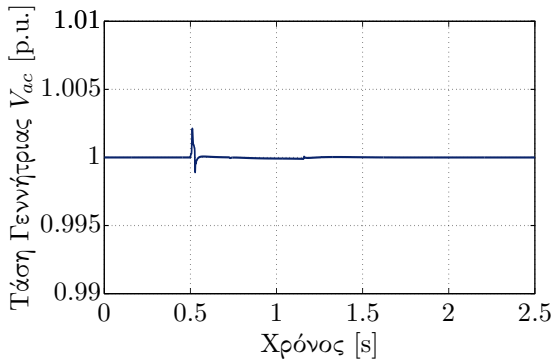
(ς) Πλάτος ρεύματος εξόδου μετατροπέα δικτύου (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV).



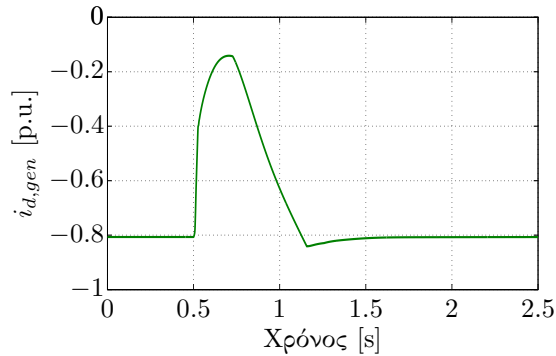
(ζ) Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στο δίκτυο.



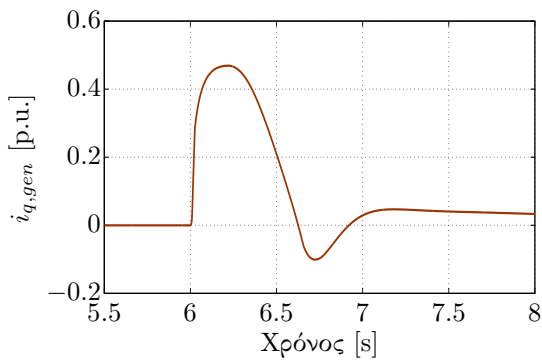
(η) Τάση dc link σε p.u. (βασική τάση 5.4kV). Ελέγχεται στο 1 p.u.



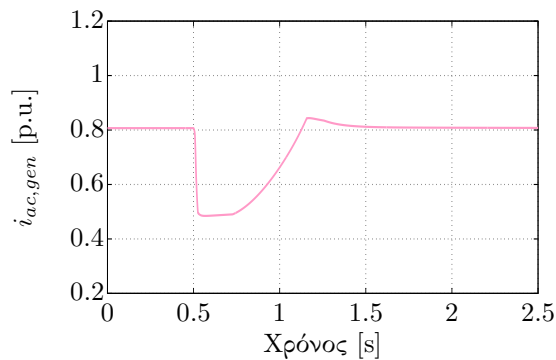
(θ') Πλάτος ac τάσης στην έξοδο της γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε p.u. (βασική τάση 3.3kV). Ελέγχεται στο 1p.u.



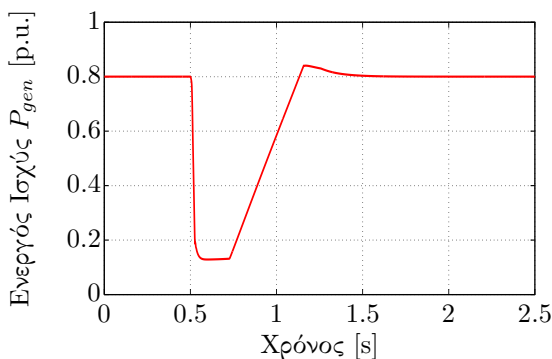
(ι') Ρεύμα  $i_d$  εξόδου μετατροπέα γεννήτριας (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV)



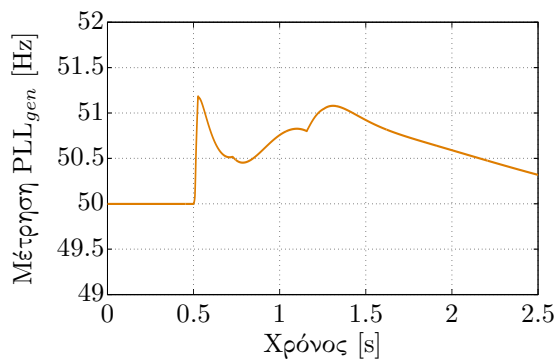
(ια') Ρεύμα  $i_q$  εξόδου μετατροπέα γεννήτριας (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV)



(ιβ') Πλάτος ρεύματος εξόδου μετατροπέα γεννήτριας (Grid Side Converter) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 3.3kV)

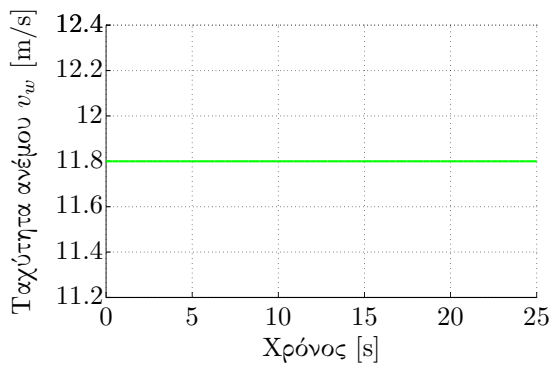


(ιγ') Ενεργός ισχύς εξόδου γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA).

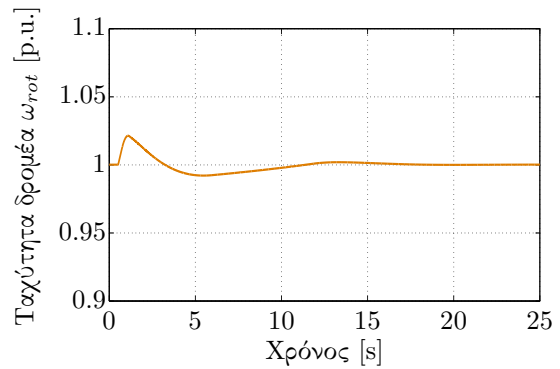


(ιδ') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στην έξοδο της γεννήτριας.

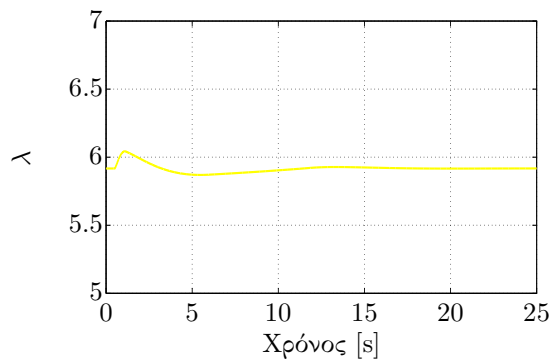
Σχήμα 8.6: Προσομοίωση low-voltage ride-through του μοντέλου αιολικού πάρκου (ηλεκτρικά μεταβατικά).



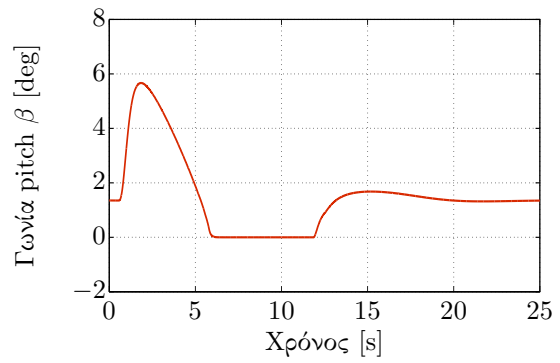
(α') Ταχύτητα ανέμου.



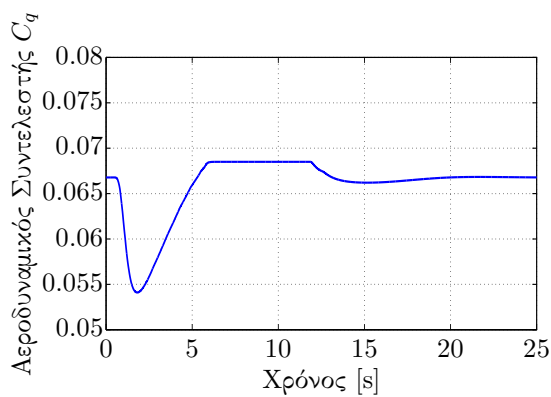
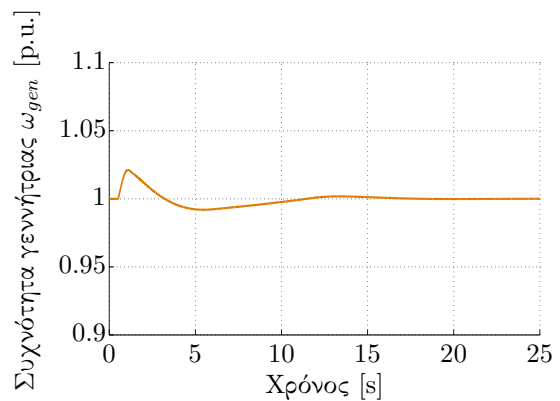
(β') Ταχύτητα δρομέα ανεμογεννήτριας σε p.u. (βασική ταχύτητα 16.666ΣΑΛ ή 1.7453rad/s).



(γ') Λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου ανεμογεννήτριας λ.



(δ') Γωνία βήματος δρομέα (pitch).

(ε') Αεροδυναμικός Συντελεστής  $C_q$ .

(ς') Ηλεκτρική συχνότητα γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε p.u. (βασική ηλεκτρική συχνότητα 50Hz).

Σχήμα 8.7: Προσομοίωση low-voltage ride-through του μοντέλου αιολικού πάρκου (ηλεκτρομηχανικά μεταβατικά).

## 8.6 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν προσομοιώσεις για τον έλεγχο της λειτουργίας των μοντέλων του αιολικού πάρκου που περιγράφηκε. Αρχικά η συμπεριφορά του μοντέλου σε βηματικές μεταβολές του ανέμου και σε στοχαστικές μεταβολές του ανέμου προσομοιώθηκαν. Στη συνέχεια, ελέγχθηκε η ορθή λειτουργία του ελεγκτή απόκρισης συχνότητας του μοντέλου μέσω εφαρμογής μια διαταραχής συχνότητας στο δίκτυο. Τέλος, ελέγχθηκε η ικανότητα low-voltage ride-through του πάρκου μέσω της εφαρμογής μιας βύθισης τάσης στο δίκτυο σύνδεσης του αιολικού πάρκου.

## Κεφάλαιο 9

# Προσομοίωση Συμβατότητας με Κώδικες Συστήματος Θαλάσσιου Αιολικού Πάρκου Διασυνδεδεμένου μέσω VSC-HVDC

### 9.1 Εισαγωγικά

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης που εξετάζουν τους τρόπους ελέγχου για επίτευξη συμβατότητας του συστήματος του αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc με τις απαιτήσεις του Γερμανικού κώδικα, με βάση όσα περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 6. Αρχικά εξετάζεται η συμπεριφορά του συστήματος σε βύθιση τάσης του δικτύου. Δύο εναλλακτικές αντιμετώπισης του σφάλματος χωρίς την ύπαρξη επικοινωνίας έχουν παρουσιαστεί: η πρώτη στηρίζεται σε τεχνητή βύθιση τάσης του offshore δικτύου και η δεύτερη σε τεχνητή αύξηση της συχνότητάς του. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και για τις δύο μεθόδους παρουσιάζονται, ενώ επαληθεύονται και τα θεωρητικά συμπεράσματα της απλουστευμένης μαθηματικής ανάλυσης που πραγματοποιήθηκε στο κεφάλαιο 6 και εξάγονται γενικά συμπεράσματα. Τέλος, ελέγχεται η απόκριση του offshore αιολικού πάρκου σε μια μεταβολή της συχνότητας του δικτύου.

### 9.2 Προσομοίωση Low-voltage ride-through με τεχνητή βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο

Στην παρούσα ενότητα προσομοιώνεται η ικανότητα low-voltage ride-through του offshore αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω HVdc με τη μέθοδο τεχνητής βύθισης τάσης του offshore δικτύου. Με βάση όσα έχουν περιγραφεί, μόλις η τάση dc του μετατροπέα WF-

VSC ξεπεράσει μια οριακή τιμή που υποδηλώνει φυσιολογική λειτουργία, αυτός προκαλεί μια βύθιση τάσης στο offshore δίκτυο ανάλογη της απόκλισης της dc τάσης από την οριακή τιμή φυσιολογικής λειτουργίας με βάση έναν συντελεστή  $K_V$ . Η βύθιση τάσης θα οδηγήσει σε μείωση της παραγόμενης ισχύος από το αιολικό πάρκο, λόγω της ικανότητας του πάρκου για low-voltage ride-through που προσομοιώθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Οι παράμετροι του υπό προσομοίωση συστήματος παρουσιάζονται στο παράρτημα Β'3. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στο σχήμα 9.1.

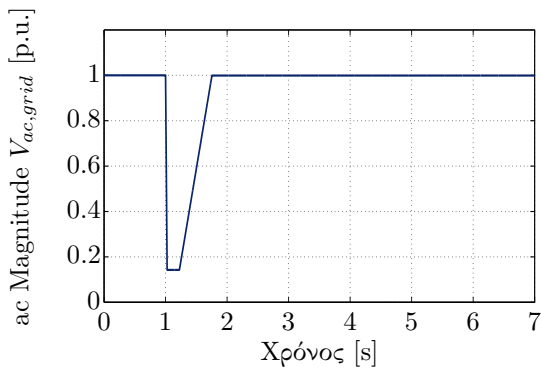
Η βύθιση τάσης του onshore δικτύου που εφαρμόζεται είναι αυτή του σχήματος 9.1α'. Η τάση βυθίζεται στο 0.15 της ονομαστικής για χρόνο 200ms, ενώ η συνολική διαταραχή διαρκεί 750ms. Ο μετατροπέας onshore της γραμμής HVdc (G-VSC) οφείλει να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις του κώδικα για στήριξη της βύθισης τάσης με άεργο ρεύμα. Με βάση αυτές,

$$\frac{\Delta i_q}{I_N} = K \frac{\Delta V_{ac,grid}}{V_N}, \quad (9.1)$$

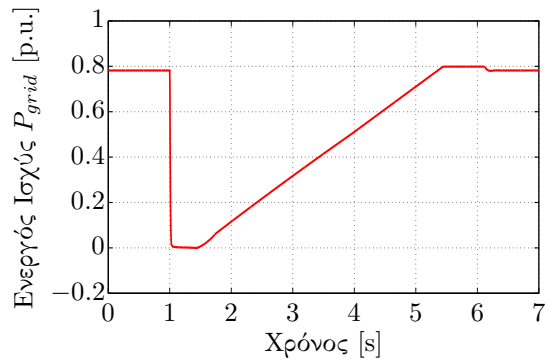
όπου το  $K$  έχει τιμή 2 και  $I_N$  το ονομαστικό ρεύμα. Με βάση αυτόν τον κανονισμό, για βύθιση  $\frac{\Delta V_{ac,grid}}{V_N} = 0.85 - 0.05 = 0.8$  (όπου 0.05p.u. είναι με βάση τον κώδικα το όριο ανοχής της βύθισης τάσης), το άεργο ρεύμα, που πριν τη βύθιση ήταν μηδενικό στο σημείο μέτρησής του, πρέπει να γίνει 1.6 της ονομαστικής τιμής  $I_N$ . Όμως, επειδή το ονομαστικό ρεύμα θεωρείται το όριο αντοχής ρεύματος του μετατροπέα, το άεργο ρεύμα θα ελεγχθεί στο 1p.u. (όπου το ανά μονάδα σύστημα εκφράζεται ως προς το ονομαστικό ρεύμα). Γενικά, με βάση τον κώδικα, όσο η τάση παραμένει μικρότερη του 0.45p.u., το άεργο ρεύμα οφείλει να είναι το ονομαστικό. Μόλις η τάση ξεπεράσει την τιμή 0.45p.u., με μια καθυστέρηση 20 – 30ms, το άεργο ρεύμα μπορεί να αρχίσει να μειώνεται. Η μορφή του  $i_{q,grid}$  στο σχήμα 9.1 εξηγείται με βάση τα όσα αναφέρθηκαν στην παράγραφο αυτή.

Εφόσον ο κώδικας απαιτεί την αύξηση του άεργου ρεύματος, το ενεργό ρεύμα  $i_d$ , λόγω του περιοριστή πλάτους του μετατροπέα με προτεραιότητα στο  $i_q$ , πρέπει να μειωθεί στο μηδέν. Αυτό συμβαίνει λόγω της ανάγκης παροχής ονομαστικού άεργου ρεύματος  $i_q$  ίσου με 1p.u.. Όταν το άεργο ρεύμα αρχίσει να μειώνεται, το ενεργό ρεύμα μπορεί να αυξηθεί εκ νέου. Παρόλα αυτά, ο κώδικας συστήματος απαιτεί περιορισμό του ρυθμού επαναφοράς ενεργού ισχύος. Στο σχήμα, η ενεργός ισχύς επανέρχεται με έναν ρυθμό 25% της ονομαστικής ενεργού ισχύος του πάρκου ανά δευτερόλεπτο (ή 20% της ονομαστικής ισχύος του μετατροπέα ανά δευτερόλεπτο) μέσω ενός περιορισμού του ρυθμού αύξησης του ρεύματος  $i_d$ . Το πλάτος του ρεύματος  $i_{ac,grid}$  περιορίζεται στο 1p.u. όπως εξηγήθηκε, ενώ η συμπεριφορά της άεργου ισχύος εξηγείται από την μορφή της τάσης και του άεργου ρεύματος.

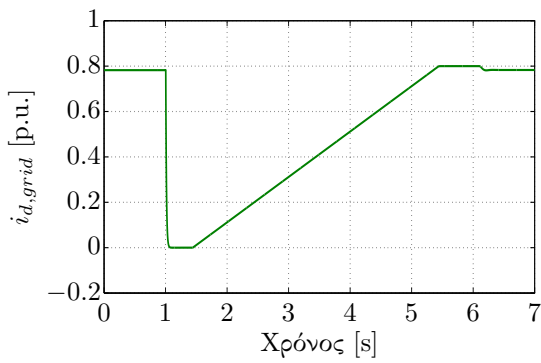
Ο περιορισμός της ισχύος του μετατροπέα οδηγεί σε αύξηση της τάσης dc. Όταν ο μετατροπέας WF-VSC ανιχνεύσει τάση  $V_{dc,2}$  μεγαλύτερη του 1.05, προκαλεί βύθιση της τάσης του offshore δικτύου  $V_{ac,2}$ . Παρατηρούμε πως η ac τάση φτάνει ουσιαστικά στο μηδέν μέσα σε χρονικό διάστημα κάποιων ms. Η υπέρταση που εμφανίζεται στη γραμμή μεταφοράς dc είναι αρκετά περιορισμένη (η τιμή 1.2p.u. θεωρήθηκε ένα όριο υπέρτασης dc για ένα επιτυχημένο low-voltage ride-through στην παρούσα εργασία). Η μείωση της παραγόμενης ισχύος του αιολικού πάρκου οφείλεται στον περιορισμό του ρεύματος  $i_{ac,WF}$  στην ονομαστική του



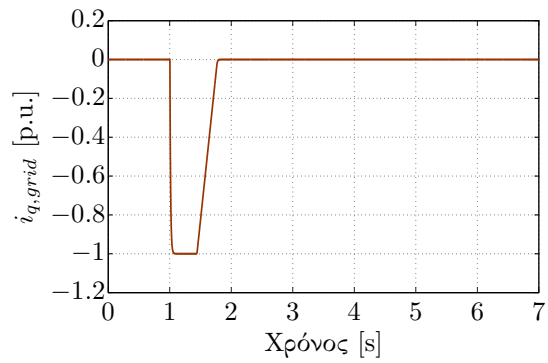
(α) Βύθιση τάσης δικτύου. Η διαταραχή διαρκεί συνολικά 750ms με 200ms σε τάση 0.15p.u. (ονομαστική τάση δικτύου 400kV).



