



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

**ΣΥΜΒΟΛΗ ΣΤΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΩΝ  
ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΑΠΟ  
ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΣΕ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟ ΜΕ  
ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χαράλαμπος Πάτσιου

Αθήνα, Ιούλιος 2011





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

**ΣΥΜΒΟΛΗ ΣΤΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΩΝ  
ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΑΠΟ  
ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΣΕ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟ ΜΕ  
ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χαράλαμπος Πάτσιου

Αθήνα, Ιούλιος 2011

.....

Χαράλαμπος Πάτσιος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Τεχνολογίας Υπολογιστών Πανεπιστημίου  
Πατρών

Copyright © Χαράλαμπος Πάτσιος, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

**ΣΥΜΒΟΛΗ ΣΤΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΩΝ  
ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΑΠΟ  
ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΣΕ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟ ΜΕ  
ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

Χαράλαμπος Πάτσιου

**Συμβουλευτική Επιτροπή:** Κλαδάς Γ. Αντώνιος

Μανιάς Ν. Στέφανος

Γιαννοπούλου - Λασκαράτου Πολυξένη

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την:.....

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

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

.....  
Γιαννοπούλου – Λασκαράτου Πολυξένη  
Επίκουρη Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....  
Παπαθανασίου Σταύρος  
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Προυσαλίδης Ιωάννης  
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Χατζηαργυρίου Νικόλαος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Σταυρακάκης Γεώργιος  
Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

Αθήνα, Ιούλιος 2011



*στους δικούς μου*



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα εργασία μελετώνται τα συστήματα ανεμογεννητριών αρχικά σε απομονωμένη λειτουργία, στη συνέχεια σε διασυνδεδεμένη λειτουργία με ηλεκτρικό δίκτυο και τέλος ενταγμένα σε μικρούς υβριδικούς σταθμούς παραγωγής από ανανεώσιμες πηγές, οι οποίοι περιλαμβάνουν και συστήματα αποθήκευσης. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις μεθοδολογίες ελέγχου ενώ παράλληλα αναπτύσσονται και συγκρίνονται εναλλακτικά δυναμικά μοντέλα αναπαράστασης των συνιστωσών των ανεμογεννητριών.

Στα πλαίσια της εργασίας αναπτύχθηκε συζευγμένο μοντέλο αναπαράστασης της γεννήτριας μονίμων μαγνητών, το οποίο συνδυάζει δυναμικό ισοδύναμο κύκλωμα με πεδιακή ανάλυση βασισμένη στη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων. Το μοντέλο που αναπτύχθηκε επέτρεψε τη μελέτη ηλεκτρικών και μηχανικών φαινομένων ανώτερης τάξης με πολύ καλή ακρίβεια. Τα αποτελέσματα του μοντέλου χρησιμοποιήθηκαν για τη σχεδίαση κατάλληλου ελεγκτή, ο οποίος επέτρεψε την αντιμετώπιση προβλημάτων κυμάτωσης της ισχύος εξόδου σε περίπτωση εκκεντρότητας της γεννήτριας.

Διερευνήθηκε η συμπεριφορά ελεγκτών για την ανεύρεση του σημείου λειτουργίας μέγιστης ισχύος της ανεμογεννήτριας (maximum power point tracking, MPPT). Στα πλαίσια αυτά σχεδιάστηκαν, υλοποιήθηκαν και αξιολογήθηκαν τέσσερις διαφορετικοί ελεγκτές MPPT ανεμογεννήτριας, συγκρίνοντας τα αποτελέσματά τους, τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και σε πειραματική διάταξη, στις περιπτώσεις βηματικής μεταβολής της ταχύτητας και πραγματικής χρονοσειράς ανέμου. Η σύγκριση των ελεγκτών οδήγησε στην ανάδειξη συγκεκριμένων πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων τους και σε πρόταση βελτιστοποίησης ελεγκτή ασαφούς λογικής μέσω κατάλληλης προσαρμογής των παραμέτρων εξόδου. Μελετήθηκε ακόμα, η διασυνδεδεμένη λειτουργία της ανεμογεννήτριας και αναπτύχθηκε ελεγκτής, ο οποίος επιτρέπει την επέκταση παραμονής στο δίκτυο της ανεμογεννήτριας σε περιπτώσεις σφαλμάτων και βυθίσεων της τάσης του δικτύου, σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα, επιτυγχάνοντας παράλληλα περιορισμό του ρεύματος στις περιπτώσεις αυτές.

Τέλος αναλύθηκε η λειτουργία της ανεμογεννήτριας στα πλαίσια ενός αυτόνομου υβριδικού σταθμού παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από Α.Π.Ε., ο οποίος συνδυάζει τεχνολογίες υδρογόνου για παραγωγή – αποθήκευση ενέργειας. Προτάθηκε νέα μεθοδολογία διαχείρισης των συνιστωσών, η οποία εξασφαλίζει την αδιάλειπτη παροχή ισχύος στο φορτίο, σε συνδυασμό με αυξημένη αξιοπιστία και απόδοση του συστήματος.

**Λέξεις κλειδιά:** Ηλεκτροπαραγωγή, ανεμογεννήτρια, γεννήτρια μονίμων μαγνητών, ανεύρεση του σημείου λειτουργίας στη μέγιστη ισχύ, υβριδικός σταθμός παραγωγής, κυψέλη υδρογόνου ανταλλαγής πρωτονίων, ηλεκτρόλυση, ηλεκτρολύτης.

# ABSTRACT

The present thesis develops appropriate models for the representation of the operating characteristics of wind generator systems during autonomous as well as grid-connected operation.

As far as the autonomous operation is concerned, an extensive investigation of different control strategies has been performed and appropriate maximum power point tracking (MPPT) control techniques have been proposed. For grid-connected operation cases, innovative controllers for the improvement of wind generator behavior during faults have been developed. Moreover, a small autonomous hybrid system including wind generators as well as proton exchange membrane fuel cells and electrolyzers has been investigated.

In a first step a coupled field and circuit model has been developed for the permanent magnet generator employed, providing adequate representation of higher order electrical and mechanical phenomena. Based on this model, an appropriate control method has been proposed enabling reduction of the output power ripple due to rotor eccentricity.

In a second step, regarding the control of the wind generator under autonomous operation, four different MPPT controllers have been designed and implemented in a prototype wind generator system. These controllers have been evaluated through simulated results validated by measurements under both step and measured wind speed variations. The comparison of the respective system responses illustrated several advantages and disadvantages of each methodology leading to the proposal of a particular optimal controller based on fuzzy logic techniques. Moreover, a controller for grid-connected operation has been developed, enabling extension of the interconnected wind turbine operation under grid faults or voltage sags, according to the international standards, achieving equally current reduction.

Finally, the wind generator has been studied as a part of a small renewable energy hybrid production plant. A particular control strategy has been proposed, combining uninterrupted load supply, increased system reliability, avoidance of frequent unnecessary on/off cycling of the fuel cell and transients of power supply for the electrolyzer.

**Key-words:** Electrical energy production, wind generator, permanent magnet machine, maximum power point tracking, hybrid power system, proton exchange membrane fuel cell, electrolysis, electrolyzer.

# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα εργασία, εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστώ θερμά, αφενός τον επιβλέποντα της εργασίας μου Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά του οποίου η συμπαράσταση υπήρξε αμέριστη και αφετέρου τα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής Καθηγητή κ. Στέφανο Μανιά και Επίκουρη Καθηγήτρια κα. Γιαννοπούλου-Λασκαράτου Πολυξένη. Τους ευχαριστήσω τόσο για την θετική τους διάθεση όσο και για την επιστημονική τους συνδρομή.

Δεν είναι λίγοι οι συνάδελφοι και συνεργάτες οι οποίοι στάθηκαν δίπλα μου συμβάλλοντας, ο καθένας με τον τρόπο του, στην εκπόνηση της εργασίας μου. Ευχαριστώ θερμά τους συνάδελφους Διδάκτορες Κιμουλάκη Νίκο, Ροβολή Παναγιώτη, Τσίλη Μαρίνα, Τάτη Κώστα, και Κεφάλια Θέμη, καθώς και στους Υποψήφιους Διδάκτορες, Ευάγγελο Τσαμπούρη, Μπενιακάρ Μίνωα, Λάζαρη Βασίλη, Λάσκαρη Κώστα, Κακοσίμο Παναγιώτη και Κώστα Παύλου. Ιδιαίτερος ευχαριστώ το Διδάκτορα Αντώνη Χανιώτη για την καθοριστική συνδρομή του αλλά κυρίως για το ήθος του το οποίο στάθηκε φωτεινό παράδειγμα καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής μου.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες εκφράζω στο προσωπικό με το οποίο συνεργάστηκα στον Τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π. και κυρίως στον Παναγιώτη Ζάννη για την πολυδιάστατη βοήθεια του και την υπομονή του.

Τέλος εκφράζω ευγνωμοσύνη στην οικογένειά μου η οποία στήριξε όλα αυτά τα χρόνια την προσπάθειά μου με κατανόηση και θυσίες.

Χαράλαμπος Πάτσιος

Ιούλιος 2011





## Πίνακας Περιεχομένων

|  |    |
|--|----|
| <b>Εισαγωγή</b>  | 1  |
| <b>Κεφάλαιο 1: Τεχνολογίες και λειτουργικά χαρακτηριστικά ανεμογεννητριών και υβριδικών συστημάτων</b>                   | 4  |
| 1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας - Παρούσα κατάσταση  | 5  |
| 1.2 Αιολική Ενέργεια   | 6  |
| 1.3 Τεχνολογίες ανεμογεννητριών  | 11 |
| 1.3.1 Επικρατέστερες διαμορφώσεις ηλεκτρικού μέρους ανεμογεννητριών  | 12 |
| 1.3.2 Συνήθεις τοπολογίες μετατροπών σε συστήματα ανεμογεννητριών  | 15 |
| 1.4 Περιγραφή της υπό μελέτη διάταξης  | 16 |
| 1.5 Μέθοδοι ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος   | 16 |
| 1.6 Διασύνδεση ανεμογεννητριών στο δίκτυο  | 23 |
| 1.7 Χρήση ανεμογεννητριών σε υβριδικά συστήματα που συνδυάζουν φωτοβολταϊκά και τεχνολογίες υδρογόνου                    | 25 |
| 1.8 Βιβλιογραφία   | 27 |
| <b>Κεφάλαιο 2: Μοντελοποίηση υποσυστημάτων ανεμογεννητριών</b>   | 29 |
| 2.1 Περιγραφή μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν  | 29 |
| 2.2 Γεννήτρια Μονίμων Μαγνητών   | 32 |
| 2.2.1 Διαμόρφωση Γεννήτριας Μονίμων Μαγνητών και Κυριότερα Λειτουργικά Χαρακτηριστικά                                    | 32 |
| 2.2.2 Μοντέλα Αναπαράστασης της Γεννήτριας Μονίμων Μαγνητών  | 33 |
| 2.2.2.1 Μοντέλο γενικευμένης θεωρίας ηλεκτρικών μηχανών  | 33 |
| 2.2.2.2 Συζευγμένο μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης βασισμένης σε μεθόδους πεπερασμένων στοιχείων | 35 |
| 2.2.3 Μελέτη φαινομένων εκκεντρότητας  | 41 |
| 2.2.3.1 Περιγραφή προβλήματος  | 41 |
| 2.2.3.2 Μοντελοποίηση της γεννήτριας για προσομοίωση εκκεντρότητας   | 41 |
| 2.2.3.3 Σχεδιασμός ελεγκτή για την αντιμετώπιση της εκκεντρότητας της μηχανής  | 46 |
| 2.2.4 Απλοποιημένο μοντέλο γεννήτριας – ανορθωτή   | 47 |
| 2.3 Αεροδυναμικό μέρος   | 51 |
| 2.4 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης   | 54 |
| 2.5 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης  | 56 |
| 2.6 Βιβλιογραφία   | 57 |
| <b>Κεφάλαιο 3: Ανάλυση απομονωμένης λειτουργίας A/Γ</b>  | 58 |
| 3.1 Ελεγκτές ανεύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος   | 58 |
| 3.1.1 Στόχοι Συστήματος Ελέγχου Ανεμογεννήτριας  | 58 |
| 3.1.2 Οικογένειες τεχνικών MPPT για ανεμογεννήτριες  | 61 |
| 3.2 Μέθοδος Βασισμένη σε Δεδομένες Χαρακτηριστικές Καμπύλες Λειτουργίας  | 62 |
| 3.2.1 Περιγραφή  | 62 |
| 3.2.2 Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου  | 63 |
| 3.2.3 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας  | 66 |

|  |  |            |
|--|--|------------|
| 3.2.4  | Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας χρησιμοποιώντας υποβέλτιστη χαρακτηριστική λειτουργίας   | 69         |
| 3.2.5  | Αξιολόγηση   | 70         |
| 3.3  | Μέθοδος Ανίχνευσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος μέσω Μικρών Μεταβολών (P&O)   | 71         |
| 3.3.1  | Περιγραφή  | 71         |
| 3.3.2  | Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου  | 75         |
| 3.3.3  | Απόκριση του συστήματος σε εξομοιωμένη πραγματική κατάσταση λειτουργίας  | 78         |
| 3.3.4  | Επίδραση της επιλογής του βήματος και της αρχικοποίησης της σχετικής διάρκειας αγωγής στη λειτουργία του συστήματος. | 80         |
| 3.3.5  | Ειδική περίπτωση P&O - Υβριδικός ελεγκτής  | 83         |
| 3.3.5  | Αξιολόγηση   | 86         |
| 3.4  | Μέθοδος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος Βασισμένη στην Ασαφή Λογική  | 87         |
| 3.4.1  | Περιγραφή  | 87         |
| 3.4.1.1  | Σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου και μοντέλο προσομοίωσης   | 90         |
| 3.4.2  | Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου  | 94         |
| 3.4.3  | Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας  | 97         |
| 3.4.4  | Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας- Περίπτωση ισχυρού ανέμου                                | 99         |
| 3.4.5  | Αξιολόγηση   | 101        |
| 3.5  | Μέθοδος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος Βασισμένη σε Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα                              | 101        |
| 3.5.1  | Περιγραφή  | 101        |
| 3.5.2  | Θεωρητική ανάλυση ελέγχου ανεμογεννήτριας με τεχνητά νευρωνικά δίκτυα – τοπολογίες ελέγχου                           | 102        |
| 3.5.3  | Σχεδιασμός Τεχνητών Νευρωνικών Ελεγκτών για τον έλεγχο Α/Γ   | 104        |
| 3.5.4  | Η εκπαίδευση του νευρωνικού ελεγκτή  | 106        |
| 3.5.5  | Αποτελέσματα εκπαίδευσης νευρωνικού ελεγκτή  | 108        |
| 3.5.6  | Το μοντέλο προσομοίωσης  | 110        |
| 3.5.7  | Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου  | 111        |
| 3.5.8  | Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας  | 114        |
| 3.5.9  | Αξιολόγηση   | 116        |
| 3.6  | Σύγκριση των μεθόδων ελέγχου   | 117        |
| 3.6.1  | Απόκριση των συστημάτων σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου  | 117        |
| 3.6.2  | Απόκριση των συστημάτων σε εξομοιωμένη πραγματική κατάσταση λειτουργίας  | 120        |
| 3.6.3  | Συμπεράσματα   | 123        |
| 3.7  | Βιβλιογραφία   | 124        |
| <b>Κεφάλαιο 4: Ανάλυση διασυνδεδεμένης λειτουργίας Α/Γ</b> |  | <b>125</b> |
| 4.1  | Περιγραφή διασυνδεδεμένης λειτουργίας - Απαιτήσεις κωδίκων   | 125        |
| 4.1.1  | Ανοχή σε βυθίσεις τάσης και αποκρίσεις σε περίπτωση βύθισης τάσης του  | 126        |

|   |   |     |
|---|---|-----|
| δικτύου   |   |     |
| 4.2   | Σχεδίαση ελεγκτή αντιστροφέα για διασυνδεδεμένη λειτουργία  | 127 |
| 4.3   | Διασυνδεδεμένη λειτουργία   | 132 |
| 4.3.1   | Αποκρίσεις για σταθερή αεροδυναμική ροπή  | 132 |
| 4.3.2   | Αποκρίσεις σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας   | 140 |
| 4.4   | Λειτουργία υπό διαταραχές της τάσης του δικτύου   | 143 |
| 4.4.1   | Σχεδίαση συστήματος ελέγχου Α/Γ για ανοχή σε σφάλματα και διαταραχές βύθισης τάσης                                    | 144 |
| 4.4.2   | Ελεγκτής περιορισμού ρεύματος   | 146 |
| 4.5   | Σύνοψη  | 151 |
| 4.6   | Βιβλιογραφία  | 152 |
| <b>Κεφάλαιο 5: Ένταξη Α/Γ σε υβριδικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που συνδυάζει Α/Γ, Φ/Β και διατάξεις υδρογόνου</b> |   | 153 |
| 5.1   | Εισαγωγή  | 153 |
| 5.2   | Σχεδιασμός του συστήματος   | 155 |
| 5.2.1   | Διαστασιολόγηση των παραμέτρων του συστήματος   | 155 |
| 5.2.1.1   | Δεδομένα προσομοίωσης   | 156 |
| 5.2.1.2   | Τεχνο-οικονομικά αποτελέσματα   | 159 |
| 5.2.1.3   | Ενεργειακά αποτελέσματα   | 160 |
| 5.2.2   | Διάταξη του συστήματος  | 163 |
| 5.3   | Μοντελοποίηση   | 165 |
| 5.3.1   | Μοντελοποίηση ανεμογενήτριας  | 165 |
| 5.3.2   | Μοντελοποίηση φωτοβολταϊκής συστοιχίας  | 166 |
| 5.3.3   | Μοντελοποίηση κυψέλης καυσίμου  | 166 |
| 5.3.4   | Μοντελοποίηση ηλεκτρολύτη   | 181 |
| 5.3.5   | Μοντελοποίηση συστοιχίας υπερπυκνωτών   | 183 |
| 5.4   | Έλεγχος του συστήματος  | 186 |
| 5.4.1   | Λειτουργικοί περιορισμοί κυψέλης καυσίμου PEM   | 186 |
| 5.4.2   | Λειτουργικοί περιορισμοί ηλεκτρολύτη PEM  | 193 |
| 5.4.3   | Παραμετροποίηση του ελέγχου λαμβάνοντας υπόψη την απόδοση της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη                    | 197 |
| 5.4.4   | Αλγόριθμος ελέγχου  | 199 |
| 5.5   | Αποτελέσματα  | 201 |
| 5.5.1   | Αξιολόγηση του συστήματος για μια τυπική θερινή και χειμερινή μέρα χρησιμοποιώντας τον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου | 202 |
| 5.5.2   | Αξιολόγηση του συστήματος για μια τυπική θερινή μέρα χωρίς τη χρήση του προτεινόμενου ελέγχου                         | 206 |
| 5.6   | Συμπεράσματα  | 209 |
| 5.7   | Βιβλιογραφία  | 209 |
| <b>Κεφάλαιο 6: Συμπεράσματα</b>   |   | 211 |
| 6.1   | Κύρια συμπεράσματα της εργασίας   | 211 |
| 6.2   | Σημεία προαγωγής της επιστήμης  | 213 |
| 6.3   | Εργασίες για περαιτέρω έρευνα   | 214 |
| <b>Λίστα των εργασιών στα πλαίσια εκπόνησης της διατριβής</b>   |   | 215 |



---

# Εισαγωγή

---

Στην παρούσα εργασία μελετώνται τα συστήματα ανεμογεννητριών αρχικά σε απομονωμένη λειτουργία, στη συνέχεια σε διασυνδεδεμένη λειτουργία με ηλεκτρικό δίκτυο και τέλος ενταγμένα σε μικρούς υβριδικούς σταθμούς παραγωγής από ανανεώσιμες πηγές, οι οποίοι περιλαμβάνουν και συστήματα αποθήκευσης. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις μεθοδολογίες ελέγχου ενώ παράλληλα αναπτύσσονται και συγκρίνονται εναλλακτικά δυναμικά **μοντέλα αναπαράστασης των συνιστωσών των ανεμογεννητριών**.

