

722
H/T



Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΟΝΑΔΩΝ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΜΕ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ
ΤΑΧΥΤΗΤΑ

ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ
ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΣΠΥΡΙΔΩΝ ΤΣΙΩΛΗΣ

ΦΟΙΤΗΤΗΣ ΤΣΑΡΑΝΤΑΝΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΝΤΗΣ

A.M. 31111

ΑΘΗΝΑ ΟΚΤΟΒΡΙΟΣ 2012

Πίνακας περιεχομένων

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	4
1.1. Εξέλιξη τεχνολογίας Α/Γ στον χρόνο.....	4
1.2. Αντικείμενο πτυχιακής.....	12
2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	13
2.1. Συνοπτική περιγραφή του συστήματος.....	13
2.2. Αεροδυναμικό μέρος.....	14
2.3. Ρυθμιστής γωνίας βήματος πτερυγίων.....	17
2.4. Αναπαράσταση μεγεθών μέσω χρονομεταβλητών φασιθετών.....	19
2.4.1. Φασιθέτες.....	19
2.4.2. Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq\theta$	20
2.5. Ηλεκτρικό μέρος.....	25
2.5.1. Ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης.....	25
2.5.2. Μετατροπείς ισχύος.....	27
3. ΕΛΕΓΚΤΕΣ ΤΗΣ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ.....	32
3.1. Ελεγκτής μέγιστης απολαβής ισχύος.....	32
3.2. Εισαγωγή στον αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) έλεγχο.....	34
3.3. Ελεγκτής μετατροπέα πλευράς γεννήτριας.....	37
3.4. Ελεγκτής μετατροπέα πλευράς δικτύου.....	42
3.5. Ελεγκτής γωνίας βήματος πτερυγίων.....	46
4. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ.....	47
4.1. Εισαγωγή.....	47
4.2. Αποτελέσματα προσομοιώσεων σε μόνιμη κατάσταση.....	47
4.2.1. Αρμονική παραμόρφωση ρεύματος και τάσης εξόδου.....	47
4.2.2 Απόκριση σε βηματικές μεταβολές της αέργου ισχύος αναφοράς.....	50
4.3. Διαταραχές ανέμου.....	53

4.3.1. Απόκριση σε βηματική αύξηση ταχύτητας ανέμου	53
4.3.2. Απόκριση σε βηματική μείωση ταχύτητας ανέμου	58
4.3.3. Απόκριση σε ημιτονοειδή χρονοσειρά ανέμου.....	62
4.4. Αποτελέσματα προσομοιώσεων σε 3Φ βύθιση τάσης.....	68
5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	73
5.1. Ανακεφαλαίωση.....	73
5.2. Σχόλια και Συμπεράσματα.....	73
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	75
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	77
Π1: Χαρακτηριστικά και Τιμές Παραμέτρων της εξεταζόμενης A/G.....	77
Π2: Μοντέλο A/G σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK	80

Summary

The objective of this thesis is the analysis of the operation and control of a Double Fed Wind Power Generator with the use of the simulation platform MATLAB/SIMULINK. The generator is equipped with a pitch step control unit for the decrease of the useful aerodynamic power in high wind velocity conditions.

The thesis is consisted by five chapters. The first chapter reports briefly on the techniques used today to for the construction of wind power generators and the technical aspects required by the modern network protypo

In the second chapter a brief description of the simulation process takes place as well as the description of the subsystems of the wind power generator in question. The subsystems belong to two categories the aerodynamic and the electrical.

At the third chapter we present the controllers used in the Present thesis . In Particular a complete analysis of the maximum power yield strategy is present along with the current transform strategies for the side of the generator and the side of the network. Finally the unit step pitch controller is analyzed.

At the forth chapter the results of the simulating process are presented for disturbances of both wind and network, targeting into evaluate the dynamic behavior of the under examination wind power generator.

Finally at the fifth chapter in recapitulate and comment at the most important results of the thesis

Keywords

- Wind
- Power
- Generator
- Double Fed
- Asynchronous
- Simulation
- Simulink
- Matlab
- DFIG

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας πτυχιακής είναι η ανάλυση της λειτουργίας και ο έλεγχος ανεμογεννήτριας με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης, με τη βοήθεια του σχεδιαστικού προγράμματος προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK. Η Α/Γ διαθέτει ελεγκτή βήματος της έλικας για μείωση της εκμεταλλεύσιμης αεροδυναμικής ισχύος σε συνθήκες υψηλών ταχυτήτων ανέμου.

Η πτυχιακή εργασία αποτελείται από 5 κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη αναφορά στις επικρατέστερες τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται στις μέρες μας στην κατασκευή ανεμογεννητριών και στις τεχνικές απαιτήσεις των σύγχρονων κωδίκων δικτύου.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μία σύντομη περιγραφή της μοντελοποίησης των επιμέρους υποσυστημάτων που απαρτίζουν την υπό εξέταση ανεμογεννήτρια, τα οποία εντάσσονται στους δύο βασικούς άξονες που είναι το αεροδυναμικό μέρος και το ηλεκτρικό μέρος της διάταξης.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται όλοι οι ελεγκτές που αναπτύχθηκαν στο πλαίσιο της παρούσας πτυχιακής. Συγκεκριμένα, αναλύεται εκτενώς η υλοποίηση της στρατηγικής μέγιστης απολαβής ισχύος, οι στρατηγικές ελέγχου των μετατροπέων πλευράς γεννήτριας και πλευράς δικτύου και τέλος ο ελεγκτής της γωνίας βήματος περυσίων.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων τόσο για διαταραχές του ανέμου όσο και για διαταραχές του δικτύου, προκειμένου να αξιολογηθεί η δυναμική συμπεριφορά της εξεταζόμενης ανεμογεννήτριας.

Τέλος στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η ανακεφαλαίωση και ο σχολιασμός των σημαντικότερων συμπερασμάτων της εργασίας.

Λέξεις Κλειδιά

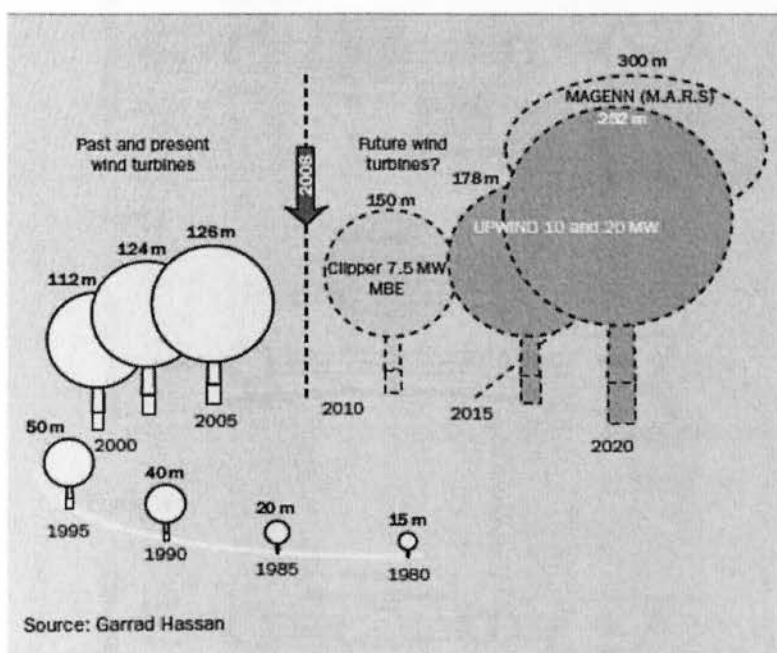
- Μεταβαλλόμενη Ταχύτητα
- Διπλή Τροφοδότηση
- Ανεμογεννήτρια
- Ασύγχρονη
- Γωνία Βήματος
- Ελεγκτής Βήματος

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1. Εξέλιξη τεχνολογίας Α/Γ στον χρόνο

Η αιολική ενέργεια αποτελεί μία από τις πλέον διαδεδομένες τεχνολογίες ανανεώσιμων πηγών ενέργειας παγκοσμίως. Η μεγάλη διείσδυση αιολικής ισχύος στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας αποτελεί κινητήριο μοχλό για την εξέλιξη των εφαρμοζόμενων τεχνολογιών τόσο στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος υψηλής απόδοσης όσο και στην ανάπτυξη εξελιγμένων στρατηγικών ελέγχου φιλικών προς το δίκτυο.

Η ανάγκη για αύξηση της εκμεταλλεύσιμης ισχύος ανά ανεμογεννήτρια οδηγεί στην συνεχή αύξηση του μεγέθους της, όπως παρουσιάζεται και στο Σχ. 1.1-1. Επιπρόσθετα, για τον ίδιο λόγο έχει γίνει η μετάβαση από λειτουργία σταθερών στροφών σε λειτουργία μεταβλητών στροφών με έλεγχο της γωνίας βήματος των πτερυγίων σε συνθήκες υψηλής ταχύτητας ανέμου.

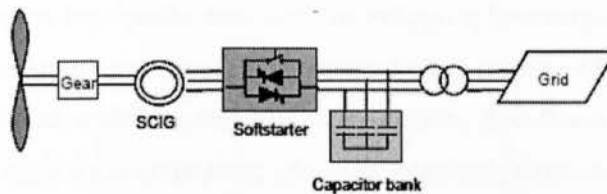


Σχήμα 1.1-1 : Αύξηση μεγέθους εμπορικών Α/Γ

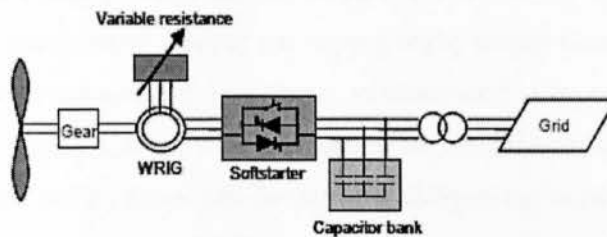
Τέσσερις είναι οι τύποι ανεμογεννητριών που έχουν επικρατήσει σήμερα στην παγκόσμια αγορά (Σχ. 1.1-2).

1. Τύπος Α – Σταθερών στροφών, με ασύγχρονη γεννήτρια κλωβού, απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο.
2. Τύπος Β – Περιορισμένης ικανότητας μεταβολής στροφών, με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα μεταβλητής αντίστασης, απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο.
3. Τύπος Γ – Μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης.
4. Τύπος Δ – Μεταβλητών στροφών με σύγχρονη πολυπολική γεννήτρια, χωρίς κιβώτιο ταχυτήτων.

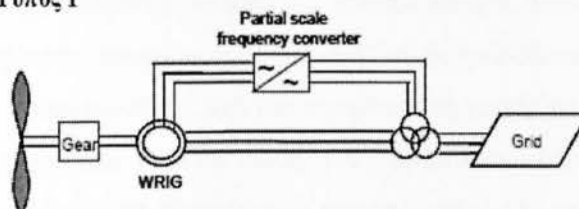
Τύπος Α



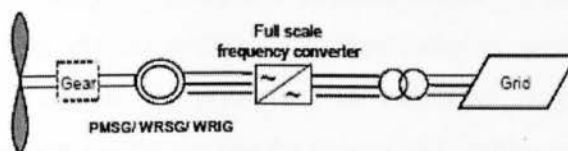
Τύπος Β



Τύπος Γ



Τύπος Δ



Σχήμα 1.1-2 : Οι τέσσερις επικρατέστεροι τύποι Α/Γ στην παγκόσμια αγορά

Καθένας από τους τέσσερις τύπους Α/Γ έχει τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά του. Συγκεκριμένα, η Α/Γ σταθερών στροφών (Τύπος Α) έχει το πλεονέκτημα ότι είναι σχετικά πιο απλή και πιο φθηνή. Πρέπει όμως να είναι και μηχανικά πιο στιβαρή, εξαιτίας των μεγαλύτερων μηχανικών καταπονήσεων, καθώς η ταχύτητα του δρομέα δεν μπορεί να αλλάξει με αποτέλεσμα οι διαταραχές του ανέμου να μεταφράζονται απ' ευθείας σε διαταραχές της ροπής. Επίσης, προκαλούνται μεγαλύτερες διαταραχές στην ισχύ εξόδου, το οποίο για ένα ασθενές δίκτυο συνεπάγεται διαταραχές στην τάση (flicker), ενώ δεν μπορεί να συμβάλλει και στην ρύθμιση της τάσης του δικτύου.

Στον Τύπο Β χρησιμοποιούνται ηλεκτρονικά ισχύος για να μεταβάλλουν την ηλεκτρική αντίσταση του δρομέα έτσι ώστε να υπάρχει η δυνατότητα περιορισμένης μεταβολής των στροφών του δρομέα και της γεννήτριας (εύρους $\pm 10\%$ ως προς την ονομαστική ταχύτητα) κατά την διάρκεια ριπών ανέμου, βελτιώνοντας ελαφρώς την ποιότητα ισχύος εξόδου και μειώνοντας κάπως τις μηχανικές καταπονήσεις.

Το πλεονέκτημα των Α/Γ μεταβλητών στροφών είναι η καλύτερη αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας παράγοντας ελαφρώς αυξημένη ενέργεια για δεδομένο αιολικό δυναμικό ενώ η παραγόμενη ενεργός και άεργος ισχύς μπορεί εύκολα να ελεγχθεί. Επίσης υφίστανται μικρότερες μηχανικές καταπονήσεις και εξομάλυνση των διαταραχών της ισχύος εξόδου. Ακόμα μπορούν να συμβάλλουν στη ρύθμιση της τάσης του δικτύου καθώς έχουν την δυνατότητα ελέγχου της παραγόμενης αέργου ισχύος. Το μειονέκτημα των Α/Γ μεταβλητών στροφών είναι ότι απαιτούν ηλεκτρονικά ισχύος, εισάγοντας κόστος και πολυπλοκότητα. Συγκρίνοντας τους δύο τύπους Α/Γ μεταβλητών στροφών, η ασύγχρονη διπλής τροφοδότησης (Τύπος Γ) έχει το πλεονέκτημα ότι αποτελείται από μια συνηθισμένη γεννήτρια και ένα μικρό και σχετικά φθηνό μετατροπέα. Από την άλλη, η Α/Γ μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια (Τύπος Δ) έχει το πλεονέκτημα της απάλειψης του κιβωτίου ταχυτήτων, επιτυγχάνοντας έτσι μείωση του κόστους και του βάρους, βελτίωση της αξιοπιστίας και ελάττωση του θορύβου. Ακόμα έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να παράγει το πεδίο από μόνη της είτε με ηλεκτρική διέγερση είτε με μόνιμους μαγνήτες, με αποτέλεσμα στην πλευρά της γεννήτριας να απαιτείται ένας απλός ανορθωτής διόδων. Έχει όμως και το μειονέκτημα ότι απαιτεί μια μεγάλη, βαριά και πολύπλοκη γεννήτρια και ένα μεγάλο μετατροπέα από τον οποίο θα περάσει το 100% της παραγόμενης ισχύος σε αντίθεση με την ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης,

όπου μόνο το 1/3 περίπου της παραγόμενης ισχύος εγχέεται μέσω του μετατροπέα, [1].

Ωστόσο ο μετατροπέας στην Α/Γ με σύγχρονη γεννήτρια έχει μεγαλύτερη δυνατότητα παραγωγής αέργου ισχύος και επιτυγχάνει πλήρη ηλεκτρική απόζευξη της Α/Γ από το δίκτυο, σε σχέση με τον μετατροπέα στην Α/Γ με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης, πράγμα που τη καθιστά περισσότερο φιλική προς το δίκτυο, γεγονός που γίνεται ολοένα σημαντικότερο από τις τεχνικές απαιτήσεις κωδίκων για την σύνδεση αιολικών πάρκων μεγάλης ισχύος.

Ένα άλλο κριτήριο διαχωρισμού των Α/Γ είναι ο τύπος των πτερυγίων και ο τρόπος έλεγχου της γωνίας τους. Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι πτερυγίων για τον έλεγχο και περιορισμό της αεροδυναμικής ισχύος (και ροπής) :

- Οι Α/Γ με αεροδυναμικό έλεγχο της ροπής και ισχύος του δρομέα (stall controlled), διαθέτουν πτερύγια σταθερής κλίσης, τα οποία σε υψηλές ταχύτητες ανέμου εμφανίζουν απώλεια αεροδυναμικής στήριξης. Με αυτό τον τρόπο περιορίζεται η αναπτυσσόμενη ροπή και η παραγόμενη ενέργεια, χωρίς να απαιτείται σύστημα έλεγχου.
- Πτερύγια με έλεγχο της γωνίας βήματός τους, που μπορούν να περιστραφούν κατά τον διαμήκη άξονά τους (pitch controlled). Με αυτόν τον τρόπο όταν η ταχύτητα ανέμου ξεπεράσει την ονομαστική της τιμή η γωνία των πτερυγίων μεταβάλλεται αντίθετα, μεγαλώνει δηλαδή η γωνία με τον άνεμο περιορίζοντας με αυτόν τον τρόπο την εισερχόμενη αεροδυναμική ισχύ. Το σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι η ισχύς εξόδου της γεννήτριας μπορεί να ελεγχθεί ταχύτερα με αποτέλεσμα το σύστημα να μην καταπονείται σε περιόδους ριπών ανέμου. Ο έλεγχος της γωνίας των πτερυγίων εφαρμόζεται σε Α/Γ μεγάλης ισχύος, άνω του 1MW.

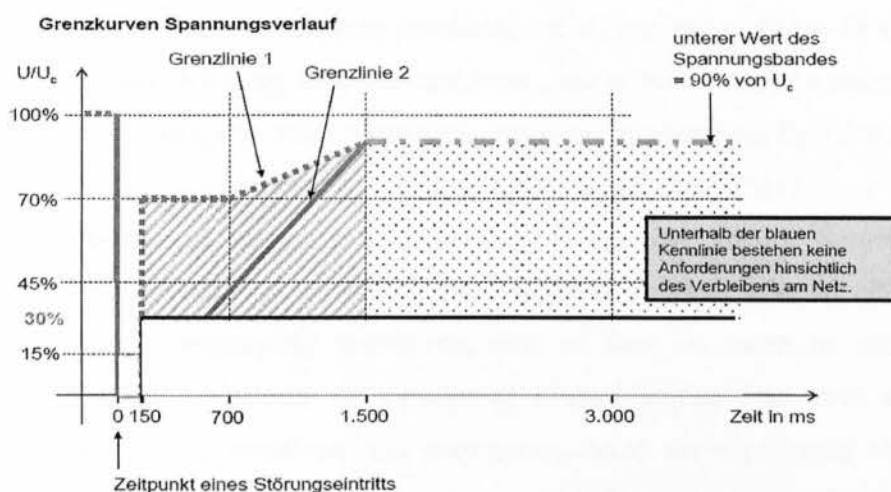
Η συνεχής αύξηση των σταθμών ηλεκτροπαραγωγής από ΑΠΕ που εντάσσονται στο δίκτυο αναπόφευκτα επηρεάζει τη φόρτιση των συμβατικών μονάδων παραγωγής, τη ρύθμιση τάσης και συχνότητας και την όλη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος σε καταστάσεις διαταραχών. Συνεπώς, προκειμένου να διασφαλιστεί η ομαλή και ασφαλή λειτουργία του δικτύου, αλλά και να καταστεί δυνατή η

περαιτέρω αύξηση της διείσδυσης σταθμών ΑΠΕ, είναι αναγκαίο να οριστούν απαιτήσεις για συμμετοχή των σταθμών αυτών στον έλεγχο και τη ρύθμιση του συστήματος, στο πρότυπο των συμβατικών μονάδων παραγωγής. Ο πρώτος Κώδικας με συγκεκριμένες απαιτήσεις συμπεριφοράς για τους εν λόγω σταθμούς εκδόθηκε στις αρχές του 2003 από τη γερμανική εταιρία E.ON. και μέχρι σήμερα αντίστοιχοι Κώδικες τέθηκαν σε εφαρμογή σε πλήθος άλλων χωρών [2].

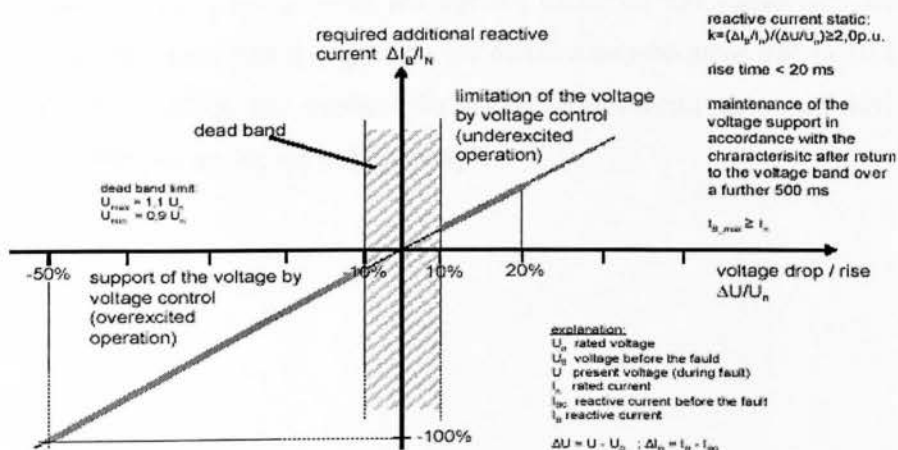
Μια από τις κυριότερες τεχνικές απαιτήσεις που ορίζουν οι παραπάνω κώδικες είναι η ανοχή των σταθμών σε βυθίσεις τάσεως, καθώς οι επιπτώσεις από την απότομη απώλεια μεγάλης παραγωγής εξαιτίας σφαλμάτων μπορεί να είναι καθοριστικές για την ευστάθεια του συστήματος και την ασφάλεια εξυπηρέτησης των χρηστών. Έτσι οι σύγχρονοι κώδικες προβλέπουν συγκεκριμένες και αυστηρές απαιτήσεις για τη δυνατότητα αδιάλειπτης λειτουργίας σε βυθίσεις τάσης, οι οποίες είναι γνωστές ως Low Voltage Ride-Through (LVRT) Capability και εκφράζονται υπό τη μορφή καμπυλών τάσης-χρόνου.

Στο Σχ. 1.1-3 παρουσιάζεται μια τέτοια καμπύλη τάσης-χρόνου όπως ορίζεται στον γερμανικό Κώδικα για τη MT [3]. Συγκεκριμένα, ο εκάστοτε σταθμός δεν θα πρέπει να αποσυνδέεται από το δίκτυο σε περίπτωση βύθισης τάσης 100% (απομένουσα 0%) διάρκειας 150 ms. Για τάσεις του δικτύου που βρίσκονται κάτω της μπλε γραμμής του Σχ. 1.1-3, δεν προβλέπεται κάποια οδηγία που να απαιτεί τη παραμονή σύνδεσης στο δίκτυο. Βυθίσεις τάσης πάνω της γραμμής του ορίου 1 δεν θα πρέπει να οδηγούν σε αστάθεια ή αποσύνδεση τον σταθμό. Επίσης ο εκάστοτε σταθμός θα πρέπει να έχει τη δυνατότητα παραμονής σε λειτουργία και για βυθίσεις τάσης που βρίσκονται μεταξύ του ορίου 1 και 2. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, σε συνεργασία με το διαχειριστή του συστήματος, επιτρέπεται μικρής διάρκειας αποσύνδεση του σταθμού με την προϋπόθεση επανασυγχρονισμού το αργότερο σε 2 δευτερόλεπτα μετά τη στιγμή της παροδικής αποσύνδεσης [3]. Μετά τον επανασυγχρονισμό, η εγχεόμενη ενεργός ισχύς πρέπει να αυξάνει με ρυθμό τουλάχιστον 10% της ονομαστικής ισχύος ανά δευτερόλεπτο. Για βυθίσεις τάσης κάτω του ορίου 2, επιτρέπεται παροδική αποσύνδεση του σταθμού από το δίκτυο. Τέλος, μετά την εκκαθάριση ενός σφάλματος, ο διαχειριστής συστήματος θα καθορίζει ένα χρονικό διάστημα (μεταξύ 0.5 και 10 δευτερολέπτων) το οποίο ισχύει από τη στιγμή επαναφοράς της τάσης στο 85%, και εντός του οποίου η εγχεόμενη ενεργός ισχύς εξόδου θα πρέπει να έχει αποκατασταθεί στο 85% της τιμής προ του σφάλματος.

Παράλληλα, στον γερμανικό κώδικα υπάρχουν πρόσθετες ειδικές απαιτήσεις για την υποστήριξη της τάσης μέσω της έγχυσης αέργου ισχύος κατά τη διάρκεια βυθίσεων τάσης. Συγκεκριμένα ο γερμανικός Κώδικας προδιαγράφει απαιτήσεις για τη τιμή της αέργου συνιστώσας του εγγεόμενου ρεύματος εξόδου κατά τη διάρκεια διαταραχών της τάσης του δικτύου, με σκοπό την υποστήριξή της. Η ανάγκη αυτή προκύπτει όταν διαπιστώνονται απότομες μεταβολές της τάσης μεγαλύτερες του 10%. Τότε, σύμφωνα και με το Σχ. 1.1-4, η αέργος συνιστώσα του ρεύματος εξόδου πρέπει να αυξηθεί με ρυθμό τουλάχιστον 2% του ονομαστικού ανά 1% απόκλιση της τάσης (ώστε για βύθιση 50% η αύξηση της αέργου συνιστώσας του ρεύματος να ισούται με 100% του ονομαστικού της γεννήτριας).



Σχήμα 1.1-3 Απαιτήση FRT του γερμανικού κώδικα [3]

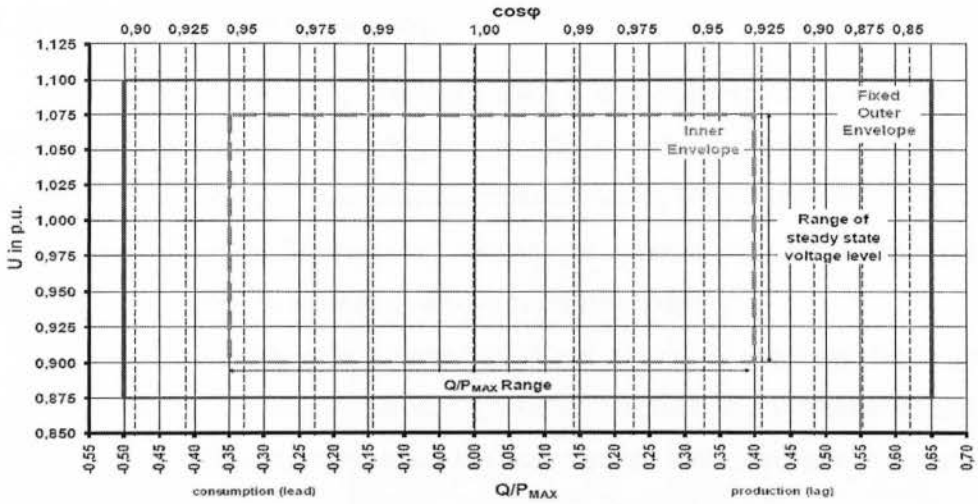


Σχήμα 1.1-4 Απαιτήσεις γερμανικού Κώδικα για το αέργο ρεύμα εξόδου κατά τη διάρκεια διαταραχών της τάσης[4].

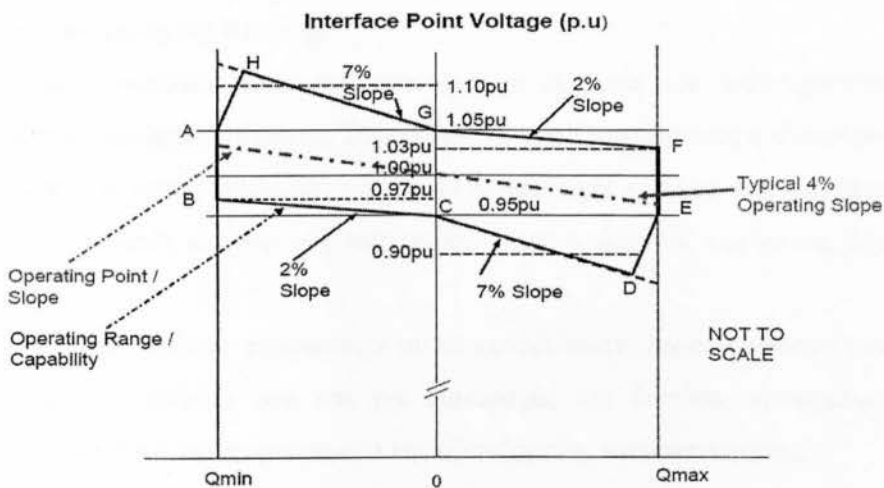
Επίσης, οι σύγχρονοι κώδικες δικτύου προβλέπουν απαιτήσεις για τη δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος στο δίκτυο σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας και για λειτουργία στην ονομαστική ενεργό ισχύ του σταθμού. Συγκεκριμένα, ο διαχειριστής του συστήματος θα ορίζει μία χαρακτηριστική τάσης – αέργου ισχύος συγκεκριμένου σχήματος, όπως για παράδειγμα αυτού στο Σχ. 1.1-5, τα όρια του οποίου θα καθορίζουν και την απαιτούμενη δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος από τον σταθμό, για λειτουργία στην ονομαστική ενεργό ισχύ.

Με βάση τη προαναφερθείσα δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος, οι κώδικες δικτύου απαιτούν ρύθμιση της τάσης του δικτύου σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας με κατάλληλη ρύθμιση της αέργου ισχύος εξόδου του σταθμού. Ένα σχετικό παράδειγμα φαίνεται στο Σχ. 1.1-6, σύμφωνα με το οποίο για μία βηματική μεταβολή της τάσης, το 90% της απαιτούμενης μεταβολής της αέργου ισχύος εξόδου θα πρέπει να έχει ολοκληρωθεί εντός ενός δευτερολέπτου, και η τελική τιμή θα πρέπει να ισορροπήσει στη τιμή που ορίζει η διακεκομμένη χαρακτηριστική του Σχ. 1.1-6 εντός 5 δευτερολέπτων, με απόκλιση στη τιμή αυτή όχι μεγαλύτερη από 5%[5].