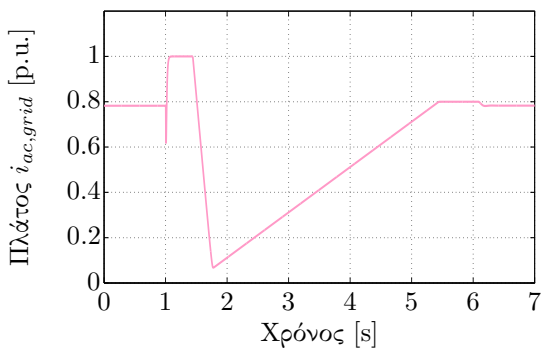
(β') Ενεργός ισχύς στην έξοδο μετατροπέα G-VSC με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



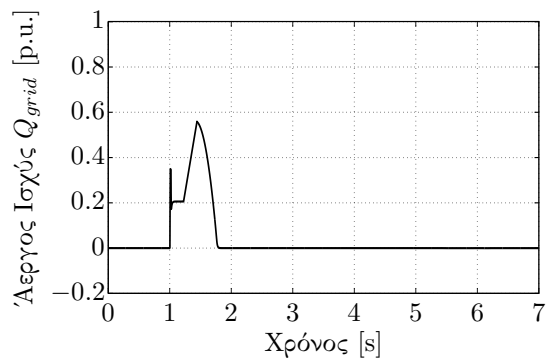
(γ') Ρεύμα  $i_d$  εξόδου μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV)



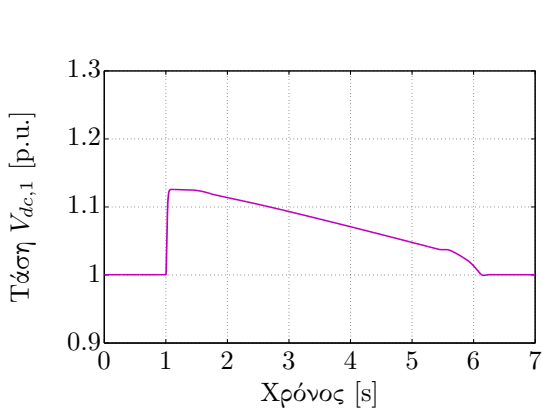
(δ') Ρεύμα  $i_q$  εξόδου μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV)



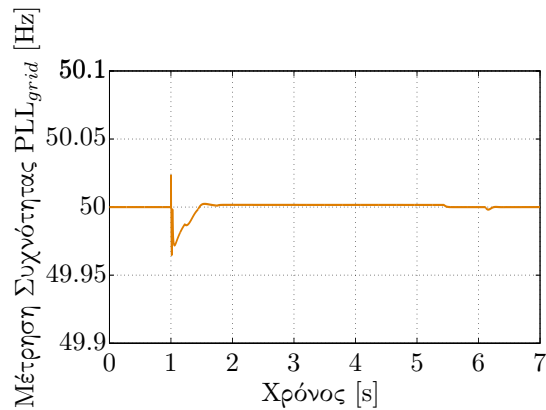
(ε') Πλάτος ρεύματος στην έξοδο του μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV).



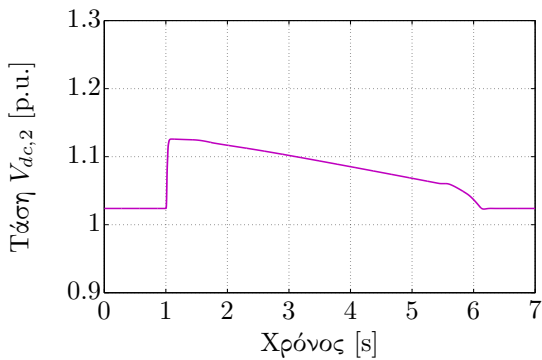
(ε') Άεργος ισχύς στην έξοδο μετατροπέα G-VSC με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



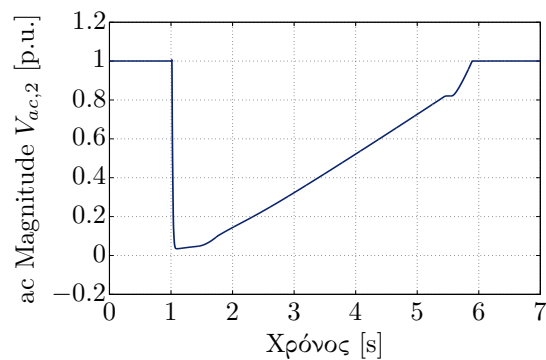
(ζ') Τάση dc του μετατροπέα G-VSC σε p.u. (βασική τάση 300kV).



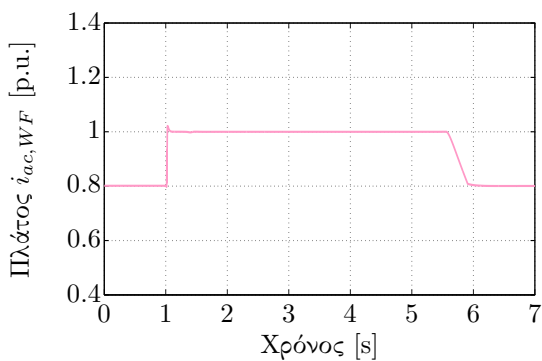
(η) Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στο δίκτυο.



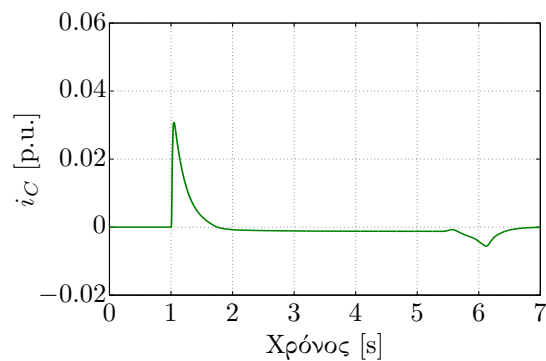
(θ') Τάση dc του μετατροπέα WF-VSC σε p.u. (βασική τάση 300kV).



(ι') Τεχνητή βύθιση τάσης από το μετατροπέα WF-VSC στο offshore δίκτυο του πάρκου σε p.u. (βασική τάση 150kV).

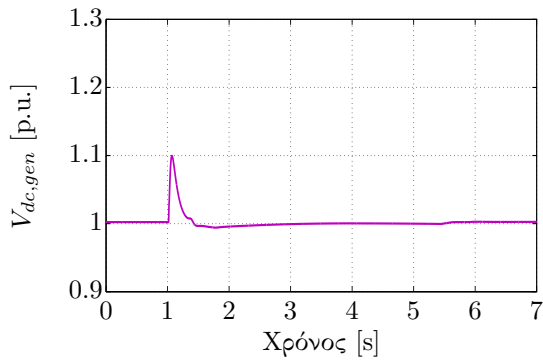


(ια') Ρεύματα  $i_{ac}$  εξόδου του αιολικού πάρκου. Το πλάτος του  $i_{ac}$  περιορίζεται στη μονάδα κατά τη βύθιση τάσης. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 21kV)

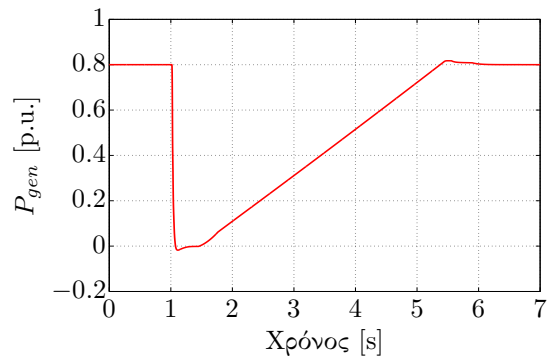


(ιβ') Ρεύμα dc που φορτίζει τον πυκνωτή  $C$  του μετατροπέα WF-VSC μετά την επίδραση βαθυπερατού φίλτρου συχνότητας καμψής 5Hz (βασική τιμή ρεύματος dc 1.667kA).

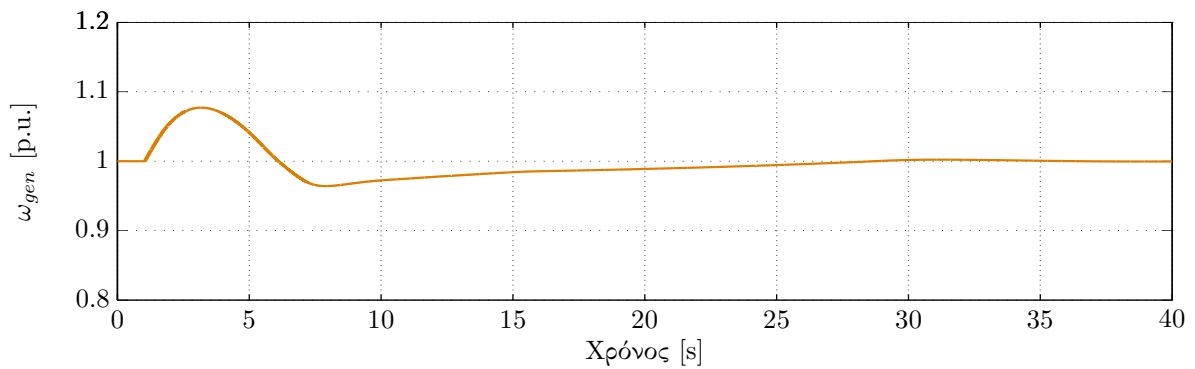




(ιγ') Τάση dc link της κάθε ανεμογεννήτριας σε p.u. (βασική τάση 5.4kV).

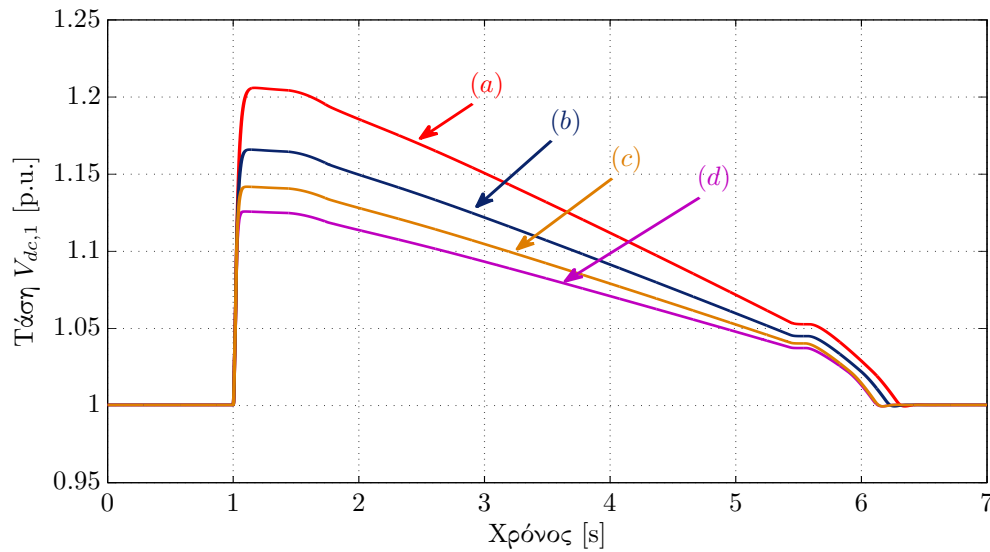


(ιδ') Ενεργός ισχύς που παράγει η ισοδύναμη γεννήτρια του πάρκου (βασική ισχύς 500MVA).



(ιε') Ταχύτητα γεννήτριας  $\omega_{gen}$  σε p.u. (βασική συχνότητα 50Hz).

Σχήμα 9.1: Προσομοίωση low-voltage ride-through του offshore αιολικού πάρκου συνδεδεμένου με το κυρίως δίκτυο με γραμμή μεταφοράς HVdc με βάση τη στρατηγική βύθισης τάσης του offshore δικτύου. Η κλίση της βύθισης είναι 12p.u. ανά μονάδα μεταβολής της τάσης  $V_{dc,2}$ .

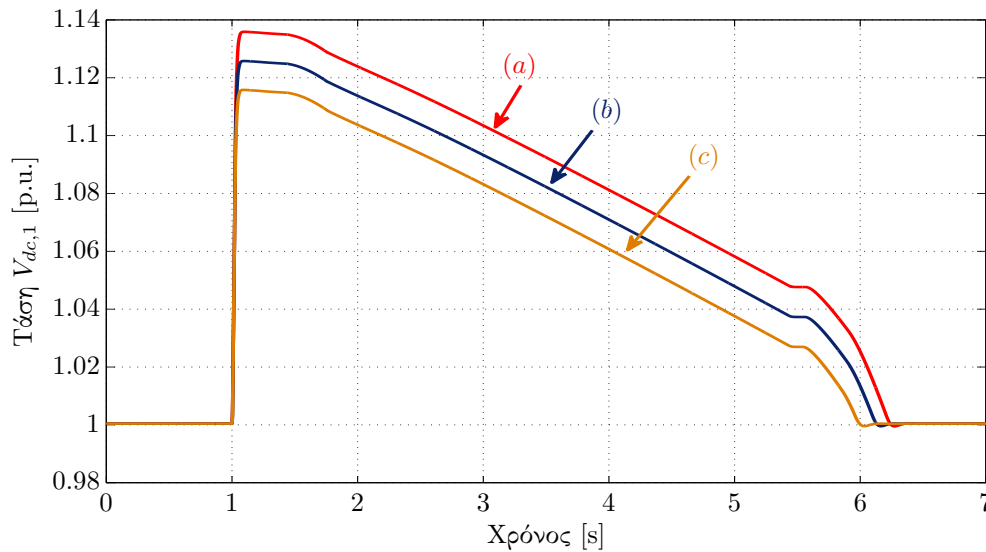


Σχήμα 9.2: Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης de-link για διαφορετικές σταθερές κλίσης της βύθισης συχνότητας ως προς  $V_{dc,2}$ : (a) 6, (b) 8, (c) 10, (d) 12 p.u. ανά μονάδα μεταβολής της τάσης  $V_{dc,2}$ .

τιμή και ακολουθεί τη λογική που παρουσιάστηκε στην ενότητα low-voltage ride-through αιολικού πάρκου του προηγούμενου κεφαλαίου. Η τάση dc της ανεμογεννήτριας δεν ξεπερνάει τα φυσιολογικά όρια λειτουργίας, όπως φαίνεται στην προσομοίωση, λόγω της συνεχούς λειτουργίας του ελεγκτή dc τάσης. Τέλος, η παραγόμενη ενεργός ισχύς από τη γεννήτρια έχει την αναμενόμενη συμπεριφορά, ενώ η ταχύτητα της γεννήτριας μετά από κάποιο χρόνο αποκαθίσταται μέσω του ελέγχου pitch στην ονομαστική της τιμή.

Με βάση τα όσα σχολιάστηκαν στην απλουστευμένη θεωρητική ανάλυση του low-voltage ride-through με βύθιση τάσης, η αύξηση του συντελεστή βύθισης  $K_V$  πρέπει να οδηγήσει σε μείωση της μέγιστης καταπόνησης της dc τάσης στη γραμμή HVdc. Στο σχήμα 9.2 παρουσιάζεται η καταπόνηση της dc τάσης για διαφορετικές τιμές σταθεράς  $K_V$ . Το συμπέρασμα επαληθεύεται και οι αυξημένες τιμές  $K_V$  οδηγούν σε μικρότερες  $V_{dc,max}$ . Βέβαια, με βάση το γράφημα, μετά από ένα σημείο ισόποση αύξηση του  $K_V$  οδηγεί σε μικρότερη πτώση της μέγιστης τιμής  $V_{dc,1}$ . Αυτό μπορεί να εξηγηθεί και από τον απλοποιημένο τύπο που παρουσιάστηκε για το  $V_{dc,max}$  στο κεφάλαιο 6, εφόσον η παράμετρος  $K_V$  βρίσκεται στον παρανομαστή του όρου που προκαλεί την απόκλιση από την τιμή αναφοράς. Κατά συνέπεια, το σφάλμα δε θα εξαλειφθεί ποτέ ολοκληρωτικά. Επίσης, σε ένα πραγματικό σύστημα, η αύξηση του  $K_V$  οδηγεί σε ταχύτερη μείωση της τάσης ac του offshore δικτύου. Επομένως, τα όρια αντοχής του αιολικού πάρκου σε βυθίσεις τάσης θέτουν ένα άνω όριο στην αύξηση της παραμέτρου  $K_V$ .

Όπως αναφέρθηκε, η βύθιση τάσης ξεκινάει από ένα όριο αποδεκτών τιμών τάσης  $V_{dc,2}$  φυσιολογικής λειτουργίας και μετά. Είναι προφανές, πως όσο πιο μεγάλο είναι το όριο αυτό, τόσο πιο πολύ θα αργήσει να αντιδράσει ο μετατροπέας WF-VSC και να μειώσει την τάση του



Σχήμα 9.3: Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικά όρια αποδεκτής τάσης  $V_{dc,2}$  (a) 1.06, (b) 1.05, (c) 1.04 και κλίση βύθισης 12 p.u. ανά μονάδα μεταβολής της τάσης  $V_{dc,2}$ .

offshore δικτύου, άρα και η επιβάρυνση της τάσης dc που θα προκληθεί θα είναι αυξημένη. Από την άλλη, το όριο πρέπει να είναι αρκετά χαμηλό ώστε να μην επηρεάζεται από μεταβολές φυσιολογικής λειτουργίας. Το όριο που επιλέχθηκε στην προσομοίωση ήταν 1.05, μια τιμή που με βάση τις προσομοιώσεις της φυσιολογικής λειτουργίας HVdc δεν εμφανίζεται στην τάση  $V_{dc,2}$ . Στο σχήμα 9.3 πάντως φαίνεται η επιβάρυνση του dc-link για διαφορετικές τιμές οριακής τάσης  $V_{dc,2}$ .