Στην περίπτωση **απομονωμένης λειτουργίας** θεωρείται ότι η ανεμογεννήτρια (Α/Γ) τροφοδοτεί παθητικά φορτία μέσω κατάλληλων μετατροπών ισχύος. Αναπτύσσονται ελεγκτές οι οποίοι αποσκοπούν στη μεγιστοποίηση της παραγόμενης ισχύος από το αεροδυναμικό μέρος (διαδικασία ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος, Maximum Power Point Tracking, MPPT). Διερευνάται η συμπεριφορά τεσσάρων διαφορετικών ελεγκτών MPPT και συγκρίνονται οι επιδόσεις τους τόσο σε βηματικές μεταβολές όσο και σε τυπικές χρονοσειρές ανέμου.

Κατά τη **διασυνδεδεμένη λειτουργία** της ανεμογεννήτριας μελετάται η συμπεριφορά του συστήματος τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και σε περιπτώσεις σφαλμάτων στην πλευρά του δικτύου. Προτείνεται ένας νέος ελεγκτής του αντιστροφέα ισχύος που χρησιμοποιείται για τη διασύνδεση με το δίκτυο, ο οποίος βελτιώνει τη λειτουργία του συστήματος σε συνθήκες σφαλμάτων, ενώ παράλληλα δίνει και τη δυνατότητα ρύθμισης της άεργου ισχύος.

Τέλος μελετάται η λειτουργία της Α/Γ ως συνιστώσας μικρού **υβριδικού σταθμού** παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σε συνδυασμό με φωτοβολαϊκές πηγές και διατάξεις υδρογόνου. Προτείνεται μία βελτιωμένη μέθοδος διαχείρισης των πηγών και των διατάξεων αποθήκευσης και συγκεκριμένα αναπτύσσεται στρατηγική ελέγχου, η οποία επιτρέπει την αύξηση της αξιοπιστίας κυψέλης καυσίμου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων και συσκευής ηλεκτρόλυσης.

Ειδικότερα, η εργασία αναπτύσσεται σε έξι κεφάλαια ως εξής:

Στο **1<sup>ο</sup> κεφάλαιο** αρχικά παρουσιάζονται πρόσφατα στοιχεία σχετικά με τη διείδυση των Α.Π.Ε. και ειδικότερα της αιολικής ισχύος στον παγκόσμιο ενεργειακό χάρτη. Στη συνέχεια επιχειρείται μια ανασκόπηση των εναλλακτικών διαμορφώσεων ανεμογεννητριών. Αναλύονται τα λειτουργικά χαρακτηριστικά ανεμογεννητριών σε απομονωμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία και γίνεται μία επισκόπηση των μεθόδων ελέγχου, οι οποίες

χρησιμοποιούνται στις αντίστοιχες περιπτώσεις. Επιπλέον, εξετάζεται η λειτουργία της ανεμογεννήτριας σε μικρούς υβριδικούς σταθμούς παραγωγής.

Στο **2<sup>ο</sup> κεφάλαιο** περιγράφονται τα υποσυστήματα της ανεμογεννήτριας και αναπτύσσονται μοντέλα για την αναπαράστασή τους. Έμφαση δίνεται στο μοντέλο της γεννήτριας μονίμων μαγνητών το οποίο χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διερεύνηση των ανεμογεννητριών. Αρχικά πραγματοποιείται μια επισκόπηση των κυριότερων λειτουργικών χαρακτηριστικών της γεννήτριας και παρουσιάζεται η μεθοδολογία ανάπτυξης ενός συζευγμένου δυναμικού μοντέλου συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης. Με βάση το μοντέλο αυτό μελετώνται φαινόμενα ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων των ηλεκτρικών μεγεθών, φαινόμενα μηχανικών ταλαντώσεων της ανεμογεννήτριας και προτείνεται μία μεθοδολογία ελέγχου για την αντιμετώπισή τους. Τα μοντέλα των υπόλοιπων υποσυστημάτων χωρίζονται σε δύο κατηγορίες με βάση τη χρονική κλίμακα ενδιαφέροντος: η μία κατηγορία βασίζεται σε εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του συστήματος με μέσες χρονικές τιμές (χρονικές μεταβολές ενεργού τιμής ηλεκτρικών μεγεθών), ενώ η άλλη αναπαριστά τις στιγμιαίες μεταβολές των ηλεκτρικών μεγεθών (δυναμικό μοντέλο πραγματικού χρόνου).

Στο **3<sup>ο</sup> κεφάλαιο** αναλύεται η απομονωμένη λειτουργία της ανεμογεννήτριας. Αρχικά περιγράφονται οι στόχοι ενός συστήματος MPPT και στη συνέχεια συγκρίνονται τέσσερις διαφορετικοί τύποι αντίστοιχων ελεγκτών. Αξιολογείται η συμπεριφορά και οι επιδόσεις του συστήματος τόσο σε βηματικές μεταβολές όσο και σε τυπικές χρονοσειρές ανέμου και προτείνεται κατάλληλη προσαρμογή των παραμέτρων ενός ελεγκτή βασισμένου σε ασαφή λογική.

Στο **4<sup>ο</sup> κεφάλαιο** αναλύεται η διασυνδεδεμένη λειτουργία της ανεμογεννήτριας. Αρχικά περιγράφονται οι σύγχρονες απαιτήσεις των κωδίκων του συστήματος σχετικά με τα αιολικά πάρκα και στη συνέχεια περιγράφεται η σχεδίαση ενός ελεγκτή για τη διασυνδεδεμένη λειτουργία της ανεμογεννήτριας. Παρουσιάζεται η λειτουργία του ελεγκτή για σταθερή και μεταβαλλόμενη αεροδυναμική ροπή αλλά και σε περιπτώσεις διαταραχών της τάσης του δικτύου. Περιγράφεται λεπτομερώς η μεθοδολογία, η οποία χρησιμοποιείται για την ικανοποίηση των κριτηρίων ανοχής σε σφάλματα και σε διαταραχές βύθισης τάσης καθώς και για τον περιορισμό των ρευμάτων στις αντίστοιχες περιπτώσεις.

Στο **5<sup>ο</sup> κεφάλαιο** μελετάται η λειτουργία υβριδικού σταθμού παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας ο οποίος συνδυάζει ανεμογεννήτρια, φωτοβολταϊκές πηγές και διατάξεις υδρογόνου. Αρχικά, γίνεται η διαστασιολόγηση του συστήματος με βάση ετήσιες μετρήσεις ταχύτητας ανέμου και ηλιοφάνειας για ένα νησί του Β.Α. Αιγαίου θεωρώντας ως φορτίο ένα τυπικό οικιακό καταναλωτή, με χρήση κατάλληλου λογισμικού προσομοίωσης και μελετώνται τόσο οι τεχνο-οικονομικές, όσο και οι ενεργειακές επιδόσεις του συστήματος. Στη συνέχεια

περιγράφεται η μοντελοποίηση των επιμέρους υποσυστημάτων του σταθμού και σχεδιάζεται ελεγκτής διαχείρισης του συστήματος, ο οποίος επιτρέπει την αυτόνομη λειτουργία του σταθμού. Αναλύεται 24ωρη λειτουργία τόσο σε θερινές όσο και σε χειμερινές συνθήκες και προτείνεται στρατηγική ελέγχου σύμφωνα με την οποία εξασφαλίζεται η επέκταση ζωής της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη χωρίς να παραβιάζεται το κριτήριο της αδιάλειπτης τροφοδότησης των φορτίων, ενώ παράλληλα επιτυγχάνεται ασφαλής και αποδοτική λειτουργία του συστήματος.

Στο **6<sup>ο</sup> κεφάλαιο** συγκεντρώνονται τα κύρια συμπεράσματα της εργασίας, εντοπίζονται τα σημεία προαγωγής της επιστήμης και προτείνονται εργασίες για περαιτέρω έρευνα.

Σημειώνεται ότι η εργασία περιλαμβάνει τα παρακάτω στοιχεία καινοτομίας:

- ανάπτυξη ενός **νέου συζευγμένου ηλεκτρικού-μαγνητικού μοντέλου** ηλεκτρογεννήτριας με θεώρηση των ανώτερων αρμονικών φαινομένων το οποίο επέτρεψε τη λεπτομερή περιγραφή των μηχανικών ταλαντώσεων της ανεμογεννήτριας και την εισαγωγή **κατάλληλου ελεγκτή** για τον περιορισμό τους.
- **προσαρμογή των παραμέτρων ελεγκτή MPPT** βασισμένου σε **ασαφή λογική** μετά από διερεύνηση της συμπεριφοράς τεσσάρων διαφορετικών ελεγκτών MPPT και διεξοδική αποτίμηση των επιδόσεων σε βηματικές μεταβολές και τυπικές χρονοσειρές ανέμου.
- ανάπτυξη ενός **εύρωστου ελεγκτή** ο οποίος επιτρέπει, επικουρικά ως προς τη βελτιστοποίηση της απόδοσης της Α/Γ, τη βελτίωση της ικανότητας ανοχής σφαλμάτων (Fault ride Through capability, FRT) και διαταραχών βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through capability, LVRT).
- διαμόρφωση **μιας νέας στρατηγικής ελέγχου** κατά τη λειτουργία Α/Γ σε συνδυασμό με κυψέλη καυσίμου τύπου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων σε μικρό υβριδικό σύστημα, η οποία **επιτρέπει την επέκταση ζωής της κυψέλης** χωρίς να παραβιάζεται το κριτήριο **αδιάλειπτης τροφοδότησης των φορτίων** ενώ ταυτοχρόνως επιτυγχάνεται ασφαλής λειτουργία του συστήματος.

---

## Κεφάλαιο 1

---

### **Τεχνολογίες και λειτουργικά χαρακτηριστικά ανεμογεννητριών και υβριδικών συστημάτων**

Η τεχνολογία των ανεμογεννητριών αποτελεί σήμερα μία από της σημαντικότερες ανερχόμενες τεχνολογίες του κλάδου των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (Α.Π.Ε.). Ξεκινώντας στις αρχές της δεκαετίας του '80 με μερικές δεκάδες κιλοβάτ παραγόμενης ισχύος ανά τον κόσμο, σήμερα εγκαθίστανται μεμονωμένες ανεμογεννήτριες ισχύος ακόμη και αρκετών μεγαβάτ εκάστη. Όπως θα αναδειχθεί και με βάση τα στοιχεία τα οποία παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο, η αιολική ενέργεια κατέχει την πρώτη θέση στην εγκατεστημένη ισχύ από Α.Π.Ε. ενώ είναι ταυτόχρονα και ο ταχύτερα αναπτυσσόμενος κλάδος του τομέα, παράγοντας ετησίως 260 TWh ενέργειας και μειώνοντας τις εκπομπές CO<sub>2</sub> κατά 158 εκατομμύρια τόνους/έτος. Η μεγάλη, ωστόσο, διείσδυση των ανεμογεννητριών στο ενεργειακό μίγμα συνεπάγεται ότι, πλέον, έχουν ενεργό ρόλο στην ισορροπία και στην εύρυθμη λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο παρελθόν οι τεχνολογίες των ανεμογεννητριών στηρίζονταν κυρίως σε συστήματα σταθερών στροφών με γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού γεγονός που συνεπαγόταν τη μεταφορά της κυμάτωσης ισχύος του ανέμου στο δίκτυο, ενώ παράλληλα δεν υπήρχε έλεγχος στην εγχεόμενη ενεργό και άεργο ισχύ τους, οι οποίες παίζουν καθοριστικό ρόλο στη ρύθμιση της συχνότητας και του πλάτους της τάσης [1]-[2]. Σήμερα η αυξημένη διείσδυση επιβάλλει τη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και διατάξεων προστασίας για τη διασύνδεση των ανεμογεννητριών στο δίκτυο έτσι ώστε οι συγκεκριμένες παράμετροι να είναι ελεγχόμενες. Με τον τρόπο αυτό, οι ανεμογεννήτριες γίνονται από πηγές ενέργειας, ελεγχόμενες πηγές ισχύος.

Στα σημερινά συστήματα ανεμογεννητριών ελέγχεται τόσο η **ενεργός ισχύς** η οποία προσλαμβάνεται από την ανεμογεννήτρια, όσο και η **άεργος ισχύς** που ανταλλάσσεται με το δίκτυο ενώ έχουν θεσπιστεί συγκεκριμένα **πρότυπα που διέπουν τη διασυνδεδεμένη λειτουργία** των ανεμογεννητριών κατά τη μόνιμη κατάσταση, αλλά και κατά τη διάρκεια σφαλμάτων. Ταυτόχρονα λόγω του **χαμηλού** τους, πλέον, **κόστους** αλλά και της **υψηλής** τους **απόδοσης** παίζουν πρωτεύοντα ρόλο σε **υβριδικά συστήματα ως κύριες πηγές ενέργειας**.

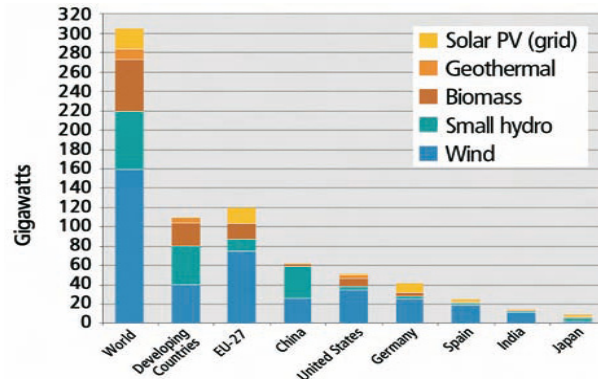


## 1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας - Παρούσα κατάσταση

Τα τελευταία χρόνια γίνεται όλο και περισσότερο κοινή συνείδηση η ανάγκη αποδοτικότερης χρησιμοποίησης των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) δηλαδή μορφών εκμεταλλεύσιμης ενέργειας που προέρχονται από διάφορες φυσικές διαδικασίες. Η ανάγκη για την ευρύτερη αξιοποίηση των ΑΠΕ, καθώς και για την ανάπτυξη αξιόπιστων και οικονομικά αποδοτικών τεχνολογιών που δεσμεύουν το δυναμικό τους παρουσιάστηκε αρχικά μετά την πρώτη πετρελαϊκή κρίση του 1973 και παγιώθηκε την τελευταία δεκαετία, μετά τη συνειδητοποίηση των παγκόσμιων περιβαλλοντικών προβλημάτων. Εξετάζοντας ένα πρόσφατο χρονικό παράθυρο από το 2004 μέχρι σήμερα η θέση των ΑΠΕ στο παγκόσμιο ενεργειακό ισοζύγιο έχει παρουσιάσει σημαντική βελτίωση. **Οι συνολικές επενδύσεις του τομέα των ΑΠΕ άγγιξαν το 2009 τα 150 δισεκατομμύρια δολάρια** [36]. Μόνο στην τετραετία από το τέλος του 2004 έως το τέλος του 2008 η εγκατεστημένη ισχύς φωτοβολταϊκών σημείωσε εξαπλασιασμό φτάνοντας τα 16 GW, η εγκατεστημένη αιολική ισχύς αυξήθηκε κατά 250% αγγίζοντας τα 121 GW ενώ η συνολική εγκατεστημένη ισχύς από ΑΠΕ αυξήθηκε κατά 75% αγγίζοντας τα 280GW. Την ίδια περίοδο η εγκατεστημένη ισχύς από ηλιακή θέρμανση σημείωσε διπλασιασμό φτάνοντας τα 145 GW<sub>th</sub>, η παραγωγή βιοντίζελ εξαπλασιάστηκε φτάνοντας τα 12 δισεκατομμύρια λίτρα το χρόνο, ενώ η παραγωγή αιθανόλης διπλασιάστηκε στα 67 δισεκατομμύρια λίτρα το χρόνο.

Μόνο το 2008 η εγκατεστημένη αιολική ισχύς αυξήθηκε κατά 29% ενώ η εγκατεστημένη ισχύς από διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά αυξήθηκε κατά 70%. Η εγκατεστημένη ισχύς από ηλιακή θέρμανση αυξήθηκε κατά 15% ενώ η ετήσια παραγωγή αιθανόλης και βιοντίζελ αυξήθηκε κατά 34%. Η ισχύς των μικρών υδροηλεκτρικών αυξήθηκε κατά 8%. **Το 2008 οι Η.Π.Α. κατέλαβαν την πρώτη θέση σε επενδύσεις σε νέα εγκατεστημένη ισχύ από ΑΠΕ με επενδύσεις ύψους 24 δισεκατομμυρίων δολαρίων** που αντιστοιχεί στο 20% των συνολικών παγκόσμιων επενδύσεων για το ίδιο έτος. Οι ΗΠΑ κατέλαβαν επίσης την πρώτη θέση τόσο σε νέα εγκατεστημένη όσο και σε συνολική αιολική ισχύ ξεπερνώντας τη, για καιρό πρώτη, Γερμανία. Η Κίνα διπλασίασε για πέμπτη συνεχόμενη χρονιά την εγκατεστημένη αιολική της ισχύ καταλαμβάνοντας την τέταρτη θέση παγκοσμίως. Αξιοσημείωτο είναι **επίσης το γεγονός πως, μόνο το 2008, οι ΗΠΑ και η ΕΕ πρόσθεσαν περισσότερη νέα ισχύ από ΑΠΕ παρά από συμβατικές πηγές** (συμπεριλαμβανομένου άνθρακα, φυσικού αερίου, πετρελαίου και πυρηνικών). Στο Σχ. 1.1 φαίνεται η εγκατεστημένη ισχύς ανά τύπο έως το τέλος του 2009 στον αναπτυσσόμενο κόσμο, την ΕΕ των 27 και στις 6 μεγαλύτερες χώρες.

Όσον αφορά στη βιομηχανία των ΑΠΕ το 2008 σημειώθηκε δραματική άνθηση. Η παγκόσμια παραγωγή φωτοβολταϊκών αυξήθηκε κατά 90% σε 6.9 GW με την Κίνα να ξεπερνά την Ιαπωνία και να γίνεται η πρώτη παραγωγός χώρα σε Φ/Β με ταυτόχρονη εμφάνιση νέων εταιριών παραγωγής ανεμογεννητριών. Στη βιομηχανία των αιολικών γεννήτριες των 3MW και άνω άρχισαν πλέον να διαδίδονται ευρέως.



**Σχ. 1.1** Εγκατεστημένη ισχύς ανά τύπο έως το τέλος του 2008 στον αναπτυσσόμενο κόσμο, την ΕΕ των 27 και στις 6 μεγαλύτερες χώρες. [36]

Όσον αφορά στο νομικό καθεστώς στις ΑΠΕ, το 2009 βρήκε τουλάχιστον 73 χώρες με **στόχους και πολιτικές για την προώθησή τους** ενώ ο αριθμός των χωρών/περιοχών/πολιτειών με συγκεκριμένες κυβερνητικές δεσμεύσεις στον τομέα ανήλθε σε 63.

## 1.2 Αιολική Ενέργεια

Η βιομηχανία της αιολικής ενέργειας έχει παρουσιάσει ραγδαία άνθηση τα τελευταία χρόνια. Ενώ το παγκόσμιο εγκατεστημένο δυναμικό αιολικής ενέργειας ανερχόταν το 1998 σε λίγο περισσότερο από 10.000 MW, το 2010 είχε ήδη φθάσει τα 197.039 MW. Το νούμερο αυτό αναμένεται να ανέβει στα 341.000 MW μέχρι το 2013. **Μόνο το 2008 σημειώθηκε αύξηση της παγκόσμιας εγκατεστημένης αιολικής ισχύος κατά 28.8%.**

Η εγκατεστημένη ισχύς από αιολικά **στην Κίνα** διπλασιαζόταν επί τέσσερις συνεχόμενες χρονιές μεταξύ 2006 - 2009 **φτάνοντας το 2010 σε συνολική εγκατεστημένη ισχύ 44.7 GW** και ξεπερνώντας έτσι τις ΗΠΑ. Το 2008 το Υπουργείο Ενέργειας των ΗΠΑ εξέδωσε μελέτη σύμφωνα με την οποία το 20% της ενέργειας της χώρας δύναται να καλύπτεται από αιολικά έως το 2030. Στον Καναδά το 2008 ξεπεράστηκε ο στόχος των 2GW εγκατεστημένης ισχύος αγγίζοντας τα 4 GW στο τέλος του 2010.