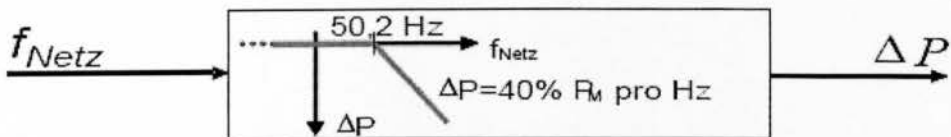
Επιπρόσθετα, οι σύγχρονοι κώδικες δικτύου απαιτούν και τη δυνατότητα λειτουργίας του σταθμού με περιορισμό της εγχεόμενης ενεργού ισχύος στο δίκτυο. Συγκεκριμένα, ο διαχειριστής συστήματος είναι σε θέση να απαιτήσει από τον εκάστοτε σταθμό τη μείωση της εγχεόμενης ενεργού ισχύος όταν αυτό κριθεί αναγκαίο για λόγους ασφάλειας του συστήματος, όπως για παράδειγμα είναι ο κίνδυνος νησιδοποίησης, ο κίνδυνος για την ευστάθεια μόνιμης κατάστασης ή μεταβατικής, καθώς και σε πιθανή αύξηση της συχνότητας του δικτύου [3]. Για παράδειγμα, στο Σχ. 1.1-7 φαίνεται μία σχετική απαίτηση του γερμανικού κώδικα σύμφωνα με την οποία όταν η συχνότητα του δικτύου αυξηθεί πάνω από τα 50.2 Hz, η ενεργός ισχύς εξόδου του σταθμού θα πρέπει να μειώνεται με ρυθμό 40% της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος για αύξηση ενός Hz.



Σχήμα 1.1-5 Απαιτηση του κώδικα του ENTSO-E για τη δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας και για ονομαστική ενεργό ισχύ εξόδου[5].



Σχήμα 1.1-6 Απαιτηση του κώδικα του ENTSO-E για ρύθμιση της αέργου ισχύος εξόδου συναρτήσει της τάσης του δικτύου[5]



Σχήμα 1.1-7 Απαιτηση γερμανικού Κώδικα για μείωση της ενεργού ισχύος εξόδου σε συνθήκες αύξησης της συχνότητας του δικτύου[3]

1.2. Αντικείμενο πτυχιακής

Αντικείμενο της παρούσας πτυχιακής είναι η ανάλυση της λειτουργίας και ο έλεγχος ανεμογεννήτριας με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης, με τη βοήθεια του σχεδιαστικού προγράμματος προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK. Η Α/Γ διαθέτει ελεγκτή βήματος της έλικας για μείωση της εκμεταλλεύσιμης αεροδυναμικής ισχύος σε συνθήκες υψηλών ταχυτήτων ανέμου.

Η πτυχιακή εργασία αποτελείται από 5 κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη αναφορά στις επικρατέστερες τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται στις μέρες μας στην κατασκευή ανεμογεννητριών και στις τεχνικές απαιτήσεις των σύγχρονων κωδίκων δικτύου.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μία σύντομη περιγραφή της μοντελοποίησης των επιμέρους υποσυστημάτων που απαρτίζουν την υπό εξέταση ανεμογεννήτρια, τα οποία εντάσσονται στους δύο βασικούς άξονες που είναι το αεροδυναμικό μέρος και το ηλεκτρικό μέρος της διάταξης.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται όλοι οι ελεγκτές που αναπτύχθηκαν στο πλαίσιο της παρούσας πτυχιακής. Συγκεκριμένα, αναλύεται εκτενώς η υλοποίηση της στρατηγικής μέγιστης απολαβής ισχύος, οι στρατηγικές ελέγχου των μετατροπέων πλευράς γεννήτριας και πλευράς δικτύου και τέλος ο ελεγκτής της γωνίας βήματος πτερυγίων.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων τόσο για διαταραχές του ανέμου όσο και για διαταραχές του δικτύου, προκειμένου να αξιολογηθεί η δυναμική συμπεριφορά της εξεταζόμενης ανεμογεννήτριας.

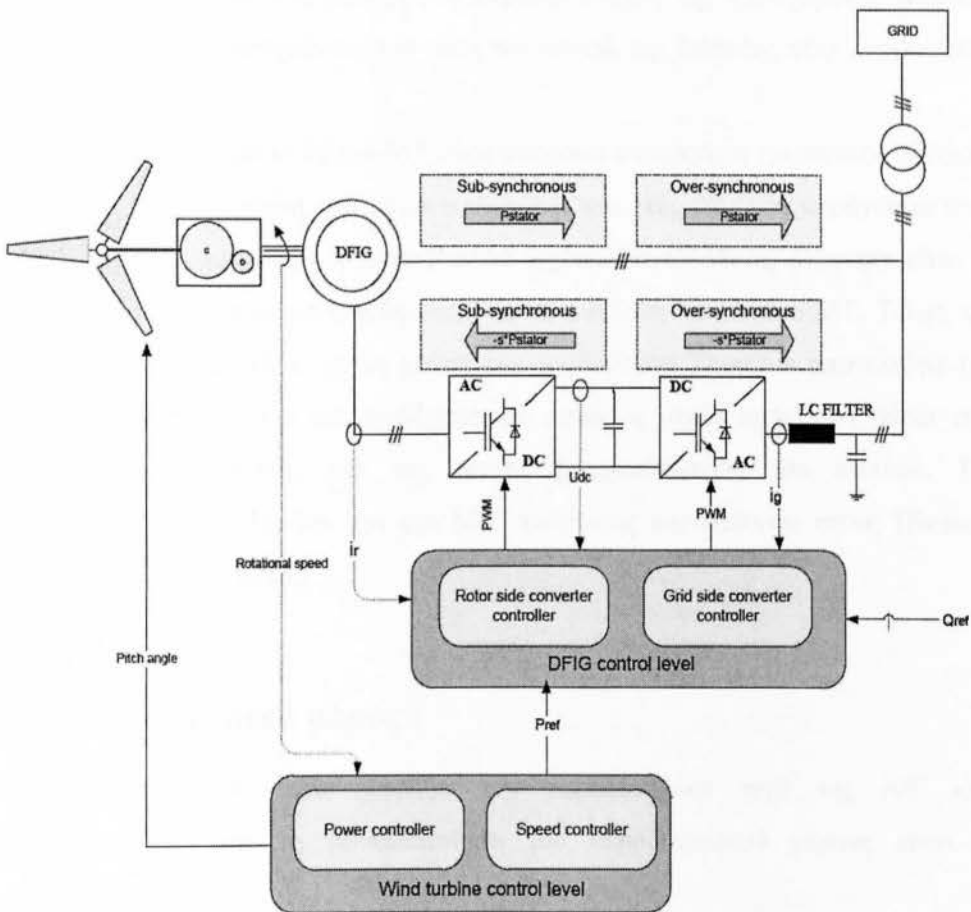
Τέλος στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η ανακεφαλαίωση και ο σχολιασμός των σημαντικότερων συμπερασμάτων της εργασίας.

2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

2.1. Συνοπτική περιγραφή του συστήματος

Στην παρούσα εργασία μοντελοποιήθηκε μία ανεμογεννήτρια μεταβλητών στροφών 2 MW με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης (ΑΓΔΤ) σε σχεδιαστικό περιβάλλον MATLAB/SIMULINK.

Το σύστημα αποτελείται από το αεροδυναμικό μέρος, το μηχανικό μέρος, το ηλεκτρικό μέρος, τις διατάξεις ελέγχου, έναν μετασχηματιστή ανύψωσης και το μοντέλο του δικτύου MT (Σχ. 2.1-1).



Σχήμα 2.1-1 : Εξεταζόμενη διάταξη ΑΓΔΤ

Στο ηλεκτρικό μέρος εκτός από την ΑΓΔΤ συμπεριλαμβάνεται η διάταξη back-to-back μετατροπέων με κοινή dc τάση. Η χρήση των μετατροπέων ισχύος επιτρέπει τη λειτουργία της ασύγχρονης γεννήτριας με μεταβλητή ταχύτητα περιστροφής και συνεπώς την υλοποίηση της στρατηγικής μέγιστης απολαβής ισχύος. Όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια, μόνο ένα κλάσμα της παραγόμενης ενέργειας εγχέεται μέσω του συστήματος των μετατροπέων. Συνεπώς το μειωμένο μέγεθος, κόστος και απώλειες αποτελούν το βασικό πλεονέκτημα της εξεταζόμενης τοπολογίας Α/Γ συγκριτικά με ένα μετατροπέα πλήρους ισχύος που χρησιμοποιείται συνήθως σε ανεμογεννήτριες εφοδιασμένες με σύγχρονη γεννήτρια.

Το τμήμα ελέγχου περιλαμβάνει τον έλεγχο του βήματος της έλικας και τον έλεγχο του ηλεκτρικού μέρους. Ο έλεγχος του ηλεκτρικού μέρους περιλαμβάνει δύο ελεγκτές, έναν για τον μετατροπέα πλευράς γεννήτριας και έναν για τον μετατροπέα πλευράς δικτύου. Σκοπός του πρώτου είναι η υλοποίηση της στρατηγικής μέγιστης απολαβής ισχύος ενώ του δεύτερου η παρακολούθηση της παραγόμενης ενεργού ισχύος του δρομέα διατηρώντας την τάση του dc-link της διάταξης στην ονομαστική της τιμή.

Για τη σύνδεση με το δίκτυο ΜΤ είναι αναγκαία καταρχάς η χρήση ενός φίλτρου εξόδου για την καταστολή των αρμονικών τάσης και ρεύματος που παράγονται από τη διακοπτική λειτουργία των μετατροπέων ισχύος. Επιπρόσθετα, αναγκαία είναι η ύπαρξη ενός μετασχηματιστή ανύψωσης για τη σύνδεση στο δίκτυο ΜΤ. Τέλος, το δίκτυο ΜΤ αναπαριστάται με τη χρήση του ισοδύναμου Thevenin αποτελούμενου από μία πηγή τάσης και μία αντίδραση σε σειρά, η οποία προκύπτει βάσει της στάθμης βραχυκύκλωσης και της γωνίας βραχυκύκλωσης του δικτύου. Τα χαρακτηριστικά του δικτύου και του Μ/Σ ανύψωσης παρατίθενται στους Πίνακες Π1.5-6 του Παραρτήματος.

2.2. Αεροδυναμικό μέρος

Η βασική σχέση που εκφράζει την αεροδυναμική ισχύ της Α/Γ και χρησιμοποιήθηκε για τη μοντελοποίηση του αεροδυναμικού μέρους είναι η ακόλουθη:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \cdot A \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V_w^3 \quad (2.2-1)$$

όπου P_m : η μηχανική ισχύς στον άξονα της Α/Γ

ρ : η πυκνότητα του αέρα

A : η επιφάνεια που διαγράφει η έλικα

V_w : η ταχύτητα του ανέμου

C_p : ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος

Όπως φαίνεται από την Εξ. (2.2-1) , η αεροδυναμική ισχύς εξαρτάται από την ακτίνα της έλικας, την ταχύτητα του ανέμου και τον αεροδυναμικό συντελεστή C_p . Ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος, είναι μια συνάρτηση που εξαρτάται από την ταχύτητα περιστροφής της Α/Γ, την ταχύτητα ανέμου και την γωνία βήματος έλικας β και όσο μεγαλύτερη τιμή έχει, τόσο μεγαλύτερη είναι και η εκμεταλλεύσιμη αεροδυναμική ισχύς.

Τυπικές τιμές του C_p είναι από 0.4 έως 0.5, ενώ το θεωρητικό μέγιστο όριο είναι 0.593 (όριο Betz). Αυτό σημαίνει πως η εκμεταλλεύσιμη αεροδυναμική ισχύς έχει πάντα ένα μέγιστο όριο (ανάλογα και με την ταχύτητα ανέμου) το οποίο δεν μπορούμε να υπερβούμε.

Ο παραπάνω συντελεστής εξαρτάται από :

- την ταχύτητα ακροπτερυγίου λ (tip speed ratio) που δίνεται από τη σχέση :

$$\lambda = \frac{R\omega_R}{V_w} \quad (2.2-2)$$

όπου ω_R : η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της Α/Γ (rad/sec)

R : η ακτίνα της έλικας

- τη γωνία βήματος β των πτερυγίων της Α/Γ

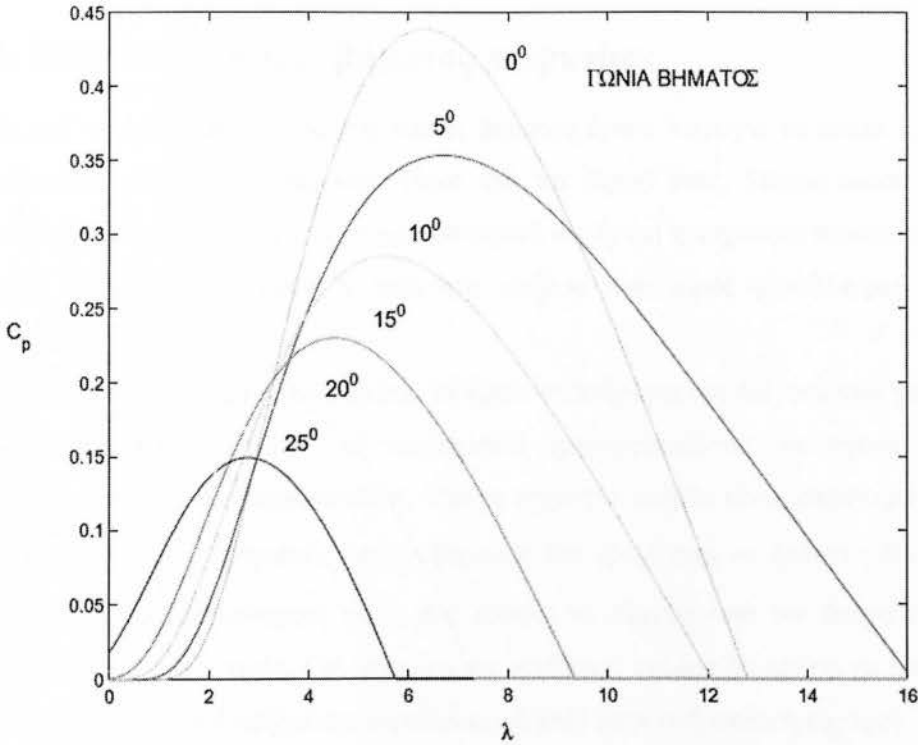
Γνωρίζοντας την αεροδυναμική ισχύ και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της Α/Γ, η ασκούμενη αεροδυναμική ροπή στην πτερωτή της Α/Γ είναι :

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_R} \quad (2.2-3)$$

Η αναλυτική σχέση η οποία χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία για τον υπολογισμό του συντελεστή C_p συναρτήσει των λ , β είναι η ακόλουθη [6] :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \cdot \left(\frac{116}{\lambda} - 0.4\beta - 5 \right) \cdot e^{-\frac{12.5}{\lambda}} \quad (2.2-4)$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.2-5)$$



Σχήμα 2.2-1 : Καμπύλες αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος συναρτήσει της ταχύτητας ακροπτερυγίου λ για διαφορετικές τιμές της γωνίας βήματος β .

Στο Σχ. 2.2-1 φαίνονται οι καμπύλες C_p - λ με παράμετρο την γωνία βήματος β , όπου παρατηρείται ότι ο αεροδυναμικός συντελεστής μπορεί να πάρει τη μέγιστη δυνατή τιμή του όταν η γωνία βήματος β είναι μηδενική. Ο αεροδυναμικός συντελεστής γίνεται μέγιστος όταν η παράγωγος της Εξ. (2.2-4) είναι 0. Έτσι προκύπτει μια εξίσωση με μόνο άγνωστο το λόγο λ . Χρησιμοποιώντας τα χαρακτηριστικά της υπό εξέταση Α/Γ που παρατίθενται στον Πίνακα ΠΙ.1 του Παραρτήματος, η τιμή του λόγου λ μετά από τη λύση αυτής της εξίσωσης προκύπτει :

$$\lambda_{opt} = 6.3250 \quad (2.2-6)$$

Οπότε από τις Εξ. (2.2-4), (2.2-5) προκύπτει ότι :

$$C_p(\lambda_{opt}, 0) = 0.4382$$

$$\Rightarrow C_{p,max} = 0.4382 \quad (2.2-7)$$

Συνεπώς αντικειμενικός σκοπός του ελέγχου της Α/Γ είναι η ρύθμιση των στροφών της ώστε η τιμή του λόγου λ να διατηρείται στη μέγιστη δυνατή τιμή όπως προκύπτει από την Εξ. (2.2-6).

2.3. Ρυθμιστής γωνίας βήματος πτερυγίων

Οι Α/Γ που διαθέτουν ρυθμιστή γωνίας βήματος έχουν πτερύγια τα οποία έχουν την δυνατότητα να περιστρέφονται γύρω από τον άξονά τους. Στόχος αυτού του σχεδιασμού είναι να διατηρείται η αεροδυναμική ισχύς και η ταχύτητα περιστροφής σε μια μέγιστη τιμή, όταν η ταχύτητα ανέμου έχει τιμές μεγαλύτερες της ονομαστικής.

Η γωνία βήματος β την οποία πρέπει να έχουν τα πτερύγια της Α/Γ ανάλογα με τις εκάστοτε συνθήκες μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τη σχέση της αεροδυναμικής ισχύος. Συγκεκριμένα, όταν η ταχύτητα ανέμου είναι μικρότερη της ονομαστικής τότε ο ρυθμιστής γωνίας βήματος δεν χρειάζεται να δράσει ($\beta = 0^\circ$) διότι η μέγιστη αεροδυναμική ισχύς που μπορεί να εξαχθεί από τον άνεμο είναι μικρότερη της ονομαστικής. Για μεγαλύτερες ταχύτητες ανέμου θα πρέπει να βρεθεί εκείνη η γωνία β που διατηρεί την αεροδυναμική ισχύ στην ονομαστική της τιμή.

Στην πραγματικότητα ο ρυθμιστής γωνίας βήματος χρησιμοποιεί έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή ο οποίος στην είσοδό του δέχεται την απόκλιση της μετρούμενης ταχύτητας περιστροφής της ανεμογεννήτριας από τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της. Όταν το σφάλμα είναι αρνητικό τότε ο ελεγκτής δίνει μηδενική γωνία αναφοράς. Όταν το σφάλμα είναι θετικό ο ελεγκτής θα διαμορφώσει τέτοια γωνία βήματος ώστε οι στροφές της ανεμογεννήτριας να επανέλθουν στις ονομαστικές. Κατά αυτό τον τρόπο η εισερχόμενη αεροδυναμική ισχύς θα ρυθμιστεί στην ονομαστική ηλεκτρική ισχύ της γεννήτριας. Παρακάτω θα υπολογιστεί θεωρητικά ποια θα είναι η γωνία βήματος που θα διαμορφώσει ο ρυθμιστής στην μόνιμη κατάσταση μέσω της προαναφερθείσας τεχνικής.

Χρησιμοποιώντας τα χαρακτηριστικά του Πίνακα Π1.1 του Παραρτήματος, για βέλτιστο αεροδυναμικό συντελεστή $C_{p,opt}$ και ονομαστική ταχύτητα ανέμου (12 m/s) η παραγόμενη μηχανική ισχύς προκύπτει ίση με 2.049 MW. Για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες της ονομαστικής η ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας διατηρείται σταθερή και ίση με:

$$N_{R,nom} = 18ΣΑΛ \quad (2.3-1)$$

Ο λόγος ταχύτητας περιστροφής του ακροπτερυγίου προς την ταχύτητα ανέμου δίνεται τότε από την Εξ. (2.2-2):

$$\lambda = \frac{R\omega_{R,nom}}{V_w} \quad (2.3-2)$$

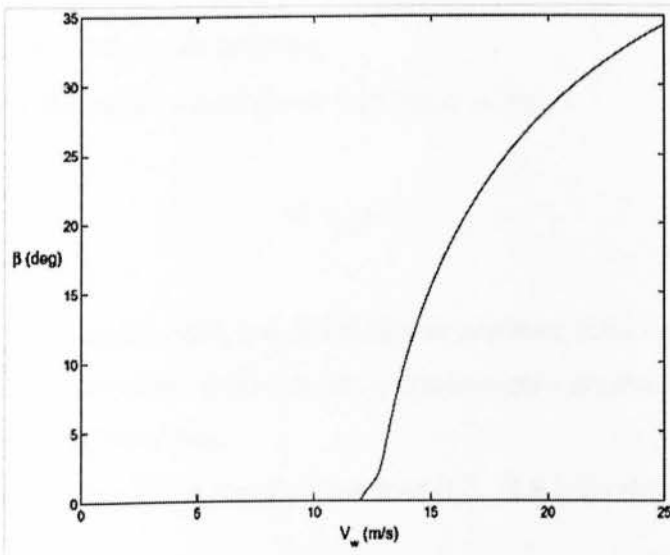
Οπότε αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων προκύπτει :

$$\lambda = \frac{70.69}{V_w} \quad (2.3-3)$$

Για να εξασφαλιστεί ότι η παραγόμενη μηχανική ισχύς διατηρείται ίση με την ονομαστική, η γωνία βήματος πρέπει να παίρνει τις κατάλληλες τιμές έτσι ώστε να ισχύει η (2.2-1) για ονομαστική αεροδυναμική ισχύ. Αντικαθιστώντας τις τιμές των παραμέτρων στην (2.2-1) και μετά από πράξεις προκύπτει η παρακάτω μη γραμμική εξίσωση :

$$V_w^3 \cdot C_p\left(\frac{70.69}{V_w}, \beta\right) = 742.04 \quad (2.3-4)$$

Με τη βοήθεια λογισμικού υπολογίζεται από την Εξ. (2.3-4) για κάθε ταχύτητα ανέμου, μεγαλύτερη της ονομαστικής $V_{w,nom}$, η απαιτούμενη τιμή της γωνίας β . Στο Σχ. 2.3-1 παρατίθεται γραφικά η σχέση μεταξύ της απαιτούμενης γωνίας βήματος των πτερυγίων συναρτήσει της ταχύτητας ανέμου.



Σχήμα 2.3-1 : Χαρακτηριστική ελέγχου της γωνίας βήματος β.

2.4. Αναπαράσταση μεγεθών μέσω χρονομεταβλητών φασιθετών

2.4.1. Φασιθέτες

Η ανάλυση μεγεθών τα οποία μεταβάλλονται αρμονικά συναρτήσει του χρόνου (όπως στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας) γίνεται ευκολότερη με την χρήση των στρεφόμενων διανυσμάτων, τα οποία ονομάζονται και φασιθέτες (phasors).

Έστω ένα μέγεθος $v(t)$ το οποίο περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση :

$$v(t) = \sqrt{2}v_{rms} \cos \omega t \quad (2.4.1-1)$$

Όπου v_{rms} : η ενεργός τιμή του μεγέθους

ω : η γωνιακή συχνότητα με την οποία μεταβάλλεται το μέγεθος

Το παραπάνω μέγεθος μπορεί εναλλακτικά να αναπαρασταθεί από ένα διάνυσμα \mathcal{V} σταθερού μέτρου, το οποίο επιλέγεται να είναι ίσο με τη ενεργό τιμή, και το οποίο διάνυσμα στρέφεται με την κυκλική συχνότητα ω . Στο Σχ. 2.4-1 φαίνεται η αντιστοιχία του φασιθέτη με την τιμή του πραγματικού μεγέθους. Κάθε στιγμή η προβολή του διανύσματος στον άξονα των πραγματικών επί τον αριθμό $\sqrt{2}$, μας δίνει την τιμή του πραγματικού μεγέθους.

Το διάνυσμα \mathcal{V} μαθηματικά μπορεί να περιγραφεί ως εξής :

$$\mathcal{V} = v_{rms} e^{j\theta_v} \quad (2.4.1-2)$$

Όπου θ_v είναι η αρχική φάση του εξεταζόμενου μεγέθους. Εδώ λαμβάνεται $\theta_v=0$. Στην ανάλυση που ακολουθεί θεωρείται ότι το προηγούμενο μέγεθος περιγράφει την τάση σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα.

Αντίστοιχα, το ρεύμα $i(t)$ με αναφορά την τάση (Εξ. (2.4.1-1)) είναι της μορφής :

$$i(t) = \sqrt{2}i_{rms} \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.4.1-3)$$

Όπου i_{rms} : η ενεργός τιμή

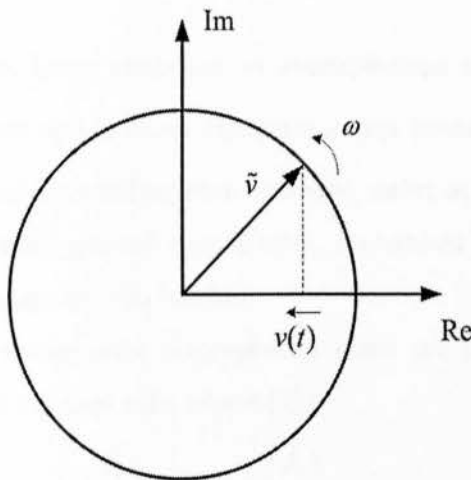
ω : η γωνιακή συχνότητα

φ : η αρχική φάση του μεγέθους

Με την χρήση φασιθετών το παραπάνω μέγεθος εκφράζεται ως :

$$\frac{0}{\omega} i_{rms} e^{-j\varphi} \quad (2.4.1-4)$$

Δηλαδή τα δύο παραπάνω μεγέθη αναπαρίστανται σαν δύο στρεφόμενα διανύσματα με σταθερή διαφορά φάσης, ίση με φ .



Σχήμα 2.4.1-1 : Αντιστοιχία μεταξύ στρεφόμενου διανύσματος και πραγματικού μεγέθους $v(t)$

2.4.2. Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$

Η χρησιμότητα του συγκεκριμένου μετασχηματισμού έγκειται στην σημαντική απλοποίηση της ανάλυσης των εξεταζόμενων μεγεθών (τάση, ρεύμα, κλπ) σε τριφασικά συστήματα. Σε συνθήκες συμμετρίας οποιοδήποτε μέγεθος σε κάθε φάση έχει την ακόλουθη μορφή :

$$f_a = \sqrt{2}F \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (2.4.2-1)$$

$$f_b = \sqrt{2}F \cos(\omega_e t + \varphi - 2\pi/3) \quad (2.4.2-2)$$

$$f_c = \sqrt{2}F \cos(\omega_e t + \varphi + 2\pi/3) \quad (2.4.2-3)$$

Όπου F : η ενεργός τιμή

ω : η γωνιακή συχνότητα

φ : η αρχική φάση

Τα παραπάνω μεγέθη μπορούν να αναλυθούν σε ένα ακίνητο πλαίσιο αναφοράς abc , του οποίου οι τρεις άξονες έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120 μοιρών. Στο Σχ. 2.4.2-1 φαίνεται και ο φασιθέτης για το μέγεθος f_a . Προφανώς ισχύει :

$$f_a = \text{Re}\{\sqrt{2}F e^{j\theta(t)}\} \quad (2.4.2-4)$$

Όπου $\theta(t) = \omega_e t + \varphi$. Όπως μπορούμε να συμπεράνουμε από το Σχ. 2.4.2-1, αν θεωρήσουμε ένα πλαίσιο $dq\theta$ το οποίο στρέφεται με την γωνιακή ταχύτητα ω_e , τότε ως προς το πλαίσιο αυτό ο φασιθέτης είναι ακίνητος, οπότε οι συνιστώσες του στους άξονες d και q έχουν τιμές χρονικά αμετάβλητες. Συνιστώσα στον άξονα θ υπάρχει μόνο σε συνθήκες ασυμμετρίας του δικτύου.

Η εύρεση των dq συνιστωσών επιτυγχάνεται μέσω του μετασχηματισμού Park $abc \rightarrow dq\theta$ ο οποίος έχει την ακόλουθη μορφή [7] :

$$\begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_\theta \end{pmatrix} = T_{dq\theta}(\theta_T) \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.4.2-5)$$

Όπου :

$$T_{dq\theta}(\theta_T) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta_T & \cos(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_T & -\sin(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.4.2-6)$$

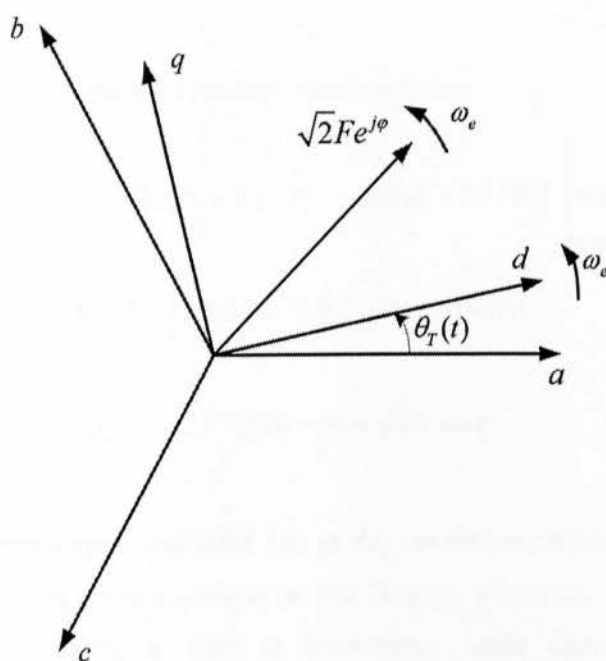
Όπου $\theta_T(t) = \omega_e t + \theta_0$. Ως θ_0 συμβολίζεται η αρχική γωνία που σχηματίζει ο άξονας d με τον άξονα a . Εδώ θεωρείται ότι $\theta_0 = 0$.

Αντίστροφα, με γνωστές τις τιμές στο πλαίσιο $dq\theta$, οι τιμές στο πλαίσιο abc υπολογίζονται βάσει του αντίστροφου μετασχηματισμού $dq\theta \rightarrow abc$, ο οποίος είναι ο ακόλουθος :

$$\begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = \Gamma_{dq\theta}^{-1}(\theta_T) \begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{pmatrix} \quad (2.4.2-7)$$

όπου :

$$\Gamma_{dq\theta}^{-1}(\theta_T) = \begin{pmatrix} \cos\theta_T & -\sin\theta_T & 1 \\ \cos(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (2.4.2-8)$$



Σχήμα 2.4.2-1 : Ακίνητο πλαίσιο abc , στρεφόμενο πλαίσιο dq και ο φασιθέτης για το μέγεθος της φάσης a .