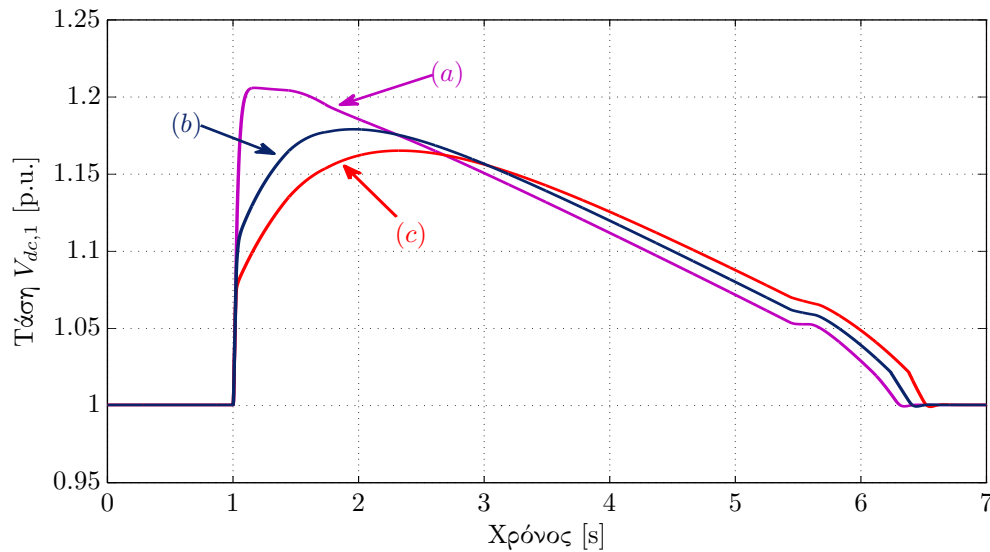
### Διαφορικός ελεγκτής

Κατά την απλοποιημένη μελέτη του low-voltage ride-through προτάθηκε η χρήση του ρεύματος του πυκνωτή του μετατροπέα WF-VSC στον ελεγκτή βύθισης τάσης. Αυτό αντιστοιχεί στην ποσότητα

$$i_C = C \frac{dV_{dc,2}}{dt}. \quad (9.2)$$

Η έννοια του ρεύματος του πυκνωτή μετατροπέα είναι κάτι διαισθητικό στο μετατροπέα δύο επιπέδων. Παρόλα αυτά και στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων μπορεί να οριστεί μια ισοδύναμη χωρητικότητα και συνεπώς να υπολογιστεί η ποσότητα  $i_C$  με βάση την (9.2). Από την απλοποιημένη θεωρητική μελέτη που παρουσιάστηκε, η προσθήκη του διαφορικού ελεγκτή αναμένεται να επιτύχει δύο πράγματα: μείωση του ρυθμού μεταβολής της dc τάσης και μείωση του μεγίστου της dc τάσης μέσω της μετατόπισής του σε μεταγενέστερη χρονική στιγμή.

Ήδη, στο σχήμα 9.1 σκόπιμα παρουσιάστηκε η γραφική αναπαράσταση του ρεύματος  $i_C$ .



Σχήμα 9.4: Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου  $K_{i_c}$  του ελεγκτή τάσης του WF-VSC: (a) 0, (b) 20, (c) 40 ανά μονάδα μεταβολή της τάσης ανά μεταβολή της ανά μονάδα τιμής του  $i_C$  στην έξοδο βαθυπερατού φίλτρου  $5\text{rad/s}$  και μειωμένη αναλογική κλίση βύθισης  $6\text{ p.u.}$  ανά μονάδα μεταβολής της τάσης  $V_{dc,2}$ , ώστε να φανεί πιο έντονα η επίδραση του όρου  $i_C$ .

Παρατηρούμε πως η τιμή του  $i_C$  είναι θετική τις πρώτες χρονικές στιγμές του σφάλματος και στη συνέχεια η τιμή της είναι αρκετά μικρότερη. Αυτή η συμπεριφορά είναι κατάλληλη για τη γρήγορη αντιμετώπιση της αύξησης της dc τάσης στα πρώτα ms της βύθισης που το έχει ανάγκη.

Στο σχήμα 9.4 παρουσιάζεται η επιβάρυνση της dc τάσης με τη χρήση και διαφορικού ελεγκτή βασισμένου στο  $i_C$ . Προκειμένου να φανεί πιο έντονα η επίδραση του  $i_C$  στην dc τάση, χρησιμοποιήθηκε μια μικρότερη σταθερά  $K_V$ , η οποία όμως πάλι ικανοποιεί το όριο του  $V_{dc,max}$  για  $1.2\text{p.u.}$  που τέθηκε για να θεωρηθεί το low-voltage ride-through πετυχημένο. Παρατηρούμε την επαλήθευση των θεωρητικών ευρημάτων: με αύξηση του όρου  $K_{i_C}$ , του κέρδους δηλαδή του διαφορικού ελεγκτή, πετυχαίνουμε μείωση του ρυθμού μεταβολής της dc τάσης και μετατόπιση του σημείου μέγιστης τιμής dc προς τα δεξιά. Αυτό έχει σαν συνέπεια τη μείωση της τιμής του, με βάση όσα εξηγήθηκαν.

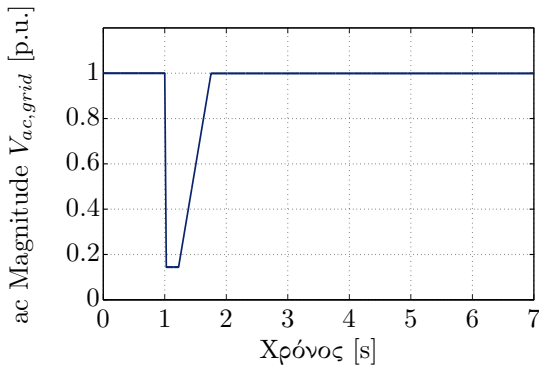
### 9.3 Προσομοίωση low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας στο offshore δίκτυο

Στην ενότητα αυτή προσομοιώνεται η ικανοποίηση των απαιτήσεων low-voltage ride-through του αιολικού πάρκου μέσω πρόκλησης τεχνητής αύξησης της συχνότητας του offshore πάρκου. Ενώ ο G-VSC ικανοποιεί τις απαιτήσεις του δικτύου, ο WF-VSC προκαλεί μια τεχνητή αύξηση της συχνότητας του δικτύου. Η αύξηση αυτή της συχνότητας ανιχνεύεται από την απόκριση συχνότητας του αιολικού πάρκου, το οποίο μειώνει την ισχύ του. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στο σχήμα 9.5.

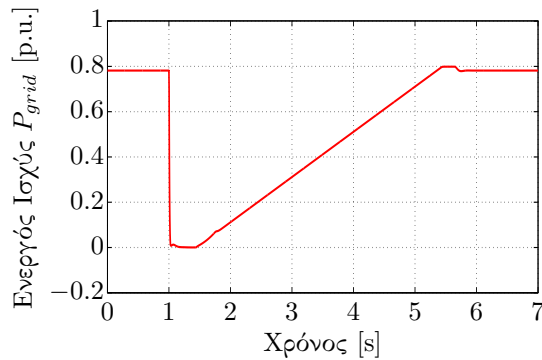
Η συμπεριφορά του G-VSC είναι ακριβώς η ίδια με αυτή που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Ικανοποιεί δηλαδή τις απαιτήσεις άεργου ισχύος και η ενεργός ισχύς μειώνεται στο μηδέν. Αυτή τη φορά όμως, η αύξηση της dc τάσης αντιμετωπίζεται με αύξηση της offshore συχνότητας. Η αύξηση της συχνότητας γίνεται μέσω μιας καμπύλης droop με κλίση  $K_f$ . Η αυξημένη συχνότητα οδηγεί σε ενεργοποίηση της απόκρισης συχνότητας του αιολικού πάρκου, όπως έχει περιγραφεί στις προσομοιώσεις του προηγούμενου κεφαλαίου. Η αύξηση της συχνότητας φτάνει μέχρι και τα 52.5Hz κατά τη διάρκεια της βύθισης. Τελικά, η dc τάση μένει εντός αποδεκτών ορίων (μικρότερη του 1.2p.u.) και τα υπόλοιπα μεγέθη της ανεμογεννήτριας αποκαθίστανται στις φυσιολογικές τους τιμές.

Αρκετά ενδιαφέροντα ζητήματα προκύπτουν από την πραγματοποίηση της προσομοίωσης. Ένα πρώτο θέμα είναι η επιλογή της παραμέτρου  $K_f$ . Με βάση την απλουστευμένη, θεωρητική ανάλυση που έχει γίνει, η αύξηση της παραμέτρου αυτής οδηγεί σε μείωση της μέγιστης καταπόνησης της dc τάσης. Το συμπέρασμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 9.6, όπου προσομοιώσεις με διαφορετικές σταθερές  $K_f$  πραγματοποιήθηκαν, για δεδομένα χαρακτηριστικά ανεμογεννήτριας. Όντως, η καταπόνηση της dc τάσης μειώνεται με αύξηση της παραμέτρου  $K_f$ . Παρόλα αυτά, κάτι το οποίο δεν περιείχε η απλουστευμένη ανάλυση που πραγματοποιήθηκε είναι οι ενδεχόμενες καθυστερήσεις στην απόκριση αδράνειας του αιολικού πάρκου (λόγω της καθυστερημένης απόκρισης του PLL και της καθυστέρησης του ελέγχου μείωσης ισχύος από τον PI ελεγκτή ισχύος). Από αυτή την άποψη, η πρόκληση βύθισης τάσης που εξετάστηκε στην προηγούμενη ενότητα υπερτερούσε σε ταχύτητα απόκρισης επειδή το μόνο που χρειαζόταν είναι ο περιορισμός του μέτρου ρεύματος του μετατροπέα, που είναι ταχύτατος. Κατά συνέπεια, καθυστερημένη απόκριση της ανεμογεννήτριας σε συνδυασμό με μεγάλη σταθερά  $K_f$  μπορεί να οδηγήσει σε υψηλές τιμές συχνότητας (και άρα και ROCOF λόγω της ταχύτατης αύξησης συχνότητας). Η σταθερά  $K_f$  στην προσομοίωση επιλέχθηκε με τρόπο ώστε να εξασφαλίζει αποδεκτή καταπόνηση της dc τάσης και λογικά όρια αύξησης της συχνότητας (περίπου μέχρι τα 52.5Hz).

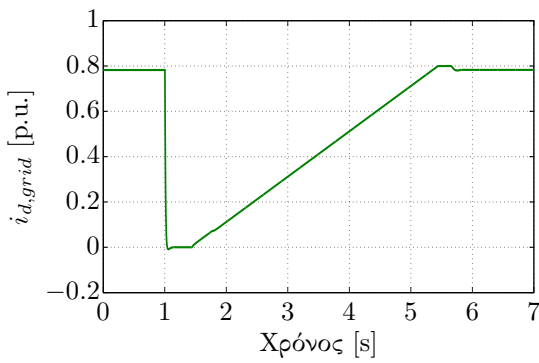
Ένα δεύτερο θέμα που χρήζει μελέτης είναι η συμβολή της αδρανειακής απόκρισης της ανεμογεννήτριας στην απόκριση του συστήματος. Με βάση τη θεωρητική απλουστευμένη μελέτη που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 6, η χρήση της αδρανειακής απόκρισης αναμένεται να μειώσει το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας (ROCOF) και να μειώσει τη μέγιστη τάση  $V_{dc}$ , μετατοπίζοντας το σημείο εμφάνισης του μεγίστου προς τα δεξιά στο χρόνο. Το πρώτο υπό εξέταση ερώτημα αφορά στη διαστασιολόγηση του βαθυπερατού φίλτρου της αδρανειακής.



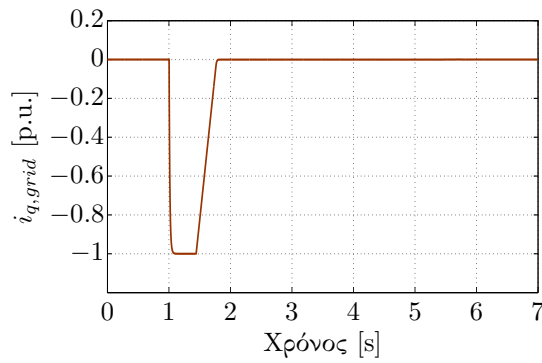
(α') Βύθιση τάσης δικτύου. Η διαταραχή διαρκεί συνολικά 750ms με 200ms σε τάση 0.15p.u. (ονομαστική τάση δικτύου 400kV).



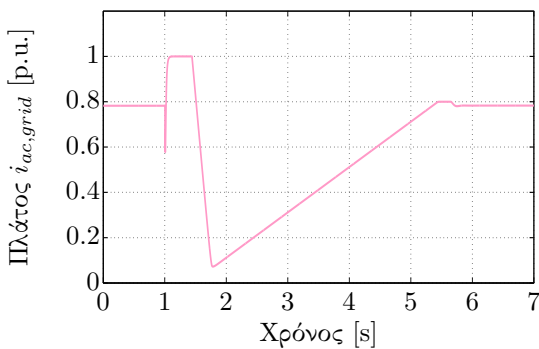
(β') Ενεργός ισχύς στην έξοδο μετατροπέα G-VSC με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



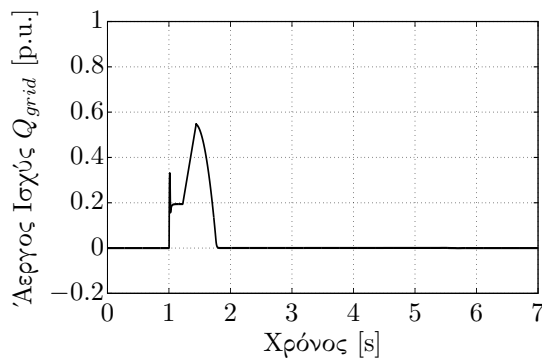
(γ') Ρεύμα  $i_d$  εξόδου μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV)



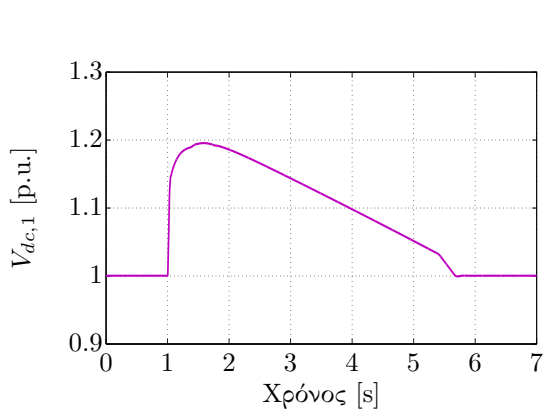
(δ') Ρεύμα  $i_q$  εξόδου μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV)



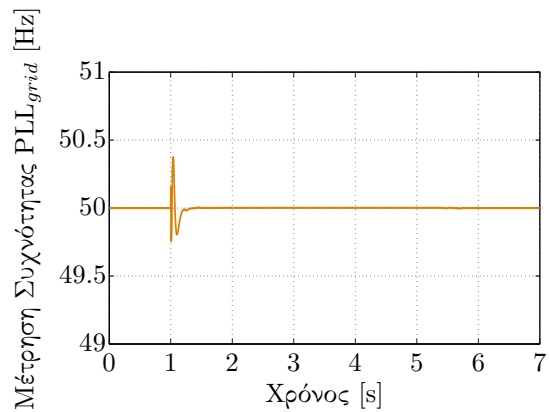
(ε') Πλάτος ρεύματος στην έξοδο του μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV).



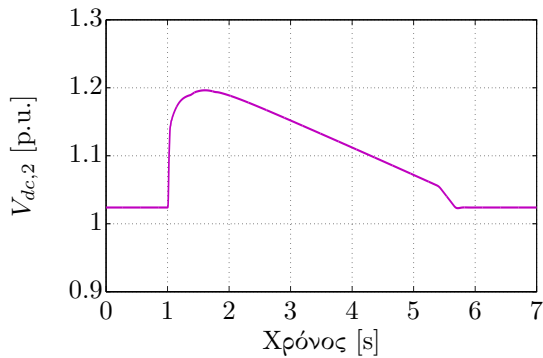
(ς') Άεργος ισχύς στην έξοδο μετατροπέα G-VSC με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA).



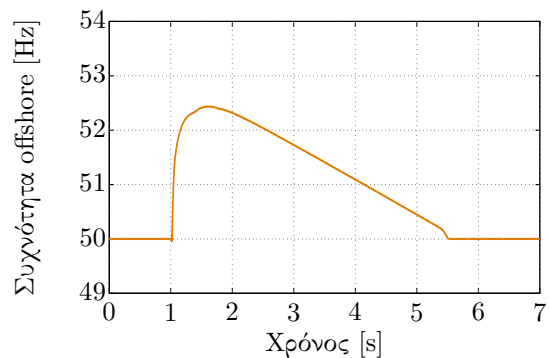
(ζ) Τάση dc του μετατροπέα G-VSC σε p.u. (βασική τάση 300kV).



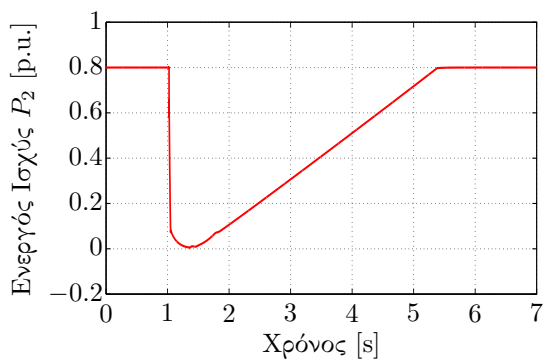
(η) Μετρούμενη συχνότητα από το PLL στο δίκτυο.



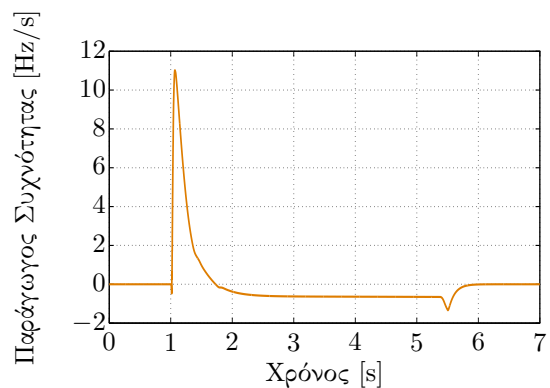
(θ) Τάση dc του μετατροπέα WF-VSC σε p.u. (βασική τάση 300kV).



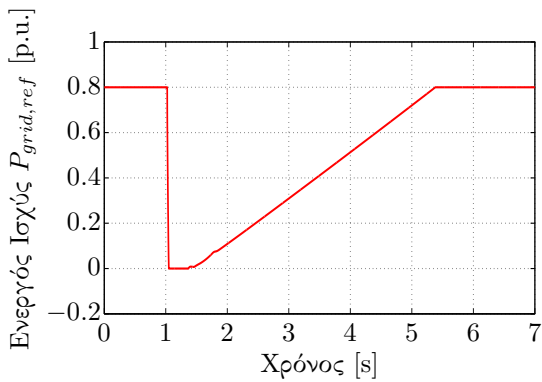
(ι) Τεχνητή αύξηση της συχνότητας από το μετατροπέα WF-VSC στο offshore δίκτυο του πάρκου όπως μετράται στο PLL του πάρκου.



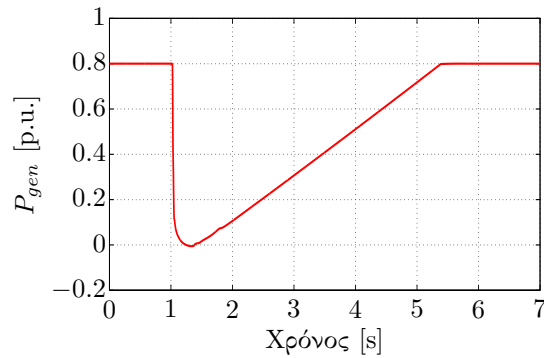
(ια) Ενεργός ισχύς που προσφέρει ο μετατροπέας WF-VSC στο HVdc δίκτυο (βασική ισχύς 500MVA).