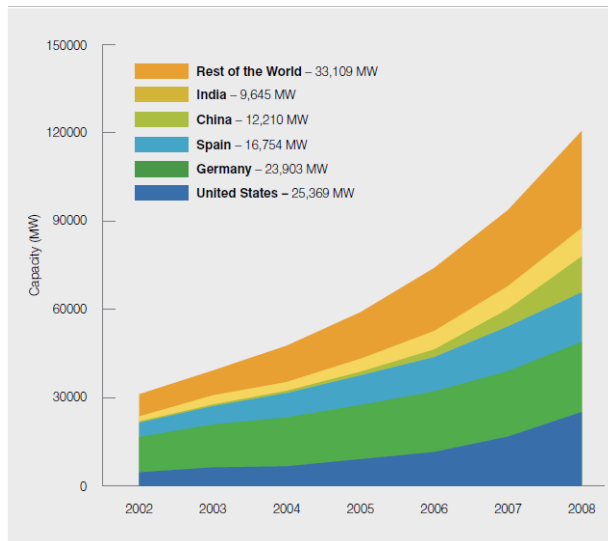
Στην Κίνα αντίστοιχα, η κυβέρνηση έχει αναγνωρίσει τον τομέα της αιολικής ενέργειας ως έναν από τους τομείς κλειδιά της οικονομικής ανάπτυξης της χώρας μπροστά στο φάσμα

της παγκόσμιας οικονομικής κρίσης. Με το δεδομένο ρυθμό ανάπτυξης των αιολικών της, η Κίνα διαφαινόταν πως θα ξεπεράσει τη Γερμανία σε εγκατεστημένη ισχύ έως το τέλος του 2010 πράγμα που σημαίνει πως θα έχει φτάσει το στόχο των 30 GW που έθεσε για το 2020, δέκα χρόνια μπροστά απ' τον προγραμματισμό της [37].

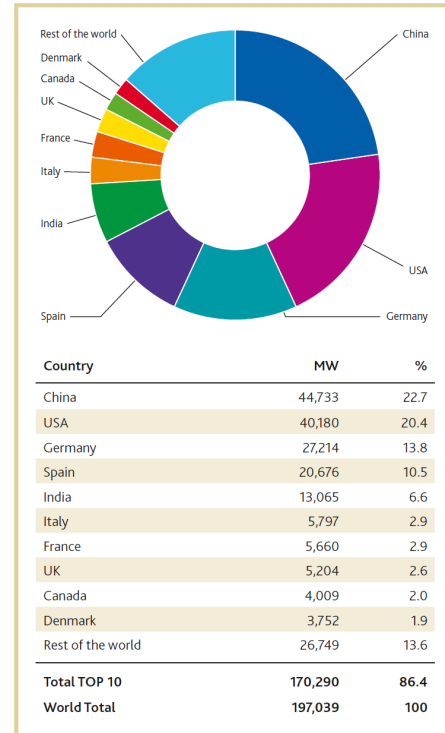
**Στην ΕΕ εγκαταστάθηκε το 2008 το 1/3 της ισχύος που εγκαταστάθηκε παγκοσμίως από αιολικά που μεταφράζεται σε ποσοστό 35% του συνόλου της νέας εγκατεστημένης ισχύος.** Η εγκατεστημένη ισχύς από αιολικά στην ΕΕ ξεπερνά σήμερα τα 84 GW ενώ η αντίστοιχη αγορά έχει συνολική αξία άνω των 11 δισεκατομμυρίων ευρώ. Η αιολική παραγωγή **ανέρχεται το 2010** σε 181 TWh το χρόνο, δηλαδή, **5.3% της συνολικής ετήσιας ενεργειακής ζήτησης** εξοικονομώντας αντίστοιχα πάνω από 100 εκατομμύρια τόνους CO<sub>2</sub> ετησίως. Στον κλάδο απασχολούνται αυτή τη στιγμή μόνο στη Γερμανία άνω των 100.000 εργαζομένων. **Το 2010**, πέραν της Γερμανίας των 27 GW εγκατεστημένης αιολικής ισχύος η Ισπανία, η Ιταλία και η Γαλλία ανέρχονται σε σημαντικές δυνάμεις του χώρου με εγκατεστημένη ισχύ 20.6 GW, 5.79 GW και 5.66 GW αντίστοιχα.

Η αξία των εγκατεστημένων αιολικών το 2008 **άγγιξε παγκοσμίως τα 36.5 δισ. ευρώ** ενώ στον ίδιο τομέα απασχολούνται άνω των **500.000 εργαζομένων** αριθμός που αναμένεται να υπερδιπλασιαστεί στο προσεχές μέλλον δεδομένης της αύξησης των επενδύσεων στο χώρο. Τα 197 GW εγκατεστημένης αιολικής ισχύος έως το τέλος του 2010 υπολογίζεται πως θα παράγουν ετησίως 181 TWh ενέργειας, **μειώνοντας τις εκπομπές CO<sub>2</sub> κατά 158 εκατομμύρια τόνους/έτος**. Στο Σχ. 1.2α φαίνεται η αύξηση της εγκατεστημένης αιολικής ισχύος την περίοδο 2002 - 2008 ενώ στο Σχ. 1.2β η συνολική εγκατεστημένη αιολική ισχύς ανά χώρα έως το τέλος του 2010 [37]. Στο 1.3 φαίνεται η ετήσια εγκατεστημένη αιολική ισχύς για την περίοδο 2003-2008 ανά χώρα.

Η βασική αιτία αυτής της ραγδαίας ανάπτυξης είναι το σχετικά χαμηλό κόστος της αιολικής ενέργειας σε σχέση με τις άλλες ανανεώσιμες μορφές ενέργειας. Μάλιστα, το κόστος της σχετικής τεχνολογίας είναι πολύ κοντά σε εκείνο της παραγωγής ενέργειας από ορυκτά καύσιμα, γεγονός που ανοίγει το δρόμο για την εξάπλωση της αιολικής ενέργειας παγκοσμίως. Χάρη στην πρόοδο της τεχνολογίας, το ειδικό κόστος παραγωγής αιολικής ενέργειας έχει ήδη πέσει στο ήμισυ από το 1990, και αναμένεται ότι η απόκλιση μεταξύ του κόστους παραγωγής αιολικής ενέργειας και του κόστους ενέργειας από ορυκτά καύσιμα θα συνεχίσει να μειώνεται.

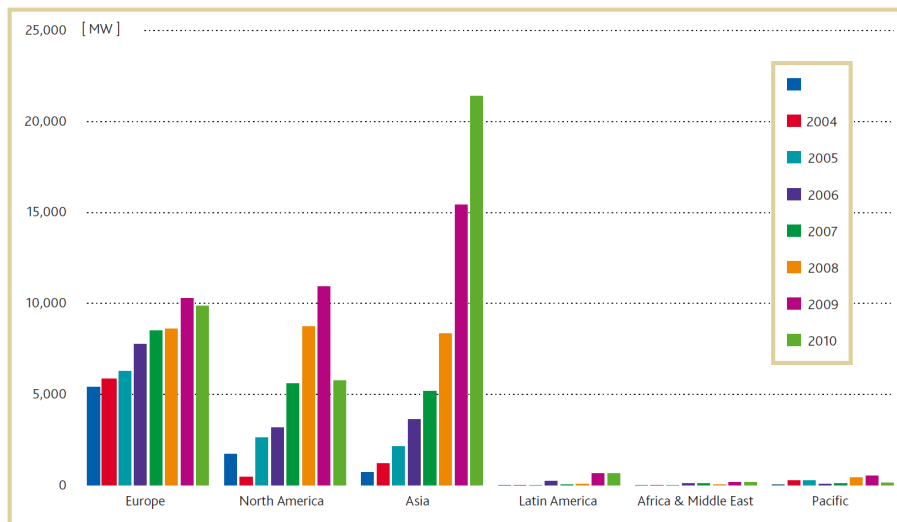


(α)



(β)

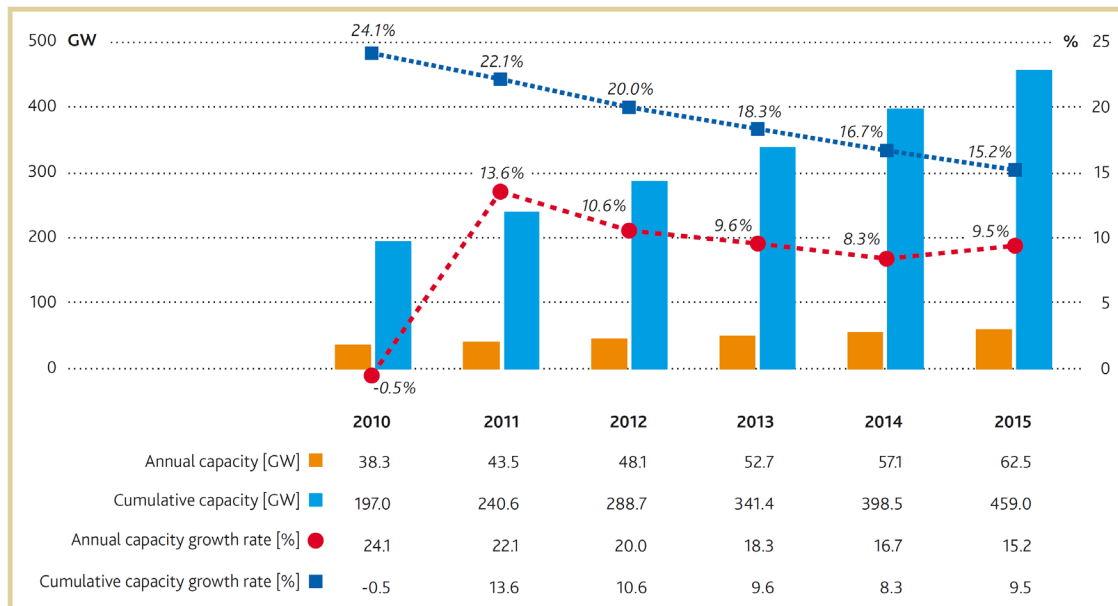
Σχ. 1.2 α) Εγκατεστημένη αιολική ισχύς την περίοδο 2002 - 2008, β) η συνολική εγκατεστημένη αιολική ισχύς ανά χώρα έως το τέλος του 2010 [38]



Σχ. 1.3 Ετήσια εγκατεστημένη αιολική ισχύς για την περίοδο 2003-2010 ανά χώρα [37]

Στον Πίνακα 1.1 συνοψίζεται η εγκατεστημένη αιολική ισχύς ανά χώρα έως το 2010. Στο Σχ. 1.4 φαίνεται η πρόβλεψη για την αγορά της αιολικής ισχύς για την περίοδο 2010-2015. Τα τελευταία χρόνια οι αγορές των ΗΠΑ και της Κίνας ήταν ο κινητήριος μοχλός στον τομέα των αιολικών με την πρώτη να παρουσιάζει μια κάμψη λόγω της οικονομικής κρίσης ενώ η δεύτερη να δείχνει να συνεχίζει την άνοδό της. Οι προβλέψεις για το 2013 είναι πως η εγκατεστημένη ισχύς από αιολικά θα αγγίξει τα **341 GW** ενώ για την υπό εξέταση περίοδο τα

μέσα ετήσια ποσοστά αύξησης της εγκατεστημένης ισχύος θα βρίσκονται στο 9.6 όσον αφορά στη συνολική εγκατεστημένη ισχύ και στο 18.3 όσον αφορά στο ετήσιο ποσοστό της αγοράς.



**Σχ. 1.4** Πρόβλεψη για την αγορά της αιολικής ισχύος για την περίοδο 2010-2013 [37]

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.1  
Παγκόσμια εγκατεστημένη αιολική ισχύς (MW) ανά χώρα [37]

|                                    |                              | End 2009       | New 2010      | End 2010       |
|------------------------------------|------------------------------|----------------|---------------|----------------|
| AFRICA<br>& MIDDLE EAST            | Egypt                        | 430            | 120           | 550            |
|                                    | Morocco                      | 253            | 33            | 286            |
|                                    | Tunisia                      | 54             | 60            | 114            |
|                                    | Iran                         | 92             | 0             | 92             |
|                                    | Other <sup>1)</sup>          | 37             | 0             | 37             |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>866</b>     | <b>213</b>    | <b>1,079</b>   |
| ASIA                               | China                        | 25,805         | 18,928        | 44,733         |
|                                    | India                        | 10,926         | 2,139         | 13,065         |
|                                    | Japan                        | 2,085          | 221           | 2,304          |
|                                    | Taiwan                       | 436            | 83            | 519            |
|                                    | South Korea                  | 348            | 31            | 379            |
|                                    | Philippines                  | 33             | 0             | 33             |
|                                    | Other <sup>2)</sup>          | 6              | 48            | 54             |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>39,639</b>  | <b>21,450</b> | <b>61,087</b>  |
| EUROPE                             | Germany                      | 25,777         | 1,493         | 27,214         |
|                                    | Spain                        | 19,160         | 1,516         | 20,676         |
|                                    | Italy                        | 4,849          | 948           | 5,797          |
|                                    | France                       | 4,574          | 1,086         | 5,660          |
|                                    | UK                           | 4,245          | 962           | 5,204          |
|                                    | Denmark*                     | 3,465          | 327           | 3,752          |
|                                    | Portugal                     | 3,535          | 363           | 3,898          |
|                                    | Netherlands                  | 2,215          | 32            | 2,237          |
|                                    | Sweden                       | 1,560          | 604           | 2,163          |
|                                    | Ireland                      | 1,310          | 118           | 1,428          |
|                                    | Turkey*                      | 801            | 528           | 1,329          |
|                                    | Greece                       | 1,087          | 123           | 1,208          |
|                                    | Poland                       | 725            | 382           | 1,107          |
|                                    | Austria                      | 995            | 16            | 1,011          |
|                                    | Belgium                      | 563            | 350           | 911            |
|                                    | Rest of Europe <sup>3)</sup> | 1,610          | 1,070         | 2,684          |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>76,471</b>  | <b>9,918</b>  | <b>86,279</b>  |
| <i>of which EU-27<sup>4)</sup></i> | <i>75,090</i>                | <i>9,295</i>   | <i>84,278</i> |                |
| LATIN AMERICA<br>& CARIBBEAN       | Brazil                       | 606            | 326           | 931            |
|                                    | Mexico                       | 202            | 316           | 519            |
|                                    | Chile                        | 168            | 4             | 172            |
|                                    | Costa Rica                   | 123            | 0             | 123            |
|                                    | Caribbean                    | 91             | 8             | 99             |
|                                    | Argentina                    | 34             | 27            | 60             |
|                                    | Others <sup>5)</sup>         | 83             | 23            | 106            |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>1,306</b>   | <b>703</b>    | <b>2,008</b>   |
| NORTH AMERICA                      | USA                          | 35,086         | 5,115         | 40,180         |
|                                    | Canada                       | 3,319          | 690           | 4,009          |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>38,405</b>  | <b>5,805</b>  | <b>44,189</b>  |
| PACIFIC REGION                     | Australia                    | 1,712          | 167           | 1,880          |
|                                    | New Zealand                  | 497            | 9             | 506            |
|                                    | Pacific Islands              | 12             | 0             | 12             |
|                                    | <b>Total</b>                 | <b>2,221</b>   | <b>176</b>    | <b>2,397</b>   |
|                                    | <b>World total</b>           | <b>158,908</b> | <b>38,265</b> | <b>197,039</b> |

1 South Africa, Cape Verde, Israel, Lebanon, Nigeria, Jordan, Kenya

2 Thailand, Bangladesh, Indonesia, Sri Lanka, Philippines, Vietnam

3 Bulgaria, Croatia, Cyprus, Czech Republic, Estonia, Faroe Islands, Finland, Hungary, Iceland, Latvia, Liechtenstein, Lithuania, Luxembourg, Malta, Norway, Romania, Russia, Slovakia, Slovenia, Switzerland, Ukraine

4 Austria, Belgium, Bulgaria, Cyprus, Czech Republic, Denmark, Estonia, Finland, France, Germany, Greece, Hungary, Ireland, Italy, Latvia, Lithuania, Luxembourg, Malta, Netherlands, Poland, Portugal, Romania, Slovakia, Slovenia, Spain, Sweden, UK

5 Colombia, Chile, Cuba

\* Provisional figures

Please note:  
Project decommissioning of 151 MW and rounding affect the final sums

Source: GWEC

### 1.3 Τεχνολογίες ανεμογεννητριών

Αν και η αρχή λειτουργίας της ανεμογεννήτριας (Α/Γ) είναι απλή, εντούτοις παραμένει ένα αρκετά σύνθετο σύστημα στο οποίο συνδυάζει πολλούς τομείς του μηχανικού. Ο σχεδιασμός και η βελτιστοποίηση των πτερυγίων απαιτεί σύνθετες γνώσεις αεροδυναμικής: η δομή του άξονα οδήγησης καθώς και του πύργου της Α/Γ απαιτεί γνώσεις μηχανολογικές και δομικές ενώ το τμήμα των ελεγκτών και το σύστημα προστασίας γνώσεις ηλεκτρολογικές και συστημάτων αυτομάτου ελέγχου.

Οι επικρατέστεροι τύποι ανεμογεννητριών ταξινομούνται κυρίως σύμφωνα με τον προσανατολισμό των αξόνων τους σε σχέση με τη ροή του ανέμου. Έτσι, οι πλέον διαδεδομένοι τύποι είναι οι Α/Γ οριζοντίου άξονα και οι Α/Γ κατακόρυφου άξονα. Παρ' όλα αυτά στα περισσότερα αιολικά πάρκα ο τύπος που χρησιμοποιείται είναι ο οριζοντίου άξονα και αυτό, γιατί παρουσιάζει καλύτερο αεροδυναμικό βαθμό απόδοσης σε σχέση με την μηχανή κατακόρυφου άξονα. Υπάρχει επιπλέον διαχωρισμός των ανεμογεννητριών ανά κατηγορία. Οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα διαχωρίζονται με βάση τον αριθμό των πτερυγίων τη φορά των πτερυγίων σε σχέση με τη φορά του ανέμου κ.τ.λ.. Έτσι όσον αφορά στην πρώτη κατηγορία διακρίνονται στους μονόπτερους, δίπτερους, τρίπτερους, πολύπτερους. Όσον αφορά στον προσανατολισμό των πτερυγίων σε σχέση με τον άνεμο διακρίνονται κυρίως στους ανάντη και κατάντη.

Τα κυριότερα μέρη από τα οποία αποτελείται μια ανεμογεννήτρια είναι :

- Το **μηχανικό σύστημα** περιλαμβάνει κυρίως τον ανεμοκινητήρα, αποτελεί δηλαδή το σύστημα μετατροπής της κινητικής ενέργειας του ανέμου σε μηχανική. Κύρια μέρη του είναι η έλικα με το σύστημα ελέγχου του βήματος (αν υπάρχει). Σε αρκετές περιπτώσεις μεταξύ του ανεμοκινητήρα και της γεννήτριας μεσολαβεί μια διάταξη μεταφοράς κινήσεως η οποία περιλαμβάνει έναν πολλαπλασιαστή στροφών.
- Το **ηλεκτρικό σύστημα** περιλαμβάνει τη γεννήτρια και ενδεχομένως ένα μετατροπέα ισχύος, που παρεμβάλλεται μεταξύ της γεννήτριας και του δικτύου ή του φορτίου, όπως π.χ. ένα μετατροπέα για τον έλεγχο της ροής ισχύος.
- Το **σύστημα ελέγχου** της ανεμογεννήτριας προσαρμόζει τη λειτουργία της προς τις εκάστοτε συνθήκες ανέμου, επιτηρεί την ασφάλεια ή και μεγιστοποιεί την απόδοση της.

Οι Α/Γ μπορούν να διακριθούν και ανάλογα με τη λειτουργία τους όσον αφορά στη ρύθμιση των στροφών. Επομένως, οι Α/Γ μπορούν να είναι:

- **σταθερών στροφών** (fixed speed), λειτουργώντας σε ένα στενό εύρος ταχύτητας περιστροφής λίγο πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα,



- **μεταβλητών στροφών** (variable speed), λειτουργώντας σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων πάνω και κάτω από τη σύγχρονη ταχύτητα. Στις Α/Γ μεταβλητών στροφών, η ταχύτητα περιστροφής προσαρμόζεται με βάση την τιμή του ανέμου με στόχο την αύξηση της ενεργειακής απόδοσης.