Αν για παράδειγμα εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό αυτό στις μεταβλητές f_a , f_b , f_c , τότε οι d, q συνιστώσες προκύπτουν ως εξής :

$$f_d = \frac{2\sqrt{2}F}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_T & \cos(\theta_T - 2\pi/3) & \cos(\theta_T + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Εφαρμόζοντας τις ιδιότητες :

$$\cos(\theta - 2\pi/3) = \frac{-\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta}{2} \quad (2.4.2-9)$$

$$\cos(\theta + 2\pi/3) = \frac{-\cos \theta - \sqrt{3} \sin \theta}{2} \quad (2.4.2-10)$$

και αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση μετά από πράξεις προκύπτει :

$$f_d = \frac{2\sqrt{2}F}{3} \cdot \frac{3}{2} (\cos \theta_T \cos \theta + \sin \theta_T \sin \theta) = \sqrt{2}F \cos(\theta_T - \theta) = \sqrt{2}F \cos \varphi \quad (2.4.2-11)$$

Όμοια για την q συνιστώσα ο μετασχηματισμός δίνει :

$$f_q = \frac{2\sqrt{2}F}{3} \begin{bmatrix} -\sin \theta_T & -\sin(\theta_T - 2\pi/3) & -\sin(\theta_T + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Απ' όπου με χρήση των Εξ. (2.4.2-9), (2.4.2-10) προκύπτει :

$$f_q = -\sqrt{2}F \sin(\theta_T - \theta) = \sqrt{2}F \sin \varphi \quad (2.4.2-12)$$

Από τα παραπάνω επιβεβαιώνεται πως οι d,q συνιστώσες εξαρτώνται μόνο από την αρχική φάση φ , η οποία συμπίπτει με την διαφορά φάσης του πλαισίου dq από τον φασιθέτη της φάσης a. Έτσι οι συνιστώσες αυτές έχουν τιμές χρονικά αμετάβλητες.

Παρακάτω θα υπολογιστεί η ισχύς εκφρασμένη σε dq συνιστώσες με βάση την σχέση που μας δίνει την ισχύ στο abc πλαίσιο. Έστω θ_{dq}^0 το διάνυσμα της τάσης που προκύπτει από την σύνθεση των dq συνιστωσών, και i_{dq}^0 το διάνυσμα του ρεύματος αντίστοιχα.

Τα διανύσματα της τάσης και του ρεύματος εκφράζονται στο πλαίσιο dq ως εξής :

$$\psi_{dq}^0 = v_d + jv_q \quad (2.4.2-13)$$

$$i_{dq}^0 = i_d + ji_q \quad (2.4.2-14)$$

Τότε για την φαινόμενη ισχύ ισχύει ότι :

$$S = \frac{3}{2} \psi_{dq}^0 i_{dq}^0 = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) + j \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.4.2-15)$$

Στο abc πλαίσιο ως βασική τάση $V_{B(abc)}$ επιλέγεται η ενεργός τιμή της φασικής τάσης και ως βασική τιμή για το ρεύμα $I_{B(abc)}$ η ενεργός τιμή του ρεύματος γραμμής. Επειδή στο dq πλαίσιο το διάνυσμα που προκύπτει έχει μέτρο ίσο με το πλάτος του εξεταζόμενου μεγέθους τότε σαν βασικές τιμές επιλέγονται τα πλάτη της φασικής τάσης και ρεύματος γραμμής αντίστοιχα. Δηλαδή ισχύει :

$$V_{B(dq)} = \sqrt{2} V_{B(abc)} \quad (2.4.2-16)$$

$$I_{B(dq)} = \sqrt{2} I_{B(abc)} \quad (2.4.2-17)$$

Οπότε η βασική ισχύς προκύπτει από την σχέση :

$$S_B = 3 V_{B(abc)} I_{B(abc)} = \frac{3}{2} V_{B(dq)} I_{B(dq)} \quad (2.4.2-18)$$

Έστω ότι σε ένα σημείο του δικτύου η τάση είναι ψ_{dq}^0 και η φαινόμενη ισχύς $S_B = P + jQ$. Παρακάτω θα υπολογιστούν οι dq συνιστώσες του ρεύματος συναρτήσει των προηγούμενων μεγεθών που θεωρούνται γνωστά. Από την Εξ. (2.4.2-15) προκύπτει :

$$i_d = \frac{2}{3} \frac{Pv_d + Qv_q}{v_d^2 + v_q^2} \quad (2.4.2-19)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \frac{Pv_q - Qv_d}{v_d^2 + v_q^2} \quad (2.4.2-20)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις αποτελούν τις βασικές σχέσεις πάνω στις οποίες στηρίζεται ο διανυσματικός έλεγχος που θα αναλυθεί εκτενώς στο Κεφ. 3.

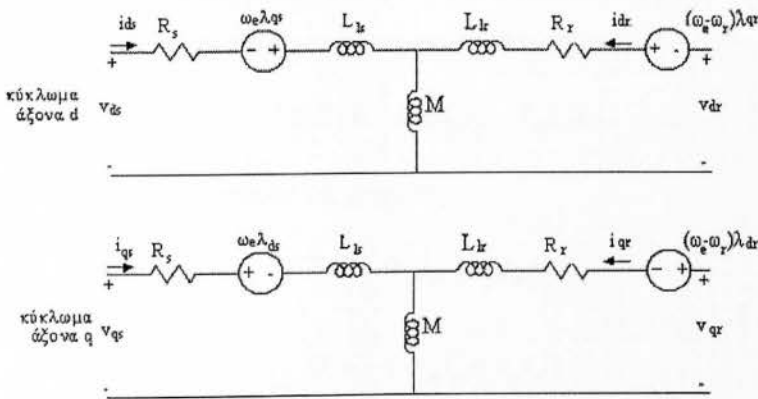
2.5. Ηλεκτρικό μέρος

2.5.1. Ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης

Η ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης (ΑΓΔΤ) είναι ουσιαστικά μία ασύγχρονη γεννήτρια της οποίας ο στάτης είναι άμεσα συνδεδεμένος στο δίκτυο ενώ ο δρομέας συνδέεται στο δίκτυο μέσω του συστήματος μετατροπών.

Η ασύγχρονη γεννήτρια προσομοιώθηκε μέσω ενός 5^{ης} τάξης dq δυναμικού μοντέλου που υπάρχει στη βιβλιοθήκη του προγράμματος MATLAB/SIMULINK και το οποίο έχει προγραμματισθεί βάσει της γενικευμένης θεωρίας των μηχανών [7]. Στην εργασία αυτή επιλέχθηκε 4-πολική γεννήτρια ονομαστικής ισχύος 2 MVA με ονομαστική τάση 690 V και συχνότητα 50 Hz. Περαιτέρω χαρακτηριστικά της ΑΓΔΤ παρατίθενται στον Πίνακα Π1.2 του Παραρτήματος.

Προκειμένου να γίνει κατανοητή η αρχή λειτουργίας της ασύγχρονης γεννήτριας διπλής τροφοδότησης, και η τεχνική ελέγχου της που θα αναλυθεί εκτενώς στο Κεφ. 3, κρίνεται σκόπιμη η παρουσίαση του μαθηματικού μοντέλου της εν λόγω μηχανής στο $d-q$ σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 2.5.1-1 : Ισοδύναμα dq κυκλώματα ασύγχρονης μηχανής διπλής τροφοδότησης

Οι εξισώσεις τάσεων στάτη και δρομέα της μηχανής, σύμφωνα και με το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 2.5.1-1, είναι οι ακόλουθες (με σύμβαση κινητήρα) [8] :

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.5.1-1)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.5.1-2)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + p \lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.5.1-3)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + p \lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (2.5.1-4)$$

Όπου r_s, r_r : οι ωμικές αντιστάσεις στάτη και δρομέα αντίστοιχα

ω_e : η γωνιακή συχνότητα της ροής του στάτη

ω_r : η γωνιακή συχνότητα (ηλεκτρική) του δρομέα της μηχανής

p : ο τελεστής παραγωγίσις d/dt

Οι εξισώσεις ροών στάτη και δρομέα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς είναι οι ακόλουθες:

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m)i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.5.1-5)$$

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m)i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.5.1-6)$$

$$\lambda_{dr} = (L_{lr} + L_m)i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.5.1-7)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{lr} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.5.1-8)$$

Όπου L_{ls}, L_{lr} : οι αυτεπαγωγές σκέδασης στάτη και δρομέα αντίστοιχα

L_m : η αυτεπαγωγή μαγνήτισης

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η ενεργός και η άεργος ισχύς του στάτη και δρομέα της μηχανής δίνονται αντίστοιχα από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.5.1-9)$$

Όπου n_p : τα ζεύγη πόλων της μηχανής

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.5.1-10)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (-v_{ds} i_{qs} + v_{qs} i_{ds}) \quad (2.5.1-11)$$

$$P_r = \frac{3}{2} (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}) \quad (2.5.1-12)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (-v_{dr} i_{qr} + v_{qr} i_{dr}) \quad (2.5.1-13)$$

Τέλος, η δυναμική του μηχανικού μέρους περιγράφεται από την ακόλουθη διαφορική εξίσωση:

$$T_e - T_m = Jp\omega_m \quad (2.5.1-14)$$

όπου ω_m : η μηχανική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα

J : η ροπή αδράνειας του στρεφόμενου μηχανικού μέρους της διάταξης
(γεννήτριας και πτερωτής)

Αντί της ροπής αδράνειας J συνηθίζεται να χρησιμοποιείται η ανηγμένη σταθερά αδράνειας H , η οποία ορίζεται ως :

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \cdot \omega_{nom}^2}{S_B} \quad (2.5.1-15)$$

όπου ω_{nom} : η ονομαστική τιμή της μηχανικής γωνιακής ταχύτητας περιστροφής του δρομέα

S_B : η θεωρούμενη βασική ισχύς

Δηλαδή η σταθερά αυτή εκφράζει την κινητική ενέργεια της διάταξης υπό ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας, διαιρεμένη με την βασική ισχύ.

Οι προηγούμενες εξισώσεις θα αναλυθούν εκτενώς στο Κεφ. 3 προκειμένου να αναλυθεί η τεχνική ελέγχου της εν λόγω μηχανής.

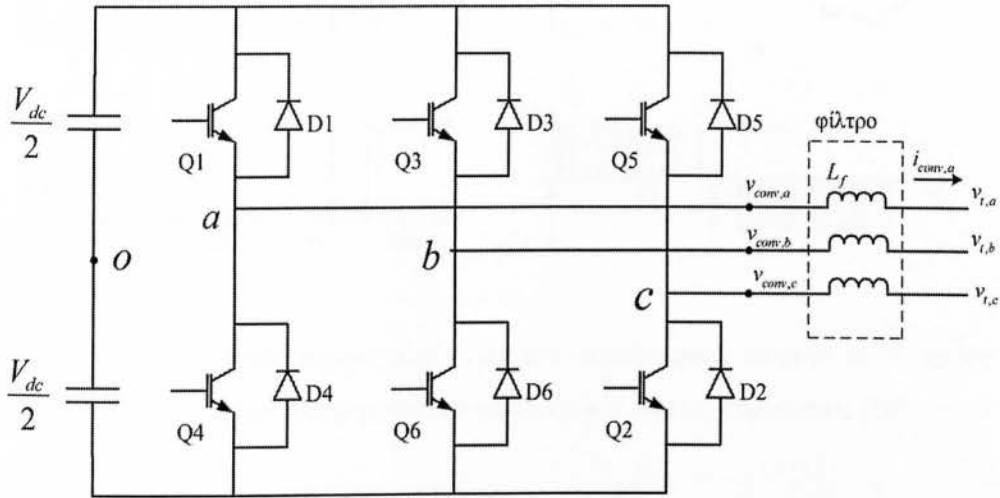
2.5.2. Μετατροπείς ισχύος

Το σύστημα των μετατροπέων αποτελείται από δύο ανεξάρτητα ελεγχόμενους μετατροπείς πηγής τάσης που συνδέονται μέσω της dc πλευράς τους. Η διάταξη αυτή είναι γνωστή ως back-to-back. Ανάμεσα στους δύο μετατροπείς τοποθετείται ένας πυκνωτής ο οποίος χρησιμεύει ως αποθήκη ενέργειας, με στόχο να διατηρεί μικρές τις διακυμάνσεις στην τάση της συνεχούς σύνδεσης.

Ο καθένας από τους δύο μετατροπείς που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία είναι δύο επιπέδων, αποτελούμενος από 6 IGBTs και ισάριθμες αντιπαράλληλες διόδους (βλ. Σχ. 2.5.2-1). Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας υλοποιεί τον έλεγχο της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της αέργου ισχύος του στάτη, ενώ ο μετατροπέας πλευράς δικτύου εγγχεί ενεργό ισχύ στο δίκτυο διατηρώντας τη dc τάση σταθερή και ελέγχει την άεργο ισχύ εξόδου του. Οι μετατροπείς υλοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας έτοιμα μοντέλα από τη βιβλιοθήκη του MATLAB/SIMULINK.

Οι μετατροπείς ελέγχονται στην παρούσα εργασία με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM) [9]. Η τεχνική αυτή είναι η πλέον διαδεδομένη τεχνική οδήγησης των ημιαγωγικών

στοιχείων, στην οποία χρησιμοποιούνται τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς, μία για κάθε ημιγέφυρα, και μία τριγωνική κυματομορφή φορέα. Το εκάστοτε σήμα αναφοράς, το οποίο είναι ημίτονο με συχνότητα ίδια με τη συχνότητα της τάσης που θέλουμε να παράγουμε, συγκρίνεται με το φέρον σήμα, το οποίο είναι τριγωνικό, και από το αποτέλεσμα της σύγκρισης καθορίζεται το εύρος των παλμών, όπως ενδεικτικά φαίνεται και στο Σχ. 2.5.2-2.



Σχήμα 2.5.2-1 : Τοπολογία DC/AC μετατροπέα δύο επιπέδων, τύπου πηγής τάσης

Στην ημιτονική διαμόρφωση, όπως και σε κάθε διαμόρφωση, παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον τα ακόλουθα μεγέθη:

(i) Ο λόγος του πλάτους του σήματος ελέγχου προς το πλάτος του φέροντος σήματος

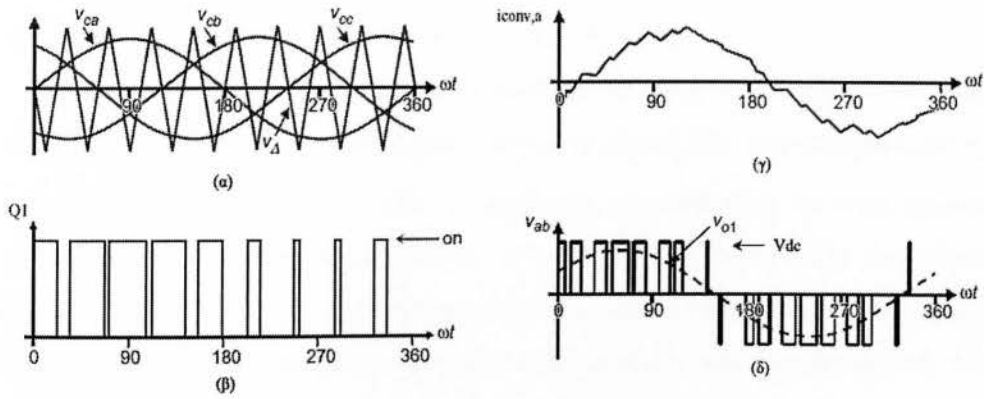
$$M_f = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.5.2-1)$$

Το μέγεθος αυτό ονομάζεται «συντελεστής διαμόρφωσης» και καθορίζει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ανάλογα με την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης, διακρίνουμε τις ακόλουθες περιπτώσεις:

- αν $M_f \in [0,1]$, τότε βρισκόμαστε στη γραμμική περιοχή και έχουμε λειτουργία SPWM.
- αν $M_f \in (1,3]$, τότε έχουμε υπερδιαμόρφωση, δηλαδή μια ενδιάμεση κατάσταση λειτουργίας μεταξύ SPWM και τετραγωνικού παλμού. Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου δεν αυξάνεται γραμμικά με το M_f . Η σχέση μεταξύ του πλάτους της

θεμελιώδους συνιστώσας και του M_f εξαρτάται από το λόγο της συχνότητας του φέροντος σήματος προς τη συχνότητα του σήματος αναφοράς, ο οποίος ορίζεται στη συνέχεια (F_{nc}).

➤ αν $M_f > 3$, τότε έχουμε λειτουργία τετραγωνικού παλμού.



Σχήμα 2.5.2-2 : Τυπικές μορφές καμπυλών και διαμόρφωσης παλμών με τη χρήση φέροντος τριγωνικής κυματομορφής υψηλής συχνότητας [10].

Ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι πολύ σημαντικό μέγεθος, αφενός γιατί καθορίζει το πλάτος της φασικής τάσης του μετατροπέα, και αφετέρου γιατί διαχωρίζει τις προηγούμενες περιοχές λειτουργίας. Όταν λειτουργούμε τον τριφασικό μετατροπέα στη γραμμική περιοχή, η μέγιστη τιμή της τάσης που μπορούμε να πάρουμε είναι για $M_f = 1$. Το γεγονός αυτό καθορίζει ουσιαστικά την επιλογή της DC τάσης σύμφωνα με την γνωστή σχέση που τη συνδέει με το πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα, V_{ph-ph} [9]:

$$V_{ph-ph} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{dc} \cdot M_f \quad (2.5.2-2)$$

Συνεπώς η μέγιστη ενεργός τιμή της πολικής τάσης προκύπτει :

$$V_{ph-ph}^{MAX} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.5.2-3)$$

(ii) Ο λόγος της συχνότητας του φέροντος σήματος προς τη συχνότητα του σήματος ελέγχου:

$$F_{nc} = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.5.2-4)$$

Το μέγεθος αυτό ονομάζεται «κανονικοποιημένη συχνότητα» φορέα και καθορίζει τις τάξεις των αρμονικών συνιστωσών της τάσης.

Η τιμή της κανονικοποιημένης συχνότητας φορέα πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση της τάσης. Πιο συγκεκριμένα, το F_{nc} πρέπει να είναι ακέραιος, δηλαδή η συχνότητα του φέροντος να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας αναφοράς. Η επιλογή αυτή διασφαλίζει ότι υπάρχει σταθερός αριθμός κύκλων του φέροντος σήματος μέσα σε κάθε κύκλο του σήματος αναφοράς. Αν τα δύο παραπάνω σήματα είναι επιπλέον και συγχρονισμένα, τότε αποκλείεται η εμφάνιση υφαρμονικών στην περιοχή 0-50 Hz (subharmonics).

Ειδικά για τον τριφασικό μετατροπέα, πρέπει ακόμα το F_{nc} να είναι ακέραιος αριθμός περιττής τάξης, γιατί έτσι εξαλείφονται οι άρτιες αρμονικές. Τέλος, αν το F_{nc} είναι και πολλαπλάσιο του τρία, εξαλείφονται και οι αρμονικές της πολικής τάσης που έχουν τάξη F_{nc} και πολλαπλάσια αυτού. Βέβαια, αν το F_{nc} επιλέξουμε να έχει μεγάλη τιμή, δεν είναι αναγκαίο να πληροί τις παραπάνω προϋποθέσεις, ενώ ακόμα δεν απαιτείται να υπάρχει συγχρονισμός φέροντος σήματος και σήματος ελέγχου.

Οι τεχνικές PWM σε συνδυασμό με τις δυνατότητες των ημιαγωγικών διακοπών παρέχουν τη δυνατότητα αποδοτικού και γρήγορου ελέγχου της ηλεκτρικής ισχύος. Με τις τεχνικές PWM, μπορούμε να ελέγξουμε τη συχνότητα, το πλάτος της τάσης και του ρεύματος, καθώς επίσης και τον συντελεστή ισχύος, χωρητικό ή επαγωγικό. Με τους αλγόριθμους που χρησιμοποιούνται για την παραγωγή των παλμών, εξασφαλίζεται πολύ σημαντική μείωση του αρμονικού περιεχομένου των παραγόμενων τάσεων (μικρότερος δείκτης ολικής αρμονικής παραμόρφωσης, THD), ενώ οι αρμονικές της τάσης μετατοπίζονται σε υψηλές συχνότητες επιτρέποντας τη χρήση μικρότερων και οικονομικότερων φίλτρων.

Υπάρχουν ωστόσο και κάποια μειονεκτήματα των PWM μετατροπέων. Μπορεί οι απώλειες κατά την αγωγή των διακοπών σ' αυτούς τους μετατροπείς να είναι περιορισμένες, υπάρχουν όμως διακοπτικές απώλειες, οι οποίες είναι ανάλογες της διακοπτικής συχνότητας f_c . Επίσης, οι τάσεις που παράγονται σε υψηλές συχνότητες

διαδίδονται κυματικά και προκαλούν παρενοχλήσεις. Γι' αυτό το λόγο οι μετατροπείς κατασκευάζονται έτσι ώστε να πληρούν τις προδιαγραφές ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMC). Ένα ακόμη μειονέκτημα είναι ο ακουστικός θόρυβος που παράγεται κατά τη λειτουργία του μετατροπέα, ο οποίος αντιμετωπίζεται με την κατάλληλη επιλογή της διακοπτικής συχνότητας f_c , ώστε να βρίσκεται έξω από το ακουστικό φάσμα.

Σαν μειονεκτήματα μπορούμε ακόμα να θεωρήσουμε την αυξημένη πολυπλοκότητα και το υψηλό κόστος, τα οποία, βέβαια, αντισταθμίζονται από την πολύ καλή ποιότητα ισχύος και τον γρήγορο έλεγχο.

3. ΕΛΕΓΚΤΕΣ ΤΗΣ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ

3.1. Ελεγκτής μέγιστης απολαβής ισχύος

Στόχος της συγκεκριμένης στρατηγικής είναι η λειτουργία της Α/Γ με τον βέλτιστο αεροδυναμικό συντελεστή C_p , για μεταβαλλόμενη ταχύτητα ανέμου. Συγκεκριμένα, για κάθε ταχύτητα ανέμου υπάρχει μια μοναδική ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας, για την οποία η αεροδυναμική ισχύς που εξάγεται από τον άνεμο γίνεται μέγιστη, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.1-1. Με βάση τις Εξ. (2.2-1) και (2.2-2) του Κεφ. 2 η αεροδυναμική ισχύς μπορεί να αναδιατυπωθεί ως ακολούθως :

$$P_m = 0.5\rho AC_p(\lambda, \beta) \frac{R^3}{\lambda^3} \cdot \omega_R^3 \quad (3.1-1)$$

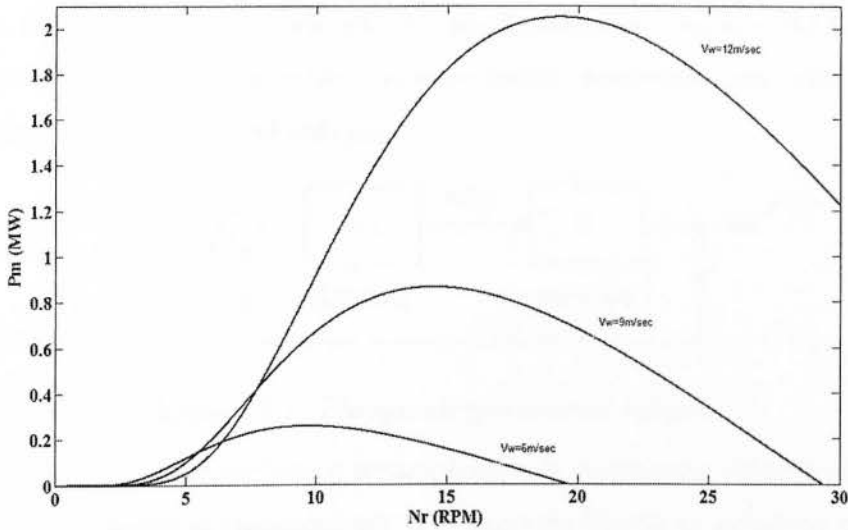
Για λειτουργία της Α/Γ με μέγιστη απολαβή ισχύος, η Εξ. (3.1-1) γίνεται της μορφής :

$$P_{mopt} = K_{opt} \omega_R^3 \quad (3.1-2)$$

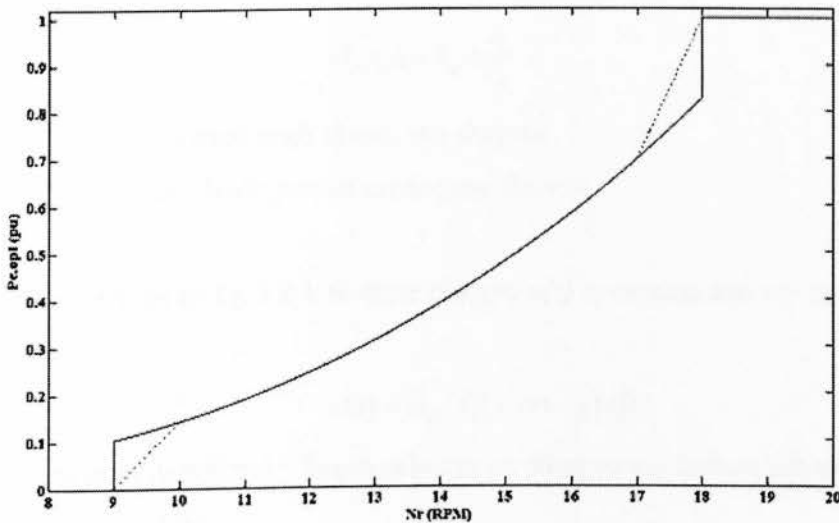
όπου ο συντελεστής K_{opt} είναι σταθερός και εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της εξεταζόμενης Α/Γ. Συνεπώς μπορεί να χαραχθεί μια προκαθορισμένη χαρακτηριστική ισχύος – ταχύτητας περιστροφής η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον καθορισμό της ηλεκτρικής ισχύος αναφοράς που θα δοθεί στον ελεγκτή της ασύγχρονης γεννήτριας, με μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της. Η εν λόγω χαρακτηριστική έχει τη μορφή του Σχ. 3.1-2 και μοντελοποιείται με την απλοποιημένη αναπαράσταση του Σχ. 3.1-3.

Επισημαίνεται πως επειδή η μέγιστη ταχύτητα περιστροφής της ασύγχρονης γεννήτριας δεν συμπίπτει κατ' ανάγκη με τη ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της Α/Γ στην ονομαστική ταχύτητα ανέμου, η συνεχής γραμμή της χαρακτηριστικής ελέγχου του Σχ. 3.1-2 θα οδηγούσε σε απότομες διακυμάνσεις της ηλεκτρικής ισχύος αναφοράς για ταχύτητες ανέμου πλησίον της ονομαστικής. Προκειμένου να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα αυτό χρησιμοποιείται η διακεκομμένη χαρακτηριστική του Σχ. 3.1-2, έτσι ώστε να υπάρχει μονοσήμαντος καθορισμός της ισχύος αναφοράς με τη ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Συμπερασματικά, η Α/Γ θα λειτουργεί

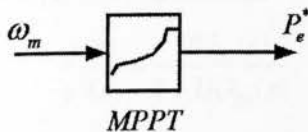
υποβέλτιστα σε ταχύτητες ανέμου πλησίον της ονομαστικής, χωρίς ωστόσο το γεγονός αυτό να επηρεάζει ουσιαστικά τη συνολική αποδοτική λειτουργία της Α/Γ.



Σχήμα 3.1-1 : Καμπύλες μηχανικής ισχύος P_m – ταχύτητας δρομέα Α/Γ, για διάφορες ταχύτητες ανέμου



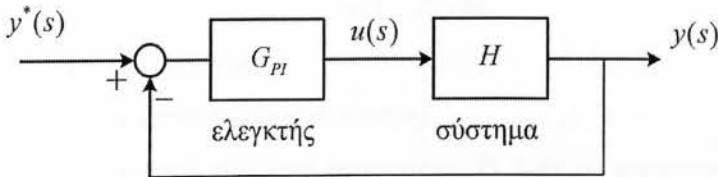
Σχήμα 3.1-2 : Χαρακτηριστική ελέγχου στροφών



Σχήμα 3.1-3 : Απλοποιημένη αναπαράσταση υλοποίησης στρατηγικής MPPT

3.2. Εισαγωγή στον αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) έλεγχο

Ο PI έλεγχος αποτελεί μία από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου στα σύγχρονα συστήματα αυτομάτου ελέγχου καθώς προσφέρει μία απλή αλλά συγχρόνως αποδοτική τεχνική έλεγχου.



Σχήμα 3.2-1 : Σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου

Στο Σχ. 3.2-1 παρουσιάζεται η βασική δομή ενός συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου με μοναδιαία ανατροφοδότηση. Ο PI ελεγκτής δέχεται ως είσοδο το σφάλμα μεταξύ επιθυμητής και μετρούμενης τιμής της ελεγχόμενης μεταβλητής y , και στην έξοδό του δίνει κατάλληλο σήμα ελέγχου u με στόχο να μηδενιστεί το προαναφερθέν σφάλμα. Η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή στο πεδίο Laplace είναι η ακόλουθη:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.2-1)$$

Όπου k_p : το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή
 k_i : το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή

Σύμφωνα και με το Σχ. 3.2-1 το σήμα ελέγχου $u(s)$ προκύπτει από την ακόλουθη σχέση :

$$u(s) = G_{PI}(s)(y^*(s) - y(s)) \quad (3.2-2)$$

Η ελεγχόμενη μεταβλητή y διαμορφώνεται με βάση τη συνάρτηση μεταφοράς H του συστήματος ως εξής :

$$y(s) = H(s)u(s) \quad (3.2-3)$$

Συνδυάζοντας τις Εξ. (3.2-2), (3.2-3) προκύπτει:

$$\frac{y(s)}{y^*(s)} = \frac{HG_{PI}(s)}{1 + HG_{PI}(s)} \quad (3.2-4)$$

Η Εξ. (3.2-4) αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου από την οποία μπορούν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τη δυναμική συμπεριφορά του

συστήματος κλειστού βρόχου καθώς και για την κατάλληλη ρύθμιση των κερδών του ΠΙ ελεγκτή.