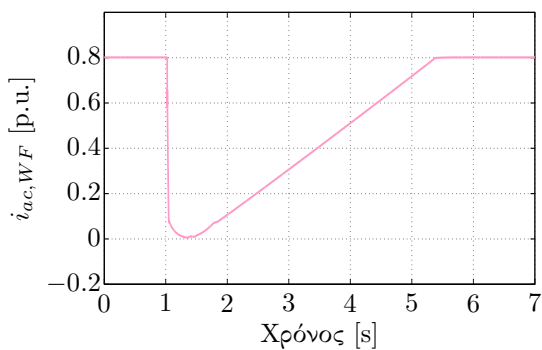
(ιβ) Παράγωγος μετρούμενης συχνότητας του offshore δικτύου μετά τη διαμεσολάβηση βαθυπερατού φίλτρου συχνότητας καμψής 10rad/s.



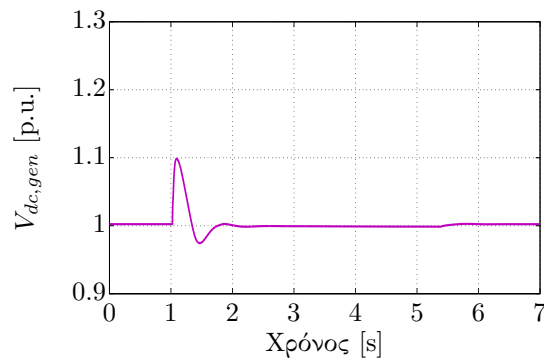
(iγ') Εντολή ενεργού ισχύος εξόδου από τον ελεγκτή απόκρισης συχνότητας του αιολικού πάρκου (βασική ισχύς 500MVA).



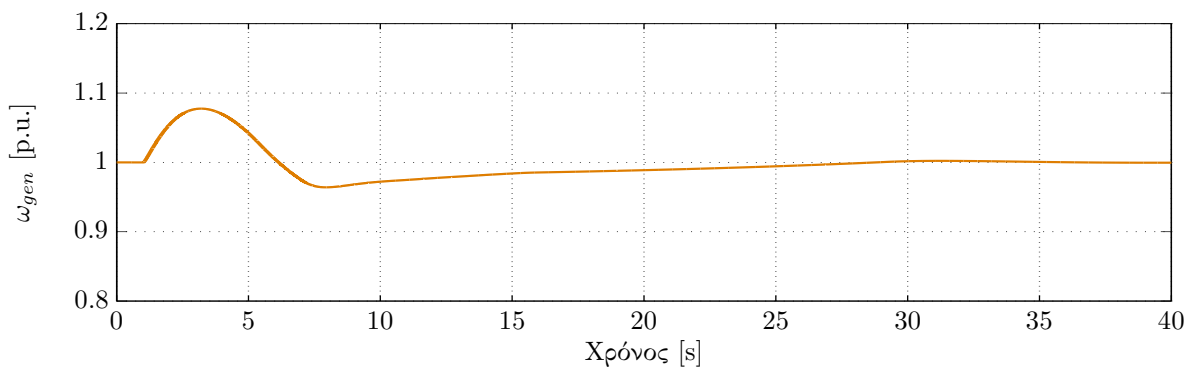
(ιδ') Ενεργός ισχύς που παράγει η ισοδύναμη γεννήτρια του πάρκου (βασική ισχύς 500MVA).



(ιε') Πλάτος ρεύματος  $i_{ac}$  εξόδου του αιολικού πάρκου (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 21kV).



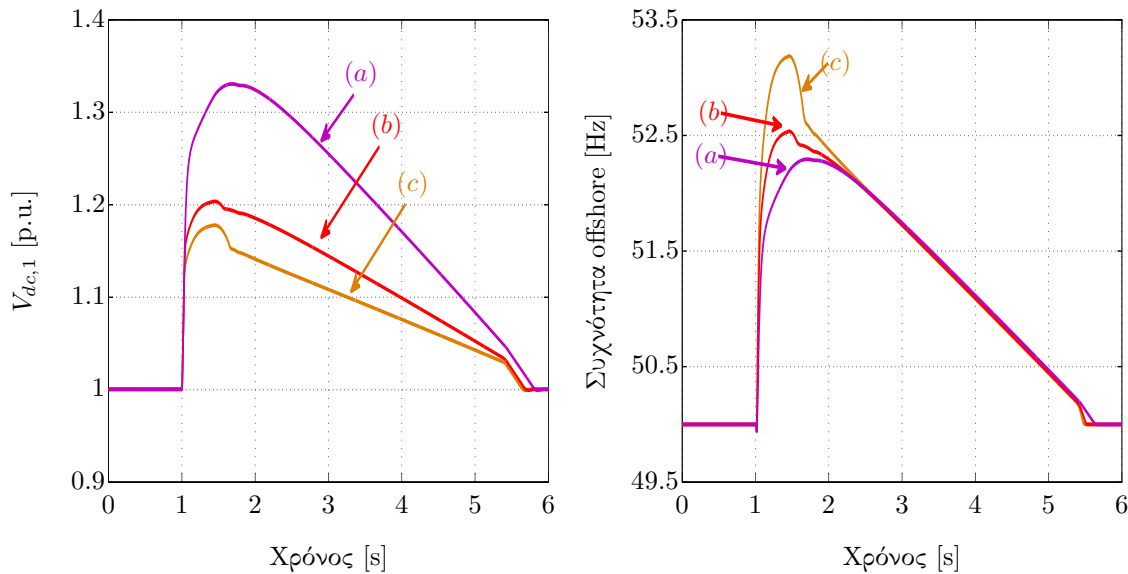
(ιζ') Τάση dc link ανεμογεννήτριας (βασική τάση 5.4kV).



(ιζ') Ταχύτητα γεννήτριας  $\omega_{gen}$  σε p.u. (βασική συχνότητα 50Hz).

Σχήμα 9.5: Προσομοίωση low-voltage ride-through του offshore αιολικού πάρκου συνδεδεμένου με το κυρίως δίκτυο με γραμμή μεταφοράς HVdc με βάση τη στρατηγική droop αύξησης συχνότητας του offshore δικτύου. Η καμπύλη droop ενεργοποιείται στο 1.05 της ονομαστικής τάσης και έχει ανοδική κλίση  $K_f = 16\text{Hz}$  ανά μονάδα μεταβολής  $V_{dc,2}$ . Η απόκριση συχνότητας της ανεμογεννήτριας έχει  $K_{dr} = 20$ , και  $K_{in} = 3$ .



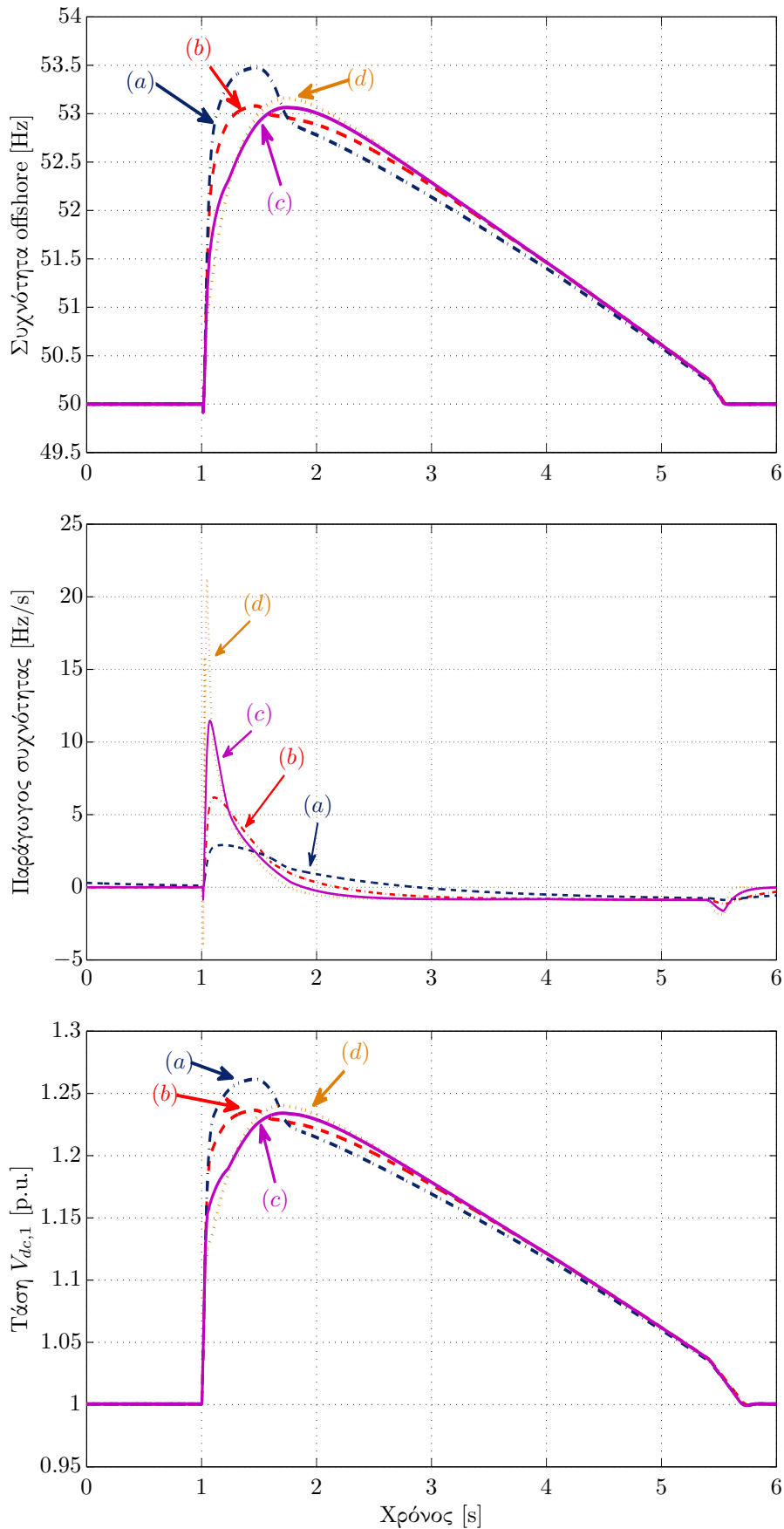


Σχήμα 9.6: Προσομοίωση για διαφορετικές τιμές κλίσης αύξησης της συχνότητας του offshore μετατροπέα: (a) 8, (b) 16 και (c) 24 Hz ανά μονάδα  $V_{dc,2}$ . Παρατηρούμε πως για μεγάλες τιμές της κλίσης αυτής, η αύξηση της συχνότητας ξεπερνά τα αποδεκτά όρια, ενώ για μικρές τιμές της η αύξηση της dc τάσης ξεπερνά τα αποδεκτά όρια. Η τελική επιλογή της τιμής αποτελεί trade-off μεταξύ των παραπάνω παραγόντων.

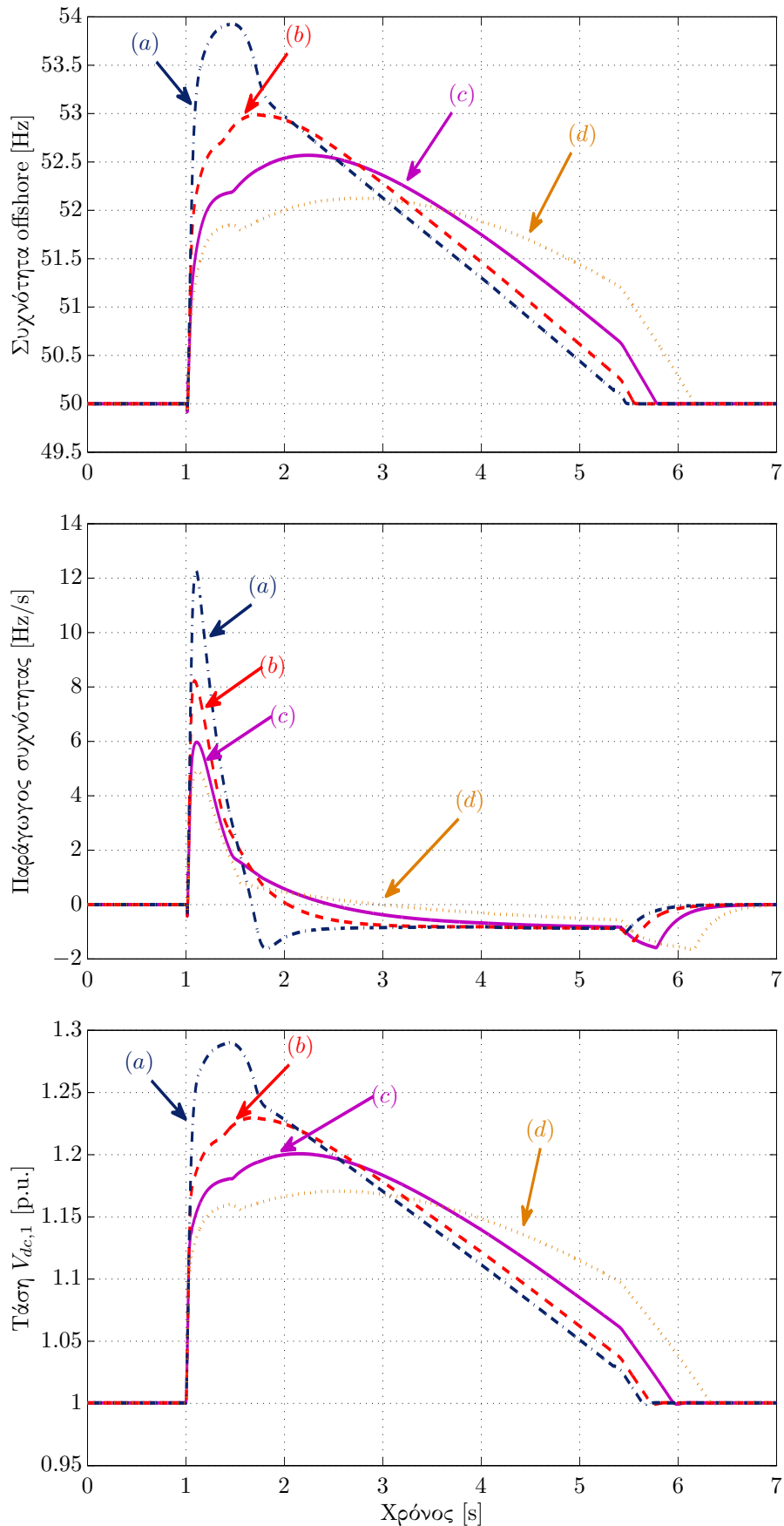
Συγκεκριμένα, η παράγωγος της συχνότητας περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο προτού πολλαπλασιαστεί με το κέρδος αδράνειας  $K_{in}$ . Ανεξάρτητα με το μέγεθος του φίλτρου, η παράγωγος της συχνότητας θα προηγείται της ίδιας της συχνότητας (επειδή η μέγιστη καθυστέρηση που μπορεί να εισάγει ένα βαθυπερατό φίλτρο πρώτου βαθμού είναι  $90^\circ$ ). Παρόλα αυτά, για μεγάλα φίλτρα μπορεί η λειτουργία της παραγωγού να μειωθεί δραστικά.

Για ανεμογεννήτριες που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο, μια τυπική συχνότητα καμψής φίλτρων ώστε να απομονώνει το θόρυβο των μετρήσεων είναι τα  $50\text{rad/s}$ . Παρόλα αυτά, ένα τέτοιο βαθυπερατό φίλτρο είναι συνηθισμένο στο να ανταποκρίνεται σε μεταβολές συχνότητας περιορισμένου ρυθμού, λόγω της ολικής αδράνειας του ηλεκτρικού συστήματος. Στην περίπτωση της τεχνητής αύξησης συχνότητας στο offshore δίκτυο, η μεταβολή της συχνότητας είναι  $1 - 2\text{ Hz}$  σε διάστημα ms. Αυτό αντιστοιχεί σε μια πολύ μεγάλη αριθμητική τιμή παραγωγού. Εάν θέλαμε να σχεδιάσουμε το κέρδος της αδρανειακής απόκρισης με βάση μια τέτοια μεταβολή, θα έπρεπε το κέρδος αυτό να επιλεγεί πολύ μικρό. Μικρό κέρδος όμως στον αδρανειακό ελεγκτή θα μείωνε τα οφέλη που διαπιστώθηκαν θεωρητικά για τη χρήση της αδράνειας. Εναλλακτικά, προτιμάται η χρήση ενός μεγαλύτερου βαθυπερατού φίλτρου, το οποίο θα εξομαλύνει τους ρυθμούς μεταβολής. Είναι σημαντικό όμως η πληροφορία της παραγωγού για τα υπό εξέταση μεταβατικά να μην εξουδετερώνεται από το βαθυπερατό φίλτρο, γιατί τότε πάλι δεν θα υπάρχει ουσιαστικό κέρδος από τη χρήση της αδράνειας. Για το λόγο αυτό η τελική επιλογή πραγματοποιείται με βάση προσομοιώσεις.