Η σύνδεση των Α/Γ με το δίκτυο σε συστήματα σταθερών στροφών γίνεται απ' ευθείας χωρίς να χρειάζεται κάποια περαιτέρω μετατροπή της ισχύος. Στην περίπτωση αυτή, βέβαια, δεν υπάρχει άμεσος έλεγχος της ισχύος η οποία εγχέεται στο δίκτυο. Σε συστήματα μεταβλητών στροφών είναι απαραίτητη η απόζευξη της συχνότητας του ηλεκτροπαραγωγού ζεύγους με αυτή του δικτύου. Για το σκοπό αυτό, κυρίως, είναι απαραίτητη η χρήση ενός μετατροπέα ισχύος.

### 1.3.1 Επικρατέστερες διαμορφώσεις ηλεκτρικού μέρους ανεμογεννητριών

Υπάρχουν διάφοροι τύποι Α/Γ αναφορικά με την διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους τους κάθε ένας με διαφορετικά χαρακτηριστικά λειτουργίας. Οι κύριοι τύποι διακρίνονται σε [3], [39], [40]:

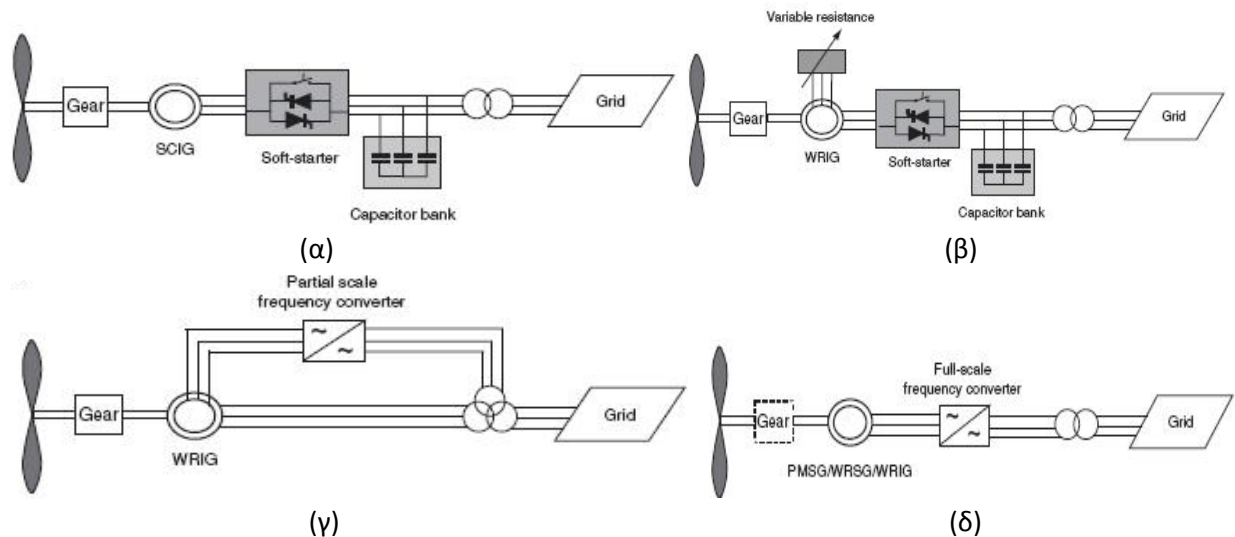
1. **Σταθερών στροφών**, με ασύγχρονη γεννήτρια κλωβού, απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο (Σχ. 1.5α).
2. **Περιορισμένης λειτουργίας μεταβλητών στροφών**, με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα μεταβλητής αντίστασης, απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο (Σχ. 1.5β) .
3. **Μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη** γεννήτρια διπλής τροφοδότησης (Σχ. 1.5γ).
4. **Μεταβλητών στροφών με σύγχρονη** γεννήτρια με τύλιγμα διεγέρσεως ή μόνιμων μαγνητών (Σχ. 1.5δ).

Η Α/Γ σταθερών στροφών του Σχ. 1.5α, έχει ως βασικό πλεονέκτημα το μικρό κόστος, το μικρό βάρος και γενικά την απλότητα στην κατασκευή. Η μείωση του κόστους οφείλεται αφενός στην έλλειψη μετατροπέα και αφετέρου στην ίδια τη γεννήτρια που χρησιμοποιεί η οποία είναι μια συνηθισμένη ασύγχρονη γεννήτρια τύπου κλωβού. Η απουσία μετατροπέα δίνει αξιοπιστία στη κατασκευή ενώ παράλληλα οι ανάγκες συντήρησης είναι μειωμένες. Βασικό μειονέκτημα των Α/Γ σταθερών στροφών είναι το γεγονός ότι δεν υπάρχει δυνατότητα ρύθμισης των στροφών ανάλογα με την ταχύτητα του ανέμου. Αυτό έχει ως συνέπεια οποιαδήποτε μεταβολή στην ταχύτητα του ανέμου να μεταφράζεται σε αντίστοιχη μεταβολή της μηχανικής ροπής στον άξονα με αποτέλεσμα την εμφάνιση έντονων μηχανικών καταπονήσεων που φθείρουν το σύστημα.

Ένα άλλο σημαντικό μειονέκτημα της Α/Γ σταθερών στροφών είναι ότι λόγω της έλλειψης ηλεκτρονικών ισχύος δε μπορεί να συμβάλει στην ρύθμιση της αέργου ισχύος που ανταλλάσει



με το δίκτυο με συνέπεια να είναι απαραίτητη η σύνδεση πυκνωτών στην έξοδο της έτσι ώστε να γίνεται αντιστάθμιση της αέργου ισχύος που απορροφά η γεννήτρια. Αυτό έχει συνέπεια την **αδυναμία λειτουργίας κάτω από τις συνθήκες που επιβάλλουν νέοι κανονισμοί λειτουργίας** των αιολικών πάρκων που συνδέονται στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας. Όσον αφορά στην ισχύ εξόδου, παρουσιάζει **έντονη διακύμανση** με αποτέλεσμα την εμφάνιση flicker, γεγονός που περιορίζει την δυνατότητα εγκατεστημένης ισχύος σε ασθενή δίκτυα. Λόγω των ατελειών τους η χρήση τους τα τελευταία χρόνια τείνει να εγκαταλειφθεί με εξαίρεση ειδικές περιπτώσεις [4].



**Σχ. 1.5** Επικρατέστερες διαμορφώσεις ηλεκτρικού μέρους Α/Γ. (α) Σταθερών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια τύπου κλωβού, (β) Σταθερών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα, (γ) Μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα διπλής τροφοδότησης, (δ) Μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια και AC/ΣΡ/ΕΡ μετατροπέα στο στάτη .

Η συνδεσμολογία **ασύγχρονης γεννήτριας τυλιγμένου δρομέα**, όπως φαίνεται στο Σχ. 1.5β, παρέχει τη δυνατότητα, μεταβάλλοντας την αντίσταση του δρομέα, να ελέγχεται η ηλεκτρική ροπή. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα **αλλαγής των στροφών της γεννήτριας** κατά την διάρκεια ριπών ανέμου σε ένα περιορισμένο φάσμα ταχυτήτων. Αυτό, αφενός **μειώνει**, σε κάποιο βαθμό, τις **μηχανικές καταπονήσεις**, αφετέρου **βελτιώνει** την **ποιότητα ισχύος** που αποδίδεται στην έξοδο.

Η συνηθέστερη τοπολογία Α/Γ είναι η **μεταβλητών στροφών**, όπως οι τοπολογίες του Σχ. 1.5γ και 1.5δ . Οι Α/Γ μεταβλητών στροφών παρουσιάζουν **αυξημένη ενεργειακή απόδοση** και μέγιστη αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας, γεγονός που οφείλεται στην μεταβολή της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής ανάλογα με την ταχύτητα του ανέμου. Πιο συγκεκριμένα, η λειτουργία μεταβλητών στροφών δίνει τη δυνατότητα στην Α/Γ να λειτουργήσει σ' ένα ευρύτερο φάσμα ταχυτήτων με συνέπεια να **αξιοποιείται στο μέγιστο το αιολικό δυναμικό**,

όπως θα εξηγηθεί και σε επόμενη ενότητα. Ταυτόχρονα, εξαιτίας της λειτουργίας μεταβλητών στροφών υπάρχει **μειωμένη μηχανική καταπόνηση** τόσο στα πτερύγια όσο και στο σύστημα μετάδοσης της κίνησης, **απαλοιφή του κιβωτίου ταχυτήτων**, **μείωση του ακουστικού θορύβου** και **προσαρμογή** της ανεμογεννήτριας στις **τοπικές ανεμολογικές συνθήκες**.

Ένα άλλο χαρακτηριστικό πλεονέκτημα των Α/Γ μεταβλητών στροφών είναι το γεγονός ότι μπορούν να παρέχουν στο δίκτυο **καλύτερης ποιότητας ηλεκτρική ισχύ** ενώ ταυτόχρονα υπάρχει δυνατότητα **ρύθμισης του συντελεστή ισχύος** ανάλογα με τις απαιτήσεις του δικτύου, μέσω κατάλληλου ελέγχου του μετατροπέα διασύνδεσης.

Μια συνήθης διαμόρφωση ηλεκτρικού μέρους σε συστήματα **μεταβλητών στροφών** είναι η **ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα διπλής τροφοδότησης** με μετατροπέα συνδεδεμένο στο δρομέα, όπως φαίνεται στο Σχ. 1.5γ. Στη περίπτωση της συγκεκριμένης ηλεκτρικής διαμόρφωσης, υπάρχει δυνατότητα ελέγχου των στροφών ρυθμίζοντας κατάλληλα τη συχνότητα των ρευμάτων που κυκλοφορούν στο δρομέα. Ο τύπος αυτός έχει όλα τα παραπάνω πλεονεκτήματα ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών. Επιπλέον, αποτελείται από μια συνηθισμένη γεννήτρια κι ένα σχετικά μικρής ισχύος και φθηνό μετατροπέα. Βασικό μειονέκτημα της διπλής τροφοδότησης είναι το γεγονός ότι **ο στάτης της ασύγχρονης γεννήτριας είναι άμεσα συνδεδεμένος στο δίκτυο**, έτσι σε οποιαδήποτε βύθιση τάσης είναι εκτεθειμένος στη δυναμική συμπεριφορά του δικτύου. Αυτό δεν ισχύει στη διαμόρφωση του σχήματος 1.5δ, όπου υπάρχει απόζευξη της συχνότητας του δικτύου και των μεγεθών του στάτη μέσω του μετατροπέα ισχύος.

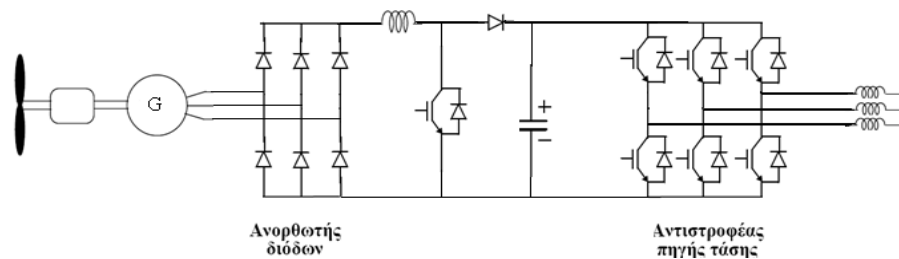
Επιπλέον, στην περίπτωση της Α/Γ **μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια και μετατροπέα**, οι απότομες μεταβολές της ταχύτητας περιστροφής, είτε εξαιτίας του ανέμου, είτε εξαιτίας κάποιας διαταραχής στο δίκτυο, μπορούν εύκολα να εξομαλυνθούν από το δρομέα της και τα μεγάλα ρεύματα που προκαλούνται αποσβένονται από το μαγνητικό κύκλωμα του πυρήνα, ειδικά σε σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη [5]. Επίσης, η συγκεκριμένη τοπολογία δεν περιλαμβάνει, συνήθως, κιβώτιο ταχυτήτων, επιτυγχάνοντας έτσι μείωση του κόστους και του βάρους, βελτίωση της αξιοπιστίας και ελάττωση του θορύβου.

Μειονέκτημα της διαμόρφωσης του σχήματος 1.5δ αποτελεί η σχετικά ογκώδης και βαριά γεννήτρια που χρησιμοποιεί. Επίσης, από το μετατροπέα διασύνδεσης **μετάγεται το 100% της παραγόμενης ισχύος σε αντίθεση με την ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης** όπου τα ηλεκτρονικά ισχύος διαστασιολογούνται περίπου στο 1/3 της ονομαστικής ισχύος της μηχανής. Το γεγονός ότι όλη η ισχύς μεταφέρεται από το μετατροπέα περιορίζει την λειτουργία του συστήματος ιδιαίτερα σε περιπτώσεις σφαλμάτων.

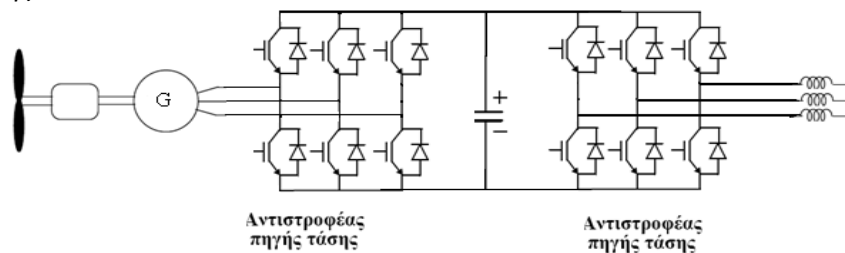
### 1.3.2 Συνήθειες τοπολογίες μετατροπέων σε συστήματα ανεμογεννητριών

Υπάρχουν διάφοροι τύποι μετατροπέων που βρίσκουν εφαρμογή σε Α/Γ οι οποίες συνδέονται στο δίκτυο. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται δύο από τις συνηθέστερες τοπολογίες οι οποίες χρησιμοποιούνται.

Στο Σχ. 1.6 φαίνεται μια Α/Γ με σύγχρονη γεννήτρια συνδεδεμένη στο δίκτυο μέσω μιας **τριφασικής ανόρθωσης**, ενός **μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ** κι ενός **αντιστροφέα**. Ο μετατροπέας ΣΡ/ΣΡ **προσαρμόζει την τάση εξόδου** της ανόρθωσης σε επίπεδα τέτοια ώστε να επιτρέπουν τη μεταφορά ισχύος μέσω του αντιστροφέα προς το δίκτυο, ενώ συνήθως επιφορτίζεται με **το ρόλο της προσαρμογής τους φορτίου της Α/Γ** ώστε ο ανεμοκινητήρας να λειτουργεί στο **σημείο μέγιστης ισχύος** (maximum power point tracking, MPPT). Η προσαρμογή του φορτίου της Α/Γ γίνεται μέσω ελέγχου του ρεύματος το οποίο μετάγει ο μετατροπέας ΣΡ/ΣΡ και κατά συνέπεια της ηλεκτρικής ροπής της γεννήτριας.



**Σχ. 1.6** Μετατροπέας EP/ΣΡ/EP με απλή ανόρθωση, μετατροπέα ανύψωσης τάσης και αντιστροφέα τύπου πηγής τάσης.

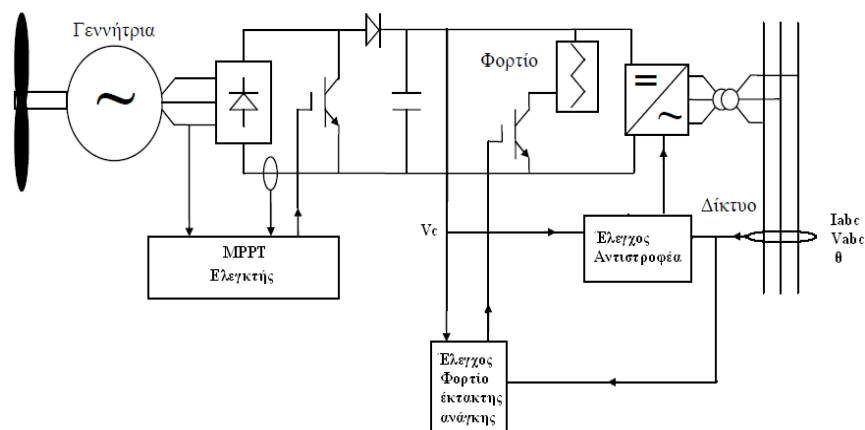


**Σχ. 1.7** Μετατροπέας EP/ΣΡ/EP με σύνδεση *back-to-back* αντιστροφέων.

Μια δεύτερη τοπολογία είναι η σύνδεση δύο όμοιων μετατροπέων τύπου πηγής τάσης (Voltage source inverter, VSI). Η διάταξη αυτή είναι γνωστή και ως μετατροπέας «**back-to-back**» και φαίνεται στο Σχ. 1.7 [41]. Ο μετατροπέας από την πλευρά της γεννήτριας λειτουργεί ως ελεγχόμενη ανόρθωση ενώ ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου ως αντιστροφέας. Στην περίπτωση αυτή την προσαρμογή της τάσης καθώς και τη διαδικασία MPPT αναλαμβάνει συνήθως ο ελεγχόμενος ανορθωτής ενώ ο αντιστροφέας αναλαμβάνει και πάλι τη μεταγωγή ισχύος από το δίκτυο συνεχούς προς το δίκτυο.

## 1.4 Περιγραφή της υπό μελέτη διάταξης

Το σύστημα που αναλύθηκε στην παρούσα εργασία είναι μια ανεμογεννήτρια μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη ονομαστικής ισχύος 2.5 kW. Η ονομαστική τάση της γεννήτριας είναι 380V, η ονομαστική συχνότητα 80 Hz και διαθέτει 12 ζεύγη πόλων. Λόγω του μεγάλου αριθμού των πόλων δε χρησιμοποιείται κιβώτιο ταχυτήτων περιορίζοντας τις μηχανικές καταπονήσεις και των αριθμό των βλαβών [6]. Η τάση στην έξοδο της γεννήτριας ανορθώνεται μέσω μιας τριφασικής μη ελεγχόμενης γέφυρας διόδων. Στη συνέχεια η ανορθωμένη τάση εφαρμόζεται στο μετατροπέα ανύψωσης τάσης (DC/DC Boost Converter). Ο ρόλος του μετατροπέα ανύψωσης είναι αφενός η προσαρμογή της τάσης εξόδου του ανορθωτή στα επίπεδα λειτουργίας του αντιστροφέα και αφετέρου ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου της Α/Γ και της αναπτυσσόμενης από αυτή ροπής. Με την προσαρμογή του φορτίου της Α/Γ πραγματοποιείται η διαδικασία ανεύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος της Α/Γ η οποία έχει ως στόχο τη μεγιστοποίηση της ισχύος του αεροδυναμικού μέρους για την εκάστοτε ταχύτητα ανέμου, διαδικασία η οποία θα περιγραφεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3. Στην έξοδο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης υπάρχει ένας αντιστροφέας τύπου πηγής τάσης, ο οποίος χρησιμοποιείται για τη μεταγωγή της ισχύος της γεννήτριας προς το δίκτυο και τον έλεγχο των ρευμάτων τόσο σε μόνιμη κατάσταση όσο και σε περιπτώσεις σφαλμάτων. Στο Σχ. 1.8 φαίνεται ένα σχηματικό διάγραμμα της διάταξης η οποία μελετήθηκε και υλοποιήθηκε σε εργαστηριακό δοκίμιο.