Έστω ότι στην ανάλυση που ακολουθεί η ελεγχόμενη μεταβλητή y είναι το ρεύμα i ενός ηλεκτρικού κυκλώματος η συνάρτηση μεταφοράς του οποίου είναι η ακόλουθη :

$$H(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{R + sL} \quad (3.2-5)$$

Όπου R : η ωμική αντίσταση

L : η αυτεπαγωγή του κυκλώματος

Αν στο υπόψη ηλεκτρικό κύκλωμα εφαρμοστεί ΠΙ έλεγχος ρεύματος με σήμα ελέγχου την αναπτυσσόμενη τάση ακροδεκτών v , τότε συνδυάζοντας τις Εξ. (3.2-1), (3.2-4) και (3.2-5) προκύπτει η ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου:

$$\frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{1}{L} \frac{sk_p + k_i}{s^2 + s \frac{R + k_p}{L} + \frac{k_i}{L}} \quad (3.2-6)$$

Η Εξ. (3.2-6) αποδεικνύει ότι το εξεταζόμενο σύστημα είναι $2^{\text{ης}}$ τάξης, το οποίο χαρακτηρίζεται από μία φυσική συχνότητα ω_n και συντελεστή απόσβεσης ξ [11], για τα οποία ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις [11] :

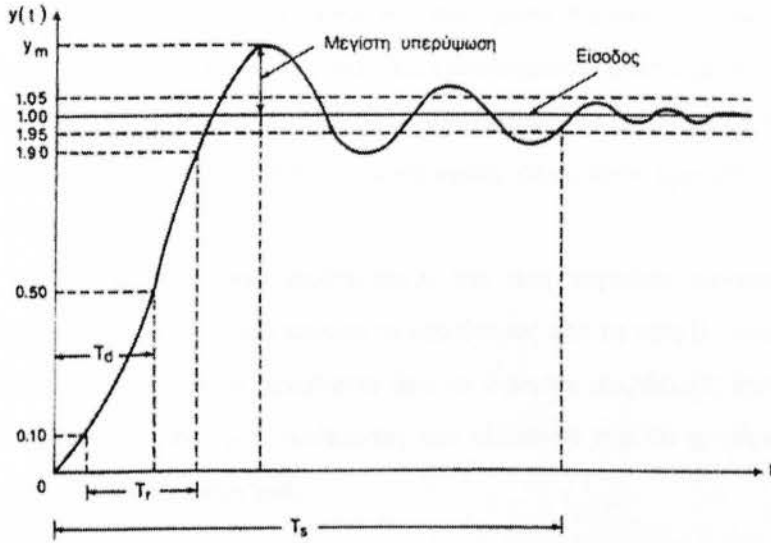
$$2\xi\omega_n = \frac{R + k_p}{L} \quad (3.2-7)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_i}{L} \quad (3.2-8)$$

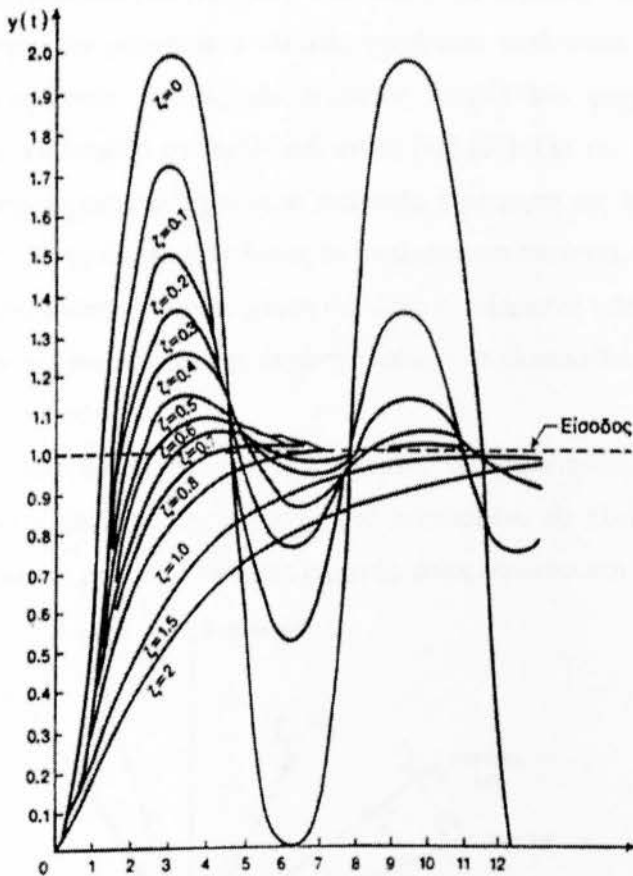
Η απόκριση ενός συστήματος $2^{\text{ης}}$ τάξης φαίνεται ενδεικτικά στο Σχ. 3.2-2, και στο Σχ. 3.2-3 για διαφορετικές τιμές του συντελεστή απόσβεσης ξ . Γενικά η απόκριση ενός συστήματος $2^{\text{ης}}$ τάξης μπορεί να αξιολογηθεί με βάση δύο παραμέτρους οι οποίες είναι ο χρόνος αποκατάστασης T_s και το ποσοστό υπερπήδησης, τα οποία υπολογίζονται αντίστοιχα από τις ακόλουθες σχέσεις [11] :

$$T_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (3.2-9)$$

$$\text{overshoot}(\%) = 100e^{-\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3.2-10)$$



Σχήμα 3.2-2 : Απόκριση συστήματος 2^{ης} τάξης με είσοδο τη μοναδιαία βηματική συνάρτηση.



Σχήμα 3.2-3 : Απόκριση συστήματος 2^{ης} τάξης με είσοδο τη μοναδιαία βηματική συνάρτηση, για διαφορετικές τιμές του συντελεστή απόσβεσης ζ .

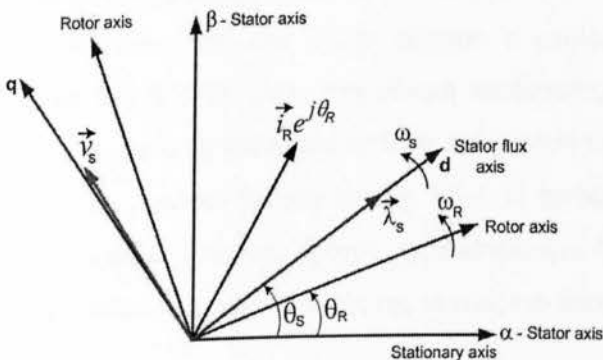
Από τις Εξ. (3.2-7), (3.2-8) φαίνεται πως μέσω κατάλληλης ρύθμισης των κερδών του PI ελεγκτή μπορεί να ρυθμιστεί καταλλήλως ο συντελεστής απόσβεσης και η φυσική συχνότητα του συστήματος με αποτέλεσμα να επιτευχθεί ο επιθυμητός χρόνος αποκατάστασης και ποσοστό υπερπήδησης, όπως αυτά προκύπτουν από τις Εξ. (3.2-9) και (3.2-10).

Σαν γενικοί κανόνες που υιοθετούνται και στη παρούσα εργασία είναι ο συντελεστής απόσβεσης ξ να μη προκύπτει μικρότερος από τη τιμή 0.7 ενώ ο χρόνος αποκατάστασης θα πρέπει να προκύπτει όσο το δυνατόν μικρότερος έτσι ώστε να επιτυγχάνεται υψηλή ταχύτητας απόκρισης των ελεγκτών που θα χρησιμοποιηθούν στην εξεταζόμενη ανεμογεννήτρια.

3.3. Ελεγκτής μετατροπέα πλευράς γεννήτριας

Αναφορικά με τη στρατηγική ελέγχου της ΑΓΔΤ υπάρχει εκτενής βιβλιογραφία που μπορεί να χρησιμοποιηθεί [12]-[20]. Στην παρούσα εργασία, αναφορικά με τη στρατηγική ελέγχου του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας υιοθετείται και αναλύεται εκτενώς ο διανυσματικός έλεγχος του ρεύματος δρομέα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς προσανατολισμένο στο πεδίο του στάτη [16]-[20]. Για την υλοποίηση της συγκεκριμένης στρατηγικής ελέγχου είναι αναγκαία η μέτρηση της θέσης της ροής του στάτη και της θέσης του δρομέα. Όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια, η μέτρηση της θέσης της ροής του στάτη γίνεται με χρήση διάταξης κλειδώματος φάσης (PLL), ενώ η μέτρηση της θέσης του δρομέα της μηχανής μπορεί να υλοποιηθεί με κατάλληλο αισθητήρα θέσης (encoder).

Προκειμένου να γίνει κατανοητή η λειτουργία της στρατηγικής ελέγχου της ΑΓΔΤ, ακολουθεί η ανάλυση της μηχανής στο στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς προσανατολισμένο στη ροή του στάτη της μηχανής, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.3-1.



Σχήμα 3.3-1 : Διανυσματικό διάγραμμα μεταβλητών ΑΓΔΤ

Εφαρμόζοντας τις εξισώσεις που παρουσιάστηκαν στο Κεφ. 2, θεωρώντας τον d άξονα να συμπίπτει με τη ροή του στάτη λ_s ($\lambda_{qs}=0$) και θεωρώντας μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($p=0$), οι Εξ. (2.5.1-1)-(2.5.1-4) γίνονται οι ακόλουθες:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} \quad (3.3-1)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (3.3-2)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.3-3)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.3-4)$$

Αμελώντας τις αντιστάσεις στάτη και δρομέα της μηχανής, εξάγονται οι ακόλουθες απλοποιημένες σχέσεις:

$$v_{ds} = 0 \quad (3.3-5)$$

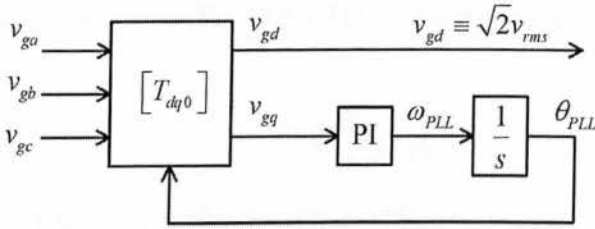
$$v_{qs} = \omega_e \lambda_{ds} \quad (3.3-6)$$

$$v_{dr} = -(\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} = -\omega_{sl} \lambda_{qr} \quad (3.3-7)$$

$$v_{qr} = (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} = \omega_{sl} \lambda_{dr} \quad (3.3-8)$$

Οι Εξ. (3.3-5), (3.3-6) υποδηλώνουν ότι το διάνυσμα της τάσης του στάτη της μηχανής \vec{v}_s προηγείται του διανύσματος της ροής $\vec{\lambda}_s$ προσεγγιστικά κατά 90 μοίρες. Στην παρούσα εργασία, χρησιμοποιείται διάταξη κλειδώματος φάσης (PLL) της τάσης στους ακροδέκτες της μηχανής για τη λειτουργία του ελεγκτή του μετατροπέα πλευράς δικτύου, όπως θα αναλυθεί στην επόμενη παράγραφο.

Όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.3-2, η τριφασική τάση του δικτύου μετασχηματίζεται από το φυσικό abc πλαίσιο στο στρεφόμενο dq πλαίσιο, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Park. Η γωνιακή θέση του στρεφόμενου dq πλαισίου αναφοράς ελέγχεται από ένα βρόχο ελέγχου ο οποίος ρυθμίζει τη q συνιστώσα της τάσεως στο 0 [21]. Έτσι, στη μόνιμη κατάσταση, η d συνιστώσα αναπαριστά το πλάτος της φασικής τάσης του δικτύου, και η φάση της φασικής τάσης προκύπτει στην έξοδο του κλειστού βρόχου του Σχ. 3.3-2. Η σχεδίαση ενός υψηλού εύρους ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου, ως αποτέλεσμα έχει τον ταχύ και ακριβή εντοπισμό της φάσεως και ενεργού τιμής της τάσεως του δικτύου.



Σχήμα 3.3-2 : Διάταξη τριφασικού PLL [21].

Συνεπώς, με βάση τα παραπάνω η γωνία του διανύσματος της ροής του στάτη θ_s μπορεί να ευρεθεί με ικανοποιητική ακρίβεια με εφαρμογή της ακόλουθης σχέσης [18]:

$$\theta_s = \theta_{PLL} - \pi / 2 \quad (3.3-9)$$

Επιπρόσθετα, για την αναγωγή των ρευμάτων του δρομέα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς του στάτη, είναι αναγκαία και η γνώση της γωνίας του δρομέα της μηχανής θ_r . Η παράμετρος αυτή μπορεί να ευρεθεί με χρήση κατάλληλου αισθητήρα θέσης (encoder).

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής προκύπτει από την Εξ. (2.5.1-9) ως εξής :

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \lambda_{ds} i_{qs} \quad (3.3-10)$$

Σύμφωνα με την Εξ. (3.3-10) η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το ρεύμα q άξονα του στάτη της μηχανής, ενώ η ροή λ_{ds} καθορίζεται από την τάση που επιβάλλεται στον στάτη από το δίκτυο, θεωρώντας διασυνδεδεμένη λειτουργία της ΑΓΔΤ. Ο έλεγχος του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας όμως βασίζεται στον έλεγχο του ρεύματος του δρομέα της μηχανής, συνεπώς η Εξ. (3.3-10) πρέπει να αναδιατυπωθεί συναρτήσει των dq συνιστωσών ρεύματος του δρομέα.

Με βάση τη συνθήκη $\lambda_{qs}=0$, από την Εξ. (2.5.1-6) προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$0 = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (3.3-11)$$

ή

$$i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.3-12)$$

Συνεπώς η Εξ. (3.3-10) αναδιατυπώνεται ως εξής :

$$T_e = -\frac{3}{2} n_p \lambda_{ds} \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.3-13)$$

Επιπρόσθετα, με βάση την Εξ. (2.5.1-11), η άεργος ισχύς εξόδου του στάτη γράφεται ως εξής :

$$Q_s = \frac{3}{2} \omega_e \lambda_{ds} i_{ds} \quad (3.3-14)$$

Η Εξ. (2.5.1-5) μπορεί να αναδιατυπωθεί ως εξής:

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} (\lambda_{ds} - L_m i_{dr}) \quad (3.3-15)$$

Συνδυάζοντας τις Εξ. (3.3-14) και (3.3-15) προκύπτει:

$$Q_s = \frac{3}{2} \omega_e \lambda_{ds} \frac{1}{L_s} (\lambda_{ds} - L_m i_{dr}) \quad (3.3-16)$$

Συμπερασματικά από τις Εξ. (3.3-13) και (3.3-16) διαπιστώνεται πως υλοποιώντας τη διάταξη ελέγχου στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς προσανατολισμένο στη ροή του στάτη της μηχανής, μπορεί να επιτευχθεί ανεξάρτητος έλεγχος της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της άεργου ισχύος του στάτη, ελέγχοντας αντίστοιχα την q και d συνιστώσα του ρεύματος δρομέα της μηχανής.

Στο Σχ. 3.3-3 παρουσιάζεται η συνολική στρατηγική ελέγχου του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας, με βάση τις αρχές που αναλύονται στη παρούσα παράγραφο. Η ηλεκτρική ροπή αναφοράς T_e^* καθορίζεται από τη στρατηγική μέγιστης απολαβής ισχύος, ενώ επιλέγεται λειτουργία με μηδενική άεργο ισχύ του στάτη της μηχανής Q_s . Συνεπώς με εφαρμογή των Εξ. (3.3-13) και (3.3-16) οι dq συνιστώσες του ρεύματος αναφοράς προκύπτουν οι ακόλουθες :

$$i_{qr}^* = T_e^* \left(-\frac{2}{3} \frac{1}{n_p} \frac{L_s}{\lambda_{ds} L_m} \right) \quad (3.3-17)$$

$$i_{dr}^* = \frac{\lambda_{ds}}{L_m} \quad (3.3-18)$$

Οι dq συνιστώσες του ρεύματος αναφοράς τροφοδοτούνται σε δύο εσωτερικούς βρόχους ελέγχου ρεύματος χρησιμοποιώντας δύο PI ελεγκτές, όπως αναλυτικά φαίνεται και στο Σχ. 3.3-3. Προκειμένου η λειτουργία του ελεγκτή να γίνει στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς στάτη, η γωνία μετασχηματισμού που χρησιμοποιείται στα μετρούμενα ρεύματα δρομέα, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\theta_r = \theta_s - \theta_r \quad (3.3-19)$$

Οι χρησιμοποιούμενοι ΡΙ ελεγκτές του Σχ. 3.3-3 καθορίζουν τις dq συνιστώσες της τάσης αναφοράς δρομέα. Από τις Εξ. (3.3-7) και (3.3-8) όμως είναι εμφανής η σύζευξη μεταξύ των dq συνιστωσών τάσης και ρεύματος. Προκειμένου λοιπόν να βελτιωθεί η δυναμική συμπεριφορά της υπόψη στρατηγικής ελέγχου, θα πρέπει να προστεθούν οι όροι απόζευξης των Εξ. (3.3-7) και (3.3-8), κατάλληλα εκφρασμένοι ως προς τα μετρούμενα και εκτιμώμενα μεγέθη [17].

Καταρχάς, η ροή ευθέως άξονα του στάτη λ_{ds} μπορεί να εκτιμηθεί από την Εξ. (3.3-6) ως εξής:

$$\lambda_{ds} = \frac{v_{qs}}{\omega_e} \quad (3.3-20)$$

Όπου v_{qs} είναι η μετρούμενη τάση ακροδεκτών του στάτη και η οποία δίνεται σαν έξοδος από την διάταξη κλειδώματος φάσης (PLL). Από τις Εξ. (3.3-7) και (3.3-8) συμπεραίνεται πως θα πρέπει να εκτιμηθούν οι dq συνιστώσες της ροής του δρομέα. Αντικαθιστώντας λοιπόν την Εξ. (3.3-15) στην (2.5.1-7) προκύπτει:

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{ds} - L_m i_{dr}) \quad (3.3-21)$$

ή

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{L_s} \lambda_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \quad (3.3-22)$$

Όπου

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.3-23)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.3-24)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (3.3-25)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας την Εξ. (3.3-12) στην (2.5.1-8) προκύπτει:

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} - \frac{L_m^2}{L_s} i_{qr} \quad (3.3-26)$$

ή

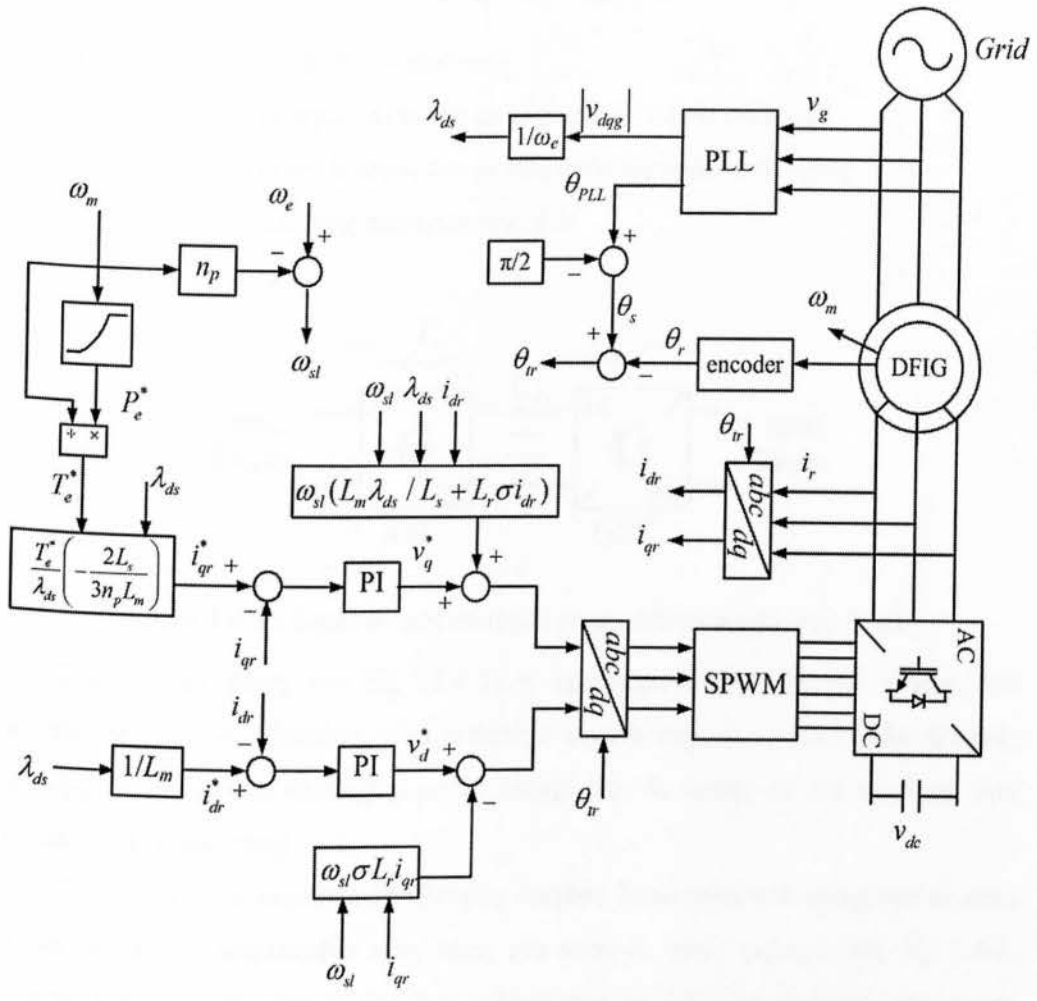
$$\lambda_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \quad (3.3-27)$$

Συνεπώς οι όροι απόζευξης του Σχ. 3.3-3 προκύπτουν αντικαθιστώντας τις Εξ. (3.3-22) και (3.3-27) στις Εξ. (3.3-7) και (3.3-8) αντίστοιχα ως εξής :

$$v_{dr} = -\omega_{sl} \sigma L_r i_{qr} \quad (3.3-28)$$

$$v_{qr} = \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \lambda_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \quad (3.3-29)$$

Τα κέρδη των PI ελεγκτών του Σχ. 3.3-3 επιλέχθηκαν με βάση τα κριτήρια που αναλύθηκαν στη παράγραφο 3.2 και παρατίθενται στον Πίνακα Π1.7 του Παραρτήματος.



Σχήμα 3.3-3 : Διάταξη ελέγχου μετατροπέα πλευράς γεννήτριας (RSC).

3.4. Ελεγκτής μετατροπέα πλευράς δικτύου

Βασικός στόχος του συγκεκριμένου ελεγκτή είναι να προσαρμόζει την εγχεόμενη ισχύ του μετατροπέα πλευράς δικτύου στην εκάστοτε παραγόμενη ή καταναλισκόμενη ισχύ του δρομέα της ασύγχρονης γεννήτριας [17]. Σύμφωνα με το Σχ. 3.4-1, η μεταφορά ισχύος από τον μετατροπέα πλευράς δικτύου στον μετατροπέα

πλευράς γεννήτριας και αντίστροφα γίνεται μέσω του πυκνωτή C_{dc} , η δυναμική του οποίου περιγράφεται σύμφωνα με τη παρακάτω σχέση:

$$C_{dc} p v_{dc} = \frac{P_{GSC}}{v_{dc}} - \frac{P_r}{v_{dc}} \quad (3.4-1)$$

ή

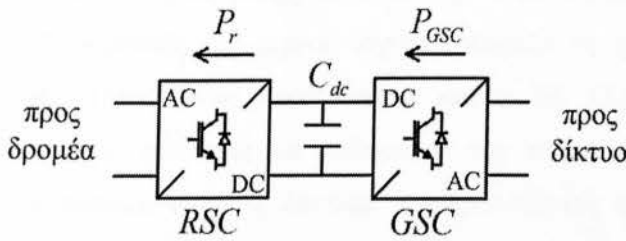
$$\frac{1}{2} C_{dc} p v_{dc}^2 = P_{GSC} - P_r \quad (3.4-2)$$

Όπου v_{dc} : η dc τάση του πυκνωτή

P_{GSC} : η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου

P_r : η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας

p : ο τελεστής παραγωγισής d/dt



Σχήμα 3.4-1 : back-to-back σύστημα μετατροπέων ισχύος της ΑΓΔΤ

Συνεπώς με βάση την Εξ. (3.4-2) η προσαρμογή της ενεργού ισχύος του μετατροπέα πλευράς δικτύου στην εκάστοτε ενεργό ισχύ του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας μπορεί να επιτευχθεί με PI έλεγχο της dc τάσης σε μία σταθερή τιμή αναφοράς (ονομαστική).

Ο ελεγκτής του μετατροπέα πλευράς δικτύου λειτουργεί στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς προσανατολισμένο στην τάση του δικτύου, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.4-2. Εξετάζοντας και την εφαρμοζόμενη τοπολογία του Σχ. 3.4-3, οι εξισώσεις τάσεων σε ένα dq πλαίσιο αναφοράς είναι οι ακόλουθες:

$$v_{dg} = L_f p i_{df} - \omega_e L_f i_{qf} + v_{df} \quad (3.4-3)$$

$$v_{qg} = L_f p i_{qf} + \omega_e L_f i_{df} + v_{qf} \quad (3.4-4)$$

Η ενεργός και άεργος ισχύς εξόδου δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$P_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{dg} i_{df} + v_{qg} i_{qf}) \quad (3.4-5)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{qg} i_{df} - v_{dg} i_{qf}) \quad (3.4-6)$$

Οι Εξ. (3.4-3)-(3.4-6) στο dq πλαίσιο του Σχ. 3.4-2 γίνονται:

$$v_{df} = -L_f p i_{dg} + \omega_e L_f i_{qg} + v_{dg} \quad (3.4-7)$$

$$v_{qf} = -L_f p i_{qg} - \omega_e L_f i_{dg} \quad (3.4-8)$$

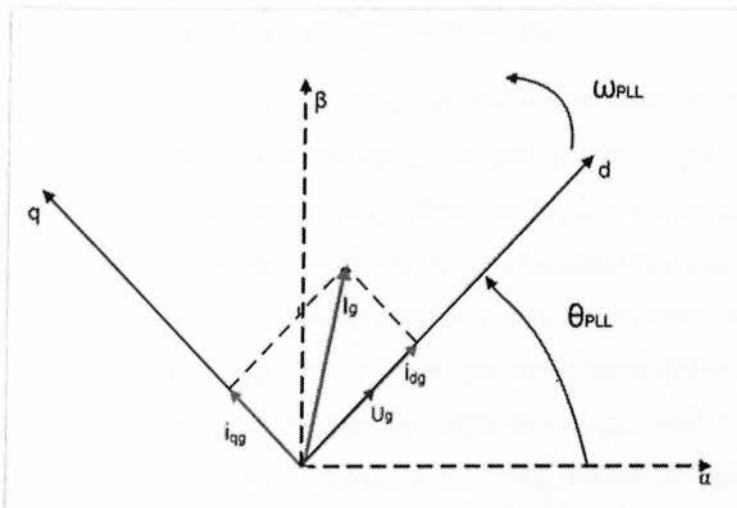
$$P_{GSC} = \frac{3}{2} v_{dg} i_{df} \quad (3.4-9)$$

$$Q_{GSC} = -\frac{3}{2} v_{dg} i_{qf} \quad (3.4-10)$$

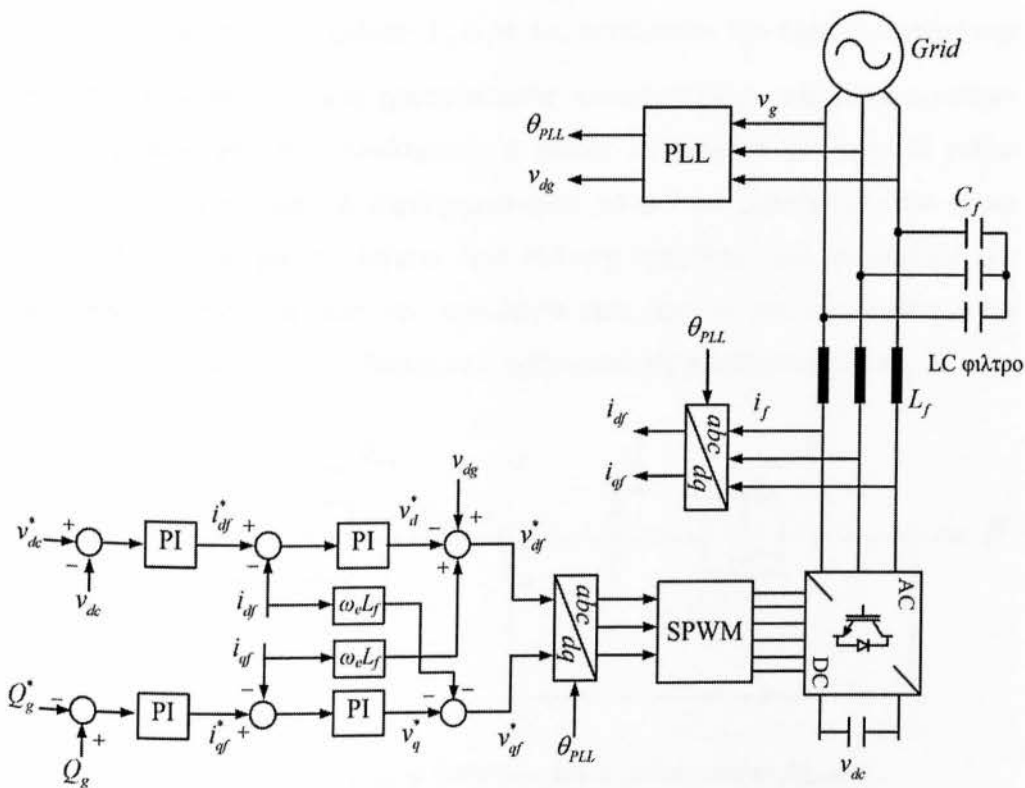
Οι Εξ. (3.4-9) και (3.4-10) αποδεικνύουν τη δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου της ενεργού και αέργου ισχύος μέσω ρύθμισης των ρευμάτων d και q άξονα αντίστοιχα. Συμπερασματικά, με βάση τα προαναφερθέντα, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.4-3, ο PI ελεγκτής της dc τάσης καθορίζει την d συνιστώσα του ρεύματος αναφοράς, ενώ ο PI ελεγκτής της αέργου ισχύος καθορίζει τη q συνιστώσα του ρεύματος αναφοράς. Τέλος, όπως υποδεικνύουν και οι Εξ. (3.4-7) και (3.4-8) εφαρμόζεται PI έλεγχος ρεύματος με καθορισμό της τάσης αναφοράς στους ακροδέκτες του μετατροπέα πλευράς δικτύου, χρησιμοποιώντας και κατάλληλους όρους απόξευξης με βάση τα μετρούμενα μεγέθη, με στόχο τη βελτίωση της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος ελέγχου [17].