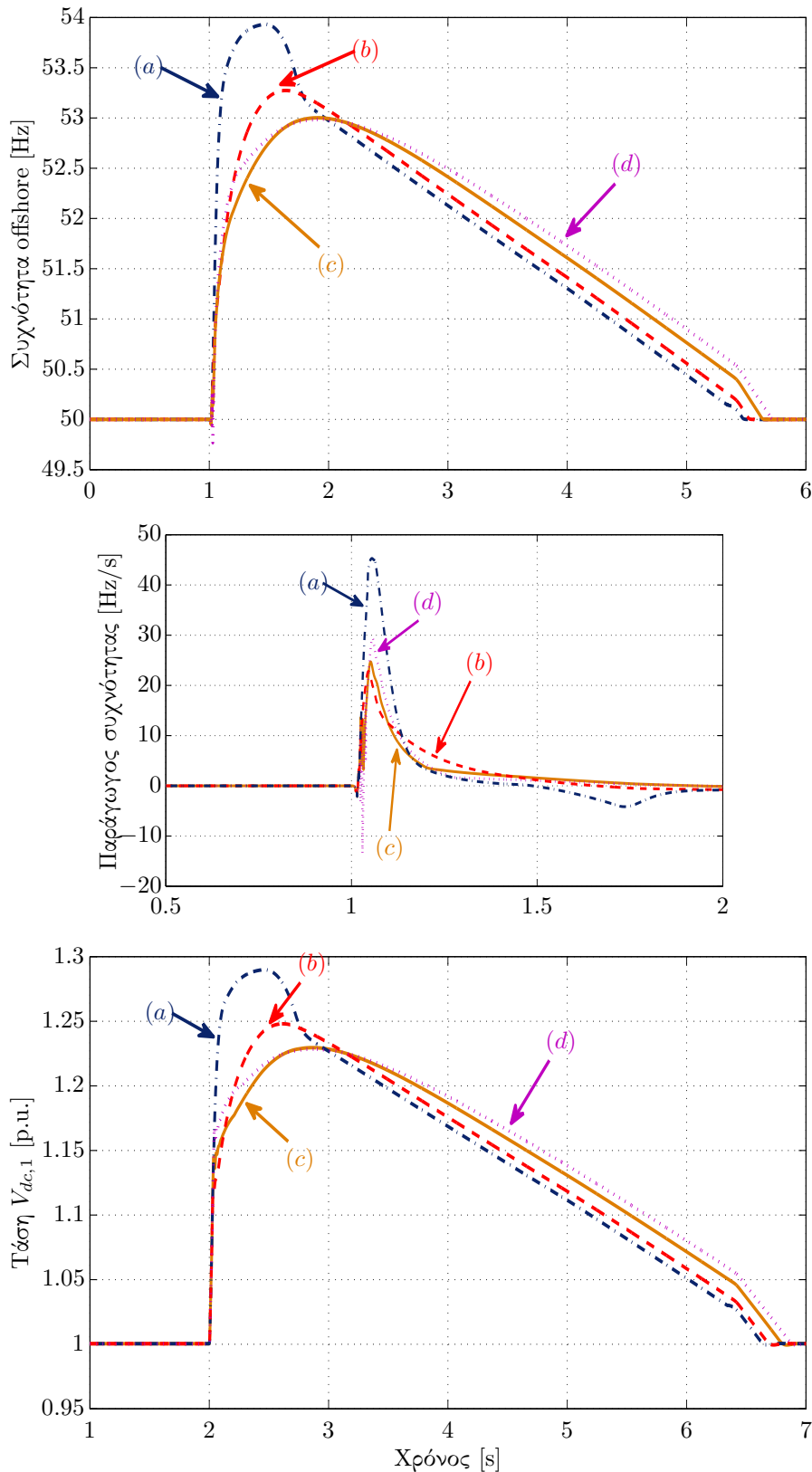
Προκειμένου να επιλεγεί μια κατάλληλη τιμή βαθυπερατού φίλτρου στη συγκεκριμένη ε-



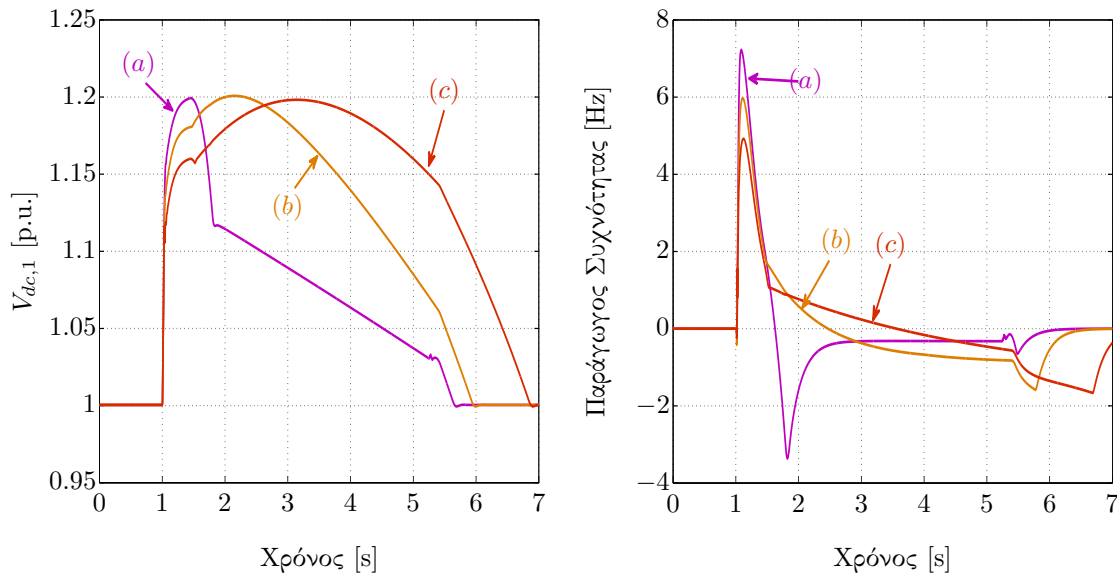
Σχήμα 9.7: Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης για συχνότητα καμψής βαθυπερατού φίλτρου αδρανειακού ελεγκτή (a) 1rad/s, (b) 3rad/s, (c) 10rad/s και (d) 50rad/s. Μια μειωμένη παράμετρος άρσορ αιολικού πάρκου  $K_{dr} = 15$  χρησιμοποιήθηκε για να γίνει πιο εμφανής η επίδραση της αδρανειακής με  $K_{in} = 3$ .



Σχήμα 9.8: Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης fault ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας για διαφορετικές τιμές  $K_{in}$  αδρανειακού ελέγχου του αιολικού πάρκου (a) 0, (b) 3, (c) 10 και (d) 30 και για βαθυπερατό φίλτρο 5rad/s. Μια μειωμένη παράμετρος droop ανεμογεννήτριας  $K_{dr} = 15$  χρησιμοποιήθηκε για να γίνει πιο εμφανής η επίδραση της αδρανειακής.



Σχήμα 9.9: Συγκριτική μελέτη μεγεθών προσομοίωσης fault ride-through με τεχνητή αύξηση συχνότητας για διαφορετικές τιμές  $K_{in}$  αδρανειακού ελέγχου του αιολικού πάρκου (a) 0, (b) 2, (c) 5.6 και (d) 8 και για βαθυπερατό φίλτρο 50rad/s. Μια μειωμένη παράμετρος droop ανεμογεννήτριας  $K_{dr} = 15$  χρησιμοποιήθηκε για να γίνει πιο εμφανής η επίδραση της αδρανειακής .



Σχήμα 9.10: Επίτευξη του ίδιου αποτελέσματος  $V_{dc,max}$  μέσω (a) αυξημένης σταθεράς droop  $K_{dr} = 40$  χωρίς αδρανειακή απόκριση, (b) σταθεράς droop  $K_{dr} = 15$  και αδρανειακής απόκλισης  $K_{in} = 10$  και (c) σταθεράς droop  $K_{dr} = 9.3$  και αδρανειακής απόκλισης  $K_{in} = 15$  (με βαθυπερατό φίλτρο  $5\text{rad/s}$ ). Παρατηρούμε πως στη δεύτερη και τρίτη περίπτωση το ROCOF είναι σημαντικά μειωμένο.

φαρμογή, για το δεδομένο μοντέλο ανεμογεννήτριας πραγματοποιούνται προσομοιώσεις με διαφορετικές τιμές συχνότητας καμψής βαθυπερατών φίλτρων. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 9.7. Για μικρές συχνότητες καμψής ( $< 3\text{rad/s}$ ) παρατηρούμε πως η δράση της αδρανειακής είναι σχεδόν αμελητέα, καθώς έχει εξουδετερωθεί από την ύπαρξη του φίλτρου. Για μεγαλύτερες όμως συχνότητες καμψής, παρατηρούμε τα χαρακτηριστικά της εμφάνισης της αδρανειακής απόκλισης: μείωση της μέγιστης τιμής  $V_{dc}$  και μετατόπιση του σημείου μεγίστου προς τα δεξιά. (Η παράγωγος συχνότητας που εμφανίζεται στα γραφήματα είναι μετά την επίδραση του φίλτρου και αντιστοιχεί στον όρο συμβολής του αδρανειακού ελεγκτή). Για υπερβολικά μεγάλες συχνότητες καμψής δεν προστίθεται κάποιο ιδιαίτερο όφελος, αντιθέτως μάλιστα η απόκριση φαίνεται ελαφρώς να χειροτερεύει. Με βάση τα αποτελέσματα αυτά, το φίλτρο που επιλέχθηκε για την εφαρμογή έχει συχνότητα καμψής  $5 - 10\text{rad/s}$ .

Προκειμένου να φανεί η επίδραση της αδρανειακής στην απόκριση του συστήματος, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με διαφορετικές τιμές  $K_{in}$ . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 9.8 και 9.9. Στο σχήμα 9.8 παρουσιάζεται η απόκριση για διαφορετικές τιμές αδρανειακής απόκλισης με βαθυπερατό φίλτρο συχνότητας καμψής  $5\text{rad/s}$ . Παρατηρούμε την αναμενόμενη μετατόπιση του μεγίστου της καμπύλης dc τάσης προς τα δεξιά. Επίσης, η τιμή του μεγίστου μειώνεται, όπως είναι αναμενόμενο από τη θεωρητική εξήγηση. Τέλος, η παράγωγος της συχνότητας (που παρουσιάζεται μετά την επίδραση του ίδιου φίλτρου σε όλες τις περιπτώσεις) μειώνεται σημαντικά. Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνουν τους θεωρητικούς ισχυρισμούς. Στο σχήμα 9.9 εκτελούνται αντίστοιχες προσομοιώσεις με ένα μικρότερο

φίλτρο, συχνότητας καμπής 50rad/s. Προκειμένου η τελική τιμή εξόδου του αδρανειακού ελεγκτή  $K_{in} \frac{df}{dt}$  να παραμείνει εντός λογικών τιμών, για τη μεγάλη τιμή  $\frac{df}{dt}$  με τη χρήση μικρού φίλτρου, η παράμετρος  $K_f$  δεν μπορεί να αυξηθεί πολύ. Άλλωστε, η αναφορά ισχύος εξόδου  $P_{grid,ref}$  που δίνει ο ελεγκτής του grid side converter της ανεμογεννήτριας περιορίζεται μεταξύ του μηδενός και της ονομαστικής ισχύος, οπότε αρνητικές εντολές ισχύος που μπορεί να προκύψουν από έναν μεγάλο όρο του αδρανειακού ελεγκτή απλά αγνοούνται λόγω του περιοριστή.

Τέλος, με βάση τα όσα περιγράφηκαν στη θεωρητική ανάλυση, η δράση του αδρανειακού ελεγκτή είναι αναντικατάστατη και δε δύναται να επιτευχθεί το ίδιο αποτέλεσμα με απλή αύξηση του  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας. Αυτό συμβαίνει επειδή η αύξηση του αδρανειακού ελεγκτή οδηγεί σε μείωση του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας και μετατοπίζει το σημείο μέγιστης dc τάσης προς μεταγενέστερες χρονικές στιγμές. Κατά συνέπεια, το ίδιο αποτέλεσμα μέγιστης καταπόνησης dc τάσης μπορεί να επιτευχθεί με μικρότερες τιμές ROCOF. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης του σχήματος 9.10 επαληθεύουν τον ισχυρισμό: Και οι τρεις προσομοιώσεις που παρουσιάζονται έχουν την ίδια μέγιστη επιβάρυνση dc τάσης. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση με τη μεγαλύτερη αδρανειακή απόκριση, ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (ROCOF) του offshore δικτύου είναι ο μικρότερος.

## 9.4 Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας

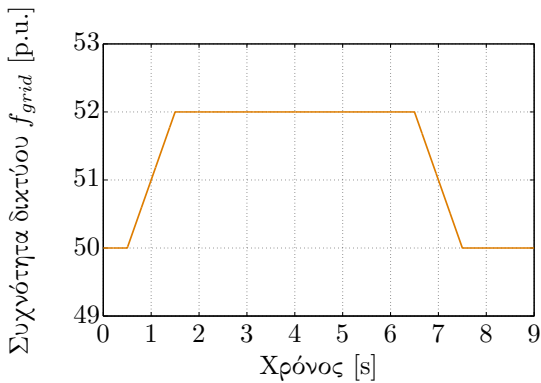
Ο Γερμανικός κώδικας συστήματος επιβάλλει τη μείωση της παρεχόμενης προς το δίκτυο ισχύος από τη γραμμή HVdc σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας. Πάλι, ο onshore μετατροπέας της γραμμής HVdc, G-VSC, αναλαμβάνει την ικανοποίηση των απαιτήσεων του δικτύου. Με βάση τα όσα περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 6, σε περίπτωση που ο μετατροπέας ανιχνεύσει διαταραχή στη συχνότητα του δικτύου που ξεπερνάει τα 50.2Hz εισάγει έναν περιορισμό στη μέγιστη τιμή του ελεγκτή dc τάσης ο οποίος δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta P_{grid} = 20 P_N \frac{50.2Hz - f_{grid}}{50Hz} \quad (9.3)$$

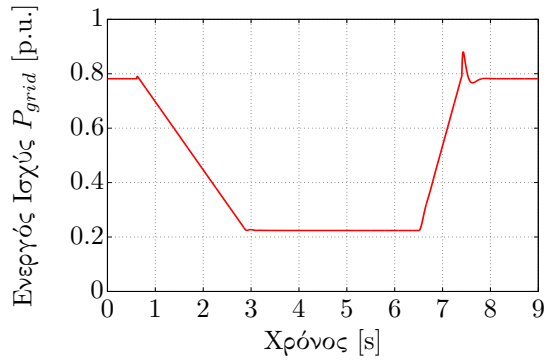
Η προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε παρουσιάζεται στο σχήμα 9.11. Στο σχήμα αυτό η επιβαλλόμενη διαταραχή της συχνότητας του δικτύου φτάνει μέχρι τα 52Hz και διαρκεί συνολικά 7 δευτερόλεπτα. Με βάση την προηγούμενη εξίσωση, η μεταβολή της παρεχόμενης ισχύος για τη συχνότητα των 52Hz (και εφόσον στο ανά μονάδα σύστημα που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία  $P_N = 0.8$ ) πρέπει να είναι  $\Delta P_{grid} = 20 \cdot 0.8 \cdot \frac{50.2-52}{50} = -0.576$  p.u. δηλαδή η ισχύς πρέπει να μειωθεί στο  $P_{grid} = P_N + \Delta P_{grid} = 0.8 - 0.576 = 0.224$  p.u.. Πραγματικά, βλέπουμε πως ο περιοριστής ισχύος πετυχαίνει να μειώσει την παρεχόμενη στο δίκτυο ενεργό ισχύ στην τιμή αυτή (με κάποια καθυστέρηση λόγω της ύπαρξης και ενός περιοριστή μείωσης ρυθμού ισχύος).

Ο περιορισμός της ισχύος από τον G-VSC έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της dc τάσης. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού χρησιμοποιείται ακριβώς το ίδιο σύστημα που προσομοιώθηκε στην προηγούμενη ενότητα για πρόκληση τεχνητής αύξησης συχνότητας (ίδιος ελεγκτής WF-VSC, ίδια απόκριση droop και inertia του αιολικού πάρκου). Συνεπώς, προκαλείται μια τεχνητή αύξηση της συχνότητας του offshore δικτύου, η οποία οδηγεί στη μείωση της ισχύος του αιολικού πάρκου λόγω της απόκρισης συχνότητας. Ας αναφερθεί στο σημείο αυτό πως η μεταβολή συχνότητας που προσομοιώθηκε είναι πολύ πιο αργή από τις βυθίσεις τάσης που προσομοιώθηκαν και διαρκεί σημαντικά μεγάλο χρονικό διάστημα, όπως είναι πιθανό να διαρκεί μια μεταβολή συχνότητας σε πραγματικό σύστημα. Για το λόγο αυτό, η αδρανειακή της ανεμογεννήτριας (η οποία διαστασιολογήθηκε για τη βέλτιστη απόκριση στα απαιτητικά και ταχύτατα μεταβατικά της offshore συχνότητας στην περίπτωση του low-voltage ride-through) δεν έχει υπολογίσιμη συνεισφορά στη συγκεκριμένη προσομοίωση. Η κοινή διαστασιολόγηση του συστήματος στις δύο περιπτώσεις είναι απαραίτητη, αν σκοπός είναι να ελεγχθεί το γενικότερο grid code compatibility του αιολικού πάρκου μέσω της μεθόδου μεταβολής συχνότητας offshore, επειδή λόγω της υπόθεσης για απουσία επικοινωνίας ο offshore μετατροπέας δεν είναι σε θέση να διακρίνει εάν η αύξηση της dc τάσης οφείλεται σε βύθιση τάσης του δικτύου ή σε υπερσυχνότητα. Παρατηρούμε πως το μεταβατικό της συχνότητας αντιμετωπίζεται ικανοποιητικά από το σύστημα.

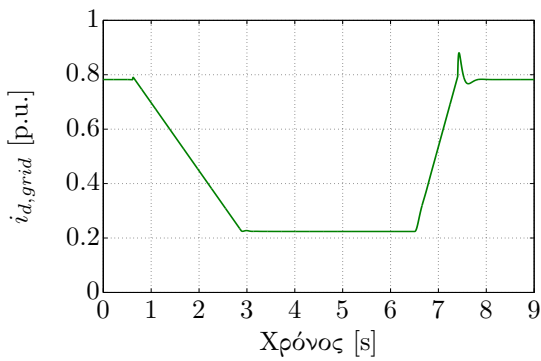
Το πιο σημαντικό πρόβλημα που εμφανίζει η απόκριση αυτή είναι η διαρκής καταπόνηση της dc τάσης που εμφανίζεται. Οι διαταραχές συχνότητας πρέπει να γίνονται ανεκτές για αρκετά δευτερόλεπτα με βάση τον κώδικα, ή και ακόμα μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα για πιο ήπιες μεταβολές. Προκειμένου το σήμα μείωσης της ισχύος να μεταφέρεται συνεχώς



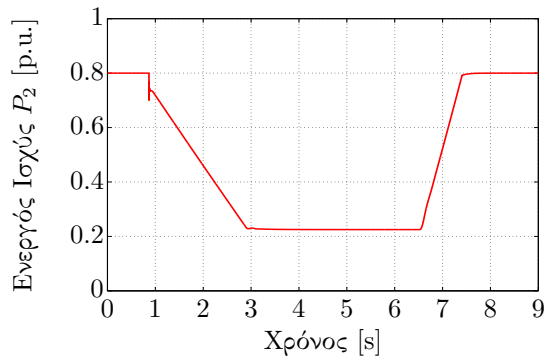
(α') Διαταραχή συχνότητας του onshore δικτύου. Η διαταραχή διαρκεί συνολικά 7s και φτάνει σε συχνότητα 52Hz.



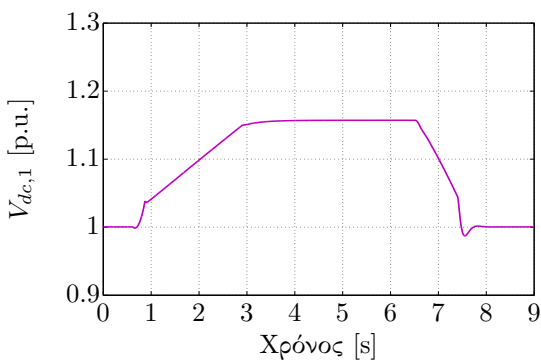
(β') Ενεργός ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο από τον G-VSC (βασική ισχύς 500MVA).



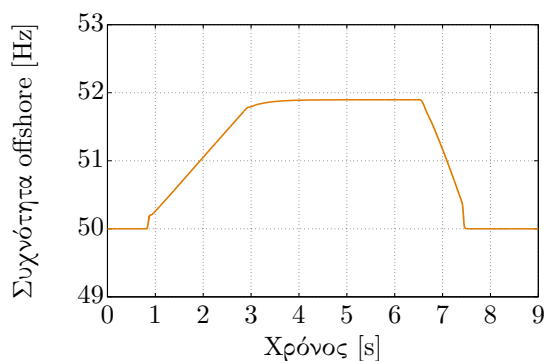
(γ') Ρεύμα  $i_d$  εξόδου μετατροπέα (G-VSC) σε p.u. με σύμβαση γεννήτριας (βασική ισχύς 500MVA, βασική τάση 150kV)



(δ') Ενεργός ισχύς που εγχέει ο WF-VSC προς τη γραμμή HVdc (βασική ισχύς 500MVA).