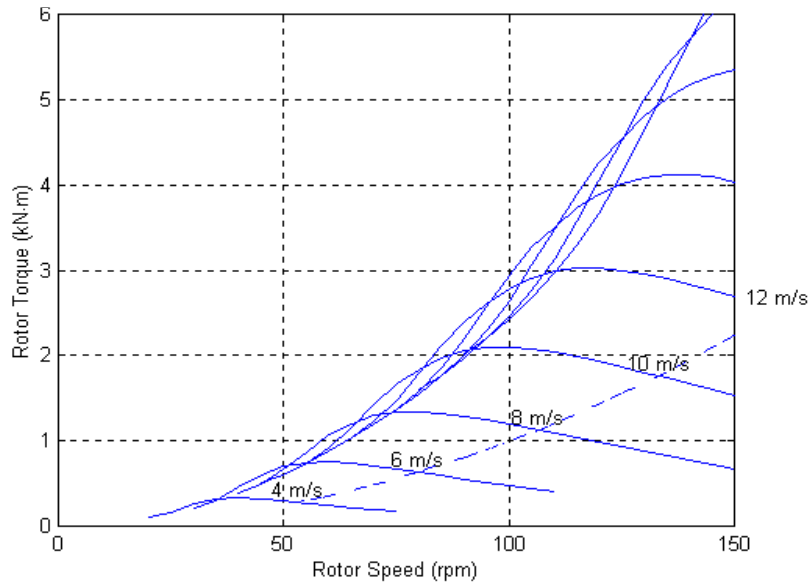


Σχ. 1.8 Σχηματικό διάγραμμα της διάταξης.

## 1.5 Μέθοδοι ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος

Η λειτουργία του ανεμοκινητήρα διέπεται από **χαρακτηριστικές ροπής – στροφών** για διαφορετικές ταχύτητες ανέμου όπως αυτές του Σχ. 1.9. Η μέγιστη ισχύς για κάθε καμπύλη

εμφανίζεται σε εκείνα τα λειτουργικά σημεία όπου το γινόμενο ροπής-στροφών μεγιστοποιείται και τα οποία διαμορφώνουν τη διακεκομμένη χαρακτηριστική του Σχ. 1.5. Με σκοπό την μεγιστοποίηση της ισχύος του ανεμογεννήτρια είναι απαραίτητο το σύστημα να λειτουργεί στα σημεία μέγιστης ισχύος για την εκάστοτε ταχύτητα ανέμου.



**Σχ. 1.9** Χαρακτηριστικές ροπής - στροφών ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Στη διακεκομμένη γραμμή βρίσκονται τα σημεία μέγιστης ισχύος.

Το σημείο μέγιστης ισχύος (maximum power point, MPP) δύναται να ανιχνευθεί με διάφορες τεχνικές και η γεννήτρια να οδηγηθεί σε αυτό με κατάλληλη ρύθμιση των στροφών της μέσω προσαρμογής του φορτίου της.

Οι τεχνικές που απαντώνται σήμερα στη βιβλιογραφία θα μπορούσαν να χωρισθούν σε δύο οικογένειες:

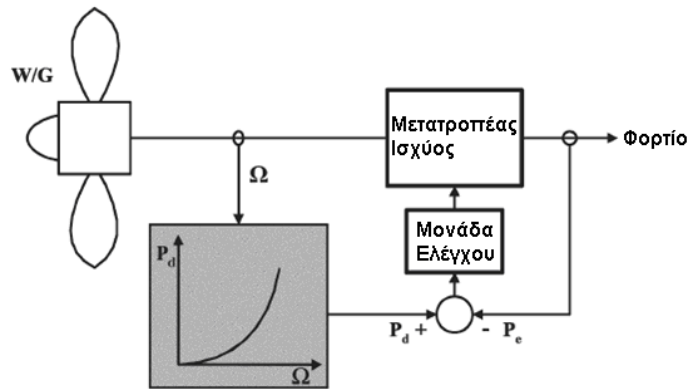
**α) Έλεγχος βασισμένος σε δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες.**

**β) Αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος χωρίς προγενέστερη γνώση χαρακτηριστικών καμπυλών.**

**α) Έλεγχος βασισμένος σε δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες**

Η μέθοδος αυτή, η οποία απαντάται και συχνότερα σε εφαρμογές, βασίζεται στη γνώση δεδομένων χαρακτηριστικών καμπυλών **ροπής-στροφών** ( $T-\Omega$ ) ή **ισχύος-στροφών** ( $P-\Omega$ ) που

χαρακτηρίζουν την εκάστοτε Α/Γ. Ένα τέτοιο σύστημα φαίνεται στο Σχ. 1.10 το οποίο απαντάται συχνά στη βιβλιογραφία [7].

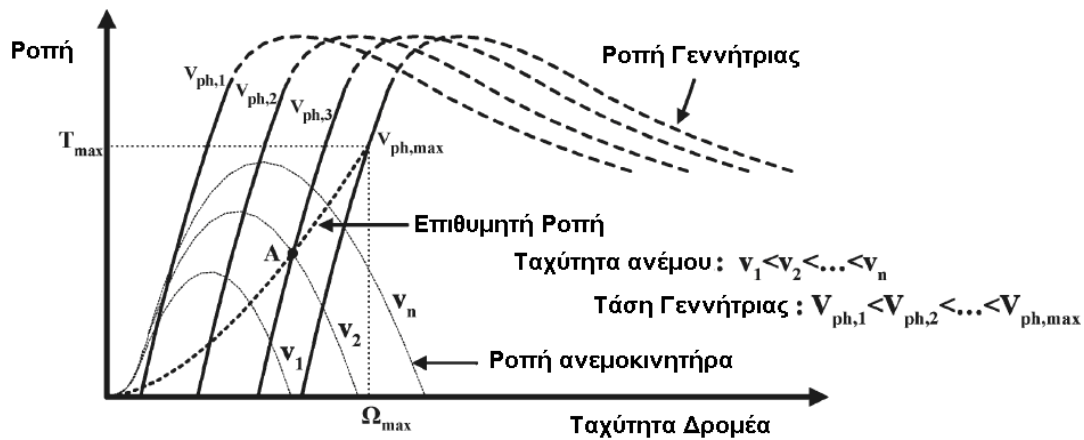


Σχ. 1.10 Σύστημα με έλεγχο βασισμένο σε δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες.

Στο συγκεκριμένο σύστημα η χαρακτηριστική μέγιστης ισχύος βρίσκεται αποθηκευμένη σ' έναν μικροεπεξεργαστή. Η ταχύτητα περιστροφής μετράται και υπολογίζεται η μέγιστη ισχύς που δύναται να αποδοθεί. Αυτή συγκρίνεται με την ισχύ εξόδου της διάταξης και το σφάλμα χρησιμοποιείται ως εντολή για τον έλεγχο ενός μετατροπέα, ο οποίος αναλαμβάνει να προσαρμόσει κατάλληλα την ισχύ εξόδου της γεννήτριας, όπως συμβαίνει στις αναφορές [8] - [10]. Σε παρόμοια συστήματα μετράται η ισχύς εξόδου και η ταχύτητα περιστροφής. Υπολογίζεται η βέλτιστη ταχύτητα περιστροφής, συγκρίνεται με τη μετρούμενη και το σφάλμα ταχύτητας είναι αυτό που χρησιμοποιείται για να ελέγξει ένα μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ [10].

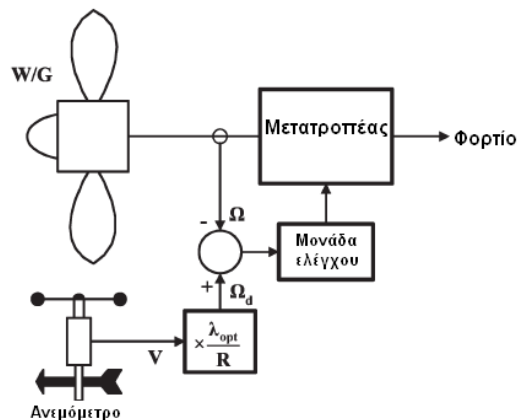
Σε διάφορες περιπτώσεις χρησιμοποιείται η **βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής – ταχύτητας**. Ειδικότερα, σε συστήματα που χρησιμοποιούν σύγχρονες γεννήτριες μονίμων μαγνητών όπου το ρεύμα και η τάση εξόδου της γεννήτριας είναι ανάλογα με την ηλεκτρομαγνητική ροπή και την ταχύτητα εξόδου, η εκάστοτε ταχύτητα και ροπή μετρώνται με βάση την τάση και το ρεύμα αντίστοιχα, υπολογίζεται το βέλτιστο ρεύμα και το σφάλμα μεταξύ βέλτιστου και μετρούμενου ρεύματος χρησιμοποιείται για να ελέγξει έναν μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ όπως στις αναφορές [11] - [12].

Στο Σχ. 1.11 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ροπής – στροφών τόσο του ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου όσο και της γεννήτριας για διαφορετικές τάσεις εξόδου. Η τομή των εκάστοτε χαρακτηριστικών κινητήρα – γεννήτριας καθορίζει και το σημείο λειτουργίας του συστήματος. Στο σχήμα φαίνεται και η βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής-στροφών για την οποία και έγινε λόγος παραπάνω. Κατά τη διάρκεια της αναζήτησης του σημείου μέγιστης ισχύος το φορτίο της γεννήτριας προσαρμόζεται μέσω του μετατροπέα έτσι ώστε η τάση στα άκρα της γεννήτριας να μεταβάλλεται και το σύστημα να λειτουργεί στη βέλτιστη χαρακτηριστική για οποιαδήποτε ταχύτητα ανέμου.



**Σχ. 1.11** Χαρακτηριστικές ροπής – στροφών του ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου και της γεννήτριας για διαφορετικές τάσεις εξόδου.

Σε ανεμογεννήτριες μεσαίου μεγέθους (εκατοντάδων kW) συχνά χρησιμοποιούνται **ανεμόμετρα** για τη μέτρηση της ταχύτητας του ανέμου και τον προσδιορισμό της βέλτιστης ταχύτητας σαν αυτό του Σχ. 1.12. Η ταχύτητα του δρομέα μετράται, συγκρίνεται με την επιθυμητή και το σφάλμα χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ισχύος όπως στην αναφορά [9]. Βασικό μειονέκτημα της μεθόδου αποτελεί η ύπαρξη του ανεμόμετρου ως προϋπόθεση στη λειτουργία του συστήματος.



**Σχ. 1.12** Σύστημα που βασίζεται σε μετρήσεις της ταχύτητας του ανέμου.

Χαρακτηριστικά παραδείγματα όπου χρησιμοποιούνται καμπύλες ροπής-στροφών για την ανεύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος αναφέρονται και στις αναφορές [8] - [12], ενώ συχνά παρατηρούνται **τροποποιήσεις και βελτιώσεις**. Για παράδειγμα στην αναφορά [13] η εντολή ροπής που προκύπτει από τη βέλτιστη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών μετασχηματίζεται σε εντολή ρεύματος σε d-q πλαίσιο αναφοράς και στη συνέχεια χρησιμοποιείται για την οδήγηση της γεννήτριας, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστη απόδοση στη γεννήτρια. Ένα παράδειγμα βελτίωσης του ελέγχου μέσω χαρακτηριστικών καμπυλών αποτελούν και τα συστήματα που χρησιμοποιούν **νευρωνικά δίκτυα** [14]. Τα συστήματα αυτά



χρησιμοποιούν μια αρχική εκτίμηση της βέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής-στροφών της ανεμογεννήτριας την οποία και ενημερώνουν με βάση τρέχουσες μετρήσεις, πράγμα το οποίο, ωστόσο, αυξάνει δραματικά το υπολογιστικό κόστος στον ελεγκτή της διάταξης. Όπως, μάλιστα καταγράφεται στην αναφορά [7], σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας, όπου ο άνεμος μπορεί να πραγματοποιεί ταχείες μεταβολές, η συνεχής εκπαίδευση του δικτύου μπορεί να οδηγήσει σε μείωση της ακρίβειας και της ταχύτητας του ελέγχου.

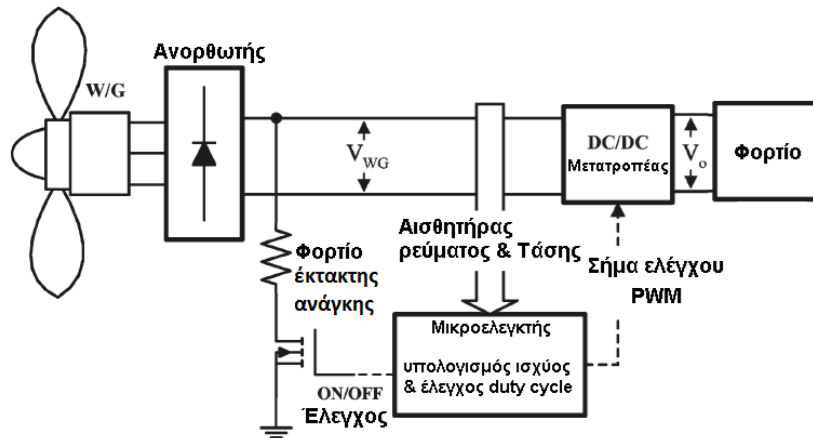
Το βασικότερο, ωστόσο, μειονέκτημα των παραπάνω συστημάτων, (με διαφορά ίσως τα συστήματα νευρωνικών δικτύων όπου μια αρχική εκτίμηση επαρκεί), είναι η **απαραίτητη γνώση χαρακτηριστικών καμπυλών της ανεμογεννήτριας**. Οι καμπύλες αυτές δύνανται να αλλάξουν με τη γήρανση του συστήματος ενώ μπορεί ακόμη και στην αρχική τους μορφή να μην παρέχονται με μεγάλη ακρίβεια από τον κατασκευαστή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την υποβέλτιστη αξιοποίηση του αιολικού δυναμικού.

### **β) Αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος χωρίς προγενέστερη γνώση χαρακτηριστικών καμπυλών.**

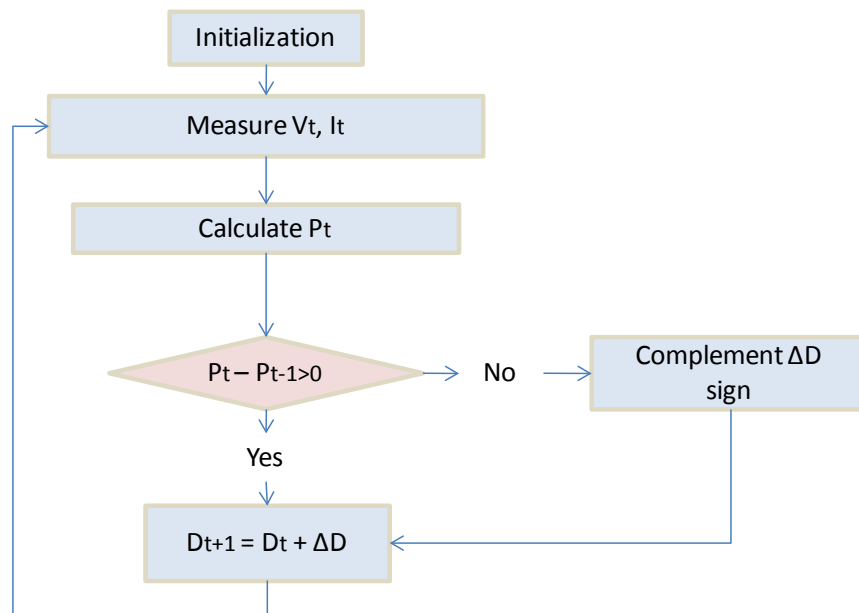
Στις μεθόδους αυτές **δεν είναι απαραίτητη η γνώση μιας συγκεκριμένης χαρακτηριστικής καμπύλης**, ενώ αντ' αυτού γίνεται αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος μέσω συνεχών **αλλαγών και συγκρίσεων** της ενεργού ισχύος (perturbation and observation, P&O). Ένα τέτοιο σύστημα φαίνεται στο Σχ. 1.13. Στο σύστημα αυτό λαμβάνονται ανά συγκεκριμένα χρονικά σημεία μετρήσεις της ισχύος εξόδου και μέσω του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ γίνονται αλλαγές του φορτίου άρα και της ισχύος εξόδου της γεννήτριας. Η νέα ισχύς μετράται και συγκρίνεται με την προηγούμενη τιμή. Ανάλογα με το αν η νέα τιμή της ισχύος είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη ο μετατροπέας λαμβάνει κατάλληλη δράση ώστε να οδηγή το σύστημα σε αύξηση της ισχύος εξόδου έως το μέγιστο.

Ο αλγόριθμος ελέγχου στη βασική του εκδοχή φαίνεται στο Σχ. 1.14. Αρχικά μέσω της μέτρησης της τάσης και του ρεύματος στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος υπολογίζεται η ισχύς εξόδου,  $P_t$  και συγκρίνεται με την αμέσως προηγούμενη τιμή,  $P_{t-1}$ . Αν είναι μεγαλύτερη τότε η σχετική διάρκεια αγωγής του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ μεταβάλλεται προς την κατεύθυνση (αύξηση ή μείωση), την οποία ακολουθούσε στην προηγούμενη μεταβολή. Εάν η νέα ισχύς είναι μικρότερη τότε η μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής γίνεται προς την αντίθετη κατεύθυνση.





Σχ. 1.13 Σύστημα όπου γίνεται αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος μέσω συνεχών αλλαγών και συγκρίσεων perturbation and observation, P&O.



Σχ. 1.14 Αλγόριθμος P&O.

Η μέθοδος P&O εφαρμόζεται κατά κόρον στο πεδίο των **φωτοβολταϊκών** ενώ έχει εφαρμοστεί με διάφορες τροποποιήσεις στην περίπτωση των ανεμογεννητριών. Οι τροποποιήσεις της μεθόδου είναι απαραίτητες εξαιτίας των **μικρών σταθερών χρόνου** οι οποίες διέπουν τα συστήματα ανεμογεννητριών σε σχέση με αυτά των φωτοβολταϊκών. Εξάλλου η **ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται γρηγορότερα από την ηλιακή ακτινοβολία**, ενώ στα συστήματα ανεμογεννητριών εμπλέκονται **στρεφόμενες μάζες και κινητά μέρη**.

Στη βιβλιογραφία η μέθοδος P&O εμφανίζεται συχνά σε μεθόδους MPPT για ανεμογεννήτριες σε διάφορες εκδοχές. Στην αναφορά [7] παρουσιάζεται η εφαρμογή της μεθόδου P&O σε μία απλή εκδοχή του αλγορίθμου. Αν και το σύστημα δείχνει να

ανταποκρίνεται στις μεταβολές του ανέμου η δειγματοληψία της ισχύος είναι σχετικά αραιή με αποτέλεσμα να μην μπορούν να εξαχθούν απόλυτα συμπεράσματα σχετικά με τις επιδόσεις της μεθόδου. Μία τροποποίηση της μεθόδου παρουσιάζεται στην αναφορά [15] όπου για τη βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος στις συγκρίσεις χρησιμοποιείται η κλίση της καμπύλης ισχύος-στροφών της ανεμογεννήτριας, ενώ το βήμα μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής δεν είναι σταθερό αλλά δυναμικό. Σε ορισμένες εφαρμογές χρησιμοποιούνται ελεγκτές **ασαφούς λογικής** για την υλοποίηση της μεθόδου P&O.

Το βασικότερο πλεονέκτημα των μεθόδων αυτών βρίσκεται στο γεγονός ότι **δεν επηρεάζονται από ανακρίβειες της χαρακτηριστικής καμπύλης** της ανεμογεννήτριας και σε τυχόν αλλαγές αυτής με την πάροδο του χρόνου. Ταυτόχρονα το γεγονός ότι σε ορισμένες περιπτώσεις δεν είναι απαραίτητη η μέτρηση μηχανικών μεγεθών, όπως η ταχύτητα, αλλά μόνο ηλεκτρικών, μειώνει το κόστος της διάταξης.