Αξίζει να σημειωθεί πως η χρησιμοποιούμενη διάταξη κλειδώματος φάσης (PLL), η οποία φαίνεται στα Σχ. 3.3-3 και 3.4-3 αποτελεί ζωτικής σημασίας υποσύστημα καθώς μέσω αυτής της διάταξης γίνεται εφικτός ο διανυσματικός έλεγχος ρεύματος τόσο στον μετατροπέα πλευράς γεννήτριας (στο dq πλαίσιο της ροής του στάτη) όσο και στον μετατροπέα πλευράς δικτύου (στο dq πλαίσιο της τάσης του δικτύου).

Τα κέρδη των PI ελεγκτών του Σχ. 3.4-3 επιλέχθηκαν με βάση τα κριτήρια που αναλύθηκαν στη παράγραφο 3.2 και παρατίθενται στον Πίνακα Π1.7 του Παραρτήματος.



Σχήμα 3.4-2 : Σύγχρονο dq πλαίσιο προσανατολισμένο στην τάση του δικτύου.

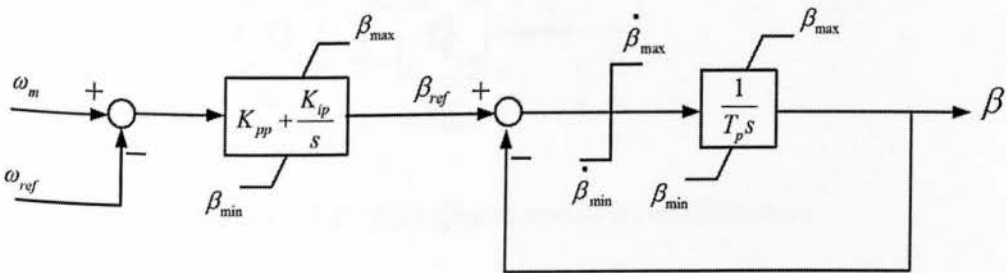


Σχήμα 3.4-3 : Διάταξη ελέγχου μετατροπέα πλευράς δικτύου (GSC).

3.5. Ελεγκτής γωνίας βήματος πτερυγίων

Στόχος του ρυθμιστή γωνίας βήματος των πτερυγίων είναι να διατηρεί την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας σε μια μέγιστη τιμή για υψηλές ταχύτητες ανέμου (πέραν της ονομαστικής), μέσω κατάλληλης ρύθμισης της γωνίας βήματος. Οπότε η καταλληλότερη στρατηγική έλεγχου έγκειται στην παρακολούθηση της ταχύτητας περιστροφής της ανεμογεννήτριας και μόλις αυτή υπερβεί μια ονομαστική τιμή (μέγιστη τιμή) τότε το σφάλμα αυτό τροφοδοτείται σε έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή ο οποίος δρα στον σερβομηχανισμό της διάταξης. Η έξοδος του ελεγκτή δίνει την επιθυμητή τιμή της γωνίας βήματος, με τον σερβομηχανισμό της διάταξης να δρα κατάλληλα ώστε η πραγματική τιμή της γωνίας να γίνει ίση με την γωνία που του δίνεται σαν αναφορά. Συμπερασματικά η μοντελοποίηση του ρυθμιστή αυτού φαίνεται στο Σχ. 3.5-1.

Όσον αφορά τον σερβομηχανισμό της διάταξης, χρησιμοποιείται ένας ολοκληρωτής με σταθερά χρόνου T_p , ο οποίος αναπαριστά την ταχύτητα απόκρισης του μηχανισμού αυτού. Τέλος, χρησιμοποιείται και ένας περιοριστής με όρια ρυθμού μεταβολής πριν από τον ολοκληρωτή, ο οποίος αναπαριστά τον μέγιστο ρυθμό μεταβολής με τον οποίο ο σερβομηχανισμός μπορεί να μεταβάλλει την γωνία βήματος β . Γενικότερα, το μέγιστο όριο αλλαγής εξαρτάται από το μέγεθος των πτερυγίων της πτερωτής και την τεχνολογία (και άρα το ανάλογο κόστος) του μηχανισμού αυτού, οπότε η επίτευξη ενός ορίου είναι θέμα βελτιστοποίησης.

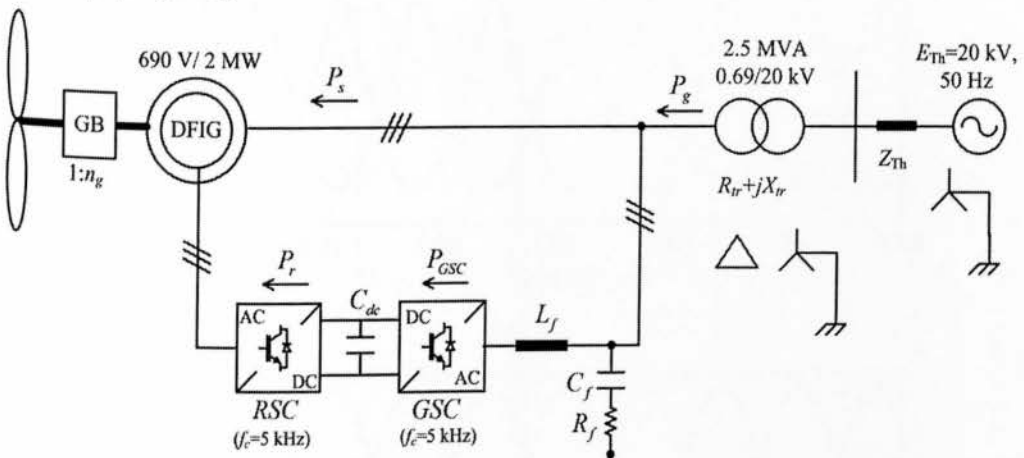


Σχήμα 3.5-1 : Διάγραμμα βαθμίδων του ελεγκτή γωνίας βήματος.

4. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

4.1. Εισαγωγή

Στη παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η εξεταζόμενη τοπολογία δικτύου βάσει της οποίας υλοποιήθηκαν οι προσομοιώσεις μέσω του λογισμικού MATLAB/SIMULINK. Συγκεκριμένα, με βάση τη τοπολογία του Σχ. 4.1-1 προσομοιώθηκε η απόκριση της Α/Γ σε μεταβολές της ταχύτητας ανέμου και σε διαταραχές του δικτύου. Η ΑΓΔΤ είναι ισχύος 2 MW και συνδέεται μέσω Μ/Σ ανύψωσης 0.69/20 kV ισχύος 2.5 MVA σε δίκτυο 20 kV, το οποίο έχει αναπαρασταθεί με το ισοδύναμό του κατά Thevenin. Τόσο τα χαρακτηριστικά της Α/Γ όσο και του δικτύου του Σχ. 4.1-1 παρατίθενται αναλυτικά στους Πίνακες Π1.1-6 του Παραρτήματος.



Σχήμα 4.1-1 : Εξεταζόμενη τοπολογία ΑΓΔΤ/δικτύου

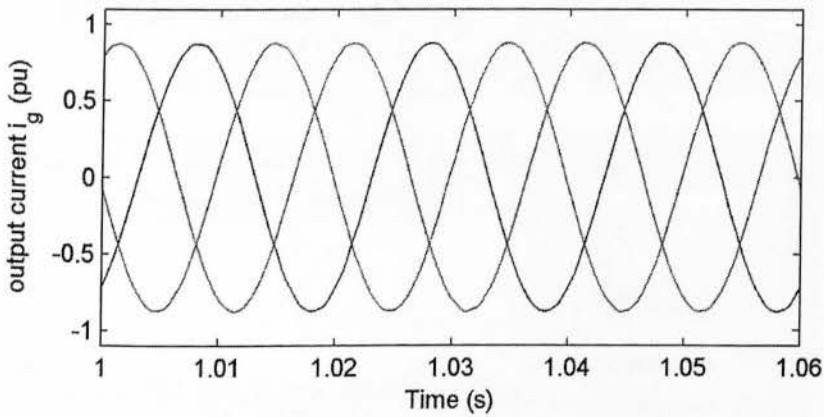
4.2. Αποτελέσματα προσομοιώσεων σε μόνιμη κατάσταση

4.2.1. Αρμονική παραμόρφωση ρεύματος και τάσης εξόδου

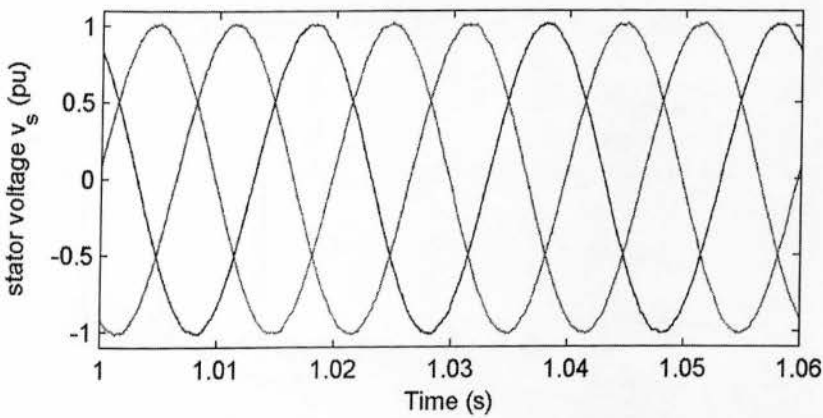
Στη παρούσα παράγραφο εξετάζεται το εγχεόμενο ρεύμα της Α/Γ στο πρωτεύον του Μ/Σ ανύψωσης και η τάση στο ίδιο σημείο, σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης και για ονομαστική ενεργό ισχύ εξόδου (1 pu).

Στο Σχ. 4.2.1-1.α παρουσιάζεται το εγχεόμενο ρεύμα εξόδου και στο Σχ. 4.2.1-2.α η φασματική ανάλυση της εν λόγω μεταβλητής, όπως αυτή προέκυψε από προσομοίωση με το λογισμικό MATLAB/SIMULINK . Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του εγχεόμενου ρεύματος στο δίκτυο προκύπτει ίσος $\text{THD}_I = 0.49\%$ η τιμή του οποίου είναι ιδιαίτερα μικρή, χάρη στην αποτελεσματική καταστολή των αρμονικών από το χρησιμοποιούμενο LC φίλτρο.

Στο Σχ. 4.2.1-1.β παρουσιάζεται η απόκριση της φασικής τάσης του στάτη της φάσης a και στο Σχ. 4.2.1-2.β η φασματική ανάλυση της εν λόγω μεταβλητής. Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης της φασικής τάσης προκύπτει ίσος $\text{THD}_V = 0.72\%$ η τιμή του οποίου είναι και αυτή ιδιαίτερα μικρή. Τα προηγούμενα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τη σωστή σχεδίαση της εξεταζόμενης τοπολογίας, με βάση την επιλεχθείσα διακοπτική συχνότητα των μετατροπέων ισχύος (5 kHz).



(α)

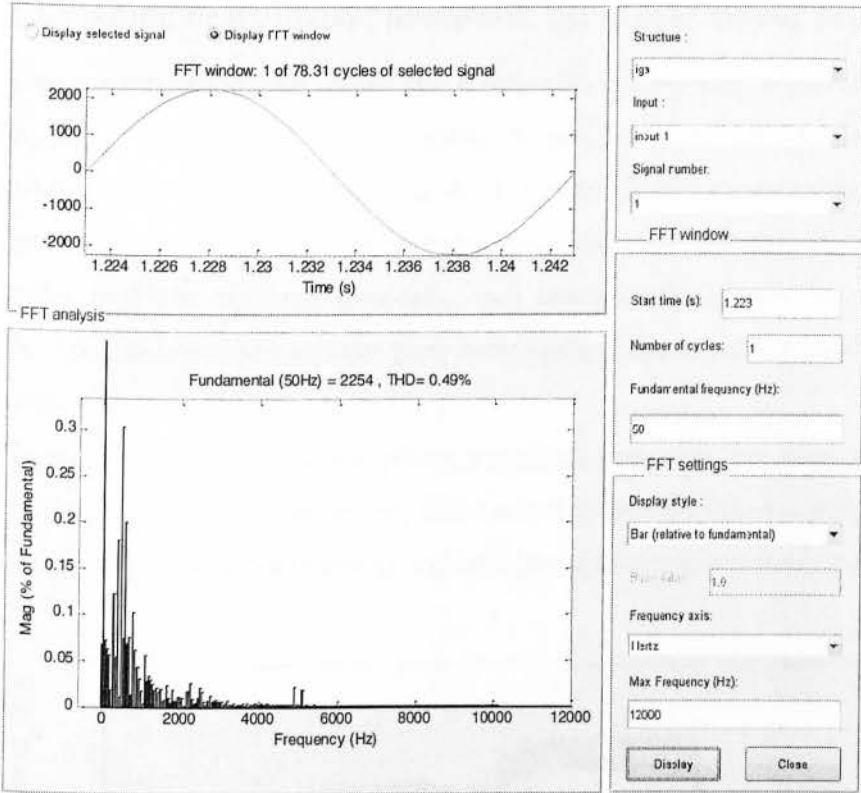


(β)

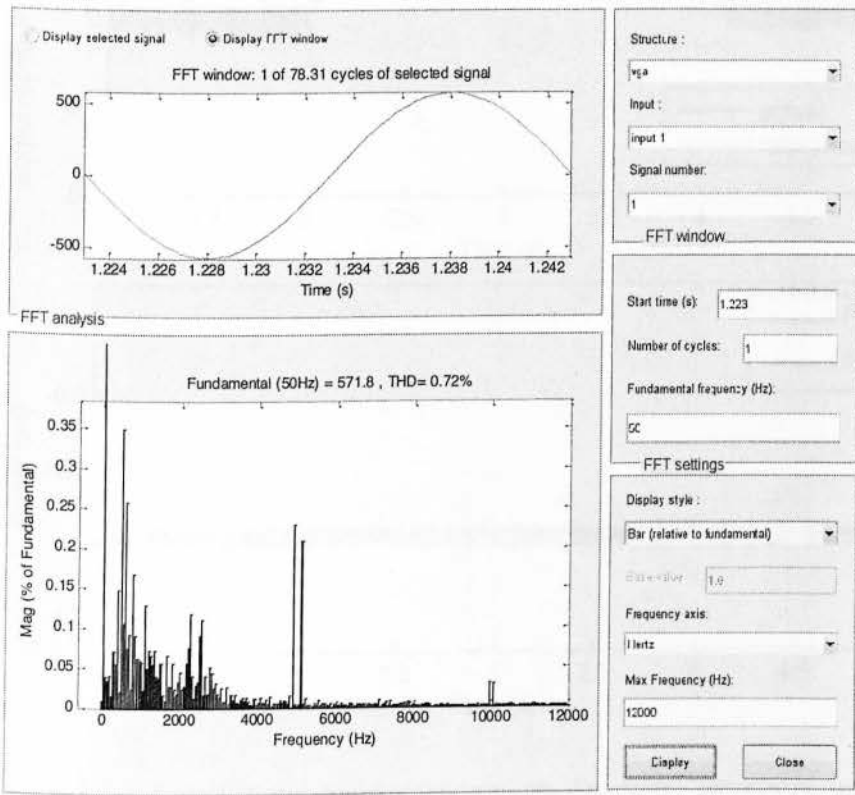
Σχήμα 4.2.1-1 : α) Απόκριση ρεύματος εξόδου i_g

β) Απόκριση τάσης στάτη v_s

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»



(α)



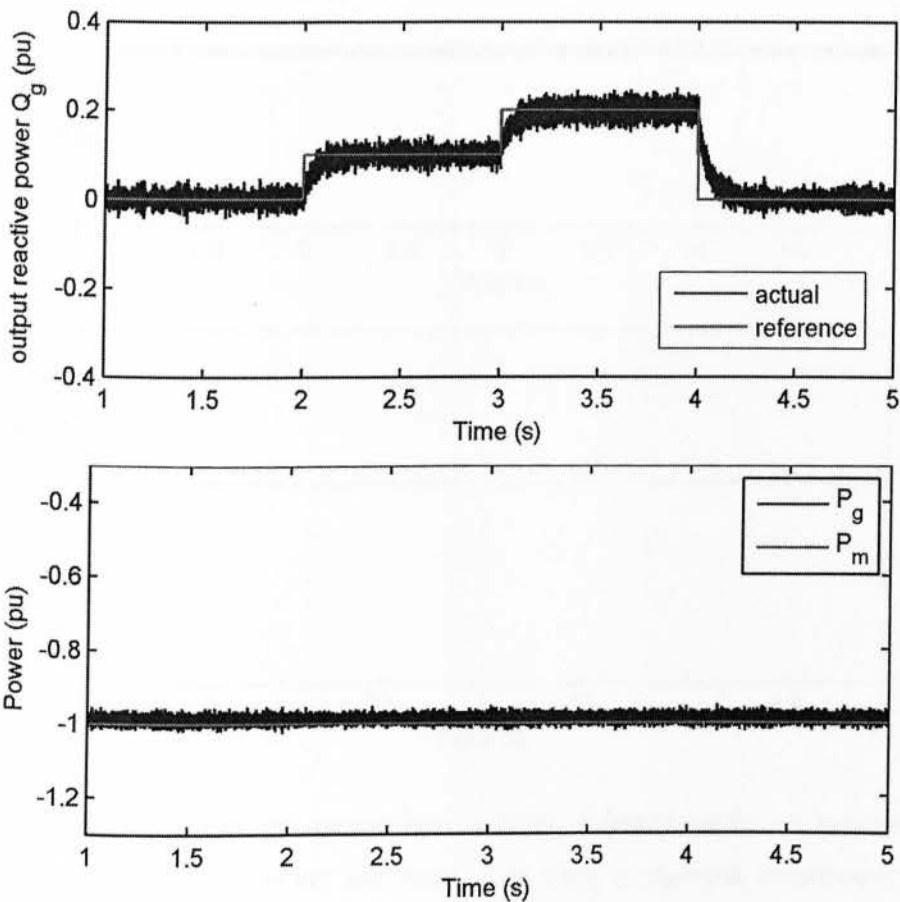
(β)

Σχήμα 4.2.1-2 α) Φασματική ανάλυση ρεύματος εξόδου φάσης α
 β) Φασματική ανάλυση φασικής τάσης στάτη φάσης α

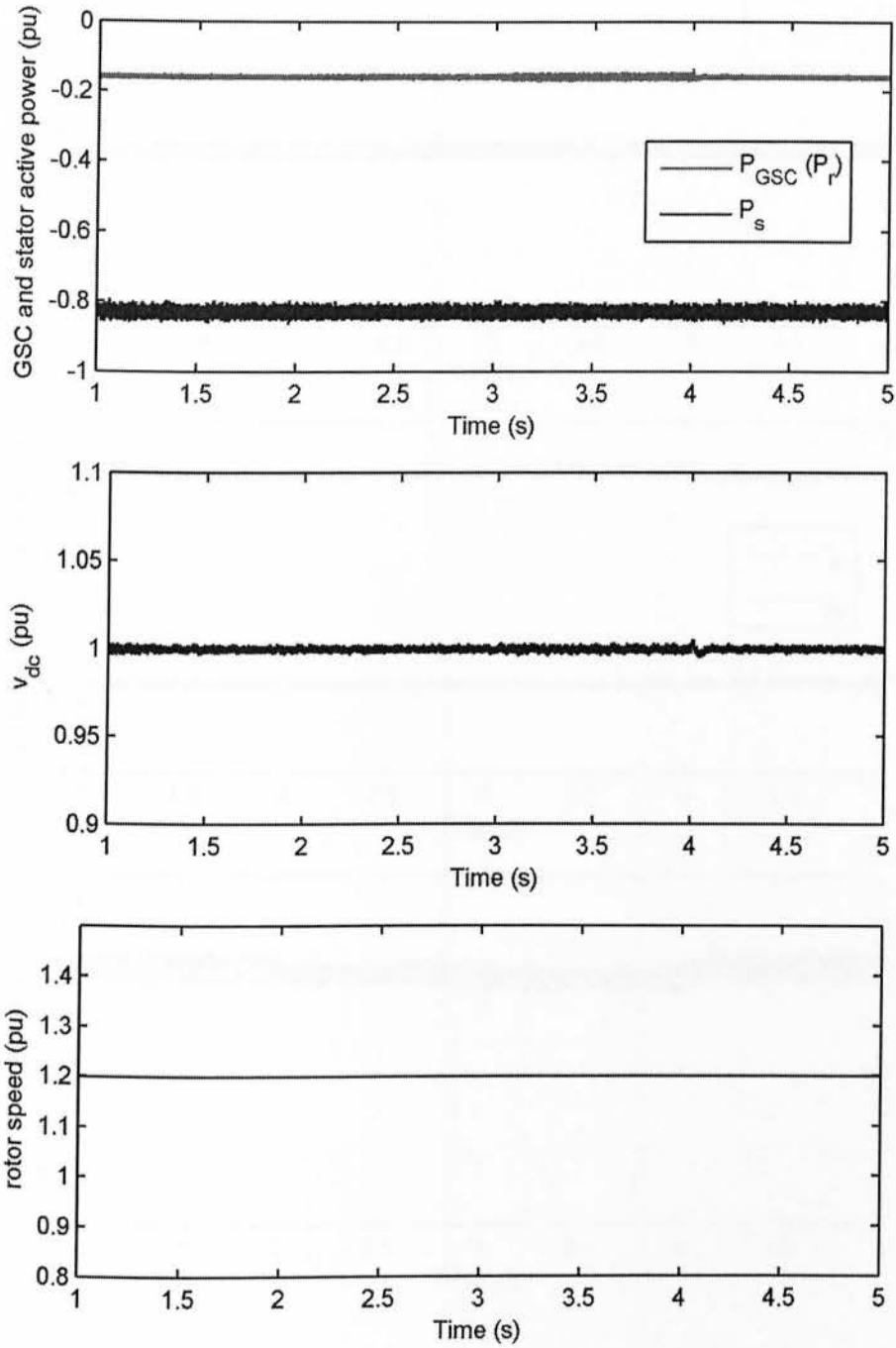
4.2.2 Απόκριση σε βηματικές μεταβολές της αέργου ισχύος αναφοράς

Στην παρούσα παράγραφο εξετάζεται η απόκριση της διάταξης σε μεταβολές της αέργου ισχύος αναφοράς Q_g . Συγκεκριμένα, οι μεταβολές του σήματος αναφοράς φαίνονται με τη κόκκινη γραμμή του Σχ. 4.2.2-1, ενώ η μπλε απόκριση αποτελεί την εγχεόμενη αέργου ισχύ εξόδου. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, η αέργου ισχύς εξόδου ακολουθεί ταχύτατα την τιμή αναφοράς, ενώ ανεπηρέαστα μένουν τα υπόλοιπα μεγέθη, όπως άλλωστε αναμενόταν χάρη στον εφαρμοζόμενο διανυσματικό έλεγχο ρεύματος.

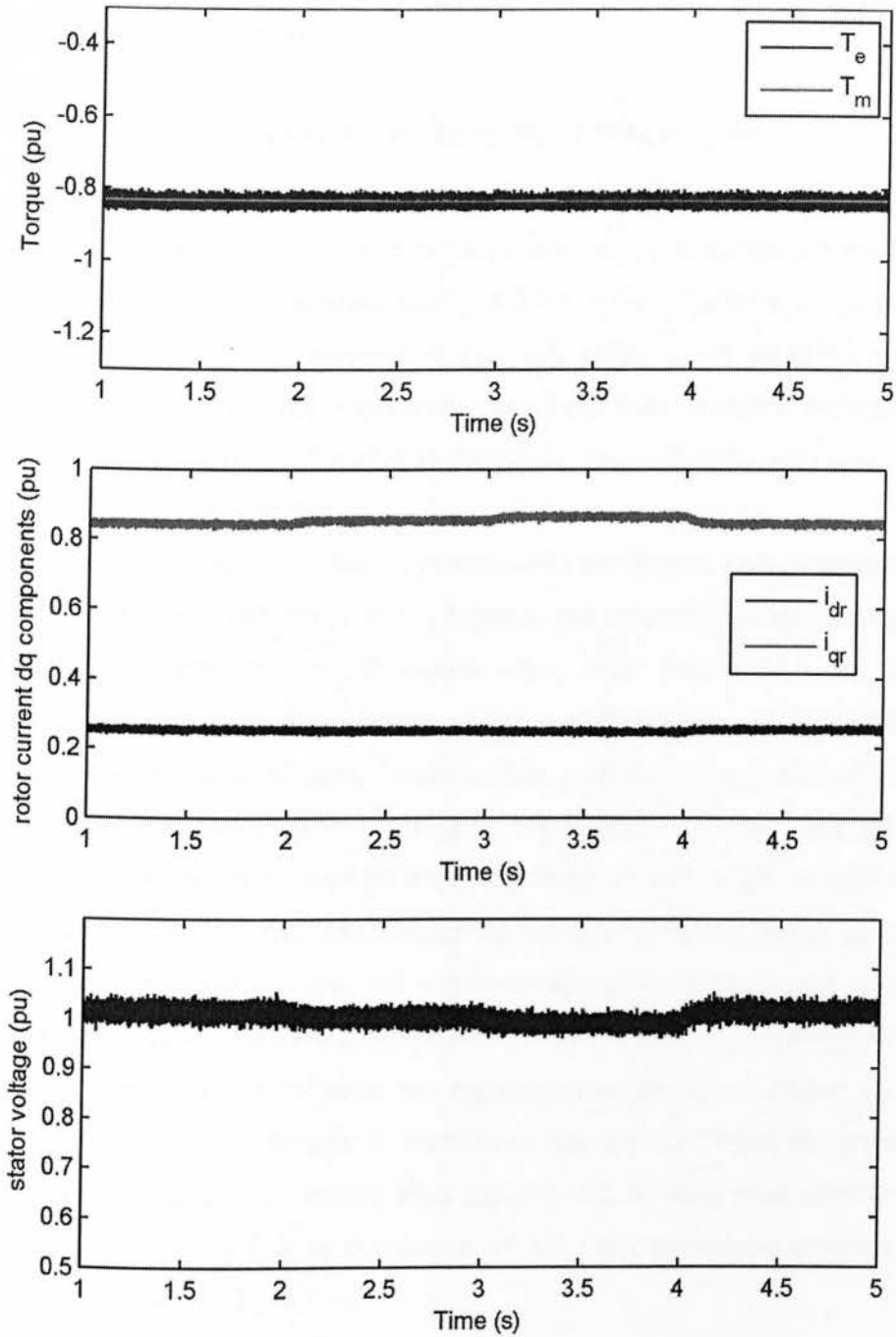
Παρατηρούνται μόνο μικρού μεγέθους μεταβολές στην τάση του στάτη οι οποίες προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές στη ροή του στάτη και συνεπώς στο ρυθμιζόμενο ρεύμα q άξονα με στόχο την ανάπτυξη της επιθυμητής ηλεκτρομαγνητικής ροπής.



Σχήμα 4.2.2-1 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για βηματικές μεταβολές της αέργου ισχύος αναφοράς. Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η εγχεόμενη αέργου και ενεργός ισχύς, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.2.2-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου και του στάτη, η dc τάση, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



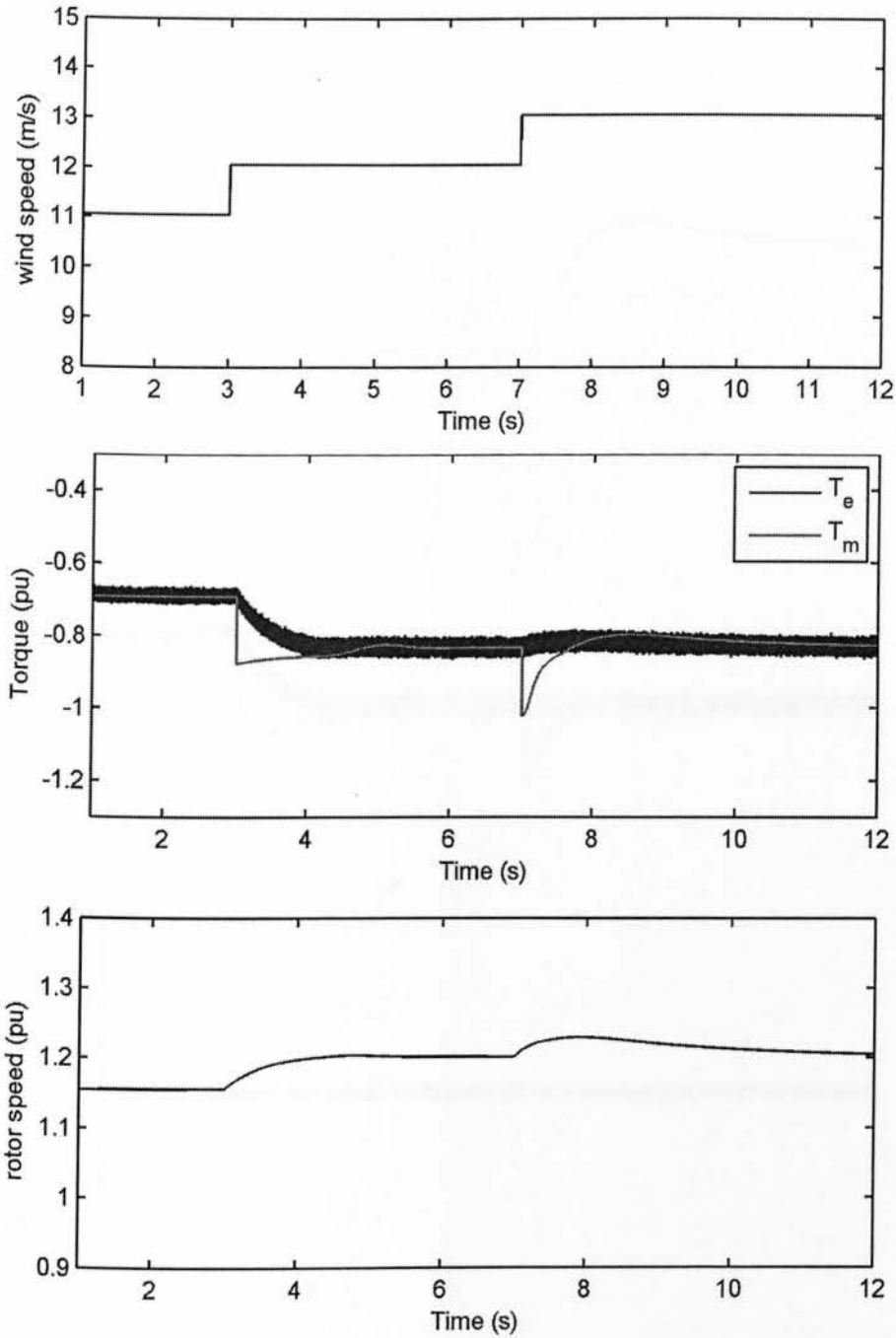
Σχήμα 4.2.2-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ηλεκτρομαγνητική και αεροδυναμική ροπή, οι dq συνιστώσες του ρεύματος δρομέα και η τάση του στάτη.