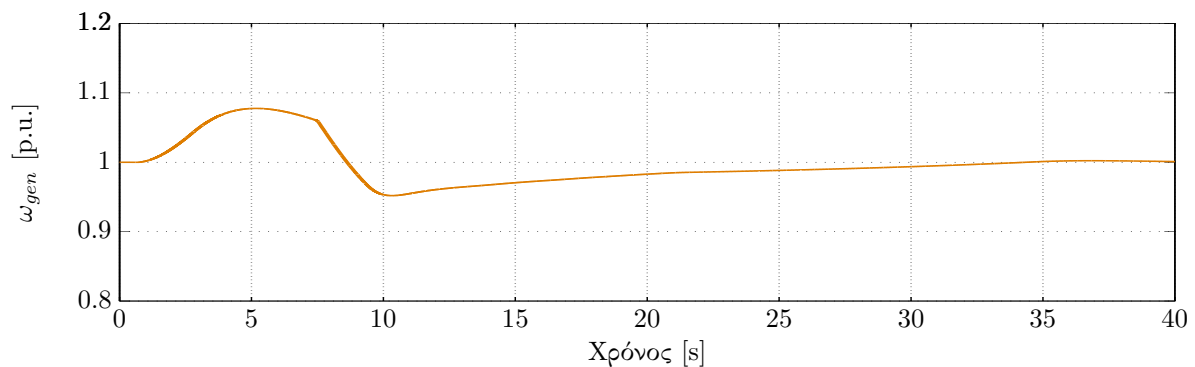


(ε') Τάση dc της γραμμής HVdc στην πλευρά του onshore δικτύου (βασική τάση 300kV).



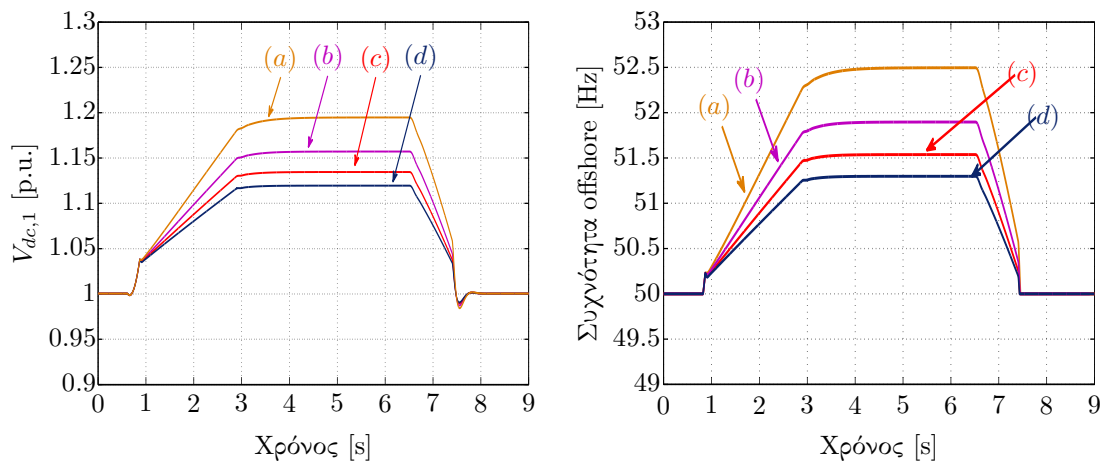
(ς') Μετρούμενη συχνότητα από το PLL του αιολικού πάρκου, είσοδος στον αναλογικό ελεγκτή απόκρισης συχνότητας του πάρκου.



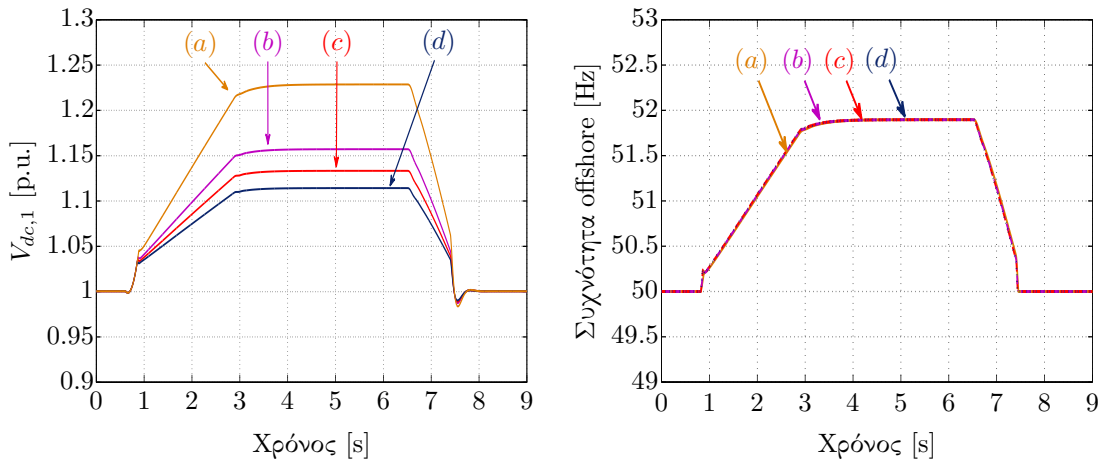


(ζ') Ταχύτητα γεννήτριας  $\omega_{gen}$  σε p.u. (βασική συχνότητα 50Hz).

Σχήμα 9.11: Προσομοίωση απόκρισης συχνότητας του offshore αιολικού πάρκου συνδεδεμένου με το κυρίως δίκτυο με γραμμή μεταφοράς HVdc με βάση τη στρατηγική droop αύξησης συχνότητας του offshore δικτύου. Η καμπύλη droop ενεργοποιείται στο 1.05 της ονομαστικής τάσης και έχει ανοδική κλίση  $K_d = 16\text{Hz}$  ανά μονάδα μεταβολής  $V_{dc}$ . Η ανεμογεννήτρια έχει απόκριση συχνότητας με  $K_{dr} = 20$  και  $K_{in} = 3$ , όπως ακριβώς και στις προσομοιώσεις της προηγούμενης ενότητας.



Σχήμα 9.12: Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές σταθερές απόκρισης  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας: (a) 15, (b) 20, (c) 25, (d) 30 με σταθερά droop του WF-VSC ίση με 16 Hz ανά μεταβολή  $V_{dc}$ . Επειδή η σταθερά του WF-VSC είναι ίδια για όλες τις προσομοιώσεις, η μείωση επιβάρυνσης της dc τάσης οδηγεί σε αντίστοιχη μείωση της επιβάρυνσης της συχνότητας του offshore δικτύου.



Σχήμα 9.13: Συγκριτική παρουσίαση επιβάρυνσης dc-link για διαφορετικές σταθερές droop του WF-VSC: (a) 10, (b) 16, (c) 20, (d) 25 Hz ανά μεταβολή  $V_{dc}$  και σταθερά απόκρισης  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας 20. Η μέθοδος αυτή για τη μείωση της επιβάρυνσης της τάσης dc υστερεί σε σχέση με την αύξηση της  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας επειδή δεν οδηγεί σε ταυτόχρονη μείωση της συχνότητας του δικτύου offshore.

στο offshore σύστημα, μια μόνιμη απόκλιση της ισχύος από την ονομαστική της τιμή είναι απαραίτητη. Συνεπώς, η υιοθέτηση μιας τέτοιας μεθοδολογίας ελέγχου απαιτεί αυξημένες αντοχές υπέρτασης του συστήματος.

Ένας τρόπος να μειωθεί η μέγιστη καταπόνηση της dc τάσης, με βάση τα όσα έχουν παρουσιαστεί στην απλουστευμένη θεωρητική μελέτη του συστήματος, είναι η αύξηση της σταθεράς  $K_f$  του μετατροπέα WF-VSC ή της σταθεράς droop  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας. Οι προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν για την επαλήθευση των θεωρητικών αυτών αποτελεσμάτων παρουσιάζονται στα σχήματα 9.12 και 9.13.

Η αύξηση της παραμέτρου  $K_{dr}$  αποδείχθηκε θεωρητικά πως μειώνει τόσο την μέγιστη εμφανιζόμενη συχνότητα, όσο και την μέγιστη dc τάση. Αυτό επαληθεύεται από τις προσομοιώσεις του σχήματος 9.12. Βλέπουμε μάλιστα πως για μεγάλες τιμές της  $K_{dr}$ , η επιβάρυνση της dc τάσης μειώνεται στα όρια του αποδεκτού και για μια διαρκή καταπόνηση. Ενδεχομένως δηλαδή, ο σχεδιασμός ανεμογεννήτριας με μικρότερο στατισμό (μεγαλύτερο  $K_{dr}$ ) να επιτρέπει τη χρήση της μεθόδου αυτής για απόκριση συχνότητας του offshore πάρκου. Παράλληλα βλέπουμε πως η μέγιστη καταπόνηση συχνότητας μειώνεται σημαντικά.

Η αύξηση της παραμέτρου  $K_f$ , όπως αποδείχθηκε στο θεωρητικό τμήμα, αναμένεται να μειώσει τη μέγιστη καταπόνηση της dc τάσης, αλλά αφήνει ανεπηρέαστη τη μέγιστη συχνότητα του δικτύου. Το αποτέλεσμα αυτό επαληθεύεται από τις γραφικές του σχήματος 9.13. Ας σημειωθεί στο σημείο αυτό πως στην περίπτωση του low-voltage ride-through με τεχνητή αύξηση της offshore συχνότητας, η αύξηση του συντελεστή  $K_f$  οδηγούσε σε μια αύξηση της μέγιστης εμφανιζόμενης συχνότητας. Αυτό συνέβαινε λόγω της καθυστέρησης της απόκρισης του PLL και του PI ελέγχου. Στην συγκεκριμένη περίπτωση όμως, επειδή τα μεταβατικά είναι αρκετά πιο αργά, τα συστήματα αυτά προλαβαίνουν να αποκριθούν και η συχνότητα είναι

πραγματικά ανεξάρτητη της παραμέτρου  $K_f$ .

## 9.5 Ανακεφαλαίωση

Στην ενότητα αυτή προσομοιώθηκε το σύστημα του offshore αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc ώστε να ελεγχθεί η ικανότητα ικανοποίησης των απαιτήσεων ενός κώδικα συστήματος (βύθιση τάσης, απόκριση συχνότητας) με διαφορετικές μεθόδους. Τα συμπεράσματα της ενότητας αυτής αποτελούν ουσιαστικά και τα τελικά συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής, οπότε θα παρουσιαστούν αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.



## Κεφάλαιο 10

# Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

### 10.1 Εισαγωγικά

Στο κεφάλαιο αυτό ανακεφαλαιώνονται τα βασικά συμπεράσματα της εργασίας και γίνονται προτάσεις για την επέκταση της μελέτης.

### 10.2 Συμπεράσματα

Με βάση τη θεωρητική ανάλυση και τις προσομοιώσεις για έλεγχο grid code compatibility ενός αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc με το κυρίως ηπειρωτικό δίκτυο χωρίς την ύπαρξη επικοινωνίας, το οποίο αποτελεί και το κυρίως θέμα της παρούσης εργασίας, προκύπτουν τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Ο onshore μετατροπέας της γραμμής μεταφοράς HVdc (G-VSC) μπορεί να ικανοποιήσει πλήρως τις απαιτήσεις του κώδικα συστήματος είτε σε περιπτώσεις βύθισης τάσης (όπου οφείλει να τροφοδοτήσει με άεργο ρεύμα το δίκτυο, με πιθανό περιορισμό του ενεργού ρεύματος για να τα καταφέρει) είτε σε περιπτώσεις αυξημένης συχνότητας δικτύου (όπου οφείλει να μειώσει την παρεχόμενη στο δίκτυο ενεργό ισχύ).
- Ο περιορισμός ισχύος που πραγματοποιείται από τον μετατροπέα G-VSC οδηγεί σε αύξηση της dc τάσης. Εφόσον δεν υπάρχει σύστημα επικοινωνίας, η αυξημένη dc τάση είναι η μόνη ένδειξη ώστε να αντιληφθεί ο offshore μετατροπέας (WF-VSC) την άμεση ανάγκη περιορισμού της ισχύος και να λάβει τις απαραίτητες δράσεις. Είναι θέμα πλέον καθαρά του ελέγχου του WF-VSC και του αιολικού πάρκου εάν η τάση dc θα μπορούσε να κρατηθεί εντός λογικών ορίων, ή θα χρειαστεί να ενεργοποιηθεί η προστασία της γραμμής HVdc λόγω υπέρτασης.

Στην περίπτωση αντιμετώπισης low-voltage ride-through μέσω βύθισης τάσης του off-shore δικτύου ανάλογης της απόκλισης της dc τάσης από μια οριακή τιμή με βάση σταθερά αναλογίας  $K_V$ , συνάγουμε τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η τάση  $V_{dc}$  μπορεί να διατηρηθεί σε αποδεκτά όρια ( $< 1.2\text{p.u.}$ ) μέσω κατάλληλης βύθισης τάσης στο offshore δίκτυο. Αύξηση της παραμέτρου βύθισης τάσης  $K_V$  οδηγεί σε μικρότερες καταπονήσεις της dc τάσης, μεγαλύτερες όμως καταπονήσεις του αιολικού πάρκου λόγω της βύθισης τάσης. Η τελική επιλογή της παραμέτρου θα γίνει με βάση κάποιο trade-off μεταξύ των ανοχών βύθισης του συγκεκριμένου πάρκου και των ανοχών υπέρτασης dc.
- Η χρήση διαφορικού ελεγκτή (μέσω μέτρησης ή υπολογισμού του ρεύματος  $i_C$ ) στον WF-VSC της γραμμής HVdc οδηγεί σε καθυστέρηση της αύξησης της dc τάσης και μετατόπιση του σημείου μεγίστου προς τα δεξιά στο χρονικό άξονα. Κατά συνέπεια, με βάση και τα αποτελέσματα της θεωρητικής μελέτης, η ισχύς που παρέχει ο μετατροπέας G-VSC προς το δίκτυο θα έχει προλάβει να αυξηθεί και συνεπώς η μέγιστη τιμή της dc τάσης θα μειωθεί.

Στην περίπτωση αντιμετώπισης low-voltage ride-through μέσω αύξησης της συχνότητας με βάση μια χαρακτηριστική αναλογίας ως προς την απόκλιση της dc τάσης  $K_f$  προκύπτουν τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Η dc τάση μπορεί να παραμείνει εντός αποδεκτών ορίων ( $< 1.2\text{p.u.}$ ) με αύξηση της συχνότητας του offshore δικτύου. Η αύξηση της παραμέτρου  $K_f$  οδηγεί σε μείωση της μέγιστης καταπόνησης dc τάσης αλλά σε αύξηση της μέγιστης εμφανιζόμενης συχνότητας και του ROCOF (λόγω καθυστέρησης της απόκρισης των ελεγκτών ενεργού ισχύος της ανεμογεννήτριας). Η τελική επιλογή της παραμέτρου  $K_f$  καθορίζεται σαν trade-off μεταξύ μέγιστης καταπόνησης dc τάσης και συχνότητας για δεδομένο έλεγχο ανεμογεννήτριας.
- Η εμφάνιση ταχύτατης μεταβολής της συχνότητας εντός λίγων ms οδηγεί σε δυσανάλογα μεγάλες τιμές της παραγώγου της συχνότητας σε σχέση με τη φυσιολογική λειτουργία. Για το λόγο αυτό, είναι προτιμότερη για τη συγκεκριμένη εφαρμογή η χρήση ενός μεγάλου βαθυπερατού φίλτρου για την εξομάλυνση της αδρανειακής απόκρισης του αιολικού πάρκου (φίλτρο με συχνότητες καμψής 5-10rad/s).
- Η επίδραση της αδρανειακής απόκρισης της ανεμογεννήτριας οδηγεί σε μείωση του ρυθμού αύξησης της τάσης dc (άρα και μείωση του ROCOF). Κατά συνέπεια, μετατοπίζει την εμφάνιση του μεγίστου της dc τάσης σε μεταγενέστερη χρονική στιγμή. Επειδή τη στιγμή αυτή, με βάση τη θεωρητική μελέτη, η ισχύς του G-VSC θα έχει προλάβει να αυξηθεί, η τιμή της μέγιστης τιμής dc θα μειωθεί.
- Η παρουσία της αδρανειακής απόκρισης στην ανεμογεννήτρια δεν μπορεί να αντικατασταθεί με απλή αύξηση της παραμέτρου droop. Για ίδιες μέγιστες καταπονήσεις dc τάσης με διαφορετικούς συνδυασμούς των παραμέτρων droop  $K_{dr}$  και αδρανειακής απόκρισης  $K_{in}$ , η απόκριση με τη μεγαλύτερη αδρανειακή απόκριση θα εμφανίζει μικρότερη τιμή ROCOF.

Ας σημειωθεί πως στην περίπτωση αυτή δεν εξετάστηκε η χρήση διαφορικού ελεγκτή στον μετατροπέα WF-VSC, όπως στην περίπτωση της βύθισης τάσης του offshore δικτύου, γιατί η παράγωγος της dc τάσης, εφόσον αυτή είναι ανάλογη της συχνότητας, εντοπίζεται από τον αδρανειακό ελεγκτή της ανεμογεννήτριας και προσφέρει καλύτερα αποτελέσματα (επειδή έτσι δεν καταπονείται η συχνότητα του offshore δικτύου από τις ταχύτατες μεταβολές που θα προκαλούσε τυχόν χρήση της παραγωγού της dc τάσης από τον WF-VSC για τον καθορισμό της offshore συχνότητας).

Τέλος, με βάση τις προσομοιώσεις απόκρισης συχνότητας με τη μέθοδο αύξησης της συχνότητας του offshore δικτύου, συνάγουμε τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Η διαστασιολόγηση της αδρανειακής απόκρισης για ικανοποιητική συμπεριφορά στις απότομες μεταβολές συχνότητας ενός low-voltage ride-through με αύξηση της συχνότητας του offshore δικτύου οδηγούν σε συγκριτικά μικρή συνεισφορά της αδρανειακής της ανεμογεννήτριας στις αργές μεταβολές ισχύος που απαιτούνται στην περίπτωση της απόκρισης συχνότητας (ιδίως αν ληφθεί υπόψιν και ο περιοριστής ρυθμού μείωσης της παρεχόμενης προς το δίκτυο ισχύος σε περίπτωση υπερσυχνότητας). Συνεπώς η συμπεριφορά καθορίζεται κυρίως από τις σταθερές  $K_f$  του WF-VSC και  $K_{dr}$  της απόκρισης συχνότητας της ανεμογεννήτριας.
- Μια διαρκής διαταραχή συχνότητας του onshore δικτύου μπορεί να οδηγήσει σε διαρκή καταπόνηση της dc τάσης. Αυτό αποτελεί μεγάλο μειονέκτημα της μεθόδου ελέγχου χωρίς επικοινωνία στην περίπτωση απόκρισης συχνότητας, επειδή οι διαταραχές συχνότητας σε αντίθεση με τις μεγάλες βυθίσεις τάσεις πρέπει να γίνονται ανεκτές για πολύ μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα.
- Με αύξηση της σταθεράς  $K_{dr}$  του αιολικού πάρκου είναι δυνατή η μείωση της μέγιστης εμφανιζόμενης καταπόνησης dc τάσης και συχνότητας offshore δικτύου. Με αυτόν τον τρόπο η πιθανή μόνιμη καταπόνηση της dc τάσης μπορεί να γίνει αποδεκτή.
- Με αύξηση της σταθεράς  $K_f$  του αιολικού πάρκου επιτυγχάνεται μείωση της μέγιστης καταπόνησης dc. Παρόλα αυτά η μέγιστη καταπόνηση συχνότητας του offshore δικτύου παραμένει ακριβώς η ίδια ανεξαρτήτως της παραμέτρου  $K_f$ , όπως βρέθηκε άλλωστε και από την απλουστευμένη μαθηματική μελέτη που πραγματοποιήθηκε.