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας αναπτύχθηκαν **τέσσερις διαφορετικοί ελεγκτές MRPT** και μελετήθηκε η αντίστοιχη συμπεριφορά ενός συστήματος ανεμογεννήτριας τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και σε πειραματικό επίπεδο χρησιμοποιώντας κατάλληλη πρότυπη διάταξη. Συγκεκριμένα, **υλοποιήθηκε:**

- **Ελεγκτής βασισμένος σε δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες ροπής-στροφών,**
- **ελεγκτής P&O, και υβριδικός ελεγκτής P&O**
- **ελεγκτής ασαφούς λογικής (fuzzy logic)**
- **ελεγκτής τεχνητών νευρωνικών δικτύων**

Οι τέσσερις μέθοδοι ελέγχου αξιολογήθηκαν τόσο σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου όσο και σε πραγματικές χρονοσειρές και καταγράφηκαν οι αντίστοιχοι χρόνοι απόκρισης, η αποδιδόμενη ισχύς, αλλά και πλήθος σημαντικών δεδομένων όπως οι στροφές της ανεμογεννήτριας, η ροπή στον άξονα της μηχανής, τάσεις και ρεύματα σε διάφορα σημεία του κυκλώματος. Η αξιολόγηση των μεθόδων ελέγχου συμπεριέλαβε **διάφορα σενάρια λειτουργίας** (όπως π.χ. η χρήση υποβέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής-στροφών) τα οποία είχαν ως σκοπό να αναδείξουν τις **εγγενείς αδυναμίες** του κάθε ελεγκτή με στόχο αφενός την πληρότητα στην καταγραφή συμπερασμάτων και αφετέρου τη **σύγκριση των μεθόδων** λαμβάνοντας υπόψη της αδυναμίες του καθενός.

Αν και η μέθοδος δεδομένων χαρακτηριστικών καμπυλών και P&O απαντώνται στη βιβλιογραφία **τόσο ο υβριδικός ελεγκτής P&O** όσο και **ο ελεγκτής ασαφούς λογικής** στη μορφή που υλοποιήθηκε αποτελούν **στοιχεία καινοτομίας** της εργασίας. Η μέθοδος αξιολόγησης, η οποία χρησιμοποιήθηκε καθώς και τα αντίστοιχα αποτελέσματα βοήθησαν

στην ανάδειξη **συγκεκριμένων πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων** της κάθε μεθόδου ενώ οδήγησαν και σε **βελτιώσεις τους**. Με βάση τα αποτελέσματα συμπεραίνεται ότι ο ελεγκτής ασαφούς λογικής ο οποίος αναπτύχθηκε, αν και αυξημένης πολυπλοκότητας, υπερτερεί έναντι των υπολοίπων μεθόδων τόσο σε **ταχύτητα απόκρισης**, όσο και σε **ακρίβεια στην ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος** ανεξαρτήτως συνθηκών λειτουργίας.

## 1.6 Διασύνδεση ανεμογεννητριών στο δίκτυο

Η μεγάλη διεύθυνση αιολικής ισχύος έχει στις μέρες μας ωθήσει τους διαχειριστές των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας να αναπροσαρμόσουν τους κώδικές τους, έτσι ώστε να αποφευχθούν ανεπιθύμητες παρενέργειες, όσον αφορά στην **ασφάλεια και στην αξιόπιστη λειτουργία τους** [16] - [21]. Μία από τις απαιτήσεις σχετικά με τις ανεμογεννήτριες οι οποίες βρίσκονται διασυνδεδεμένες στο δίκτυο είναι η ικανότητα να παραμένουν διασυνδεδεμένες σε περιπτώσεις σφαλμάτων (fault ride-through capability, FRT). Στο παρελθόν [22] οι ανεμογεννήτριες δεν επιτρεπόταν να παραμείνουν συνδεδεμένες στο δίκτυο όταν η τάση στο σημείο ζεύξης έπεφτε κάτω από το 85% της ονομαστικής ακόμα και αν το σφάλμα συνέβαινε μακριά από το αιολικό πάρκο [23]. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο σε δίκτυα με σημαντικό ποσοστό διεύθυνσης αιολικής ενέργειας, οι βυθίσεις τάσεις και κατά συνέπεια η αποσύνδεση των ανεμογεννητριών, μπορούσε να οδηγήσει σε **προβλήματα ευστάθειας** του συστήματος.

Σήμερα οι διαχειριστές του συστήματος ανά χώρα έχουν θεσπίσει **καμπύλες ορίων βύθισης τάσης**, οι οποίες καθορίζουν την FRT λειτουργία των διασυνδεδεμένων ανεμογεννητριών. Σύμφωνα με αυτές τις καμπύλες, οι ανεμογεννήτριες θα πρέπει να παραμείνουν διασυνδεδεμένες για την αντίστοιχη βύθιση, για όσο χρόνο ορίζεται από την εκάστοτε καμπύλη. Η συμβατότητα με τους κώδικες ελέγχεται μέσω προσομοιώσεων σε πιστοποιημένα μοντέλα τα οποία βασίζονται σε δοκιμές σε πραγματικά δοκίμια.

Πέραν της απαίτησης για παραμονή στο δίκτυο κατά τη διάρκεια σφαλμάτων, οι νέοι κώδικες απαιτούν και την **παροχή υποστήριξης της τάσης στο ζυγό** τόσο κατά τη διάρκεια όσο και αμέσως μετά το πέρας του σφάλματος. Η απαίτηση αυτή συνεπάγεται **τον έλεγχο της αέργου ισχύος**, η οποία εγχέεται στο δίκτυο μέσω κατάλληλων ελεγκτών των μετατροπένων διασύνδεσης. Ο έλεγχος αυτός γίνεται ως επί το πλείστον σε **d-q πλαίσιο αναφοράς**, όπου οι συνιστώσες του ρεύματος στον ευθύ και κάθετο άξονα δίνουν τη δυνατότητα για ξεχωριστή ρύθμιση της εγχεόμενης ενεργού και αέργου ισχύος αντίστοιχα [17] - [21]. Συνήθως, δειγματοληπτούνται οι τάσεις και τα ρεύματα στο σημείο διασύνδεσης και τα τελευταία μετασχηματίζονται σε d και q συνιστώσες. Η ενεργός ισχύς καθορίζεται από την d συνιστώσα

και ελέγχεται, είτε μέσω σταθεροποίησης της τάσης στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος στην είσοδο του αντιστροφέα, όπως στις αναφορές [22] - [23], είτε απευθείας μέσω εντολής ενεργού ισχύος όπως στην αναφορά [27]. Η  $q$  συνιστώσα του ρεύματος καθορίζει την άεργο ισχύ, η οποία μεταγεται προς και από το δίκτυο. Κατά τη διάρκεια του σφάλματος θα πρέπει επίσης να εξασφαλίζεται ο περιορισμός των ρευμάτων τα οποία ρέουν στον αντιστροφέα και τα οποία αν αφεθούν ανεξέλεγκτα λαμβάνουν απαγορευτικές τιμές. Συνήθως για την αποφυγή υπερτάσεων στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος κατά τη διάρκεια σφαλμάτων, χρησιμοποιούνται φορτία έκτακτης ανάγκης (dump loads).

Για την ορθή απόκριση του συστήματος στις παραπάνω διαταραχές **στα πλαίσια της παρούσας εργασίας** έχει σχεδιαστεί σύστημα προστασίας που λειτουργεί σύμφωνα με τα πρότυπα ικανότητας ανοχής σφαλμάτων (Fault ride Through capability, FRT) και διαταραχών βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through capability, LVRT). Το σύστημα προστασίας αποτελείται από ένα **ελεγκτή προστασίας υπερρεύματος-υπότασης** σε συνδυασμό με κατάλληλη λειτουργία του ελεγκτή του αντιστροφέα. Στην παρούσα εργασία ο έλεγχος του αντιστροφέα πραγματοποιείται από κατάλληλο ελεγκτή ο οποίος λειτουργεί εφαρμόζοντας **διανυσματικό έλεγχο τάσης και ρύθμιση ρεύματος** δίνοντας τη δυνατότητα για έλεγχο της αέργου ισχύος, η οποία ανταλλάσσεται με το δίκτυο.

Με στόχο την πλήρωση των κριτηρίων FRT υλοποιείται ελεγκτής, ο οποίος παρακολουθεί την τάση του δικτύου και επιτρέπει **την παραμονή της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο** για όσο χρόνο επιβάλλουν οι καμπύλες ανοχής. Ο ελεγκτής λειτουργεί σε συνεργασία με τον ελεγκτή του αντιστροφέα, ο οποίος βελτιώνεται με στόχο να **περιορίζει την υπερένταση που εμφανίζεται** όταν λαμβάνει χώρα κάποια βύθιση της τάσης του δικτύου. Σε περίπτωση που ο χρόνος διάρκειας της βύθισης είναι μεγαλύτερος από τα όρια ανοχής τότε πραγματοποιείται άμεση **αποσύνδεση από το δίκτυο** και μεταγωγή σε απομονωμένη λειτουργία μέσω ενός φορτίου έκτακτης ανάγκης. Καθ' όλη τη λειτουργία του συστήματος λειτουργεί ελεγκτής ο οποίος παρακολουθεί το ρεύμα που διέρχεται από τον αντιστροφέα και αν αυτό για οποιοδήποτε λόγο ξεπεράσει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή προκαλεί άμεση αποσύνδεση ανεξαρτήτως του επιτρεπόμενου χρόνου παραμονής.

## 1.7 Χρήση ανεμογεννητριών σε υβριδικά συστήματα που συνδυάζουν φωτοβολταϊκά και τεχνολογίες υδρογόνου

Το συνεχώς αυξανόμενο ενδιαφέρον για τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και την ενεργειακή διαφοροποίηση της ηλεκτροπαραγωγής οδήγησε στην ανάπτυξη εφαρμογών, οι οποίες συνδυάζουν **διάφορες ενεργειακές πηγές** για την κάλυψη φορτίων. Τα φορτία αυτά μπορεί να αποτελούν απομακρυσμένες οικιακές καταναλώσεις, φορτία ειδικού σκοπού ή φορτία διασυνδεδεμένα σε ασθενή δίκτυα. Σε κάθε περίπτωση, πρωταρχικός στόχος του συστήματος παραγωγής είναι η κάλυψη της ζήτησης, ανεξάρτητα των καιρικών συνθηκών, καθώς και η ποιότητα της παρεχόμενης ισχύος. Λόγω του **χαμηλού** τους, πλέον, **κόστους** αλλά και της **υψηλής** τους **απόδοσης** οι **ανεμογεννήτριες παίζουν πρωτεύοντα ρόλο** σε τέτοιου είδους συστήματα **ως κύριες πηγές ενέργειας**. Ωστόσο, η αυτόνομη λειτουργία σταθμών παραγωγής ΑΠΕ μικρής κλίμακας συνήθως απαιτεί **τουλάχιστον ένα σύστημα αποθήκευσης**, καθώς και μία επιπλέον ενεργειακή πηγή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατά βούληση. Με βάση αυτές τις απαιτήσεις, η **χρησιμοποίηση του υδρογόνου** μέσω κυψελών καυσίμου αποτελεί μία ελκυστική επιλογή **ως πηγή ισχύος**, αλλά και **ως μέσο αποθήκευσης** μέσω διατάξεων ηλεκτρόλυσης.

**Διάφορες εφαρμογές που συνδυάζουν το υδρογόνο με άλλες τεχνολογίες ΑΠΕ**, όπως ανεμογεννήτριες και φωτοβολταϊκά, συναντώνται στη βιβλιογραφία [28] – [31]. Σε αυτές τις εφαρμογές, μία κυψέλη καυσίμου, συνήθως τεχνολογίας μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων (*Proton Exchange Membrane - PEM*), χρησιμοποιείται για να καλύψει το έλλειμμα ισχύος, σε συνδυασμό με πηγές ταχείας απόκρισης ισχύος, όπως οι υπερπυκνωτές. Ακόμη, χρησιμοποιείται μία μονάδα ηλεκτρόλυσης (ηλεκτρολύτης), για να αποθηκεύει την περίσσεια ισχύος σε υδρογόνο, το οποίο θα καταναλωθεί αργότερα από την κυψέλη καυσίμου. Συνήθως, η μεταγωγή της ισχύος γίνεται μέσω ενός κοινού ζυγού συνεχούς ρεύματος (ΣΡ). Αν και οι εφαρμογές των κυψελών καυσίμου και των ηλεκτρολυτών τεχνολογίας PEM σε αυτόνομα συστήματα έχουν δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα, υπάρχουν ορισμένα μειονεκτήματα από τη χρήση τους, τα οποία θα πρέπει να ληφθούν υπόψη.

Από τη μία πλευρά, η πρόσφατη βιβλιογραφία στον τομέα των κυψελών καυσίμου αποφαίνεται πως η διάρκεια ζωής και η απόδοση μίας κυψέλης PEM εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τον τύπο του φορτίου, το οποίο τροφοδοτεί. Στην αναφορά [32] οι συγγραφείς έκαναν μια εκτίμηση της αντοχής μίας κυψέλης καυσίμου PEM σε έντονα **μεταβατικό φορτίο** τύπου on/off (αλληπάλληλες εκκινήσεις της κυψέλης, *on/off cycling*) και παρατήρησαν **μείωση στην κινητική δραστηριότητα**, καθώς και **αύξηση των απωλειών μεταφοράς** για διαφόρους τύπους ηλεκτροδίων. Στην αναφορά [33] οι συγγραφείς διαπίστωσαν σημαντική μείωση της απόδοσης μιας κυψέλης PEM μετά από 500 ώρες λειτουργίας σε φορτίο τύπου on/off. Αντίστοιχα αποτελέσματα αναφέρονται στην αναφορά [34].

Από την άλλη πλευρά, σημαντικά προβλήματα μπορεί να προκαλέσει η λειτουργία των ηλεκτρολυτών με **έντονη κυμάτωση της ισχύος εισόδου**. Στην αναφορά [35] αναφέρονται διάφορα προβλήματα που ενδέχεται να προκύψουν από τη **διακοπτόμενη λειτουργία ενός ηλεκτρολύτη**, ο οποίος τροφοδοτείται από μία πηγή μεταβαλλόμενης ισχύος (π.χ. φωτοβολταϊκή γεννήτρια), όπως κίνδυνοι ανάμειξης υδρογόνου και οξυγόνου σε χαμηλές τιμές της πυκνότητας ρεύματος ή μειωμένη απόδοση για θερμοκρασίες λειτουργίας μικρότερες της ονομαστικής. Στην αναφορά [36] οι συγγραφείς αναφέρουν πως όταν οι αλλαγές της ισχύος εισόδου του ηλεκτρολύτη είναι γρηγορότερες από το ρυθμό επεξεργασίας των αερίων, η πίεση δε μπορεί να ελεγχθεί, δημιουργώντας προβλήματα ασφαλείας. Για αυτό το λόγο, προτείνουν την τροφοδότηση της ισχύος εισόδου σε ελεγχόμενα πλαίσια με τη χρήση περιοριστών κλίσης. Ακόμη, η απόδοση του ηλεκτρολύτη εξαρτάται άμεσα από το ρεύμα που διαρρέει τα ηλεκτρολυτικά κελιά, το οποίο είναι ανάλογο με το ρυθμό παραγωγής υδρογόνου [37], πράγμα το οποίο σημαίνει πως ο έλεγχος της ηλεκτρόλυσης θα πρέπει να γίνεται με γνώμονα το συμβιβασμό μεταξύ μέγιστης απόδοσης και μέγιστου ρυθμού παραγωγής  $H_2$ .

Στην αναφορά [29] οι συγγραφείς προτείνουν ένα αυτόνομο σύστημα παραγωγής ΑΠΕ με αποθήκευση υδρογόνου. Παρόλο που το σύστημα επιτυγχάνει αυτόνομη λειτουργία, η τάση του ζυγού συνεχούς ρεύματος εμφανίζει **μεγάλες διακυμάνσεις**, οι οποίες έχουν επιπτώσεις στην ποιότητα ισχύος. Στην αναφορά [28] οι συγγραφείς περιγράφουν ένα αντίστοιχο αυτόνομο υβριδικό σύστημα και προτείνουν μια μεθοδολογία ελέγχου, η οποία έχει ως στόχο το ισοζύγιο παραγωγής και ζήτησης με σταθεροποίηση της τάσης του ζυγού. Παρόλα αυτά, **δεν έχει ληφθεί υπόψη η κατάλληλη μέριμνα** που θα αποτρέψει την αλόγιστη χρήση της κυψέλης καυσίμου σε διακοπτόμενη λειτουργία, ενώ ο ηλεκτρολύτης λειτουργεί σαν ελεγχόμενο φορτίο έκτακτης ανάγκης (*dump load*), χωρίς να ληφθούν υπόψη τα προβλήματα που προκύπτουν από τη διακοπτόμενη λειτουργία του ή τη λειτουργία του κάτω από συνθήκες έντονης κυμάτωσης της ισχύος εισόδου, τα οποία αναφέρονται παραπάνω.

**Στην παρούσα εργασία** προτείνεται μία στρατηγική ελέγχου και η αντίστοιχη ανάλυση λειτουργίας ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος ΑΠΕ – υδρογόνου, που έχει ως κύριες ενεργειακές πηγές μία ανεμογεννήτρια και μία φωτοβολταϊκή γεννήτρια. Μια κυψέλη καυσίμου χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσει το έλλειμμα ισχύος, ενώ μία συστοιχία υπερπυκνωτών **περιορισμένης χωρητικότητας** χρησιμοποιείται για να καλύψει τα μεταβατικά φαινόμενα της ζήτησης, αλλά και της παραγωγής λόγω διακυμάνσεων της ταχύτητας ανέμου και της ηλιακής ακτινοβολίας. Η στρατηγική ελέγχου η οποία αναπτύχθηκε εξασφαλίζει **αδιάλειπτη παροχή της ισχύος του φορτίου**, υψηλή ποιότητα ισχύος εξόδου και υψηλή ενεργειακή απόδοση, ενώ εστιάζει στον έλεγχο της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη με τέτοιο τρόπο, ώστε να **αποφεύγεται η άσκοπη χρήση των συσκευών σε διακοπτόμενη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας**.