4.3. Διαταραχές ανέμου

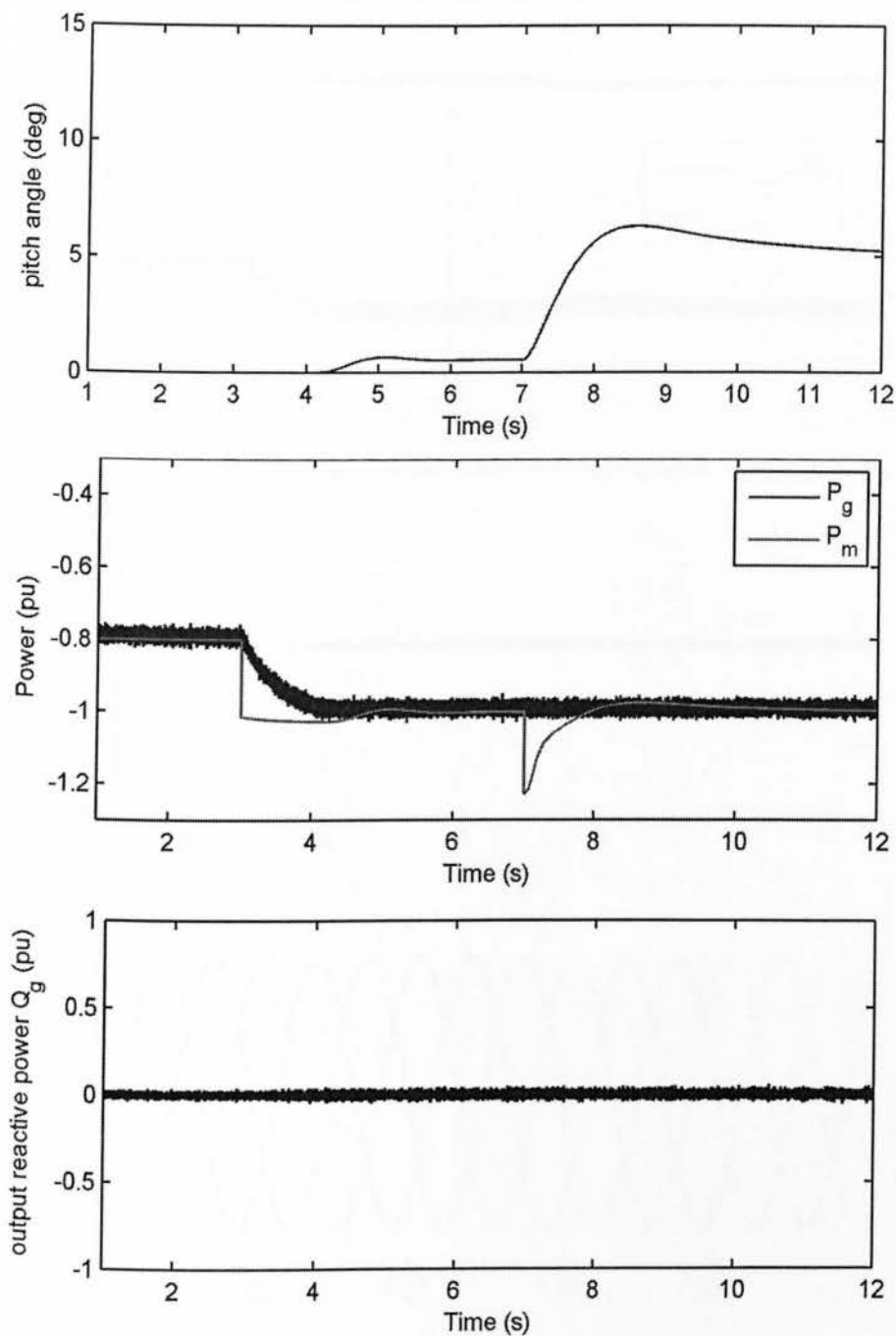
4.3.1. Απόκριση σε βηματική αύξηση ταχύτητας ανέμου

Στο Σχ. 4.3.1-1 παρουσιάζεται η απόκριση της διάταξης για βηματικές αυξήσεις της ταχύτητας ανέμου. Η αρχική τιμή της αεροδυναμικής ισχύος είναι 0.8 pu. Όπως φαίνεται στα αντίστοιχα γραφήματα του Σχ. 4.3.1-1, η παραγόμενη ηλεκτρική ισχύς της ΑΓΔΤ ρυθμίζεται στην ονομαστική της τιμή, καθώς και η ταχύτητα ανέμου αποκτά τιμές μεγαλύτερες της ονομαστικής της. Παράλληλα, η άεργος ισχύς εξόδου ελέγχεται ανεξάρτητα στη μηδενική τιμή αναφοράς, επιτυγχάνοντας έτσι λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

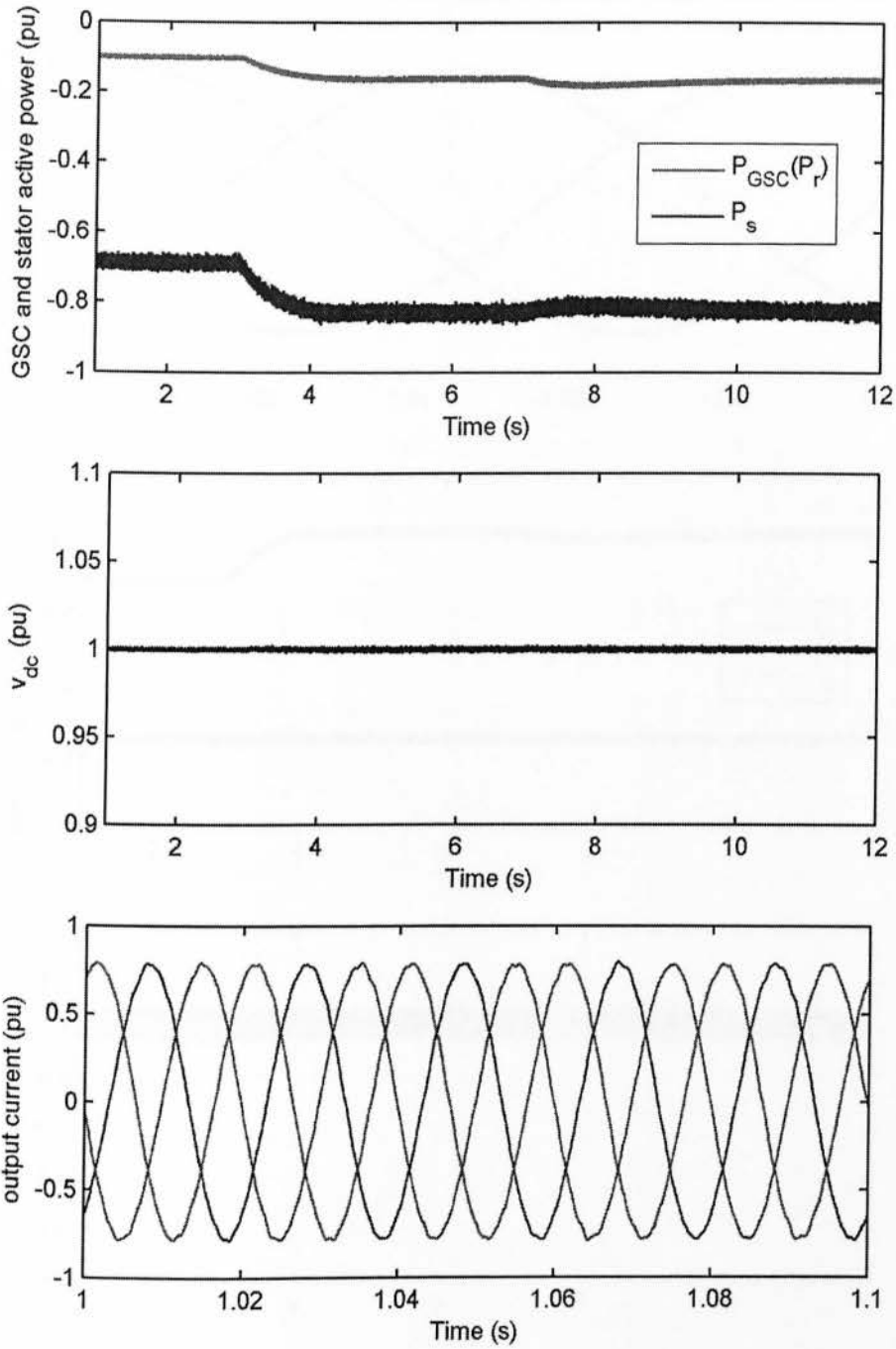
Λόγω της αύξησης της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα πέραν της μέγιστης τιμής του, επενεργεί ο ρυθμιστής γωνίας βήματος των πτερυγίων με αποτέλεσμα να περιοριστεί η εισερχόμενη αεροδυναμική ισχύς στην τιμή του 1 pu, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο αντίστοιχο γράφημα. Λόγω λειτουργίας με αρνητική ολίσθηση ο μετατροπέας πλευράς δικτύου εγχέει ενεργό ισχύ στο δίκτυο, καθώς προσαρμόζεται στην παραγόμενη ενεργό ισχύ του δρομέα της ΑΓΔΤ, διατηρώντας την dc τάση αποτελεσματικά σταθερή στην ονομαστική της τιμή. Αξίζει να σημειωθεί η άμεση αλληλεξάρτηση της αναπτυσσόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής με την q συνιστώσα του ρεύματος δρομέα, ενώ η d συνιστώσα μένει σταθερή στην τιμή για την οποία επιτυγχάνεται μηδενική άεργος ισχύς στον στάτη. Τέλος, χαρακτηριστική είναι και η διαφορά της συχνότητας του εγχεόμενου ρεύματος στο δίκτυο και της συχνότητας του ρεύματος δρομέα, η οποία οφείλεται στην ολίσθηση της μηχανής, όπου στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι περίπου -0.2. Η τιμή αυτή οδηγεί στην ανάπτυξη ρευμάτων του δρομέα συχνότητας 10 Hz, όπως ευδιάκριτα φαίνεται στο αντίστοιχο γράφημα του Σχ. 4.3.1-1.



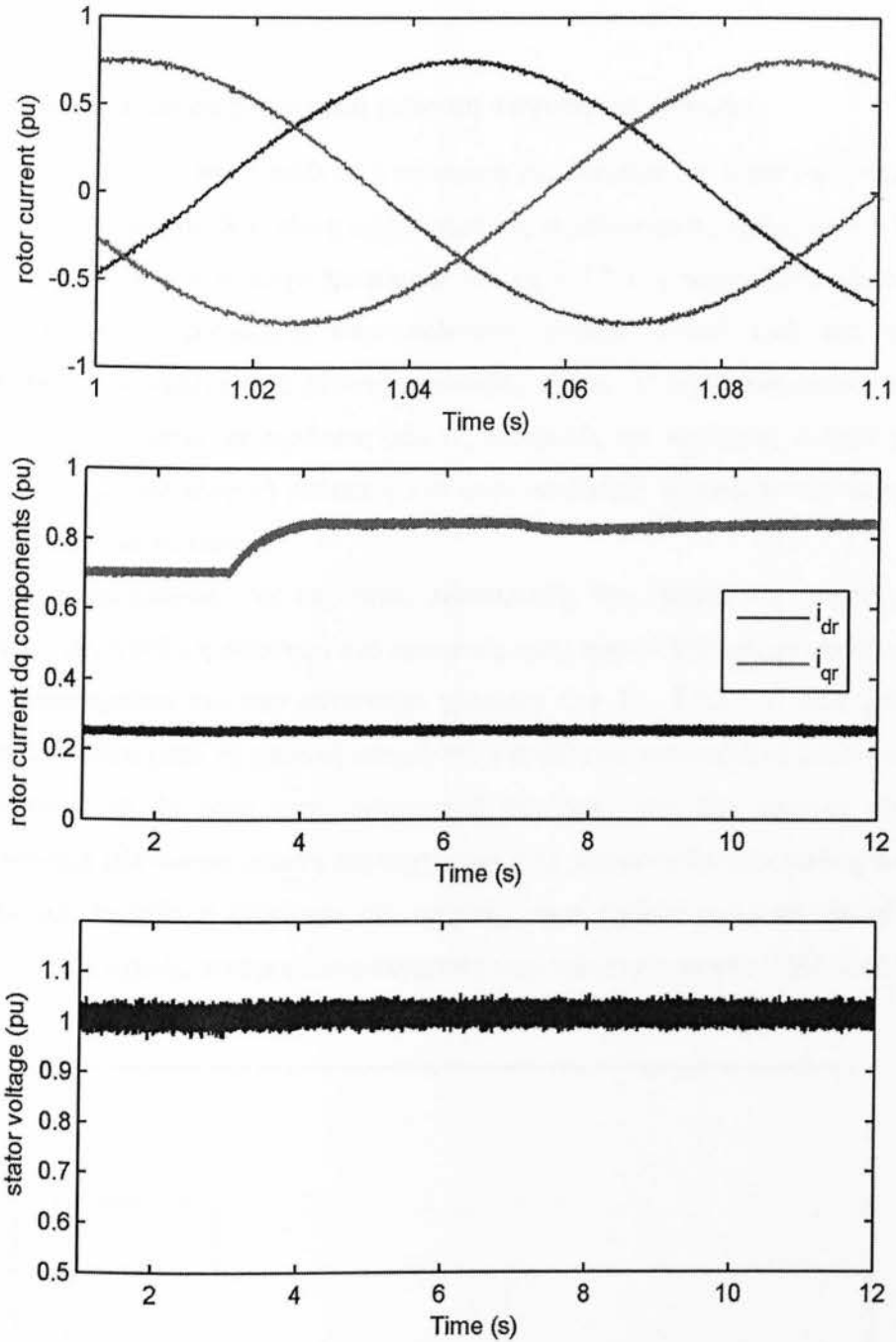
Σχήμα 4.3.1-1 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για βηματικές αυξήσεις της ταχύτητας ανέμου. Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η ταχύτητα ανέμου, η ηλεκτρομαγνητική και αεροδυναμική ροπή, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.3.1-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η γωνία βήματος πτερυγίων, η ενεργός ισχύς εξόδου και η αεροδυναμική ισχύς, η άεργος ισχύς εξόδου, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.3.1-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου και του στάτη, η dc τάση, το εγχεόμενο 3Φ ρεύμα εξόδου, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).

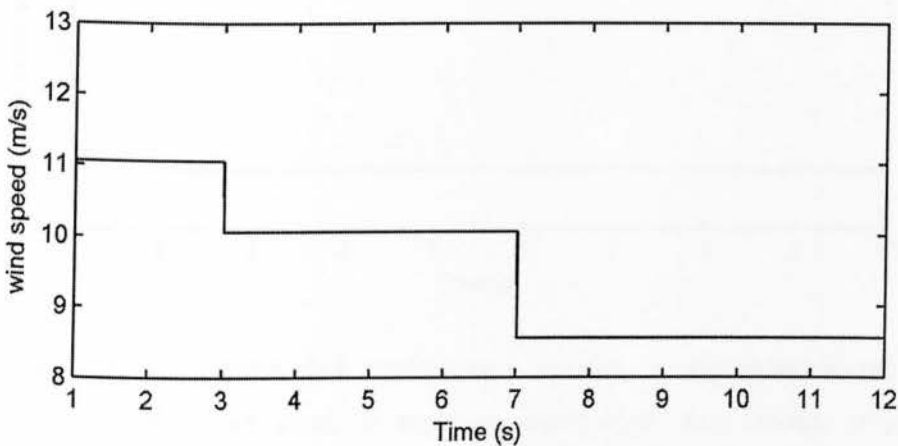


Σχήμα 4.3.1-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). το 3Φ ρεύμα δρομέα, οι dq συνιστώσες του ρεύματος δρομέα, και η τάση του στάτη.

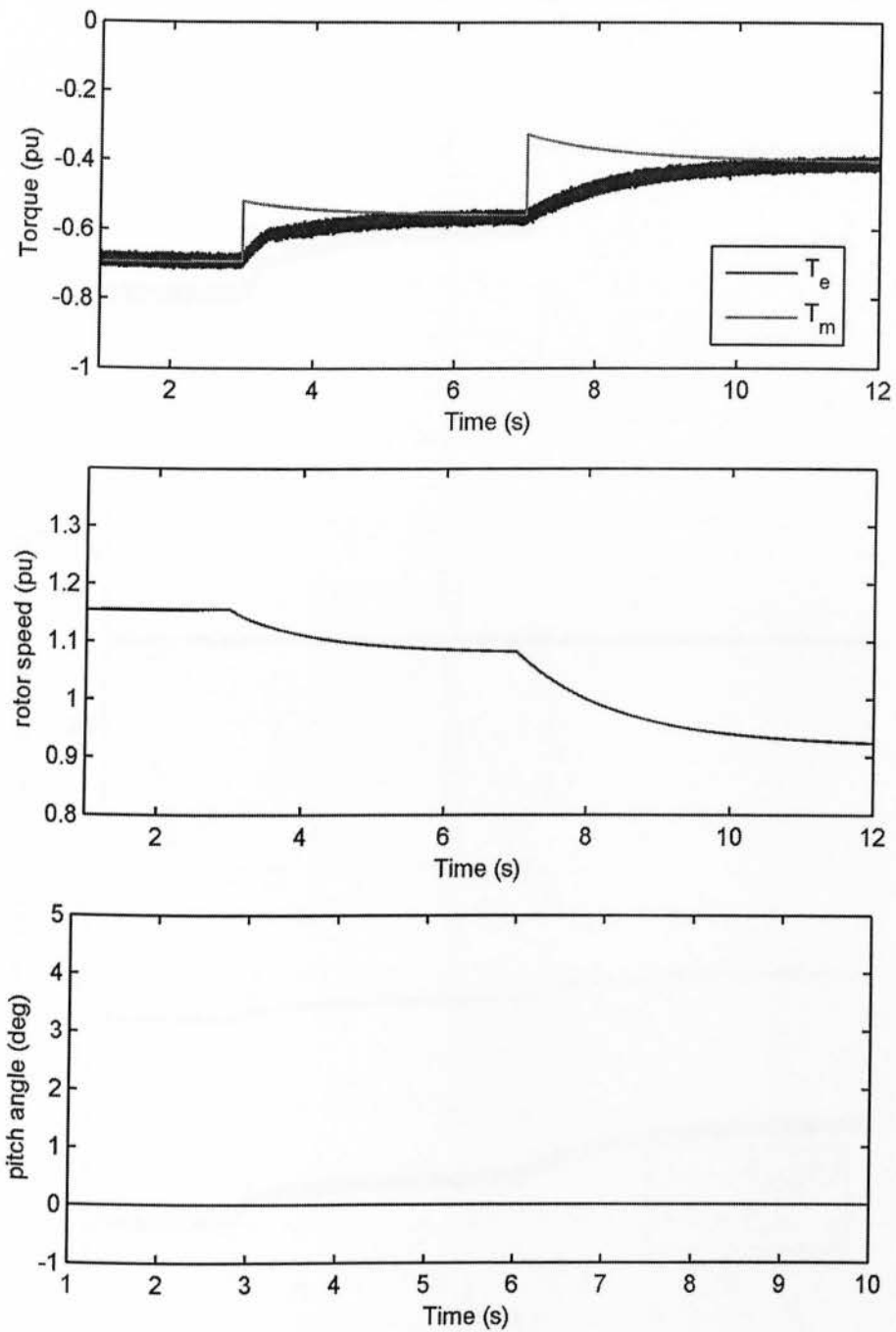
4.3.2. Απόκριση σε βηματική μείωση ταχύτητας ανέμου

Στο Σχ. 4.3.2-1 παρουσιάζεται η απόκριση της διάταξης για βηματικές μειώσεις της ταχύτητας ανέμου. Και εδώ η αρχική τιμή της αεροδυναμικής ισχύος είναι 0.8 pu. Όπως φαίνεται στα αντίστοιχα γραφήματα του Σχ. 4.3.2-1, η παραγόμενη ηλεκτρική ισχύς της ΑΓΔΤ ρυθμίζεται στην εκάστοτε μέγιστη δυνατή τιμή της, μέσω υλοποίησης της στρατηγικής μέγιστης απολαβής ισχύος. Η εγχεόμενη άεργος ισχύς εξόδου και εδώ μένει ανεπηρέαστη από τις μεταβολές της ταχύτητας ανέμου χάρη στον διανυσματικό ελεγκτή ρεύματος και στην αποδοτική λειτουργία της διάταξης συγχρονισμού με το δίκτυο.

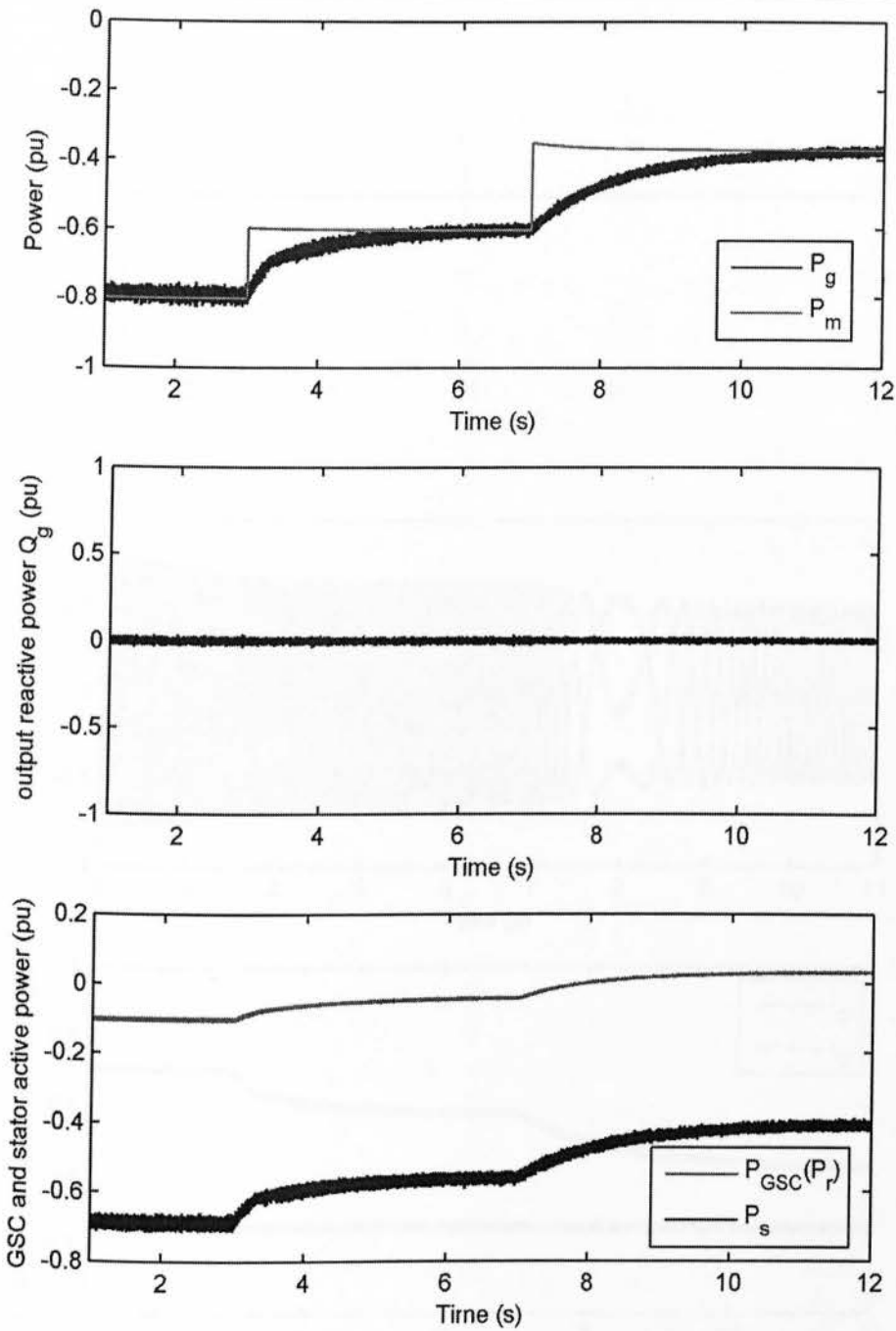
Λόγω της μείωσης της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της μηχανής, τη χρονική στιγμή $t=8$ s η ολίσθηση από αρνητικές τιμές αποκτά θετικές, με αποτέλεσμα όπως παρατηρείται και στο αντίστοιχο γράφημα του Σχ. 4.3.2-1 ο μετατροπέας πλευράς δικτύου μετά τη χρονική στιγμή $t=8$ s αρχίζει να καταναλώνει ενεργό ισχύ, διατηρώντας τη dc τάση στην ονομαστική της τιμή. Την ίδια χρονική στιγμή παρατηρείται μία έντονη μείωση της συχνότητας του ρεύματος δρομέα, καθώς εκείνη τη χρονική περίοδο η ολίσθηση της μηχανής είναι σχεδόν μηδενική, δηλαδή ο δρομέας της μηχανής στρέφεται στη σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής (1500 ΣΑΛ).



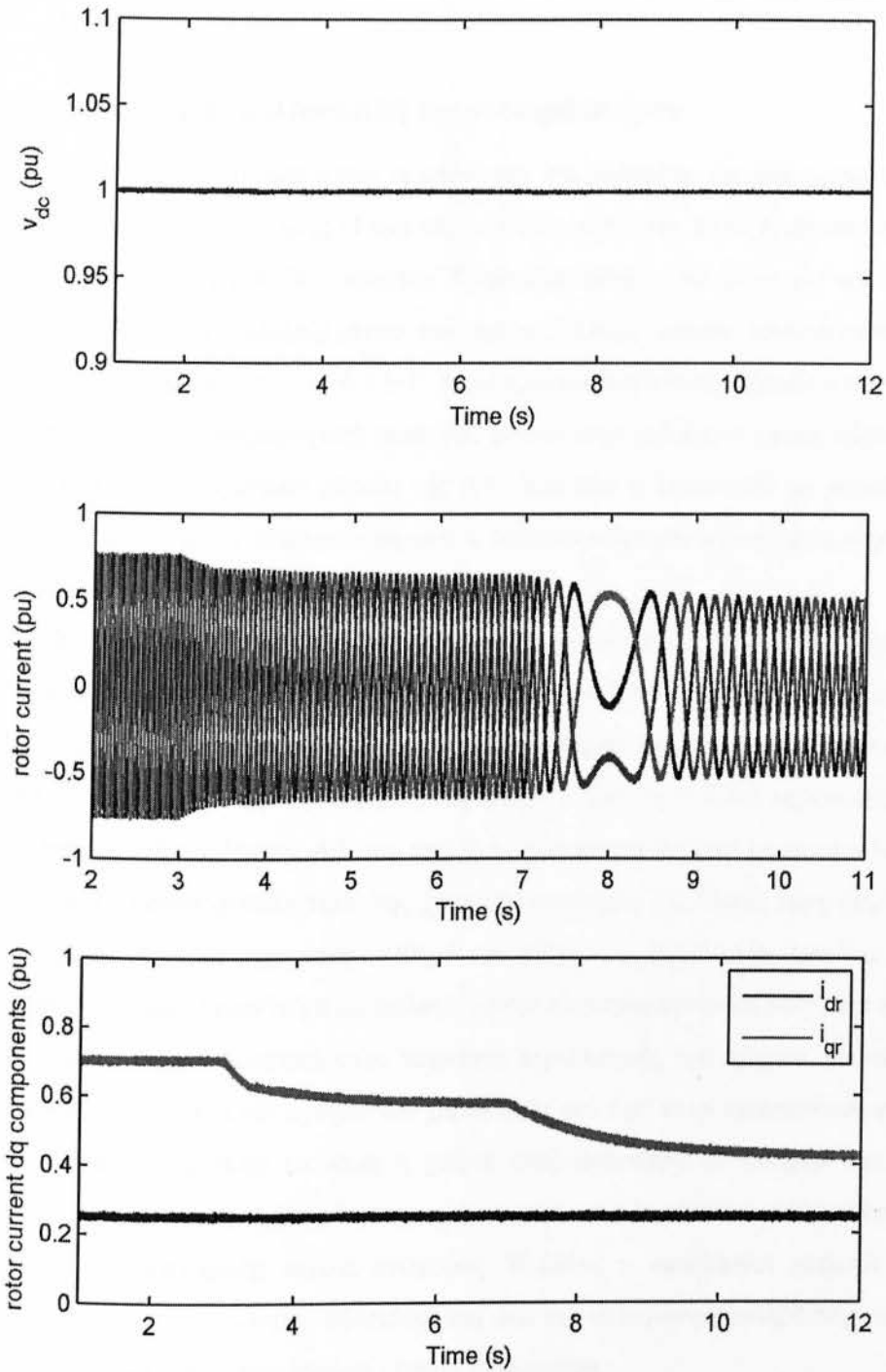
Σχήμα 4.3.2-1 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για βηματικές αυξήσεις της ταχύτητας ανέμου. Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η ταχύτητα ανέμου, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.3.2-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ηλεκτρομαγνητική και αεροδυναμική ροπή, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, η γωνία βήματος πτερυγίων, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.3.2-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ενεργός ισχύς εξόδου και η αεροδυναμική ισχύς, η άεργος ισχύς εξόδου, η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου και του στάτη, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



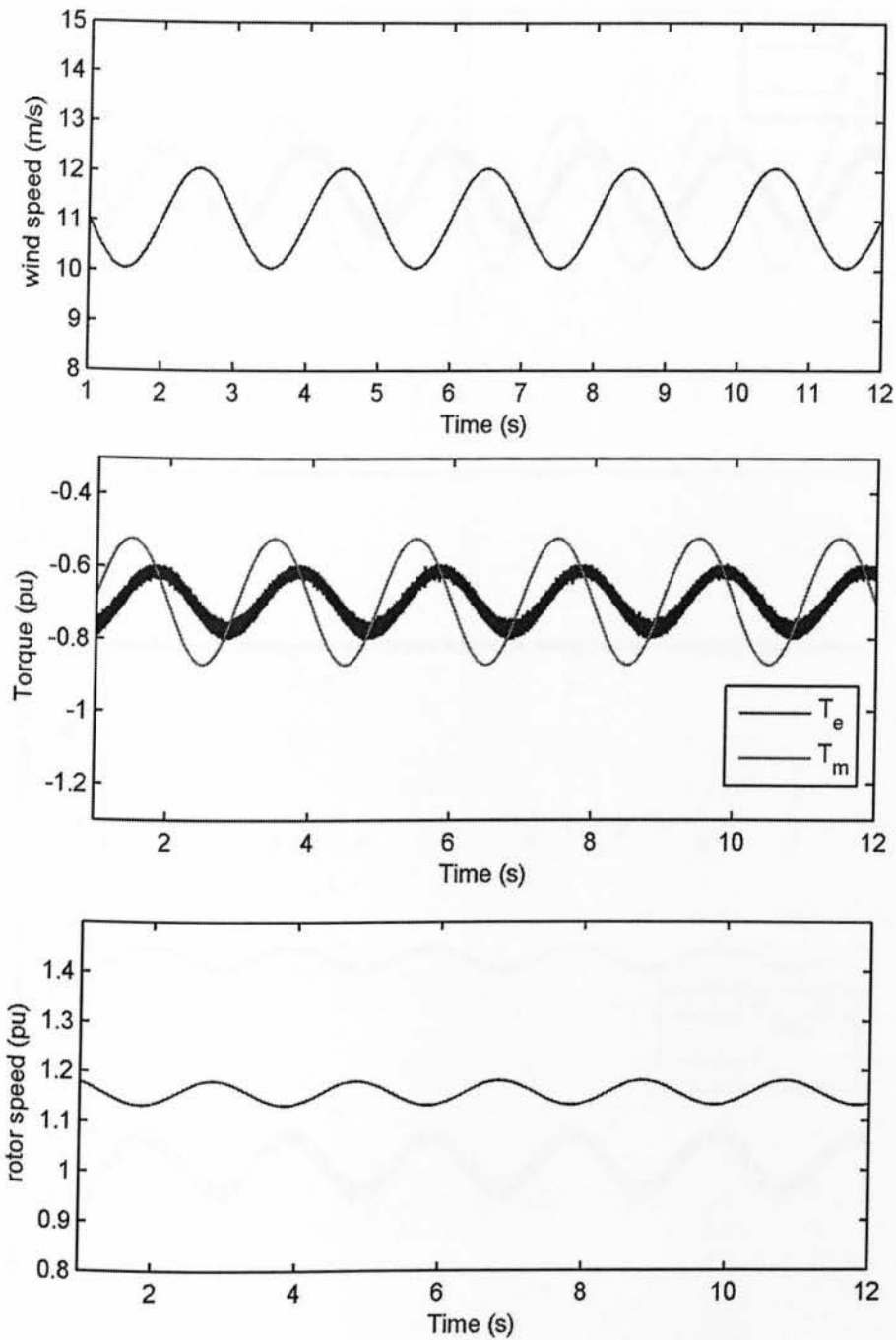
Σχήμα 4.3.2-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η dc τάση, το 3Φ ρεύμα του δρομέα, και οι dq συνιστώσες του ρεύματος δρομέα.