Συμπερασματικά, η χρήση της βύθισης τάσης του offshore δικτύου αποτελεί μια πολύ αξιόπιστη λύση με ικανοποιητικά αποτελέσματα για την αντιμετώπιση σφάλματος low-voltage ride-through. Ο περιορισμός της ισχύος είναι ταχύτατος και φυσικός, εφόσον εξαρτάται μόνο από τον περιορισμό των ρευμάτων του μετατροπέα της ανεμογεννήτριας.

Η χρήση αύξησης της συχνότητας του offshore δικτύου εμφανίζει κάποια προβλήματα ταχύτητας απόκρισης και αξιοπιστίας του PLL στην πράξη. Ακόμα και στις προσομοιώσεις έγινε αισθητό πως η καθυστέρηση των ελεγκτών απόκρισης συχνότητας και του PLL οδηγούσαν σε αύξηση της συχνότητας για μεγάλες τιμές  $K_f$ , ενώ κάτι τέτοιο δεν προβλεπόταν από την απλουστευμένη μελέτη. Παρόλα αυτά, η μέθοδος αυτή συνδυάζεται με τη δυνατότητα απόκρισης συχνότητας του αιολικού πάρκου με τη χρήση ακριβώς των ίδιων ελεγκτών. Προκειμένου

όμως οι καταπονήσεις της dc τάσης, ιδίως στην περίπτωση της απόκρισης συχνότητας, να μην είναι σημαντικές, είναι απαραίτητη η χρήση μιας μεγάλης τιμής  $K_{dr}$  της ανεμογεννήτριας (μικρός στατισμός).

### 10.3 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Στα πλαίσια της εργασίας προέκυψαν αρκετά ζητήματα που παρουσιάζουν ενδιαφέρον για επιπρόσθετη έρευνα. Ορισμένα από αυτά παρουσιάζονται παρακάτω.

- Κατά την εκπόνηση της εργασίας χρησιμοποιήθηκαν προσομοιώσεις βασισμένες σε μοντέλα μέσω τιμών, που είναι και η συνήθης τακτική για την ανάδειξη των ελεγκτών, καθώς και ισχυρό σημείο του προγράμματος προσομοίωσης DIgSILENT PowerFactory. Παρόλα αυτά, μια επαλήθευση των αποτελεσμάτων με χρήση διακοπτικών μοντέλων θα ήταν χρήσιμη.
- Ο διανυσματικός έλεγχος  $dq$  είναι μια ευρέως χρησιμοποιούμενη και καλά θεμελιωμένη μεθοδολογία ελέγχου και συχνά προτιμάται, ιδίως για προσομοιώσεις στο βαθμό της λεπτομέρειας αυτής της εργασίας. Για τις ανάγκες μιας προσομοίωσης μέσω τιμών δίνει πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Παρόλα αυτά, σε περιπτώσεις ασύμμετρων σφαλμάτων δικτύου (αντί της ομοιόμορφης βύθισης που υποτέθηκε) ο  $dq$  έλεγχος δεν είναι αρκετός, λόγω εμφανιζόμενων ταλαντώσεων [25]. Στις περιπτώσεις αυτές πρέπει να διαχωριστεί ο έλεγχος θετικής και αρνητικής ακολουθίας με δύο διαφορετικούς  $dq$  ελεγκτές. Αντίστοιχα, σε μια διακοπτική προσομοίωση, ο έλεγχος των αρμονικών οι οποίες έχουν πολλαπλάσια συχνότητα της θεμελιώδους, πρέπει να γίνει από στρεφόμενα πλαίσια διαφορετικών συχνοτήτων. Μια λύση η οποία απλοποιεί τα πράγματα σε περίπτωση που θελήσουμε να προσομοιώσουμε τις παραπάνω περιπτώσεις, είναι ο έλεγχος σε στατό  $\alpha\beta$  επίπεδο με τη χρήση ελεγκτών συντονισμού (PR controllers) [25].
- Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν, το στοιχείο συγχρονισμού με το δίκτυο ήταν το PLL. Η χρήση του PLL όμως, ενώ για τις συμμετρικές συνθήκες σε προσομοιώσεις μέσω τιμών όπως αυτές που μελετήθηκαν είναι ικανοποιητική, παρουσιάζει προβλήματα σε περιπτώσεις ασύμμετρης ή παραμορφωμένης από αρμονικές τάσης. Επίσης το PLL είναι πολύ ευαίσθητο σε μεταβολές στην τάση, κάτι που οδηγεί σε μεγάλο overshoot σε περιπτώσεις βυθίσεων τάσης. Η δυναμική συμπεριφορά αυτή του PLL επηρεάζει τον έλεγχο  $dq$  των μετατροπέων. Λύσεις στο συγκεκριμένο πρόβλημα έχουν προταθεί και συμπεριλαμβάνουν τη χρήση άλλων μεθόδων συγχρονισμού με το δίκτυο όπως το FLL (για μικρότερο overshoot κατά τα μεταβατικά) ή το decoupled double-synchronous reference frame PLL (για ασύμμετρη λειτουργία) [25].
- Η χρήση της παραμέτρου του ρεύματος πυκνωτή, που αντιστοιχεί σε διαφορικό έλεγχο, έγινε για την ενίσχυση του ελεγκτή του offshore μετατροπέα στην πρόκληση βύθισης τάσης. Παρόλα αυτά, η αξία της παραμέτρου αυτής μπορεί να αναβαθμιστεί. Όταν συμβαίνει κάποιο βραχυκύκλωμα, μια ισχυρή ένδειξη της έντασης του βραχυκυκλώματος



και την απαραίτητης μείωσης ισχύος είναι ακριβώς αυτή η τιμή μεγάλου ρεύματος. Κατ' επέκταση, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σαν μέθοδος ανίχνευσης του σφάλματος. Μια μεγάλη τιμή, πέρα από τα φυσιολογικά όρια, του ρεύματος αυτού δίνει κατευθείαν την ένταση του σφάλματος. Αντιθέτως, ένα μικρό σφάλμα και ένα μεγάλο σφάλμα που θα μπορούσαν να οδηγήσουν στην ίδια αύξηση της dc τάσης με διαφορετικές όμως χρονικές σταθερές, θα αντιμετωπιστούν με τον ίδιο τρόπο από τον απλό αναλογικό ελεγκτή. Η χρήση του ρεύματος πυκνωτή θα μπορούσε να βοηθήσει στη βέλτιστη αντιμετώπιση του σφάλματος ανάλογα με την περίπτωση.

- Στην παρούσα εργασία στηριχθήκαμε σε μεθόδους ικανοποίησης των απαιτήσεων του δικτύου χωρίς την ύπαρξη κάποιας επικοινωνίας μεταξύ των μετατροπέων και του αιολικού πάρκου. Οποιοδήποτε σήμα σφάλματος δινόταν μέσω υπέρτασης της dc τάσης. Αυτό μπορεί να ήταν ανεκτό στις περιπτώσεις fault ride-through, που διαρκούν σύντομο χρονικό διάστημα. Στις απαιτήσεις απόκρισης συχνότητας όμως, με δεδομένο πως μια διαταραχή συχνότητας πρέπει να γίνεται ανεκτή για πολύ μεγαλύτερο χρονικό διάστημα, οδηγούσε σε συνεχή καταπόνηση της dc τάσης. Αυτό σε ένα πραγματικό σύστημα δε θα ήταν πιθανότατα ανεκτό. Μια λύση θα μπορούσε να δοθεί μέσω επικοινωνίας των μετατροπέων της γραμμής HVdc, ώστε να μεταδοθούν οι απαιτήσεις του σφάλματος. Η δράση αυτή είναι εφικτή καθώς έτσι κι αλλιώς στις σύγχρονες γραμμές HVdc υπάρχει πρόνοια επικοινωνίας των μετατροπέων (συνήθως μέσω συστήματος οπτικών ινών παράλληλο προς τη γραμμή), οπότε η έρευνα στον συγκεκριμένο τομέα είναι έντονη.
- Με βάση τα όσα έχουν περιγραφεί στην εργασία, ο τρόπος με τον οποίο πραγματοποιείται η μείωση της ισχύος του αιολικού πάρκου χωρίς επικοινωνία είναι μέσω είτε βύθισης της τάσης είτε αύξησης της συχνότητας. Προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή μείωση ισχύος, τόσο η τάση όσο και η συχνότητα πρέπει να μεταβληθούν με πολύ μεγάλο ρυθμό. Αυτό μπορεί να σημαίνει καταπόνηση των ανεμογεννητριών του αιολικού πάρκου ή και μειωμένη αξιοπιστία στη δεύτερη περίπτωση, εάν το PLL δεν μπορέσει να ανιχνεύσει εγκαίρως την αυξημένη συχνότητα (ή εάν λόγω του υψηλού ROCOF ενεργοποιηθεί κάποια προστασία). Επίσης, τέτοιες μέθοδοι δε θα ήταν εφαρμόσιμες εάν στο δίκτυο του αιολικού πάρκου συνδέονταν φορτία που πρέπει να ικανοποιούν συγκεκριμένες προδιαγραφές τάσης και συχνότητας και είναι αδύνατο να διαθέτουν μονάδα αδιάλειπτης παροχής (παραδείγματος χάριν στην περίπτωση ενός νησιού). Σε αυτή την περίπτωση, είναι μάλλον αναγκαία και η χρήση επικοινωνίας μεταξύ αιολικού πάρκου και κάποιου εκ των μετατροπέων, προκειμένου να δοθεί η εντολή μείωσης ισχύος.
- Στο κεφάλαιο παρουσίασης των μεθόδων ικανοποίησης grid code compatibility έγινε για κάθε μέθοδο μια σύντομη απλοποιημένη μαθηματική ανάλυση με σκοπό την διερεύνηση της επίδρασης των βασικών παραμέτρων της προσομοίωσης στα αποτελέσματα. Τα περισσότερα από τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη μελέτη αυτή επαληθεύθηκαν μέσω της προσομοίωσης του πλήρους συστήματος. Αυτό δημιουργεί το ενδιαφέρον επέκτασης της μελέτης αυτής με σκοπό τη σύγκριση των διαφόρων μεθόδων βάσει απλοποιήσεων. Παραδείγματος χάριν, θα μπορούσαν να ελεγχθούν εναλλακτικοί τρόποι

βύθισης της τάσης ή αύξησης της συχνότητας (παρά μια απλή καμπύλη drop). Η σύγκριση σε αυτό το επίπεδο θα μπορούσε να καταλήξει σε μια αξιολόγηση των μεθόδων και επιλογή μεταξύ τους.

## Παράρτημα Α΄

# Βασικά Στοιχεία Ηλεκτρονικών Ισχύος

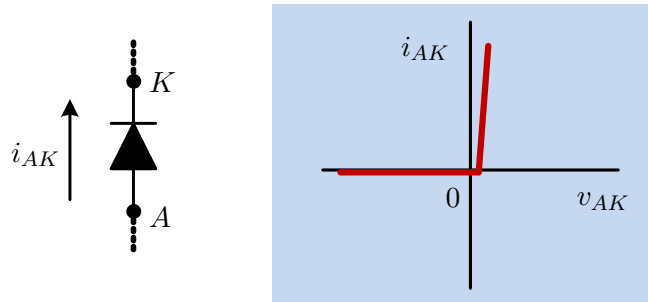
Στο παράθεμα αυτό αναφέρονται βασικά στοιχεία των ηλεκτρονικών ισχύος τα οποία χρησιμοποιούνται στην παρούσα εργασία. Ο σκοπός δεν είναι η εμβάθυνση στη λειτουργία των ηλεκτρονικών ισχύος, η οποία καλύπτεται επαρκώς σε εκτενή βιβλιογραφία [27], παρά η απλή αναφορά των ημιαγωγικών στοιχείων (σύμβολα και κύριες αρχές λειτουργίας) και κάποιων εννοιών που αναφέρονται στο κυρίως σώμα της εργασίας (line commutation, forced commutation) για λόγους πληρότητας.

### Α΄.1 Δίοδος

Η δίοδος (σχήμα Α΄.1) είναι μια μη ελεγχόμενη ημιαγωγική επαφή. Από κατασκευαστικής απόψεως, απαρτίζεται από δύο ημιαγωγικά στρώματα σε επαφή, το ένα τύπου  $p$  και το άλλο τύπου  $n$ . Βρίσκει ευρεία εφαρμογή στην κατασκευή μη ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων, καθώς και σαν δίοδος ελεύθερης διέλευσης στους μετατροπείς. Έχει δύο ακροδέκτες, την άνοδο (A) και την κάθοδο (K). Από τη χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας συμπεραίνουμε πως όταν η δίοδος είναι θετικά πολωμένη, δηλαδή η τάση της ανόδου  $v_A$  είναι μεγαλύτερη από την τάση της καθόδου  $v_K$ , οπότε η τάση  $v_{AK}$  είναι θετική, από τη δίοδο διέρχεται ρεύμα (κατάσταση αγωγής). Στην πραγματικότητα, η τάση  $v_{AB}$  σε μια μη ιδανική δίοδο πρέπει να ξεπεράσει μια ελάχιστη τάση κατωφλίου μεγαλύτερη του μηδενός. Εάν η δίοδος πολωθεί αρνητικά, δηλαδή η τάση της καθόδου γίνει μεγαλύτερη από την τάση της ανόδου, τότε μεταβαίνει σε κατάσταση μη αγωγής και το ρεύμα που τη διαρρέει είναι μηδενικό.

### Α΄.2 Θυρίστορ

Το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου με τέσσερα στρώματα ( $p - n - p - n$ ). Το σύμβολο του θυρίστορ φαίνεται στο σχήμα Α΄.2α΄. Η λειτουργία του θυρίστορ περιγράφεται στη χαρακτηριστική λειτουργίας του σχήματος Α΄.2β΄. Σε γενικές γραμμές, προκειμένου το θυρίστορ να περάσει σε κατάσταση αγωγής και να υπάρξει ροή ρεύματος

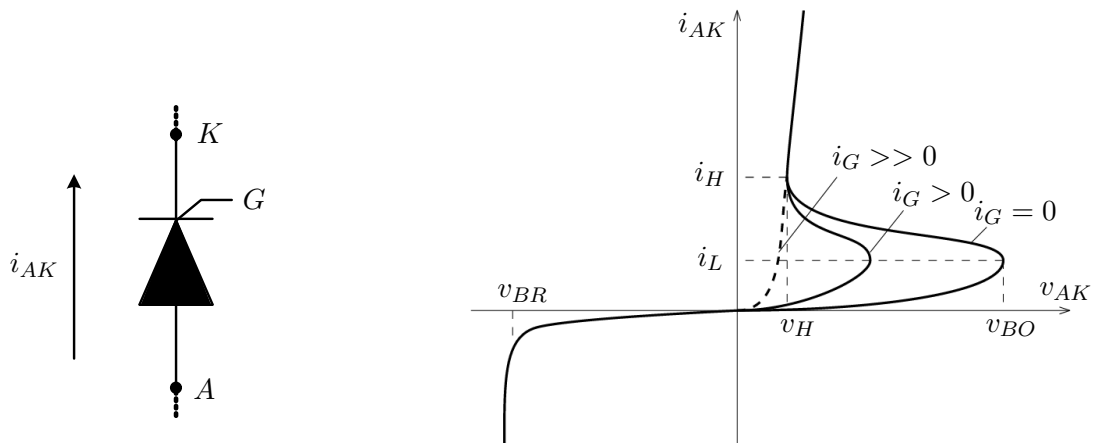


Σχήμα Α'.1: Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας της διόδου.

διαμέσου του πρέπει να είναι θετικά πολωμένο και να δοθεί θετικός παλμός ρεύματος  $i_G$  στην πύλη του θυρίστορ. Από τη στιγμή που το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο και δίνεται παλμός στην πύλη, ο παλμός δε χρειάζεται να διατηρηθεί ώστε το θυρίστορ να παραμείνει σε κατάσταση αγωγής. Εάν το θυρίστορ είναι αρνητικά πολωμένο, ή δε δοθεί παλμός έναυσης στην πύλη του κατά τη θετική πόλωση, τότε αυτό δεν άγει.

Πιο συγκεκριμένα, με βάση τη γραφική του σχήματος Α'.2β', έχουμε την εξής συμπεριφορά. Για μηδενική τιμή του ρεύματος στην πύλη του θυρίστορ  $i_G = 0$ , ανεξαρτήτως της τάσης  $v_{AK}$  στους ακροδέκτες του θυρίστορ, ακόμα και όταν είναι θετικά πολωμένο ( $v_{AK} > 0$ ), το ρεύμα που το διαρρέει είναι μηδενικό. Αυτό συμβαίνει μέχρι κάποια κρίσιμη τάση αποκοπής  $v_{BO}$ , που το θυρίστορ περνάει υποχρεωτικά σε αγωγή. Η τάση αυτή πρέπει να είναι επαρκώς υψηλή ώστε το θυρίστορ να μην περνάει σε αγωγή στις εφαρμογές, όταν δεν έχει δοθεί παλμός στην πύλη. Σε περίπτωση που η πύλη λάβει θετικό παλμό ρεύματος ( $i_G > 0$ ), τότε το θυρίστορ περνάει σε αγωγή, με την προϋπόθεση πως το ρεύμα που διαρρέει το θυρίστορ έχει ξεπεράσει μια ελάχιστη τιμή  $i_L$ . Το θυρίστορ τότε παραμένει σε κατάσταση αγωγής ακόμα και χωρίς την ανάγκη διατήρησης του παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση πως το ρεύμα που το διαρρέει παραμένει μεγαλύτερο από  $i_H$ . Όταν το κύκλωμα στο οποίο συνδέεται το θυρίστορ προκαλέσει την αρνητική πόλωση του θυρίστορ, δηλαδή κάνει την τάση  $v_{AK}$  αρνητική, τότε το θυρίστορ γίνεται αρνητικά πολωμένο και μεταβαίνει σε κατάσταση μη αγωγής με φυσικό τρόπο (line commutation). Επειδή ακριβώς δεν μπορούμε να επιβάλλουμε την κατάσταση μη αγωγής στο θυρίστορ, μέσω καταλληλού παλμού ελέγχου στην πύλη, παρά πρέπει αυτό να βρεθεί σε κατάσταση αρνητικής πόλωσης για να σταματήσει να άγει, θεωρείται μερικώς και όχι πλήρως ελεγχόμενος ημιαγωγίμος διακόπτης. Τέλος, εάν η τάση ανάστροφης πόλωσης ξεπεράσει μια τιμή  $v_{BR}$ , τότε η ικανότητα του θυρίστορ να κρατάει το ρεύμα του μηδενικό παύει και το ρεύμα αυξάνεται εκθετικά. Αυτή η κατάσταση είναι ανεπιθύμητη στις εφαρμογές ισχύος και ο σωστός σχεδιασμός του ηλεκτρικού συστήματος πρέπει να την αποκλείει.