## 1.8 Βιβλιογραφία

- [1] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 1859–1875, Aug. 2009.
- [2] J. M. Guerrero, L. Hang, and J. Uceda, "Control of distributed uninterruptible power supply systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, Aug. 2008.
- [3] H. Slootweg, E. de Vries, "Fixed vs. Variable", *Renewable Energy World*, January-February 2003
- [4] ΕΛΟΤ EN 61000.03.03:1996 Ηλεκτρομαγνητική συμβατότητα (EMC) – Μέρος 3 : Όρια-Τμήμα2: όρια εκπομπής για αρμονικές ρεύματος
- [5] Α. Χανιώτης, Διδακτορική διατριβή "ανάπτυξη, προσομοίωση και κατασκευή συστήματος ελέγχου ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με γεννήτρια μόνιμων μαγνητών για απομονωμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία"
- [6] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, , "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, issue 5, pp. 1398-1409, October 2006.
- [7] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, pp. 486-494, April 2006.
- [8] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, "Autonomous renewable energy conversion system," *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259–275, Jan. 2000.
- [9] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182–184.
- [10] A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, "A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1630–1635, Dec. 1999.
- [11] S. Kim, and E. Kim, "PSCAD/EMTDC – Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [12] A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, "Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system," *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 235–245, Jun. 2001.
- [13] Nakamura, T.; Morimoto, S.; Sanada, M.; Takeda, Y," Optimum control of IPMSG for wind generation system" presented at Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the, Volume: 3, 2002, Page(s): 1435 -1440 vol.3.
- [14] R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, "Novel control strategies for variable speed doubly fed wind power generation systems," *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, pp. 907–915, Nov. 1995.
- [15] B. Neammanee, K. Krajangpan, S. Sirisumrannukul, S. Chatrattana, "Maximum Peak Power Tracking-Based Control Algorithms with Stall Regulation for Optimal Wind Energy Capture", *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007*, 2-5 April 2007, p.p. 1424 - 1430.
- [16] Verband der Netzbetreiber—VDN. (2004, Aug.). REA generating plants connected to the high and extra high voltage network [Online]. Available [http://www.vdn-berlin.de/eeg\\_hh\\_en.asp](http://www.vdn-berlin.de/eeg_hh_en.asp)
- [17] Eon Netz GmbH. (2006, Apr.). Grid code: High and extra high voltage [Online]. Available: <http://www.eon-netz.com/>
- [18] Eirgrid. (2007, Jan.). Grid code, v 2.0 [Online]. Available [www.eirgrid.com](http://www.eirgrid.com)
- [19] National Grid Electricity Transmission PLC. (2006, May). The grid code, Issue 3, Revision 16 [Online]. Available: <http://www.nationalgrid.com/uk/Electricity/Codes/gridcode/consultationpapers/>
- [20] Elkraft Syatem, Eltra. (2004, Nov.). Wind turbines connected to grids with voltages above 100 kV. Technical regulation for the properties and the regulation of wind turbines, Tech. Rep. 214439 v3 [Online]. Available: <http://www.energinet.dk/NR/rdonlyres/E066A026-B4E1-4D5E-A729-80AC5458036A/0/WindTurbinesConnectedtoGridswithVoltageabove100kV.pdf>

- [21] REE, “Requisitos de respuesta frente ahuecos de tension de las instalaciones de produccion de Regimen Especial,” Procedimiento de Operacion 12.3, Red Electrica de Espana, Oct. 2006.
- [22] C. Jauch, P. Sørensen, I. Norhem, and C. Rasmussen, “Simulation of the impact of wind power on the transient fault behavior of the Nordic power system,” *Electric Power Syst. Res.*, no. 77, pp. 135–144, 2007.
- [23] J. M. Rodríguez, J. L. Fernández, D. Beato, R. Iturbe, J. Usaola, P. Ledesma, and J. R. Wilhelmi, “Incidence on power system dynamics of high penetration of fixed speed and doubly fed wind energy systems: Study of the Spanish case,” *IEEE Trans. Power. Syst.*, vol. 17, no. 4, pp. 1089–1095, Nov. 2002.
- [27] M.G. Molina, P. E. Mercado; “An efficient control Strategy of Variable Speed Wind Turbine Generator for Three-Phase Grid-Connected Applications”.
- [28] M. Uzunoglu, O.C. Onar, M.S. Alam, “Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications”, *Renewable Energy*, Vol. 34, Issue 3, pp.509-520, Mar. 2009.
- [29] T. Zhou, B. Francois, “Modeling and control design of hydrogen production process for an active hydrogen/wind hybrid power system”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 34, Issue 1, pp. 21-30, Jan. 2009
- [30] T. Monai, I. Takano, H. Nishikawa, Y. Sawada, “A Collaborative Operation Method between New Energy-Type Dispersed power supply and EDLC, *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 19, pp. 590-598, Sep. 2004.
- [31] T. F. El-Shatter, M. N. Eskander, M. T. El-Hagry, “Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system”, *Energy Conversion and Management*, Vol. 47, Issues 9-10, pp. 1264-1280, Jun. 2006.
- [32] G.J.M. Janssen, E.F. Sitters, A. Pfrang, “Proton-exchange-membrane fuel cells durability evaluated by load-on/off cycling”, *Journal of Power Sources*, Vol. 191, Issue 2, 15, pp. 501-509, Jun. 2009.
- [33] D. Liu, S. Case, “Durability study of proton exchange membrane fuel cells under dynamic testing conditions with cyclic current profile”, *Journal of Power Sources*, Vol. 162, Issue 1, pp. 521-531, Nov. 2006.
- [34] Ferreira, P.J., G.J. la O', Y. Shao-Horn, D. Morgan, R. Makharia, S. Kocha and H. Gasteiger, “Instability of Pt/C Electrocatalysts in Proton Exchange Membrane Fuel Cells: A Mechanistic Investigation”, *J. Electrochem. Soc.*, 152, A2256-A2271, 2005.
- [35] F. Barbir, “PEM electrolysis for production of hydrogen from renewable energy sources”, *Solar Energy*, Vol. 78, pp. 661–669, 2005.
- [36] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, REN21 2010.
- [37] GWEC – GLOBAL WIND 2010 REPORT
- [38] American Wind Energy Association Annual Wind Industry Report, YEAR ENDING 2008
- [39] Γ. Τσεκούρας, “Μελέτη κατασκευής – ανάλυση κυκλωματικής & πεδιακής συμπεριφοράς δοκιμίου 2,5 kW & ανεμογεννήτριας 25 kW”, Μεταπτυχιακή Εργασία, ΕΜΠ, 2000.
- [40] H. Sloopweg, E. de Vries, “Fixed vs. Variable”, *Renewable Energy World*, January-February 2003
- [41]. L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen, B. Bak-Jensen, “Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines”, Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, December 2001.



---

## Κεφάλαιο 2

---

### Μοντελοποίηση υποσυστημάτων ανεμογεννητριών

#### 2.1 Περιγραφή μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν

Για τη μελέτη του συγκεκριμένου συστήματος είναι αναγκαία η σχεδίαση μοντέλων που να προσομοιώνουν πλήρως την λειτουργία του. Στο παρόν κεφάλαιο περιγράφονται τα υποσυστήματα της Α/Γ και αναπτύσσονται μοντέλα για την αναπαράστασή τους. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη **μοντελοποίηση της γεννήτριας μονίμων μαγνητών**, η οποία χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διερεύνηση της Α/Γ. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε ένα **συζευγμένο μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης** με βάση το οποίο μελετήθηκαν φαινόμενα ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων των ηλεκτρικών μεγεθών, καθώς και φαινόμενα μηχανικών ταλαντώσεων του δρομέα της Α/Γ. Παρόλο που η μοντελοποίηση της γεννήτριας κατ' αυτόν τον τρόπο αναπαράγει με εξαιρετική ακρίβεια τη λειτουργία της μηχανής, εντούτοις η πολυπλοκότητά του αυξάνει τις υπολογιστικές απαιτήσεις όταν συνδυαστεί με τα μοντέλα των υπόλοιπων υποσυστημάτων για την προσομοίωση του συνολικού συστήματος. Για το λόγο αυτό, η προσομοίωση της γεννήτριας κατά τη μοντελοποίηση του συνολικού συστήματος πραγματοποιήθηκε θεωρώντας κατάλληλη μεταβολή των παραμέτρων του δυναμικού μοντέλου της συνδυάζοντας ικανοποιητική ακρίβεια και εύλογο υπολογιστικό κόστος.

Επιπλέον, στην εργασία αυτή αναπτύχθηκαν πέραν του συζευγμένου μοντέλου της γεννήτριας μονίμων μαγνητών, δύο τύποι μοντέλων για τη μοντελοποίηση των διαφόρων υποσυστημάτων της Α/Γ στο περιβάλλον MATLAB/Simulink με βάση τη χρονική κλίμακα ενδιαφέροντος:

- α) Μοντέλο εξισώσεων **μέσης τιμής** (χρονικές μεταβολές ενεργού τιμής ηλεκτρικών μεγεθών).
- β) Μοντέλο το οποίο αναπαριστά τις **στιγμιαίες μεταβολές** των ηλεκτρικών μεγεθών (δυναμικό μοντέλο πραγματικού χρόνου).

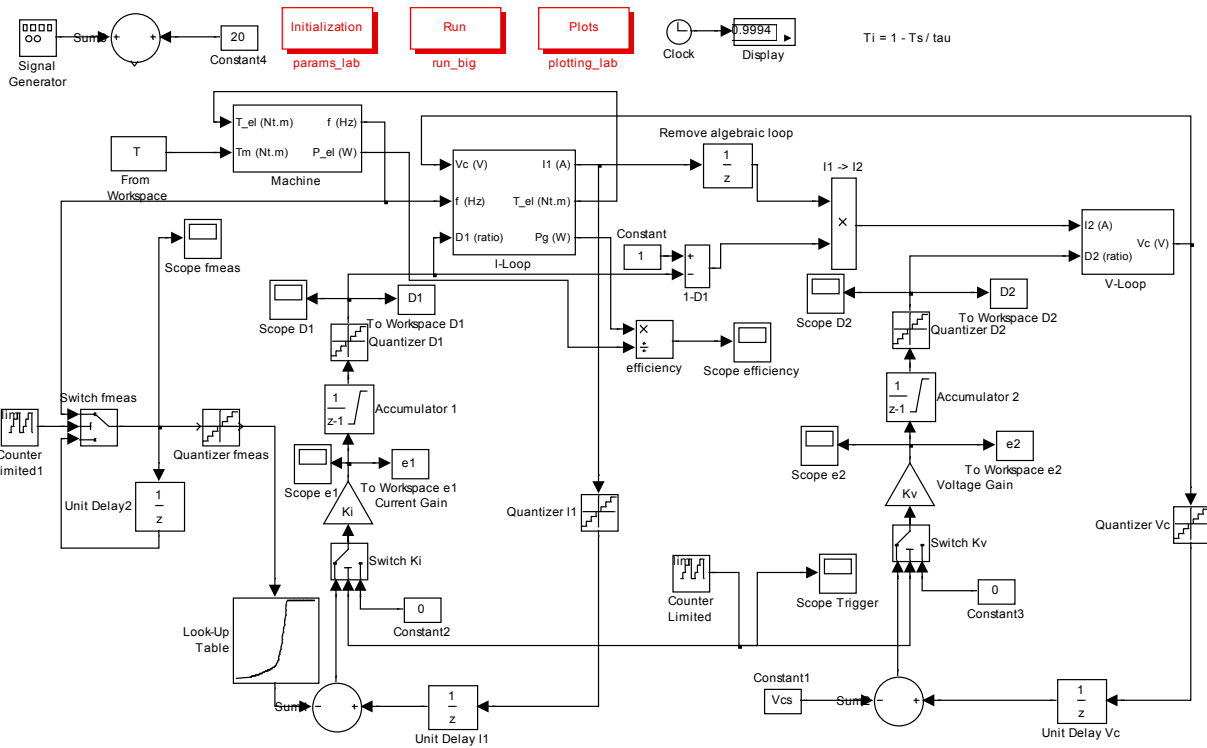
Τα δύο αυτά μοντέλα έχουν συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, ενώ η επιλογή του μοντέλου, το οποίο θα χρησιμοποιηθεί εξαρτάται από το πεδίο εφαρμογής του. Η μοντελοποίηση μέσω εξισώσεων με **μέσες τιμές** δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα όταν εφαρμόζεται για την προσομοίωση μεγεθών, όπως οι τάσεις και ρεύματα στο δίκτυο συνεχούς

ρεύματος, η ενεργός ισχύς εξόδου της Α/Γ, η ροπή της Α/Γ κ.λ.π.. Το γεγονός ότι η μοντελοποίηση προσομοιώνει μέσες τιμές μεγεθών μειώνει εξαιρετικά το υπολογιστικό κόστος πράγμα το οποίο είναι ουσιώδες σε προσομοιώσεις φαινομένων μεγάλης χρονικής κλίμακας .

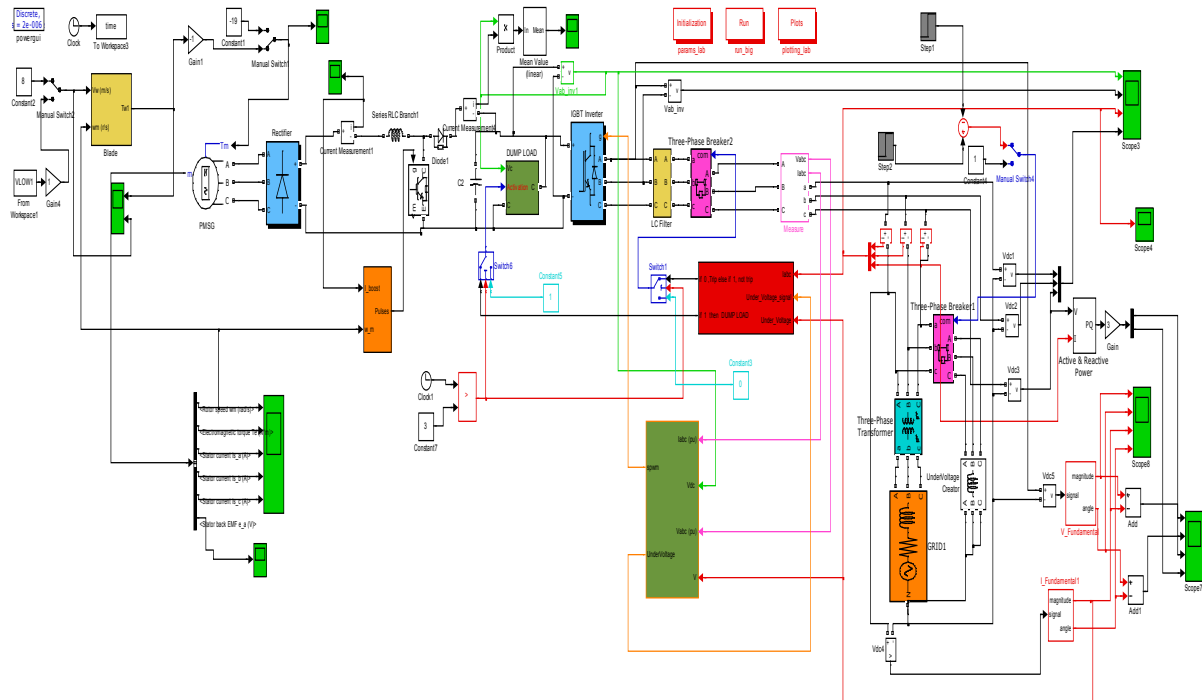
Μειονέκτημα της μοντελοποίησης αυτής είναι ότι βασίζεται σε παραδοχές, οι οποίες έχουν γίνει σε διάφορα σημεία του συστήματος με σκοπό την απλούστευσή του οι οποίες, ωστόσο, το καθιστούν ακατάλληλο για την εξέταση ορισμένων φαινομένων. Για παράδειγμα, η γεννήτρια μονίμων μαγνητών μοντελοποιείται μαζί με τον ανορθωτή διόδων σαν τρισδιάστατος πίνακας που περιγράφει συγκεκριμένες καταστάσεις μόνιμης λειτουργίας άρα είναι **αδύνατο να προσομοιωθούν με μεγάλη ακρίβεια δυναμικά φαινόμενα**. Κάτι παρόμοιο συμβαίνει και με τον μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ, ο οποίος μοντελοποιείται βάσει των εξισώσεων μόνιμης κατάστασης με αποτέλεσμα οι τάσεις και τα ρεύματα να μην απεικονίζονται με στιγμιαίες τιμές αλλά με μέσες. Ταυτόχρονα **οι είσοδοι και οι έξοδοι του μοντέλου είναι συγκεκριμένες** με αποτέλεσμα η προσομοίωση φαινομένων πέραν των καταστάσεων λειτουργίας για τις οποίες έχει σχεδιαστεί, όπως π.χ. ένα βραχυκύκλωμα σε κάποιο σημείο του κυκλώματος, ή το άνοιγμα ενός διακόπτη, να απαιτούν συχνά την αναπροσαρμογή διαφόρων μερών του ή ακόμα και συνολικά. Με λίγα λόγια οι απλοποιήσεις, οι οποίες έχουν γίνει στο μοντέλο το καθιστούν κατάλληλο για την αναπαράσταση ενός πολύ συγκεκριμένου φάσματος λειτουργικών καταστάσεων, εντούτοις, μειώνουν δραματικά τις απαιτήσεις του σε υπολογιστική ισχύ.

Το **δυναμικό μοντέλο** πραγματικού χρόνου έχει σχεδιαστεί χρησιμοποιώντας το περιβάλλον του λογισμικού MATLAB/Simulink και δύναται να προσομοιώσει το σύστημα δίνοντας τις **στιγμιαίες τιμές μεγεθών** σε όλη τη διάταξη. Περιλαμβάνει όλα τα υποσυστήματα της Α/Γ, όπως το αεροδυναμικό μέρος, τη σύγχρονη γεννήτρια, τον μετατροπέα ανύψωσης τάσης, τον αντιστροφέα τύπου πηγής τάσης συνδεδεμένο στο δίκτυο, καθώς και όλων των ελεγκτών των μετατροπέων. Υπάρχει άμεση αλληλεπίδραση της λειτουργίας των υποσυστημάτων πράγμα το οποίο συνεπάγεται πως η λειτουργία του ενός επηρεάζει άμεσα και τα υπόλοιπα. Τα πλεονεκτήματα του μοντέλου είναι αφενός η απεικόνιση των στιγμιαίων τιμών των διαφόρων μεγεθών ανεξαρτήτου συχνότητας πράγμα που δίνει τη δυνατότητα **μελέτης δυναμικών φαινομένων με μεγάλη ακρίβεια** και αφετέρου η δυνατότητα τροποποιήσεων με ευκολία **χωρίς να είναι απαραίτητη η αναπροσαρμογή** των μερών του μοντέλου τα οποία δεν υφίστανται αλλαγές. Ασφαλώς, είναι ευνόητο πως η μοντελοποίηση κατ' αυτόν τον τρόπο **αυξάνει κατακόρυφα τις απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ** πράγμα που σημαίνει πως είναι κατάλληλη για προσομοιώσεις φαινομένων χρονικής κλίμακας της τάξης των μερικών δευτερολέπτων, όπως π.χ. ηλεκτρικών μεταβατικών, τουλάχιστον με τη χρήση ενός οικιακού υπολογιστή της παρούσας γενιάς.

Τα δύο πλήρη μοντέλα που περιγράφηκαν παραπάνω απεικονίζονται στο Σχ. 2.1 και Σχ. 2.2 αντίστοιχα [1].



Σχ. 2.1 Μοντέλο εξισώσεων με μέσες τιμές.



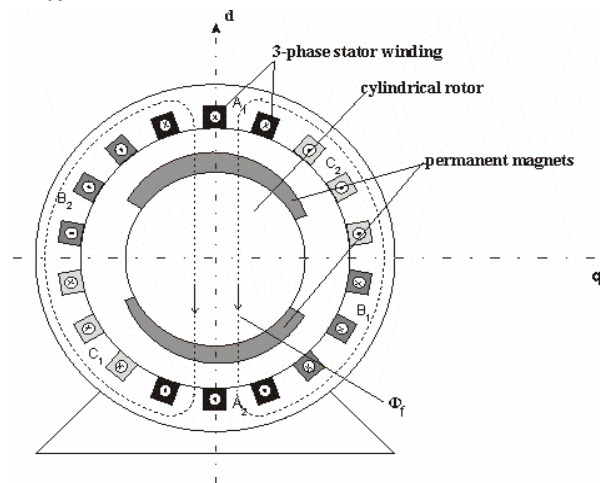
Σχ. 2.2 Δυναμικό μοντέλο πραγματικού χρόνου.

## 2.2 Γεννήτρια Μονίμων Μαγνητών

Τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο γεννήτριες μονίμων μαγνητών σε πληθώρα εφαρμογών. Η χρήση σύγχρονων γεννητριών μονίμων μαγνητών στις ανεμογεννήτριες υπερτερεί έναντι άλλων τοπολογιών, σε ορισμένους τομείς, με κυριότερα πλεονεκτήματα το γεγονός ότι **λειτουργούν υπό υψηλό συντελεστή ισχύος και υψηλή απόδοση** λόγω της ιδιότητάς τους να αυτοδιεγείρονται. Παρόλο που τα υλικά μονίμων μαγνητών εμφάνιζαν στο παρελθόν προβλήματα απομαγνήτισης, στις μέρες μας χρησιμοποιούνται κράματα όπως νεοδύμιου, τα οποία εμφανίζουν μεγάλη σταθερότητα στα χαρακτηριστικά τους [1]. Καθώς η γεννήτρια αποτελεί κύριο μέρος των συστημάτων ανεμογεννητριών, η μοντελοποίησή της αλλά και η μελέτη φαινομένων που διέπουν τη λειτουργία της είναι ζητήματα μείζονος σημασίας. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η μεθοδολογία ανάπτυξης ενός συζευγμένου δυναμικού μοντέλου συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης το οποίο χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διερεύνηση της ανεμογεννήτριας. Με βάση το μοντέλο αυτό μελετώνται φαινόμενα ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων των ηλεκτρικών μεγεθών, φαινόμενα μηχανικών ταλαντώσεων της ανεμογεννήτριας και προτείνεται μία μεθοδολογία ελέγχου για την αντιμετώπισή τους.

### 2.2.1 Διαμόρφωση Γεννήτριας Μονίμων Μαγνητών και Κυριότερα Λειτουργικά Χαρακτηριστικά

Η βασική δομή της γεννήτριας μονίμων μαγνητών που χρησιμοποιείται στη παρούσα εργασία παρουσιάζεται στο Σχ. 2.3.