4.3.3. Απόκριση σε ημιτονοειδή χρονοσειρά ανέμου

Στο Σχ. 4.3.3-1 παρουσιάζεται η απόκριση της διάταξης για μία ημιτονοειδή χρονοσειρά ανέμου μέσης τιμής 11 m/s και συχνότητας 0.5 Hz. Στην πραγματικότητα τέτοια χρονοσειρά ανέμου δεν υπάρχει. Χρησιμοποιήθηκε εδώ μόνο για απόδειξη καλής λειτουργίας του εξεταζόμενου συστήματος. Όπως λοιπόν φαίνεται από τα αντίστοιχα γραφήματα του Σχ. 4.3.3-1, παρατηρείται σημαντική εξομάλυνση στην αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ενεργό ισχύ εξόδου, η οποία οφείλεται στην αδράνεια του μηχανικού μέρους της Α/Γ. Και εδώ η λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος μένει ανεπηρέαστη, ενώ η τάση ακροδεκτών στάτη μένει σταθερή στην ονομαστική της τιμή (1 pu).

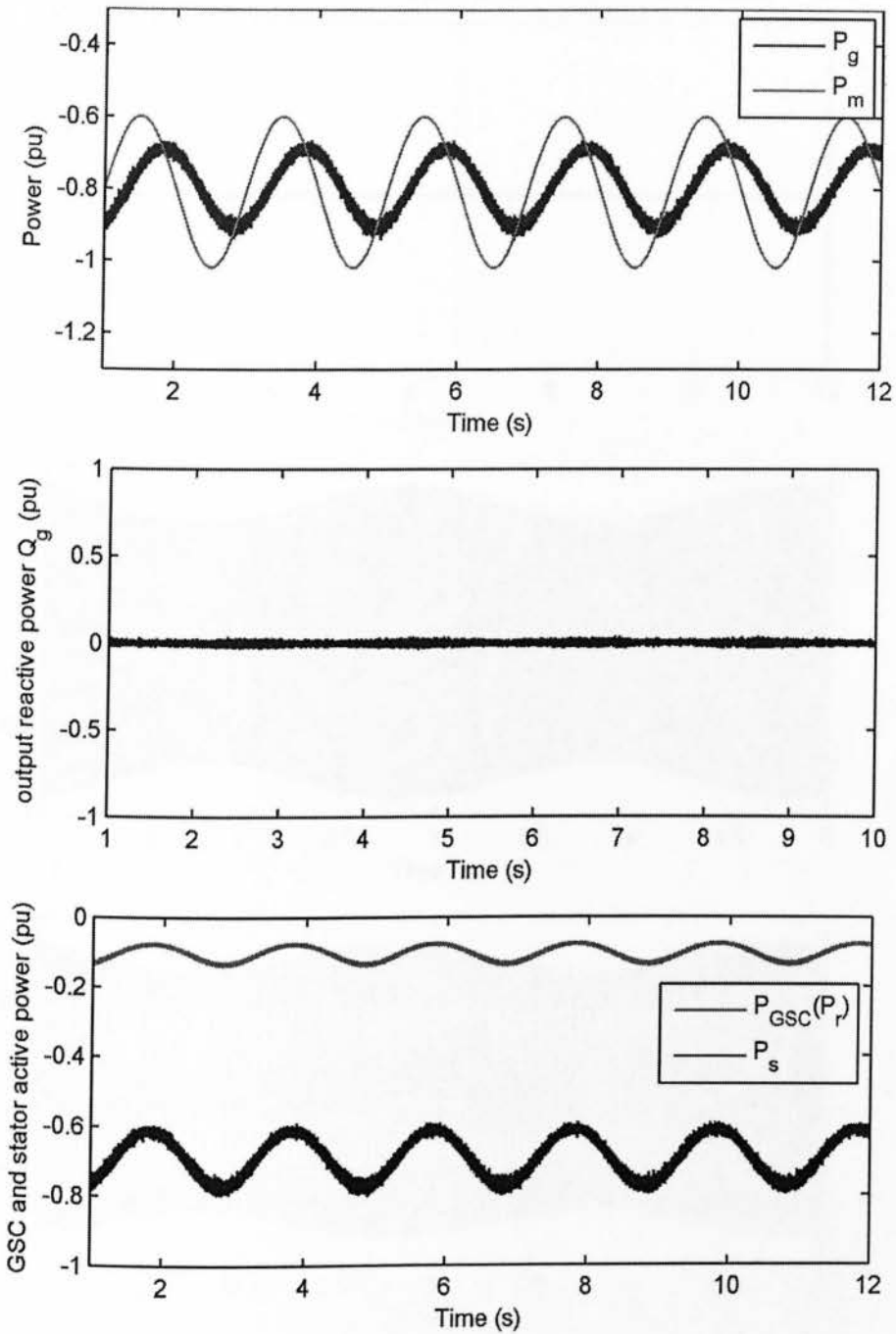
Αξίζει να σημειωθεί πως η ηλεκτρομαγνητική ροπή και ενεργός ισχύς μπορούν να εξομαλυνθούν περαιτέρω εισάγοντας στην στρατηγική μέγιστης απολαβής ισχύος του Σχ. 3.3-3 ένα βαθυπερατό φίλτρο χρονικής σταθεράς T_{fil} , και πιο συγκεκριμένα στον καθορισμό της ηλεκτρικής ισχύος αναφοράς P^*_e . Στο Σχ. 4.3.3-2 παρουσιάζεται η απόκριση της εξεταζόμενης Α/Γ για την ίδια χρονοσειρά ανέμου με αυτή του Σχ. 4.3.3-1, για δύο διαφορετικές τιμές της χρονικής σταθεράς T_{fil} . Όπως είναι εμφανές από το σχήμα αυτό, αν η χρονική σταθερά του φίλτρου αυξηθεί στην τιμή του 1 s, επιτυγχάνεται ακόμα εντονότερη εξομάλυνση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και ισχύ, χωρίς αυτό να επιδρά αρνητικά στην ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη και τον στοχαστικό χαρακτήρα που έχει στην πραγματικότητα η ταχύτητα ανέμου, κρίνεται σκόπιμη η χρήση ενός βαθυπερατού φίλτρου πρώτης τάξης είτε στην μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα είτε στον μετέπειτα καθορισμό της ηλεκτρικής ισχύος αναφοράς. Βεβαίως η κατάλληλη επιλογή της χρονικής σταθεράς του φίλτρου εξαρτάται και από την ανηγμένη σταθερά αδρανείας H της μηχανής και απαιτείται αναλυτικότερη διερεύνηση.

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»



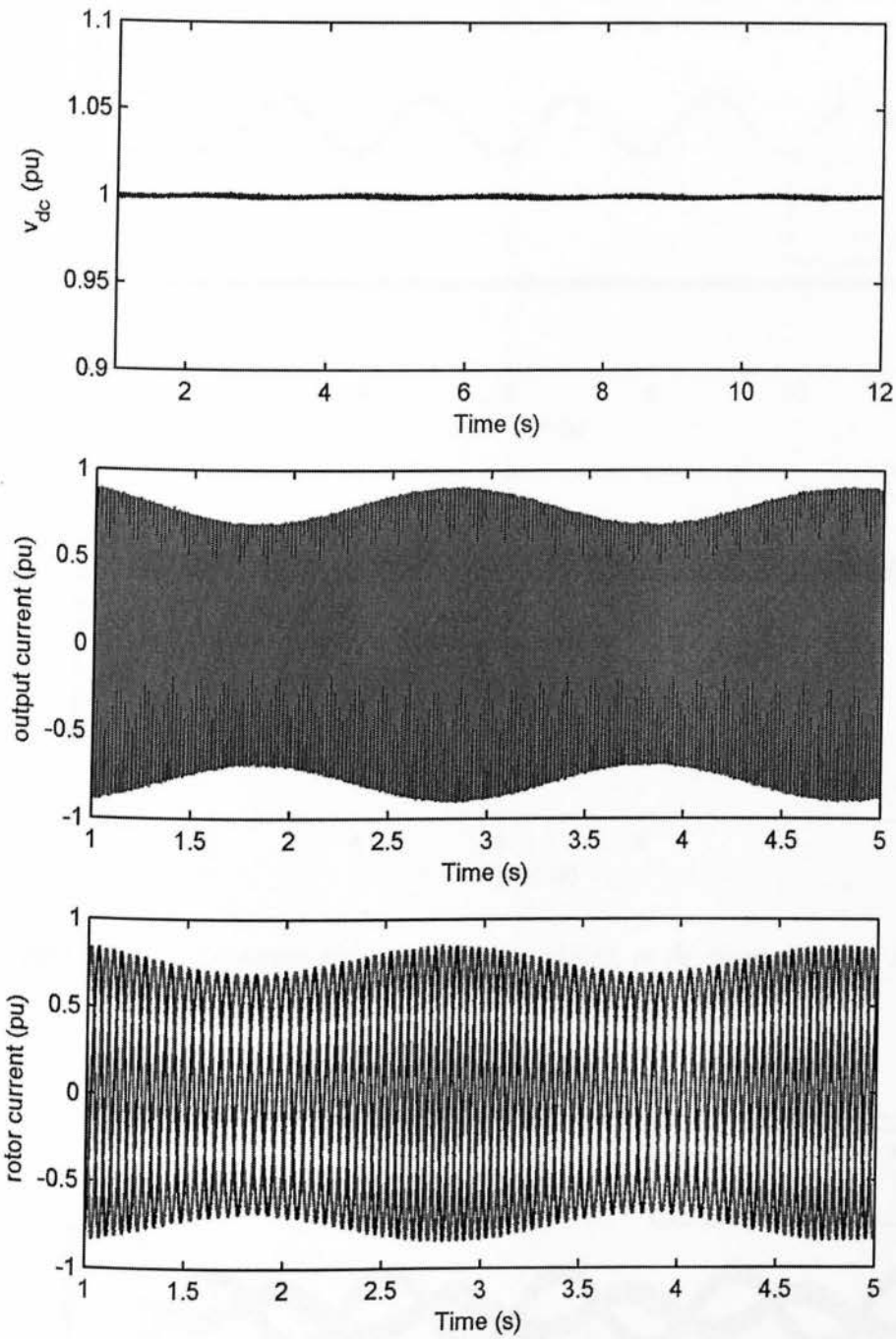
Σχήμα 4.3.3-1 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για ημιτονοειδή χρονοσειρά ανέμου.

Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η ταχύτητα ανέμου, η ηλεκτρομαγνητική και αεροδυναμική ροπή, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).

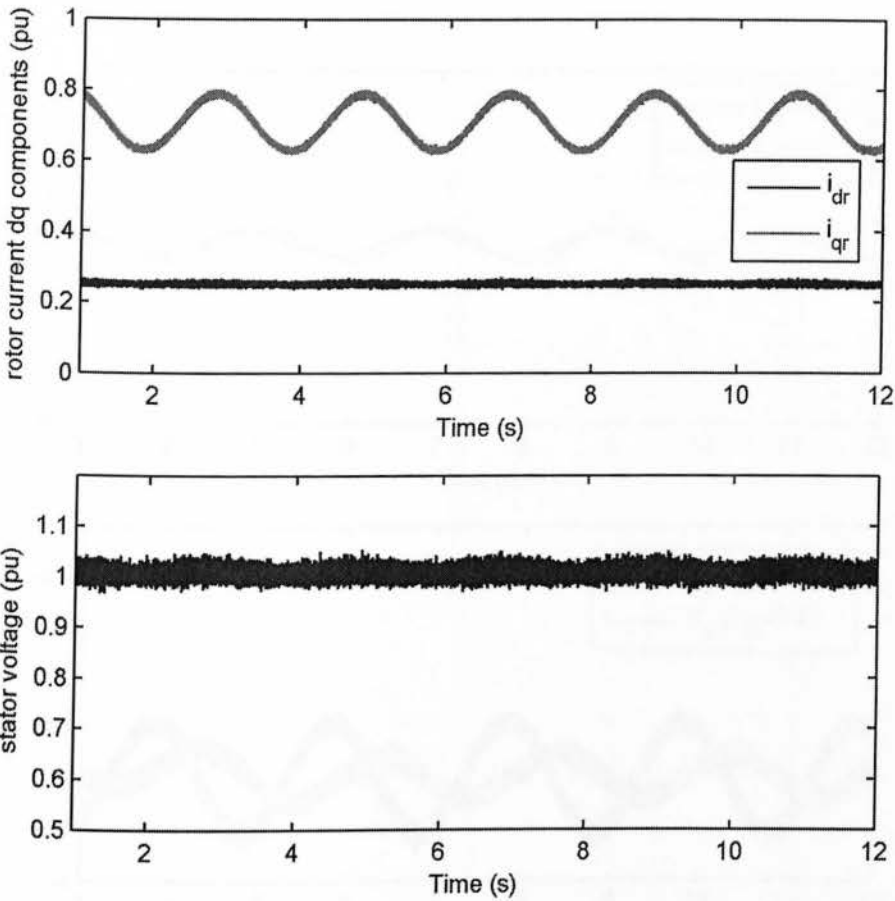


Σχήμα 4.3.3-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ενεργός ισχύς εξόδου και η αεροδυναμική ισχύς, η άεργος ισχύς εξόδου, η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου και του στάτη, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).

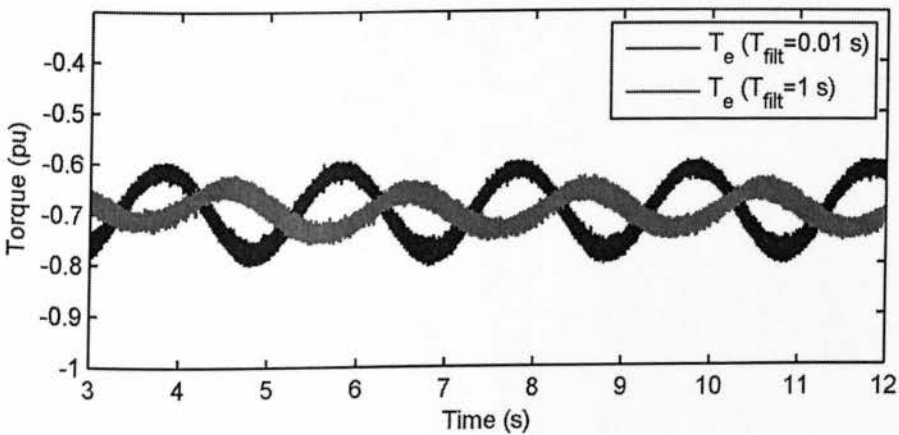
«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»



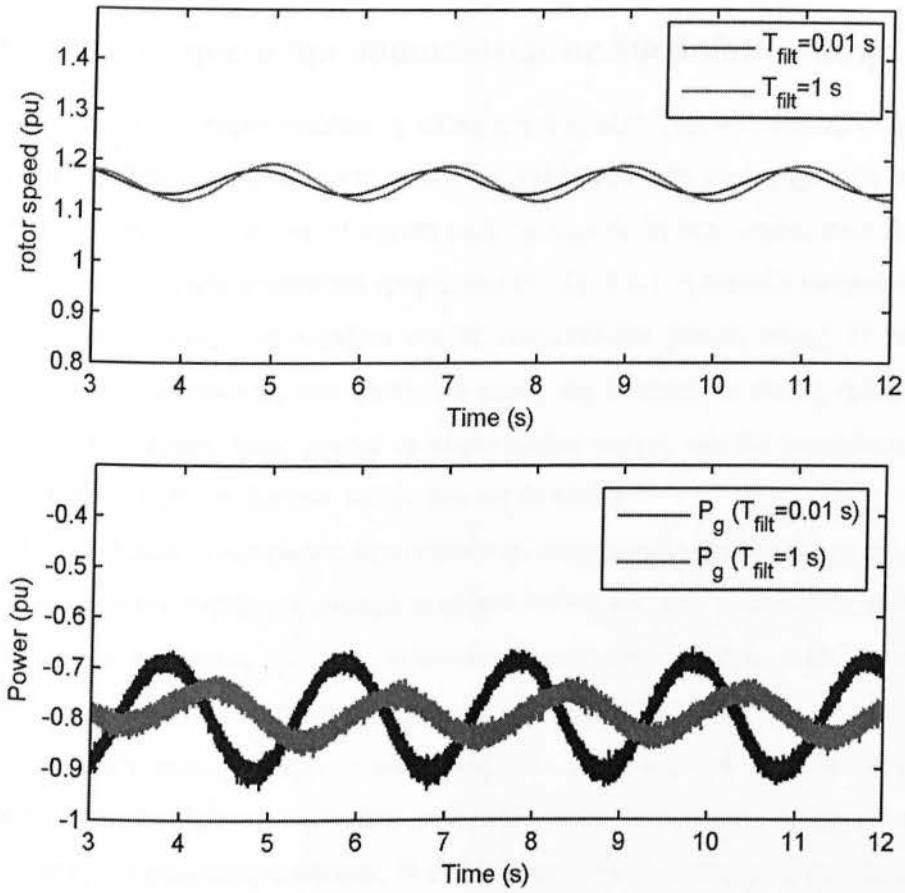
Σχήμα 4.3.3-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η dc τάση, το εγχεόμενο 3Φ ρεύμα εξόδου, το 3Φ ρεύμα του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.3.3-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). οι dq συνιστώσες του ρεύματος δρομέα, και η τάση του στάτη.



Σχήμα 4.3.3-2 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για την ημιτονοειδή χρονοσειρά ανέμου του Σχ. 4.3.3-1 και για χρήση βαθυπερατού φίλτρου στον καθορισμό της P_e^* . Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



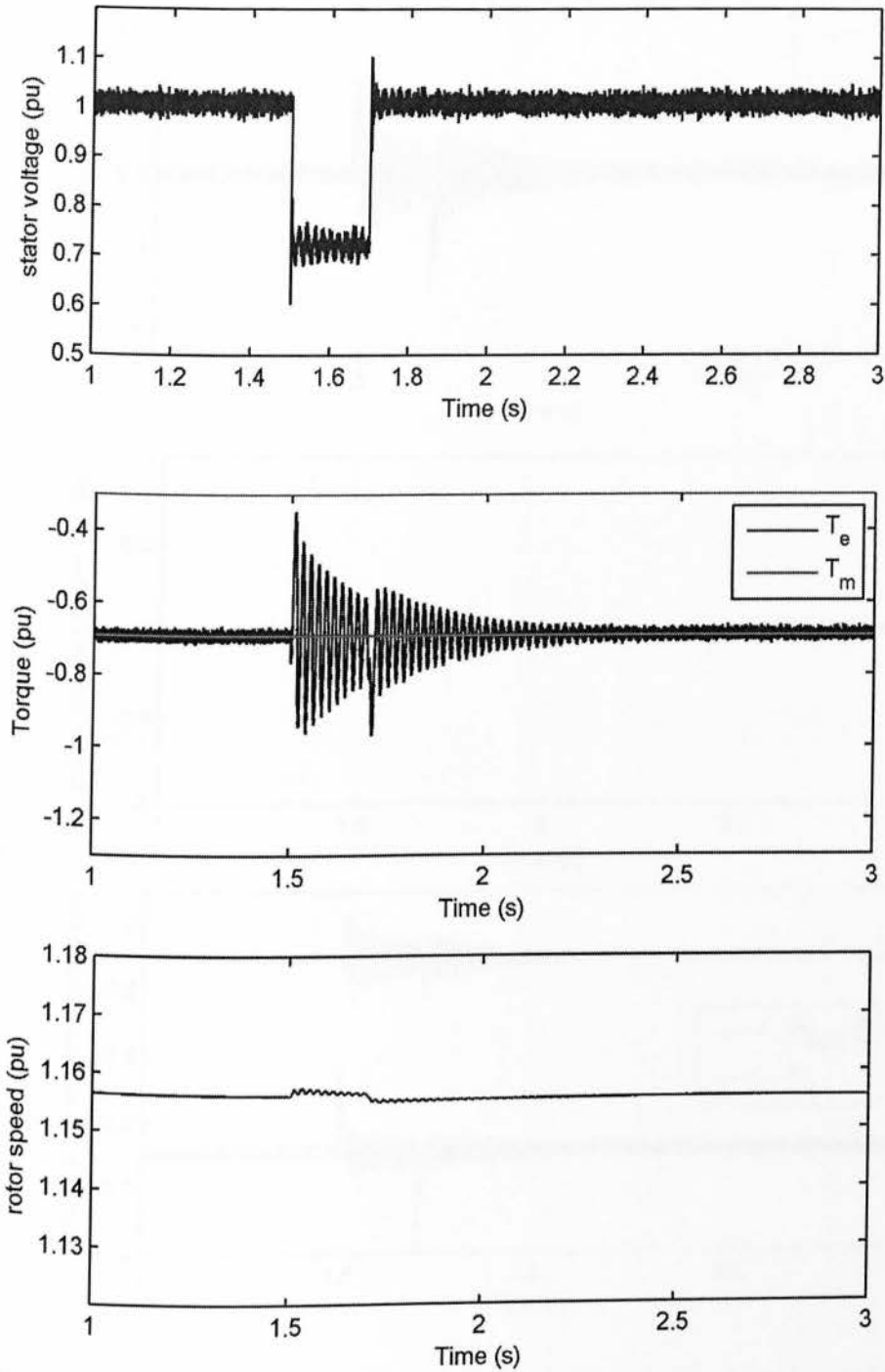
Σχήμα 4.3.3-2 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, και η εγχεόμενη ενεργός ισχύς εξόδου.

4.4. Αποτελέσματα προσομοιώσεων σε 3Φ βύθιση τάσης

Στο Σχ. 4.4-1 παρουσιάζεται η απόκριση της εξεταζόμενης διάταξης σε μία τριφασική βύθιση τάσης του δικτύου MT της τάξης του 30% pu, τη χρονική στιγμή $t=1.5$ s, και διάρκειας 200 ms. Η αρχική τιμή της αεροδυναμικής ισχύος είναι 0.8 pu. Όπως φαίνεται και στα αντίστοιχα γραφήματα του Σχ. 4.4-1, η διάταξη συγχρονισμού με το δίκτυο εντοπίζει με ακρίβεια την προαναφερθείσα βύθιση τάσης. Η βύθιση αυτή διεγείρει ταλαντώσεις στο ηλεκτρικό μέρος της διάταξης οι οποίες όμως είναι εντός ανεκτών ορίων, όπως μπορεί να παρατηρηθεί κυρίως από τις αποκρίσεις των 3Φ ρευμάτων στάτη και δρομέα, καθώς και της dc τάσης.

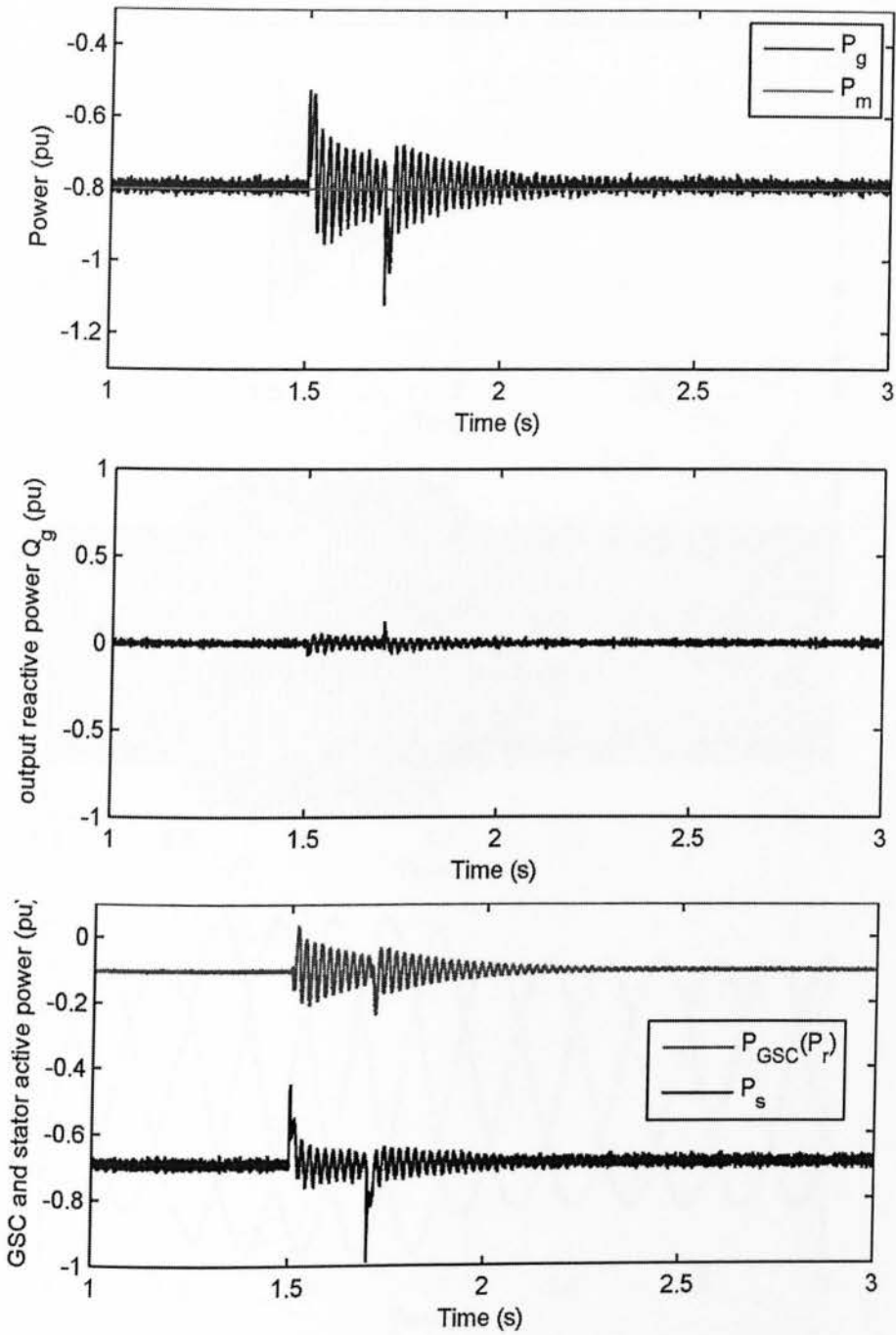
Οι εντονότερες ταλαντώσεις παρατηρούνται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή, στην dc τάση και στην εγχεόμενη ενεργό ισχύ του στάτη και του μετατροπέα πλευράς δικτύου, ενώ αμελητέες είναι οι ταλαντώσεις που εμφανίζονται στην ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και στην άεργο ισχύ εξόδου. Τέλος αξίζει να σημειωθεί η παρατηρούμενη αύξηση της q συνιστώσας του ρεύματος του δρομέα κατά τη διάρκεια του σφάλματος, η οποία οφείλεται στην αντίστοιχη αύξηση της q συνιστώσας του ρεύματος αναφοράς. Η εν λόγω αύξηση είναι αναγκαία προκειμένου η ηλεκτρική ροπή να διατηρηθεί στην τιμή προ του σφάλματος, λόγω μείωσης της ροής του στάτη λ_s . Η ικανότητα ρύθμισης της αναπτυσσόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην επιθυμητή της τιμή ακόμα και σε διακυμάνσεις της τάσης του δικτύου οφείλεται στην ακριβή εκτίμηση της τάσης του δικτύου, και συνεπώς της ροής του στάτη λ_s , από την χρησιμοποιούμενη διάταξη του PLL. Το σύστημα επανέρχεται σε ισορροπία περίπου εντός 300 ms μετά την επαναφορά της τάσης του δικτύου στην ονομαστική της τιμή.