Τα θυρίστορ τα οποία χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές HVdc είναι σχεδιασμένα προκειμένου να έχουν δυνατότητα διαχείρισης μεγάλων ποσοτήτων ρεύματος (τάξεως 4kA) και τάσης (τάξεως 5 – 9kV) και ονομάζονται phase-control thyristors. Η τάση αγωγής για τα θυρίστορ αυτά είναι της τάξεως των 3V.



(α') Σύμβολο θυρίστορ. Το σύμβολο αναπαριστά την άνοδο (A), την κάθοδο (K) και την πύλη (G).

(β') Χαρακτηριστική  $V - I$  καμπύλη λειτουργίας του θυρίστορ, για τις διαφορετικές τιμές του ρεύματος πύλης  $i_G$ .

Σχήμα Α'.2: Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του θυρίστορ.

### Α'.3 IGBT

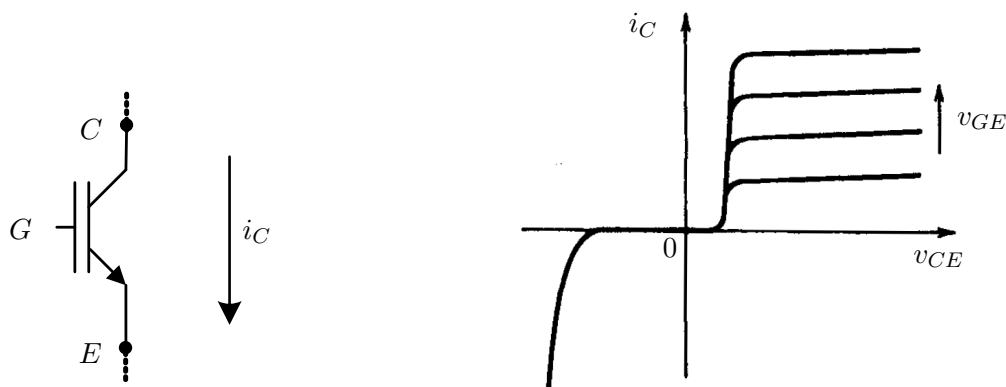
Η κυκλωματική αναπαράσταση του IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) φαίνεται στο σχήμα Α'.3α'. Ο σκοπός της δημιουργίας του IGBT ήταν ο συνδυασμός θετικών χαρακτηριστικών του MOSFET και του BJT. Το IGBT απαιτεί μικρή ποσότητα ισχύος για τον έλεγχο της τάσης της πύλης (λόγω της μεγάλης αντίστασης πύλης), όπως και το MOSFET. Επίσης, έχει μικρή τάση αγωγής ακόμα και όταν από αυτό διέρχονται ρεύματα μεγάλης έντασης, όπως το BJT.

Στα κυκλώματα ισχύος, το IGBT λειτουργεί σαν πλήρως ελεγχόμενος ημιαγωγίμος διακόπτης. Η χαρακτηριστική του IGBT αναπαρίσταται στο σχήμα Α'.3β'. Όταν η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη  $v_{GE}$  είναι μηδενική, τότε ανεξαρτήτως της τάσης  $v_{CE}$  που εφαρμόζεται στο IGBT, το ρεύμα παραμένει περιορισμένο. Όταν εφαρμόζεται παλμός διέγερσης τάσης στην πύλη, δηλαδή  $v_{GE} > 0$ , τότε το ρεύμα μπορεί να αυξηθεί. Κατά συνέπεια, το IGBT λειτουργεί σαν ένας απόλυτα ελεγχόμενος διακόπτης, ο οποίος ενεργοποιείται (κλείνει) όταν και όσο υπάρχει παλμός στην πύλη, αλλιώς είναι ανοιχτός (forced commutation).

Στις εφαρμογές, τα IGBT's έχουν τη δυνατότητα μεταβολής της διακοπτικής τους κατάστασης σε χρόνο τάξεως μεγέθους 1μs. Τα ονομαστικά ρεύματα που υποστηρίζουν ανέρχονται στα 1700A και οι τάσεις στα 3kV.

### Α'.4 GTO

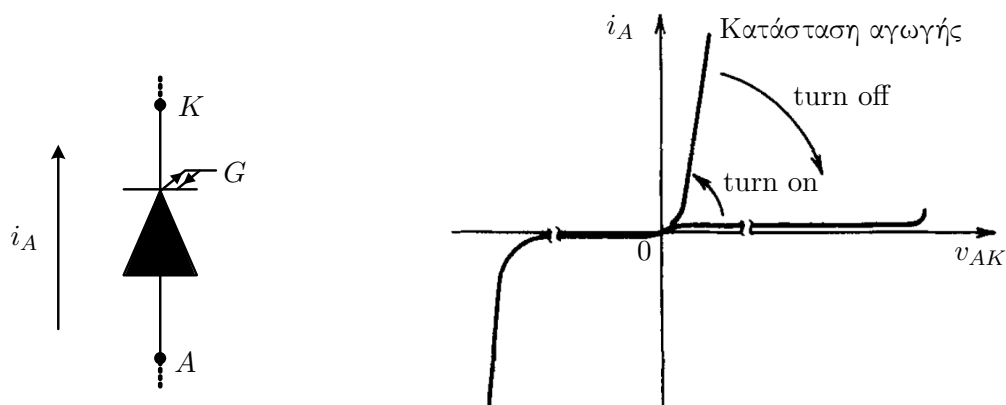
Το GTO (Gate Turn Off thyristor) επίσης χρησιμοποιείται σε κάποιες εφαρμογές HVdc, παρότι δεν έγινε ιδιαίτερη αναφορά στην παρούσα εργασία. Το σύμβολό του φαίνεται στο σχήμα Α'.4α' και η χαρακτηριστική λειτουργίας του στο σχήμα Α'.4β'. Όπως το θυρίστορ, τί-



(α') Σύμβολο IGBT. Το σύμβολο αναπαριστά τον συλλέκτη (C, Collector), τον εκπομπό (E, Emitter) και την πύλη (G, Gate).

(β') Χαρακτηριστική  $V-I$  καμπύλη λειτουργίας του IGBT, για τις διαφορετικές τιμές της τάσης στην πύλη  $v_{GE}$ . Πηγή: [24]

Σχήμα Α'.3: Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του IGBT.



(α') Σύμβολο GTO. Το σύμβολο αναπαριστά την άνοδο (A), την κάθοδο (K) και την πύλη (G).

(β') Χαρακτηριστική  $V-I$  καμπύλη λειτουργίας του GTO. Με την εφαρμογή κατάλληλου θετικού ή αρνητικού παλμού στην πύλη του GTO πετυχαίνουμε την μετάβαση του από κατάσταση αγωγής σε κατάσταση μη αγωγής (turn off) και αντίστροφα (turn on). Πηγή: [24]

Σχήμα Α'.4: Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του GTO.

θεται σε αγωγή μέσω ενός μικρής διάρκειας θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη του. Παρόλα αυτά, σε αντίθεση με το thyristor, μπορεί να τεθεί εκτός αγωγής με την εφαρμογή αρνητικής τάσης  $v_{GK}$ , η οποία θα προκαλέσει τη ροή αρνητικού ρεύματος πύλης. Λόγω του μεγάλου ρυθμού μεταβολής της τάσης κατά την παύση της αγωγής που εμφανίζεται στο GTO, είναι συχνά επιβεβλημένη η χρήση snubber για τη μείωσή του ρυθμού αυτού μεταβολής. Η τάση αγωγής είναι της τάξεως των 3V και η διακοπτική ταχύτητα της τάξεως των 25μs. Το GTO σχεδιάζεται για ονομαστικές τάσεις μέχρι και 4.5kV και ρεύματα της τάξεως μερικών kA.





## Παράρτημα Β'

# Παράμετροι Μοντέλων Προσομοιώσεων

### Β'.1 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 7

Στους πίνακες Β'.1 και Β'.2 παρουσιάζονται οι παράμετροι προσομοίωσης των μοντέλων ελέγχου γραμμής HVdc.

### Β'.2 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 8

Στον πίνακα Β'.3 παρουσιάζονται οι παράμετροι προσομοίωσης του αιολικού πάρκου.

### Β'.3 Παράμετροι προσομοίωσης κεφαλαίου 9

Στον πίνακα Β'.4 παρουσιάζονται οι παράμετροι της προσομοίωσης μελέτης grid code compatibility του αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc.

Παράμετρος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς μετατροπέα	500MVA
Τάση πηγής $V_{dc}$	300kV
Ονομαστική ac πολική τάση	150kV
Πηνίο μετατροπέα	2.25H
Αντίδραση Thevenin ισοδύναμου ac δικτύου (μαζί με μετασχηματιστή)	2.25H
Πολική τάση ιδανικής πηγής ισοδύναμου Thevenin	150kV
$K$ ελεγχτή PI ρευμάτων $i_d, i_q$	0.1
$T$ ελεγχτή PI ρευμάτων $i_d, i_q$	0.01

Πίνακας Β'.1: Παράμετροι προσομοίωσης ελέγχου μεμονωμένου μετατροπέα.

Παράμετρος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς γραμμής	400MW
Ονομαστική dc τάση $V_{dc}$	$\pm 150\text{kV}$
Αντίσταση dc γραμμής	0.027Ohm/km
Αυτεπαγωγή dc γραμμής	0.223Ohm/km
Μήκος dc γραμμής	100km
Ονομαστική ισχύς μετατροπέων	500MVA
Ονομαστική ac πολική τάση μετατροπέων	150kV
Χωρητικότητα κάθε μετατροπέα	400 $\mu\text{F}$
Πηνίο μετατροπέων	2.25H
Αντίδραση Thevenin ισοδύναμου ac δικτύου (μαζί με μετασχηματιστή) (Ισχυρό δίκτυο)	2.25H
Αντίδραση Thevenin ισοδύναμου ac δικτύου (μαζί με μετασχηματιστή) (Ασθενές δίκτυο)	20.25H
Αντίδραση Thevenin ισοδύναμου ac δικτύου (μαζί με μετασχηματιστή) (Προσομοιώσεις παραλλαγών 1 & 2)	18H
Πολική τάση ιδανικής πηγής ισοδύναμου Thevenin	150kV
$K$ ελεγκτή PI ρευμάτων $i_d, i_q$	0.1
$T$ ελεγκτή PI ρευμάτων $i_d, i_q$	0.01
$K$ ελεγκτή PI dc τάσης	10
$T$ ελεγκτή PI dc τάσης	0.05
$K$ ελεγκτή PI άεργου ισχύος	5
$T$ ελεγκτή PI άεργου ισχύος	0.01
$K$ ελεγκτή PI ρευμάτων παραλλαγής 1	5
$T$ ελεγκτή PI ρευμάτων παραλλαγής 1	0.01

Πίνακας Β'.2: Παράμετροι προσομοίωσης ελέγχου γραμμής HVdc.

Παράμετρος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς αιολικού πάρκου	400MW
Πλήθος ανεμογεννητριών	200
Ονομαστική ισχύς κάθε ανεμογεννήτριας	2MW
Τάση εξόδου γεννήτριας μονίμων μαγνητών	3.3kV
Ονομαστική ισχύς μετατροπέων	500MVA
Ονομαστική τάση dc link	5.4kV
Πυκνωτής dc link (ισοδύναμος)	480003μF
Πηνίο μετατροπέα πλευράς γεννήτριας (ισοδύναμο)	5.64mH
Απώλειες χαλκού πηνίου μετατροπέα πλευράς γεννήτριας	125kW
Πηνίο μετατροπέα πλευράς δικτύου και μετασχηματιστής στα 3.3kV (ισοδύναμο)	9mH
Ονομαστική τάση μετασχηματιστή	3.3/21kV
Τάση εξόδου αιολικού πάρκου	21kV
Ονομαστική ταχύτητα δρομέα	16.7ΣΑΛ
Πυκνότητα αέρα	1.225kg/m <sup>3</sup>
Διάμετρος δρομέα ανεμογεννήτριας	80m
Κέρδος ελεγκτή pitch	600deg/p.u.
Ελάχιστος και μέγιστος ρυθμός μεταβολής pitch	±20deg/s
Μέγιστη γωνία pitch	30deg
Σταθερά αδράνειας γεννήτριας $H$ (αντίστοιχο $J_{gen}$ )	1s
Αδράνεια δρομέα ανεμογεννήτριας $J_{rot}$	8682000 kg·m <sup>2</sup>
Ενσωματωμένοι ελεγκτές PI ρευμάτων μετατροπέων $K, T$	0.1, 0.01
Ελεγκτής PI ενεργού ισχύος $K, T$	3, 0.1
Ελεγκτής PI άεργου ισχύος $K, T$	8, 1
Ελεγκτής PI dc τάσης $K, T$	1, 0.1
Ελεγκτής PI ac τάσης $K, T$	5, 0.01

Πίνακας Β'.3: Παράμετροι προσομοίωσης μοντέλου αιολικού πάρκου.

Παράμετρος	Τιμή
Μοντελοποίηση αιολικού πάρκου	Πίνακας Β'.3
Ονομαστική τάση μετασχηματιστή ανύψωσης αιολικού πάρκου	21/150kV
Αντίδραση μετασχηματιστή ανύψωσης αιολικού πάρκου ανηγμένη στα 150kV	1.35H
Μοντελοποίηση γραμμής HVdc	Πίνακας Β'.2
Τάση μετασχηματιστή ανύψωσης για διασύνδεση στο onshore δίκτυο ΥΥΤ ac	150/400kV
Αντίδραση μετασχηματιστή ανύψωσης onshore στα 150kV	2.25H

Πίνακας Β'.4: Παράμετροι προσομοίωσης μοντέλου αιολικού πάρκου διασυνδεδεμένου μέσω γραμμής HVdc με το κυρίως δίκτυο.



# Βιβλιογραφία

- [1] ABB. HVDC Light - It's time to connect, 2012.
- [2] T Ackermann, A Ellis, J Fortmann, J Matevosyan, E Muljadi, R Piwko, P Pourbeik, E Quitmann, P Sorensen, H Urdal και others. Code shift: Grid specifications and dynamic wind turbine models. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 11(6):72–82, 2013.
- [3] Michael P Bahrman. Overview of hvdc transmission. Στο *Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE'06. 2006 IEEE PES*, σελίδες 18–23. IEEE, 2006.
- [4] Chandra Bajracharya. *Control of VSC-HVDC for wind power*. Διδακτορική Διατριβή, Norwegian University of Science and Technology, 2008.
- [5] S. K. Chaudhary, R. Teodorescu, P. Rodriguez και PC Kjar. Chopper controlled resistors in vsc-hvdc transmission for wpp with full-scale converters. Στο *Sustainable Alternative Energy (SAE), 2009 IEEE PES/IAS Conference on*, σελίδες 1–8. IEEE, 2009.
- [6] J. F. Conroy και R. Watson. Frequency response capability of full converter wind turbine generators in comparison to conventional generation. *IEEE Trans. Power Systems*, 23(2):649–656, 2008.
- [7] M. Davies, M. Dommaschk, J.Dorn, J. Lang, D. Retzmann και D. Soerangr. Hvdс plus- basics and principle of operation. Τεχνική Αναφορά υπ. αριθμ., Siemens Energy Sector, 2008.
- [8] I. Vander Hoven. Power spectrum of horizontal wind speed in the frequency range from 0.0007 to 900 cycles per hour. *Journal of Meteorology*, 14(2):160–164, 1957.
- [9] Christian Feltes, Holger Wrede, Friedrich W Koch και István Erlich. Enhanced fault ride-through method for wind farms connected to the grid through vsc-based hvdc transmission. *Power Systems, IEEE Transactions on*, 24(3):1537–1546, 2009.
- [10] N. Flourentzou, V. G. Agelidis και G. D. Demetriades. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(3):592–602, 2009.

- [11] C. M. Franck. HVDC circuit breakers: A review identifying future research needs. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 26(2):998–1007, 2011.
- [12] TenneT TSO GmbH. Grid code, high and extra high voltage, 2012.
- [13] TenneT TSO GmbH. Grid code requirements for offshore grid connections in the grid, 2012.
- [14] A. D. Hansen, C. Jauch, P. E. Sørensen, F. Iov και F. Blaabjerg. *Dynamic wind turbine models in power system simulation tool DIgSILENT*. 2004.
- [15] A. D. Hansen και G. Michalke. Modelling and control of variable-speed multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbine. *Wind Energy*, 11(5):537–554, 2008.
- [16] M. O. L. Hansen. *Aerodynamics of Wind Turbines*. Earthscan, 2η έκδοση, 2008.
- [17] L. Harnefors, Y. Jiang-Häfner, M. Hyttinen και T. Jonsson. Ride-through methods for wind farms connected to the grid via a vsc-hvdc transmission. 2007.
- [18] B. Jacobson, P. Karlsson, G. Asplund, L. Harnefors και T. Jonsson. VSC-HVDC transmission with cascaded two-level converters. Στο *CIGRE session*, σελίδες B4–B110, 2010.
- [19] P. Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill Professional, 1η έκδοση, 1994.
- [20] S. Li, T. A. Haskew και L. Xu. Control of hvdc light system using conventional and direct current vector control approaches. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(12):3106–3118, 2010.
- [21] DIgSILENT PowerFactory Manual. Version 13.2. *Gomaringen, Germany*, 2007.
- [22] I. D. Margaritis, S. A. Papathanassiou, N. D. Hatziargyriou, A. D. Hansen και P. Sorensen. Frequency control in autonomous power systems with high wind power penetration. *IEEE Trans. Sustainable Energy*, 3(2):189–199, 2012.
- [23] G. Michalke, A. D. Hansen και T. Hartkopf. Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator. Στο *2007 European Wind Energy Conference and Exhibition*, 2007.
- [24] N. Mohan, T. M. Undeland και W. P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, τηριδη έκδοση, 2003.
- [25] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg και P. Rodriguez. Control of power converters in ac microgrids. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(11):4734–4749, 2012.

- [26] Tamiru Woldeyesus Shire. *VSC-HVDC Based Network Reinforcement*. Διδακτορική Διατριβή, M. Sc. thesis Electrical power Engineering department, Delft University of Technology, 2009.
- [27] Μανιάς, Σ. Ν. *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. Συμμεών, 1η έκδοση, 2007.
- [28] Γ. Δ. Μάργαρη. *Μοντελοποίηση ανεμογεννητριών για τη μελέτη δυναμικών φαινομένων σε συνθήκες αυξημένης αιολικής διείσδυσης*. Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2013.
- [29] Li Xuan, Song Qiang, Liu Wenhua, Rao Hong, Xu Shukai και Li Xiaolin. Fault ride-through control and its impacts on wind generators in a vsc-hvdc system. Στο *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*, σελίδες 1–6. IEEE, 2013.
- [30] Lie Xu, Liangzhong Yao και Christian Sasse. Grid integration of large dfig-based wind farms using vsc transmission. *Power Systems, IEEE Transactions on*, 22(3):976–984, 2007.
- [31] L. Zhang. *Modeling and Control of VSC-HVDC Links Connected to Weak AC Systems*. Διδακτορική Διατριβή, KTH Electrical Engineering, 2010.