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»

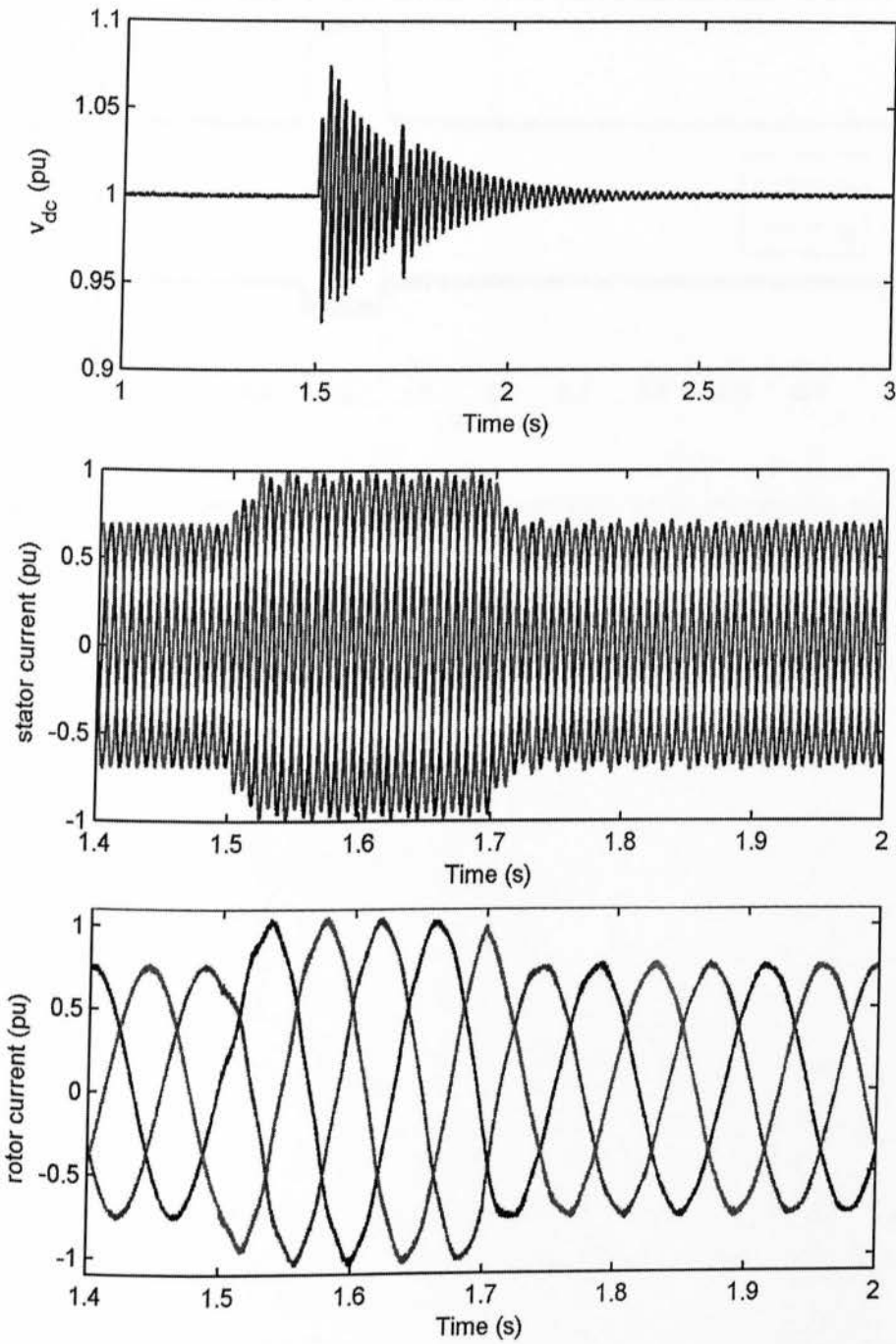


Σχήμα 4.4-1 : Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τριφασική βύθιση τάσης 0.3 pu. Τα μεγέθη που απεικονίζονται κατά σειρά είναι η εκτιμώμενη τιμή της τάσης του στάτη από το PLL, η ηλεκτρομαγνητική και αεροδυναμική ροπή, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»

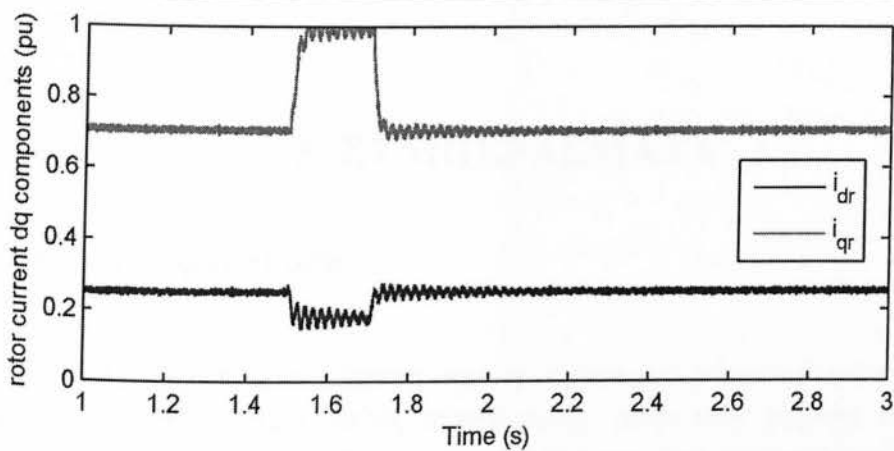


Σχήμα 4.4-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η ενεργός ισχύς εξόδου και η αεροδυναμική ισχύς, η άεργος ισχύς εξόδου, η ενεργός ισχύς του μετατροπέα πλευράς δικτύου και του στάτη, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).



Σχήμα 4.4-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). η dc τάση, το 3Φ ρεύμα του στάτη, το 3Φ ρεύμα του δρομέα, (συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα).

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»



Σχήμα 4.4-1 : (συνέχεια από προηγούμενη σελίδα). οι dq συνιστώσες του ρεύματος δρομέα.

5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

5.1. Ανακεφαλαίωση

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία προσομοιώθηκε μια A/Γ μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης, μέσω ενός πλήρους δυναμικού μοντέλου, το οποίο υλοποιήθηκε με την βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK. Παρουσιάστηκε η φιλοσοφία ελέγχου της A/Γ καθώς και η υλοποίησή της ενώ αξιολογήθηκε η δυναμική συμπεριφορά της σε διαταραχές του ανέμου καθώς και του δικτύου. Αναλυτικότερα στο πρώτο κεφάλαιο περιγράφηκαν οι υφιστάμενες τεχνολογίες των A/Γ καθώς και οι νέες τεχνικές απαιτήσεις για τη σύνδεση των μεγάλων αιολικών σταθμών στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας όπως αυτές έχουν διαμορφωθεί τα τελευταία χρόνια και αποτυπώνονται σταδιακά στους Κώδικες Διαχείρισης του Συστήματος διαφόρων χωρών. Στο δεύτερο κεφάλαιο έγινε αρχικά μια συνοπτική περιγραφή του ηλεκτρικού μέρους του συστήματος που προσομοιώθηκε και στη συνέχεια παρουσιάστηκε η μοντελοποίηση των διαφόρων υποσυστημάτων της A/Γ όπως είναι το αεροδυναμικό μέρος, η ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης και ο AC/DC/AC μετατροπέας. Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφηκε λεπτομερώς η λειτουργία όλων των ελεγκτών του εξεταζόμενου συστήματος. Παρουσιάστηκαν οι κύριοι ελεγκτές που είναι ενεργοί καθ' όλη τη διάρκεια της λειτουργίας της A/Γ και συνίστανται στον ελεγκτή του μετατροπέα πλευράς γεννήτριας (generator-side converter controller), τον ελεγκτή του μετατροπέα πλευράς δικτύου (grid-side converter controller), τον ελεγκτή της διάταξης συγχρονισμού με το δίκτυο (PLL) και τον ελεγκτή βήματος της έλικας (pitch controller). Τέλος, στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν αποτελέσματα προσομοιώσεων για διαταραχές του ανέμου και του δικτύου και αναλύθηκε η δυναμική συμπεριφορά της A/Γ.

5.2. Σχόλια και Συμπεράσματα

Από την ανάλυση που έχει προηγηθεί στα προηγούμενα κεφάλαια και κυρίως από τα αποτελέσματα του τέταρτου κεφαλαίου, συμπεραίνουμε ότι η A/Γ επιδεικνύει ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά χωρίς προβλήματα ευστάθειας υπό την επίδραση κάθε είδους διαταραχής. Συγκεκριμένα, για διακυμάνσεις της ταχύτητας ανέμου διαπιστώθηκε η σημαντική εξομάλυνση που επιτυγχάνεται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και την ισχύ εξόδου σε σύγκριση με τη μηχανική ροπή

εισόδου, επιτυγχάνοντας παράλληλα τον περιορισμό των αποκλίσεων από τη χαρακτηριστική ελέγχου των στροφών. Ο περιορισμός των αποκλίσεων από τη χαρακτηριστική ελέγχου των στροφών συνεπάγεται τη μεγιστοποίηση της παραγόμενης ενέργειας ενώ η εξομάλυνση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής συνεπάγεται τη σημαντική μείωση των μηχανικών καταπονήσεων αλλά και των διακυμάνσεων της τάσης του δικτύου, που σημαίνει ότι η εξεταζόμενη Α/Γ δε δημιουργεί προβλήματα 'flicker' στο δίκτυο. Επιπλέον οι αρμονικές εκπομπές της εξεταζόμενης Α/Γ είναι αμελητέες χάρη στο χρησιμοποιούμενο LC-φίλτρο στην έξοδο του μετατροπέα πλευράς δικτύου. Τέλος από τα αποτελέσματα της παραγράφου 4.4, για τριφασική βύθιση τάσης του δικτύου η Α/Γ καταφέρνει να ανταπεξέλθει στο σφάλμα χωρίς σημαντική DC-υπέρταση, με πρακτικά σταθερή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και χωρίς ιδιαίτερη υπερφόρτιση των μετατροπέων ισχύος που θα μπορούσε να οδηγήσει σε αποσύνδεσή της.

Συμπερασματικά λοιπόν, με την χρησιμοποίηση των κατάλληλων ελεγκτών η εξεταζόμενη Α/Γ έχει τη δυνατότητα της βέλτιστης εκμετάλλευσης της διαθέσιμης αεροδυναμικής ενέργειας και άρα της μεγιστοποίησης της παραγόμενης ενέργειας για δεδομένο αιολικό δυναμικό, ενώ παράλληλα μειώνονται οι καταπονήσεις των μηχανικών συνιστωσών, με αποτέλεσμα αφ' ενός την αύξηση της διάρκειας ζωής τους και αφ' ετέρου τη δυνατότητα μείωσης του μεγέθους τους, με θετική επίπτωση στο κόστος και το βάρος κατασκευής. Από την άλλη, η υπόψη Α/Γ είναι εξαιρετικά φιλική για το δίκτυο καθώς δεν δημιουργεί προβλήματα 'flicker' ενώ οι αρμονικές εκπομπές της είναι αμελητέες με τη χρήση του κατάλληλου LC-φίλτρου εξόδου.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι το σχεδιαστικό πρόγραμμα προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK αποδείχτηκε ότι είναι ένα πολύτιμο εργαλείο στην πρόβλεψη της συμπεριφοράς της Α/Γ, στην επιλογή των κατάλληλων παραμέτρων των ελεγκτών και στη βελτιστοποίηση γενικότερα του ελέγχου και της λειτουργίας της μηχανής.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. Petersson, “Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines”, Ph.D. dissertation, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2005.
- [2] M. Tsili, S. Papathanassiou, “A Review of Grid Code Technical Requirements for Wind Farms”, *IET Renewable Power Generation*, Vol. 3, Iss.3, March 2009.
- [3] “Technical guideline – Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network”, *Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft, BDEW*, June 2008.
- [4] “Transmission code 2007 – Network and System Rules of the German Transmission System Operators”, *Verband der Netzbetreiber, VDN*, Aug. 2007.
- [5] “Network Code – Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators”, *European Network of Transmission System Operators for Electricity, ENTSO-E*, June 2012.
- [6] S. B. Papaefthimiou and S. A. Papathanassiou, “Simulation and Control of a Variable Speed Wind Turbine with Synchronous Generator,” in Proceedings of ICEM 2006, Crete, Hellas, September 2006.
- [7] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Second Edition, IEEE Press, 2002.
- [8] A. Luna, F. K. A. Lima, P. Rodriguez, E. H. Watanabe, R. Teodorescu, “Comparison of Power Control Strategies for DFIG Wind Turbines”, in Proceedings of 34th IEEE Industrial Electronics Annual Conference (IECON 2008), Nov. 2008.
- [9] Σ. Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά ισχύος*, Τόμος Πρώτος, Εκδόσεις Συμείων, Αθήνα 2000.
- [10] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Second Edition, Elsevier, 2007.
- [11] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, Prentice Hall, 2008.

- [12] G. D. Marques, D. M. Sousa, "Stator Flux Active Damping Methods for Field-Oriented Doubly Fed Induction Generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 27, No. 3, Sep. 2012.
- [13] D. Zhi, L. Xu, "Direct Power Control of DFIG With Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 1, Mar. 2007.
- [14] S. Li, T. A. Haskew, K. A. Williams, R. P. Swatloski, "Control of DFIG Wind Turbine With Direct-Current Vector Control Configuration", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 3, No. 1, Jan. 2012.
- [15] A. Nazari, H. Heydari, "Direct Power Control Topologies for DFIG-Based Wind Plants", International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 4, No. 4, Aug. 2012.
- [16] S. Shao, E. Abdi, F. Barati, R. McMahon, "Stator-Flux-Oriented Vector Control for Brushless Doubly Fed Induction Generator", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 10, Oct. 2009.
- [17] T. Sun, Z. Chen, F. Blaabjerg, "Transient Stability of DFIG Wind Turbines at an External Short-circuit Fault", research article, Wind Energy 2005, 8:345-360.
- [18] C. Gavriluta, S. Spataru, "DFIG Fault Ride Through Control", Master's Thesis, Aalborg University, May 2011.
- [19] G. Byeon, I. K. Park, G. Jang, "Modeling and Control of a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) Wind Power Generation System for Real-time Simulations", Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 5, No. 1, 2010.
- [20] S. Vanukuru, S. Sukhavasi, "Active & Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven by a Wind Turbine", International Journal of Power System Operation and Energy Management, Vol. 1, Iss. 2, 2011.
- [21] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No. 2, March 2007.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

III: Χαρακτηριστικά και Τιμές Παραμέτρων της εξεταζόμενης Α/Γ

Στο παρόν παράρτημα δίνονται συγκεντρωτικά τα χαρακτηριστικά των διαφόρων τμημάτων της προσομοιωθείσας Α/Γ, τα οποία ελήφθησαν με βάση τη μελέτη που παρουσιάστηκε στη παρούσα εργασία, ή σε ορισμένα σημεία χρησιμοποιήθηκαν τυπικές τιμές από τη βιβλιογραφία, όπου υπήρχαν διαθέσιμες.

Πίνακας III.1 Χαρακτηριστικά Α/Γ.

Παράμετρος	Τιμή
Διάμετρος άξονα	75 m
Ταχύτητα δρομέα	9-21 ΣΑΛ
Ονομαστική ταχύτητα ανέμου	12 m/s
Ταχύτητα ανέμου εισόδου (cut in)	3.5 m/s
Ταχύτητα ανέμου αποκοπής (cut out)	25 m/s
Λόγος κιβωτίου ταχυτήτων $1:n_g$	1:100

Πίνακας III.2 Χαρακτηριστικά ΑΓΔΤ.

Παράμετρος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς	2 MVA
Ονομαστική τάση	690 V
Ονομαστική συχνότητα	50 Hz
Ζεύγη πόλων n_p	2
Σταθερά αδρανείας H (συνολική)	1 s
Εύρος ταχύτητας περιστροφής δρομέα	1200-1800 ΣΑΛ

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»

Αντίσταση στάτη r_s	0.006 pu
Αντίσταση δρομέα r_r	0.006 pu
Αντίδραση σκέδασης στάτη L_{ls}	0.125 pu
Αντίδραση σκέδασης δρομέα L_{lr}	0.125 pu
Αντίδραση μαγνήτισης L_m	4 pu

Πίνακας ΠΙ.3 Χαρακτηριστικά ρυθμιστή γωνίας βήματος.

Παράμετρος	Τιμή
Χρονική σταθερά σερβομηχανισμού	0.25 s
Μέγιστος ρυθμός μεταβολής γωνίας	± 10 deg
Μέγιστο όριο γωνίας	0-90 deg

Πίνακας ΠΙ.4 Χαρακτηριστικά LC φίλτρου εξόδου και dc link.

Παράμετρος	Τιμή
Ανά φάση αυτεπαγωγή, L_f	0.15 mH
Ανά φάση χωρητικότητα σε συνδεσμολογία Y, C_f	1 mF
Ανά φάση αντίσταση, R_f	0.01 Ω
Ονομαστική dc τάση	1300 V
Χωρητικότητα πυκνωτή C_{dc}	15 mF

Πίνακας ΠΙ.5 Χαρακτηριστικά Μ/Σ ανώψωσης.

Παράμετρος	Τιμή
Συνδεσμολογία	τρίγωνο-γειωμένος αστέρας (Delta-Y grounded)
Ονομαστική ισχύς, $S_{M/\Sigma}$	2.5 MVA
Ονομαστικές πολικές τάσεις	0.69 kV-20 kV
Επαγωγική αντίδραση, $X_{M/\Sigma}$	6.97% pu
Ωμική αντίσταση, $R_{M/\Sigma}$	0.70% pu

Πίνακας Π1.6 Χαρακτηριστικά δικτύου.

Παράμετρος	Τιμή
Ονομαστική τάση, V_n	20 kV
Ισχύς βραχυκυκλώσεως, S_k	25 MVA
Γωνία βραχυκύκλωσης, ψ_k	60°

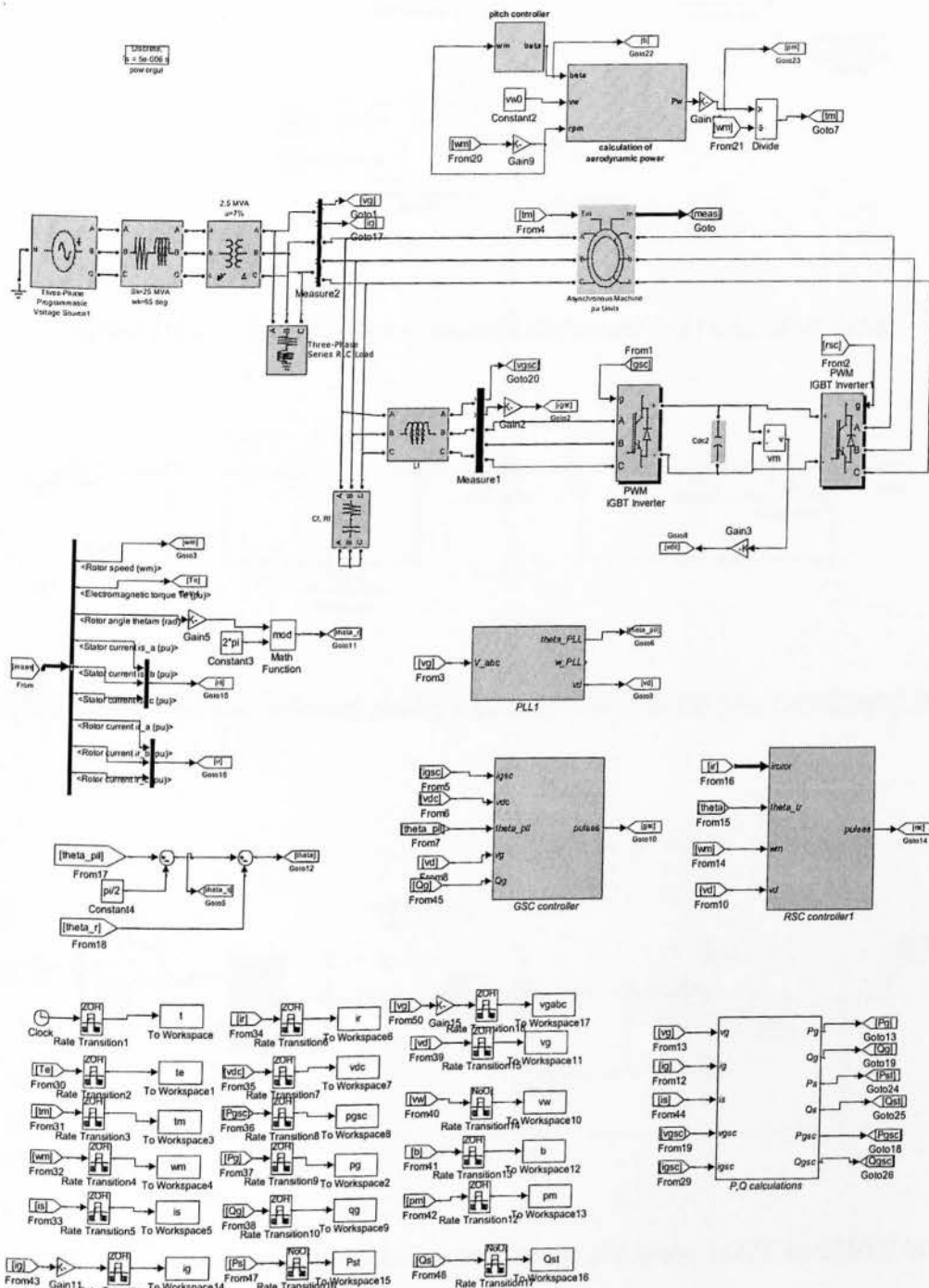
Πίνακας Π1.7 Χαρακτηριστικά PI ελεγκτών.

PI ελεγκτής	Συνάρτηση μεταφοράς (ρι τιμές εκτός του PLL)
Ρεύματος δρομέα i_r	10+500/s
Ρεύματος δικτύου i_f	10+500/s
dc τάσης	2+200/s
αέργου ισχύος Q_g	0.2+20/s
PLL	0.8+180/s
Γωνίας βήματος έλικας	200+60/s

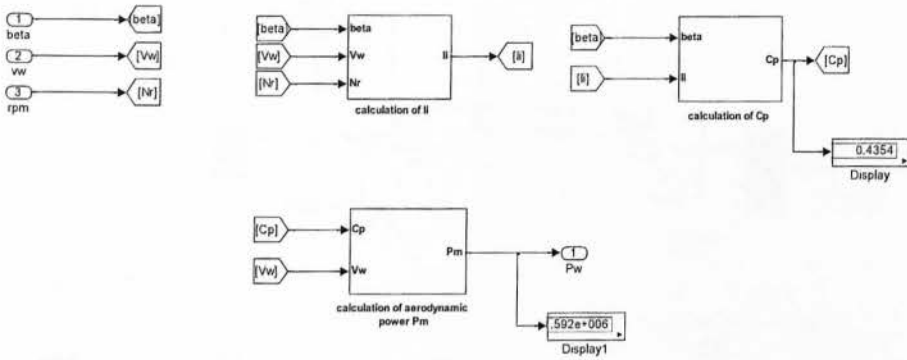
Πίνακας Π1.8 Χαρακτηριστικά φίλτρων μετρούμενων μεγεθών.

Φίλτρο	Τύπος
3Φ τάσης στάτη	Βαθυπερατό 2 ^{ης} τάξης, συχ. αποκοπής 3.5 kHz, $\zeta=0.7$
d-q ρευμάτων και dc τάσης	Βαθυπερατό 1 ^{ης} τάξης, σταθ. χρόνου 0.0001 s

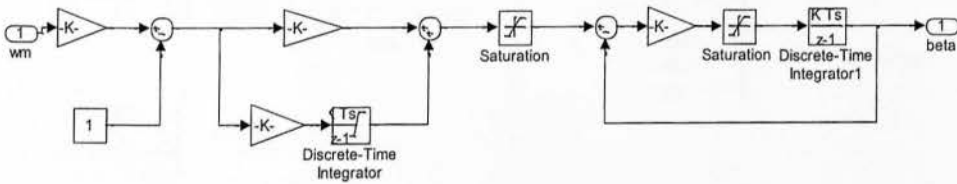
Π2: Μοντέλο A/T σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK



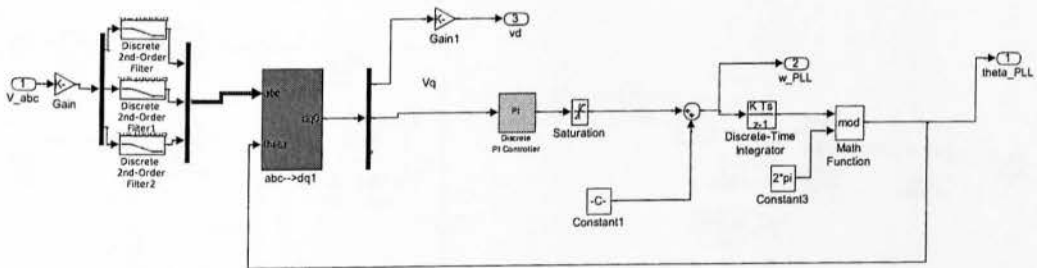
Σχήμα Π2-1 : Αναπτυχθέν μοντέλο A/T στο MATLAB/SIMULINK



Σχήμα Π2-2 : Μοντέλο αεροδυναμικού μέρους στο MATLAB/SIMULINK

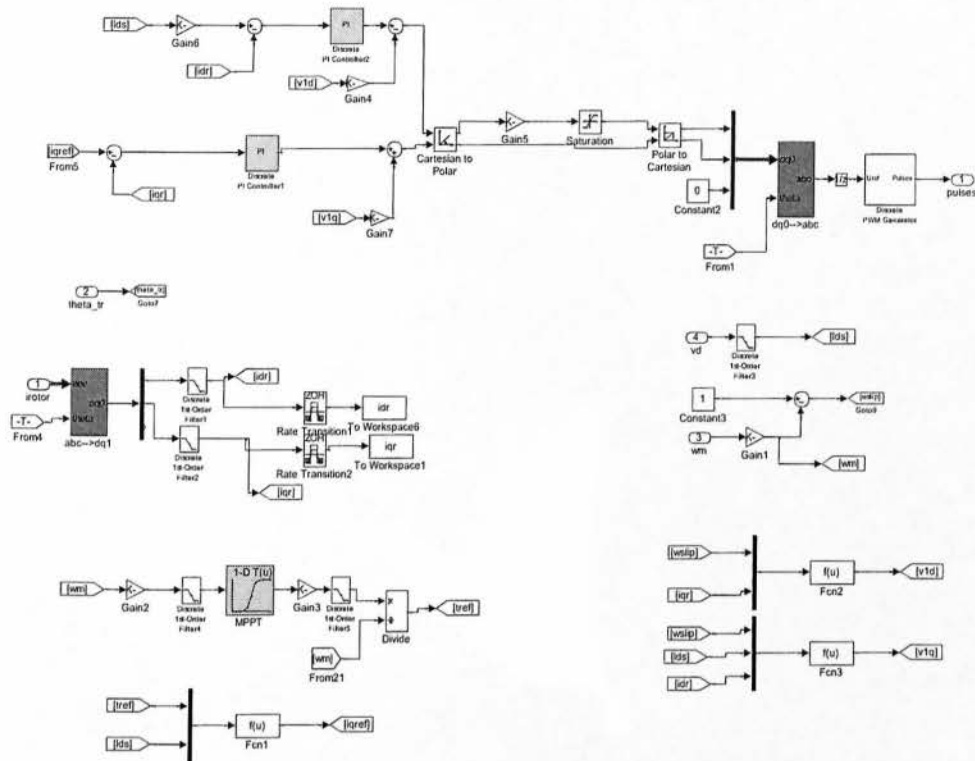


Σχήμα Π2-3 : Μοντέλο ρυθμιστή γωνίας βήματος πτερυγίων στο MATLAB/SIMULINK

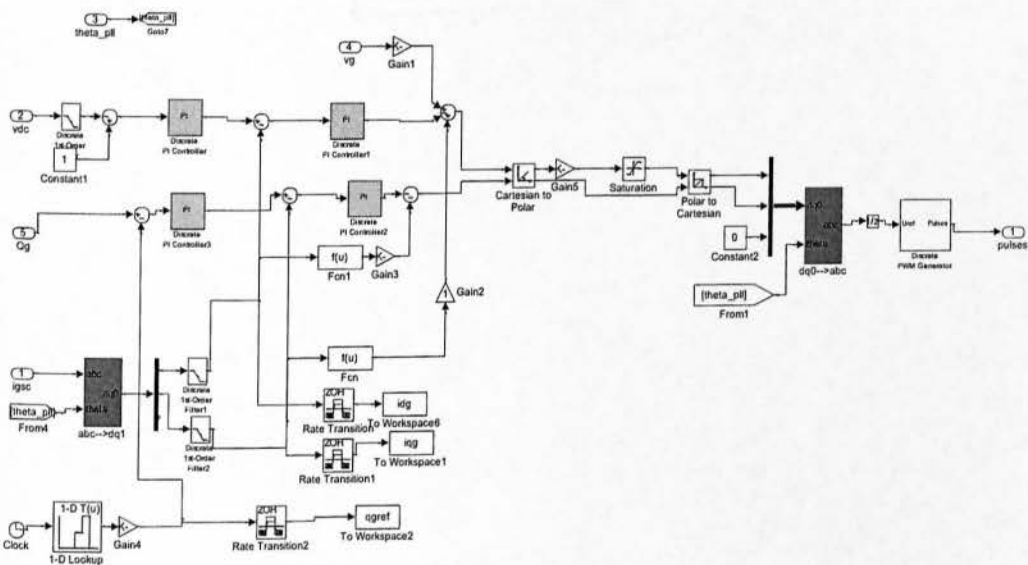


Σχήμα Π2-4 : Μοντέλο διάταξης κλειδώματος φάσης (PLL) στο MATLAB/SIMULINK

«Μοντελοποίηση και έλεγχος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης»



Σχήμα Π2-5 : Μοντέλο ελεγκτή μετατροπέα πλευράς γεννήτριας στο MATLAB/SIMULINK



Σχήμα Π2-6 : Μοντέλο ελεγκτή μετατροπέα πλευράς δικτύου στο MATLAB/SIMULINK