Σχ. 2.3 Διατομή γεννήτριας μονίμων μαγνητών με επιφανειακούς μαγνήτες

Η τοπολογία του Σχ. 2.3 είναι αυτή των επιφανειακών μαγνητών και αποτελεί μια τοπολογία που τείνει να επικρατήσει μετά την ανάπτυξη μαγνητικών υλικών υψηλής μαγνήτισης. Ο δρομέας αποτελείται από ένα σιδηροπυρήνα ο οποίος μπορεί να είναι συμπαγής ή και να έχει κατασκευαστεί από φύλλα σιδήρου. Λεπτοί μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του πυρήνα. Μαγνήτες αντίθετης μαγνητικής φοράς παράγουν

πυκνότητα ροής ακτινικής κατεύθυνσης διαμέσου του διακένου. Στην εσωτερική επιφάνεια του στάτη υπάρχουν αύλακες στις οποίες τοποθετούνται τυλίγματα. Η γεννήτρια που χρησιμοποιείται στη διάταξη έχει ονομαστική ισχύ 2kW, ονομαστική φασική τάση 220V, ονομαστική συχνότητα 80Hz και 12 ζεύγη πόλων.

### 2.2.2 Μοντέλα Αναπαράστασης της Γεννήτριας Μονίμων Μαγνητών

Η δημιουργία ακριβούς μοντέλου που να περιγράφει ηλεκτρικά μία μηχανή μονίμων μαγνητών δεν είναι απλή λόγω των μη γραμμικών φαινομένων που παρουσιάζουν τα μαγνητικά υλικά αλλά και των αρμονικών φαινομένων που σχετίζονται με την κατασκευή της γεννήτριας [10]. Παρουσιάζονται δύο εναλλακτικές αναπαραστάσεις για τη σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών.

#### 2.2.2.1 Μοντέλο γενικευμένης θεωρίας ηλεκτρικών μηχανών

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας προκύπτουν χρησιμοποιώντας στρεφόμενο πλαίσιο δύο αξόνων με εφαρμογή της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών. Η γεννήτρια δε διαθέτει τυλίγματα απόσβεσης και μπορεί να περιγραφεί αναλυτικά ως μοντέλο τέταρτης τάξης με εισόδους τις τάσεις των ακροδεκτών  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$  και τη μηχανική ροπή στον άξονα  $T_m$ , ενώ μεταβλητές κατάστασης είναι οι συνιστώσες της πεπλεγμένης ροής του στάτη  $\psi_{qs}$ ,  $\psi_{ds}$  και η γωνιακή ταχύτητα και θέση του δρομέα  $\omega_r$ ,  $\vartheta_r$ , αντίστοιχα. Ως έξοδοι του συστήματος λαμβάνονται τα ρεύματα γραμμής  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ . Παρακάτω παρατίθενται οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα. Όλα τα μεγέθη (τάσεις, ρεύματα, πεπλεγμένες ροές ανά δευτερόλεπτο, γωνιακή ταχύτητα δρομέα, αντιστάσεις, ροπή) είναι εκφρασμένα σε ανά μονάδα σύστημα με τις βασικές τιμές που δίνονται στη συνέχεια.

**Συνιστώσες πεπλεγμένης ροής στάτη:**

$$\psi_{qs} = \omega_b \int \left[ v_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) - \omega_r \psi_{ds} \right] dt \quad (2.1)$$

$$\psi_{ds} = \omega_b \int \left[ v_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) - \omega_r \psi_{qs} \right] dt \quad (2.2)$$

Όπου

$$\psi_{mq} = \frac{1}{\frac{1}{X_{mq}} + \frac{1}{X_{ls}}} \frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} = \frac{X_{mq}}{X_{mq} + X_{ls}} \psi_{qs} \quad (2.3)$$

$$\psi_{md} = \frac{1}{\frac{1}{X_{md}} + \frac{1}{X_{ls}}} \left( \frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + i'_m \right) = \frac{X_{md}}{X_{md} + X_{ls}} \psi_{ds} + \frac{X_{md} X_{ls}}{X_{md} + X_{ls}} i'_m \quad (2.4)$$

**Ρεύματα τυλιγμάτων:**

$$i_{qs} = \frac{\psi_{mq} - \psi_{qs}}{X_{ls}} \quad (2.5)$$

$$i_{ds} = \frac{\psi_{md} - \psi_{ds}}{X_{ls}} \quad (2.6)$$

**Εξισώσεις κίνησης δρομέα:**

$$T_e = \psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \quad (2.7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{J} \int (T_m - T_e) dt \quad (2.8)$$

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (2.9)$$

**Ανά μονάδα σύστημα:**

Βασική τιμή ισχύος:  $S_b$  = ονομαστική ισχύς της γεννήτριας

Βασική τιμή τάσης για τις φάσεις abc:  $V_{b(abc)}$  = ενεργός (rms) τιμή της φασικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης σε ονομαστικές στροφές

Βασική τιμή τάσης για τις μεταβλητές qd0:  $V_{b(qd0)} = \sqrt{2} V_{b(abc)}$  πλάτος της φασικής τάσης.

Βασική τιμή ρεύματος γραμμής abc:  $I_{b(abc)} = \frac{S_b}{3V_{b(abc)}}$

Βασική τιμή ρεύματος για τις μεταβλητές qd0:  $I_{b(qd0)} = \frac{S_b}{\frac{3}{2} V_{b(qd0)}}$

Βασική τιμή αντίστασης:  $Z_b = \frac{V_{b(abc)}}{I_{b(abc)}} = \frac{3V_{b(abc)}^2}{S_b}$  ή ισοδύναμα  $Z_b = \frac{V_{b(qd0)}}{I_{b(qd0)}} = \left(\frac{3}{2}\right) \frac{V_{b(qd0)}^2}{S_b}$

Βασική τιμή ροπής:  $T_b = \frac{S_b}{\left(\frac{2}{P}\right)\omega_b}$  όπου η βασική γωνιακή ταχύτητα  $\omega_b$  αντιστοιχεί στην

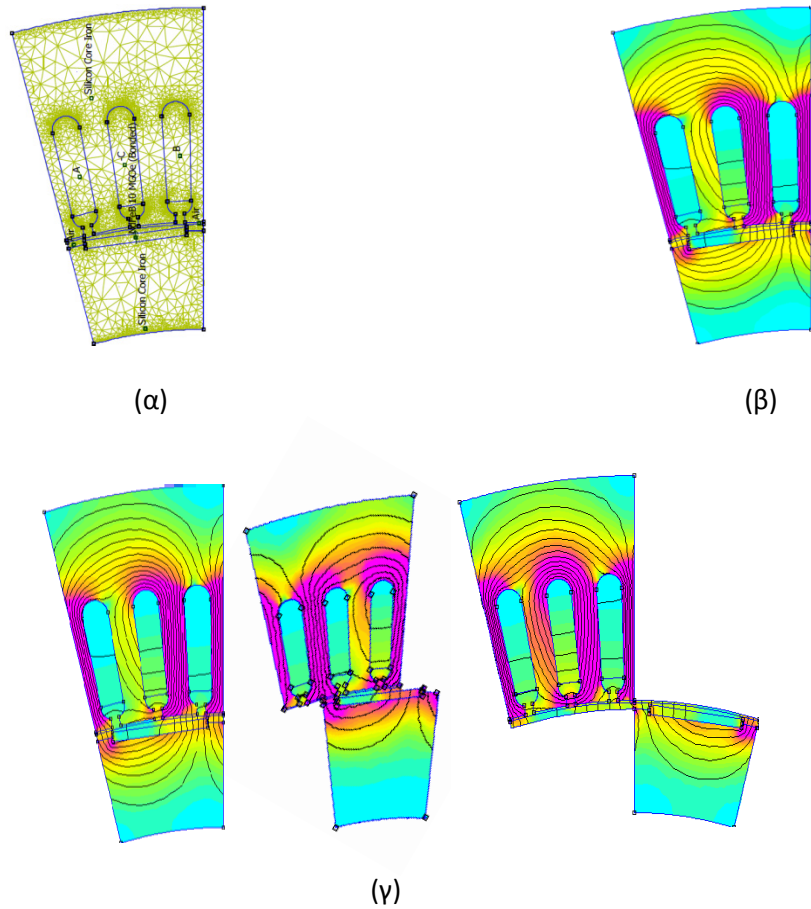
ονομαστική ή βασική τιμή (ηλεκτρικής) συχνότητας της μηχανής.

Ανηγγμένη σταθερά αδράνειας:  $H = \frac{1}{2} \frac{J\omega_{mb}^2}{S_b} = \frac{1}{2} \left( \frac{2}{P} \right)^2 \frac{J\omega_b^2}{S_b}$  όπου  $\omega_{mb}$  είναι η βασική τιμή μηχανικής ταχύτητας.

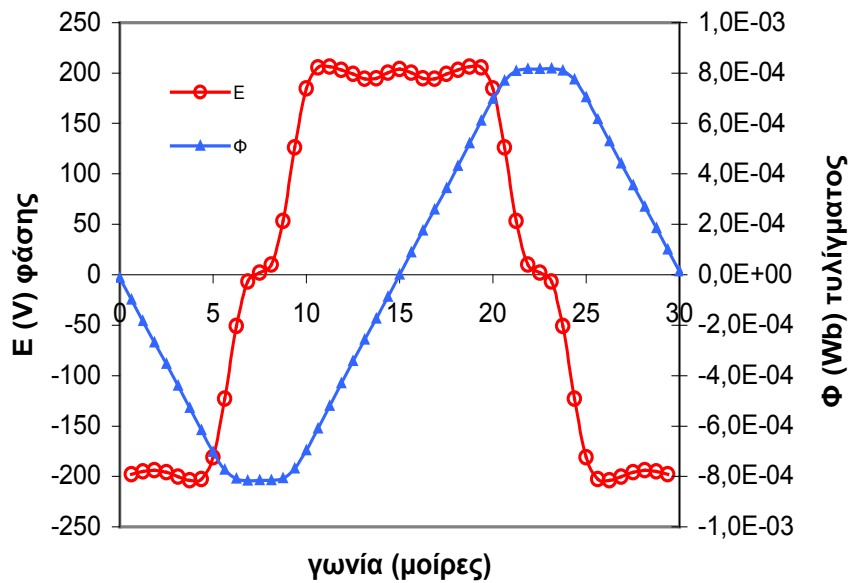
### 2.2.2.2 Συζευγμένο μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης βασισμένης σε μεθόδους πεπερασμένων στοιχείων

Η ανάλυση της λειτουργίας ηλεκτρικών μηχανών με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων δύναται να παράγει αποτελέσματα με εξαιρετική ακρίβεια όσον αφορά στην αναπαράσταση ηλεκτρικών και μαγνητικών μεγεθών καθώς και μεγεθών με άμεση συσχέτιση όπως π.χ. απώλειες, ισοδύναμες αυτεπαγωγές, δυνάμεις στο διάκενο της μηχανής κ.λπ.. Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων μπορεί εκτός από τη λειτουργική ανάλυση της εκάστοτε μηχανής να εφαρμοστεί και κατά τη φάση σχεδιασμού της σαν εργαλείο βελτιστοποίησης.

Όσον αφορά στη μηχανή που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εφαρμογή, χρησιμοποιήθηκε μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων για την ανάλυση της λειτουργίας της σε μόνιμη κατάσταση και για διάφορες συνθήκες φόρτισης ενώ παράλληλα μελετήθηκαν συνθετότερα φαινόμενα όπως ταλαντώσεις της ροπής του διακένου και φαινόμενα εκκεντρότητας. Το **μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων** συνδυάστηκε με το αντίστοιχο **ισοδύναμο κυκλώματος της μηχανής**, ώστε να είναι απρόσκοπτη η συνεργασία με τα μοντέλα των υπόλοιπων στοιχείων για την ανάλυση και προσομοίωση όλου του συστήματος της Α/Γ.Ο πίνακας 2.1 συνοψίζει τα κύρια κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής. Για τη μοντελοποίηση της συγκεκριμένης 24πολικής μηχανής αναπτύχθηκε **δισδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων** το οποίο προσομοιώνει ένα πόλο, χρησιμοποιώντας κατάλληλες οριακές συνθήκες στα όρια της σχεδιασμένης γεωμετρίας. Το πλέγμα του ενός πόλου αποτελείται από 5543 κόμβους και φαίνεται στο Σχ. 2.4α. Στο Σχ. 2.4β φαίνεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου σ' ένα πόλο της μηχανής για συνθήκες ονομαστικής φόρτισης. Τόσο ο στάτης, όσο και ο δρομέας της μηχανής αποτελούνται από χάλυβα μη προσανατολισμένων κόκκων, ενώ οι μόνιμοι μαγνήτες από κράμα Νεοδυμίου. Η επίλυση του μοντέλου δύναται να εκτελείται σε διαδοχικά βήματα αλλάζοντας, τόσο τη γεωμετρία του, όσο και την τιμή των ρευμάτων του στάτη, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.4γ. Στο Σχ. 2.5 φαίνονται ενδεικτικά αποτελέσματα προσομοίωσης με το μοντέλο και συγκεκριμένα η ροή τυλίγματος και η ΗΕΔ σε μία φάση της γεννήτριας μονίμων μαγνητών [2].



**Σχ. 2.4** Δισδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων. (α) Πλέγμα (β) κατανομή του μαγνητικού πεδίου (γ) στιγμιότυπα για κίνηση του δρομέα και χρονική μεταβολή των ρευμάτων του στάτη.



**Σχ. 2.5** Προσομοίωση ροής τυλίγματος και τάσης φάσης της γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε ονομαστικές στροφές



ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1

Σχεδιαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής (διαστάσεις σε mm)

|                      |                 |      |
|----------------------|-----------------|------|
| <b>Rotor</b>         | radius          | 123  |
| <b>Stator</b>        | inner radius    | 125  |
|                      | outer radius    | 175  |
|                      | number of teeth | 72   |
| <b>Tooth</b>         | length          | 25   |
|                      | width           | 7    |
|                      | basis width     | 9    |
| <b>Magnet</b>        | length          | 24.2 |
|                      | width           | 3    |
|                      | depth           | 30   |
| <b>Machine depth</b> |                 | 30   |

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων με το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων εισάγονται σε **μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων** για προσομοιώσεις της συμπεριφοράς της μηχανής σε πραγματικό χρόνο. Το τελευταίο πρόκειται για μοντέλο που περιλαμβάνει ηλεκτρεγερτική δύναμη, αντίσταση και αυτεπαγωγή για κάθε φάση. Για λόγους απλοποίησης του μοντέλου συγκεντρωμένων παραμέτρων οι αυτεπαγωγές του ισοδύναμου κυκλώματος μπορούν να έχουν ως τιμή τη μέση αυτεπαγωγή που προκύπτει από την ανάλυση με μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων και τη χρήση εμπειρικών τύπων. Συγκεκριμένα, προσδιορίζονται οι αυτεπαγωγές σκέδασης  $L_{lq}$  και  $L_{ld}$ , κάθετου και ευθύ άξονα αντίστοιχα, όπως ορίζονται στον τροποποιημένο μετασχηματισμό του Park, σύμφωνα με τους τύπους:

$$L_{lq} \approx L_{lq\tau\lambda} + L_{e\sigma l} \quad (2.10)$$

$$L_{ld} \approx L_{ld\tau\lambda} + L_{e\sigma l} \quad (2.11)$$

όπου οι αυτεπαγωγές  $L_{lq\tau\lambda}$  και  $L_{ld\tau\lambda}$  για τον κάθετο και ευθύ άξονα αντίστοιχα προκύπτουν από το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων, ενώ η  $L_{e\sigma l}$ , δηλαδή η αυτεπαγωγή σκέδασης των άκρων του τυλίγματος, προκύπτει από εμπειρικούς τύπους που λαμβάνουν υπόψη τις διαστάσεις του. Όμως οι αυτεπαγωγές αυτές συνδέονται με τις αντίστοιχες μαγνητικές αγωγιμότητες με τις σχέσεις:

$$L_{lq\tau\lambda} \approx \frac{3}{2} \frac{P}{2} N_i^2 P_{lq} \quad (2.12)$$

$$L_{ld\tau\lambda} \approx \frac{3}{2} \frac{P}{2} N_i^2 P_{ld} \quad (2.13)$$

όπου  $N_i$  είναι ο αριθμός των ελιγμάτων ανά πηνίο (στην παρούσα περίπτωση είναι ίσος με 50),  $P$  είναι ο αριθμός των πόλων (ίσος με 24) και  $P_{lq}$ ,  $P_{ld}$  οι μαγνητικές αγωγιμότητες σκέδασης. Οι τελευταίες υπολογίζονται από τους τύπους:

$$P_{lq} = \frac{\Phi_{lq}}{F_{lq}} \quad (2.14)$$

$$P_{ld} = \frac{\Phi_{ld}}{F_{ld}} \quad (2.15)$$

όπου  $\Phi_{lq}$  και  $\Phi_{ld}$  η μαγνητική ροή σκέδασης στον κάθετο και ευθύ άξονα αντίστοιχα, ενώ  $F_{lq}$  και  $F_{ld}$  οι αντίστοιχες μαγνητεγερτικές δυνάμεις.

Οι μαγνητικές ροές υπολογίζονται με βάση τις τιμές του διανυσματικού δυναμικού σε συγκεκριμένα σημεία της γεωμετρίας, ενώ οι μαγνητεγερτικές δυνάμεις λαμβάνονται από την πρώτη αρμονική των αντίστοιχων διαγραμμάτων σε συνάρτηση με το μήκος τόξου. Οι προσομοιώσεις γίνονται για φόρτιση των τυλιγμάτων στο 150% της ονομαστικής τους με απόντες τους μόνιμους μαγνήτες, λαμβάνοντας έτσι υπόψη τη δυσμενέστερη περίπτωση. Τα αποτελέσματα συνοψίζονται στα εξής:

$$P_{lq} = 0.257 \cdot 10^{-6} \text{ Wb/AE} \quad \& \quad P_{ld} = 0.256 \cdot 10^{-6} \text{ Wb/AE}$$

$$\Phi_{lq} = 0.10478 \text{ mWb} \quad \& \quad \Phi_{ld} = 0.0523 \text{ mWb}$$

$$L_{lq} \approx 13.928 \text{ mH} \quad \& \quad L_{ld} \approx 13.911 \text{ mH}$$

Για τον υπολογισμό της ωμικής αντίστασης  $R_{ph}$  χρησιμοποιείται η σχέση 2.16, έχοντας ως δεδομένα την ειδική αγωγιμότητα  $\rho_{Cu}$  του υλικού ( $0,0175 \text{ } \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ), το συνολικό μήκος του  $L_{Cu}$  και την αντίστοιχη διατομή του  $S = 0,785 \text{ mm}^2$ .

$$R_{ph} = \rho_{Cu} \frac{L_{Cu}}{S} \quad (2.16)$$

Το μήκος κάθε σπείρας είναι σύμφωνα με τις παραδοχές που έχουν γίνει ως προς τα μήκη ίσο με:

$$L_{\sigma\pi\epsilon\iota\rho\alpha\varsigma} = 0.215 \text{ m}$$

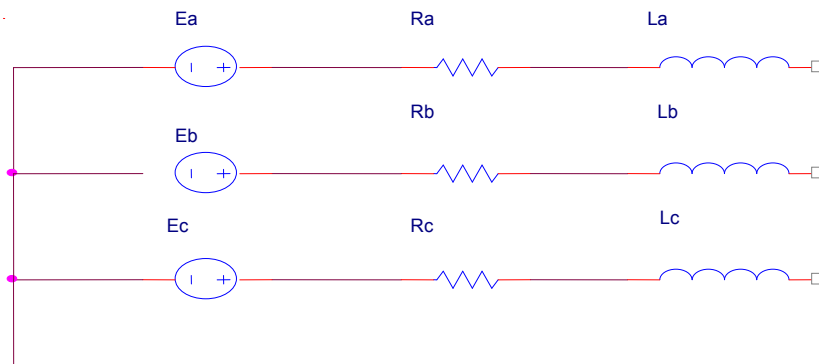
Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη ότι το κάθε πηνίο έχει 50 σπείρες και ότι είναι 12 πηνία συνδεδεμένα σε σειρά ανά φάση, τότε το συνολικό μήκος είναι:

$$L_{Cu} = 128.9 \text{ m}$$

Οπότε η αντίσταση κάθε φάσης είναι:

$$R_{ph} = 2.87 \Omega$$

Οι λεπτομέρειες του κυκλώματος φαίνονται στο Σχ. 2.6. Καθώς η μορφή της ηλεκτρεγερτικής δύναμης της γεννήτριας αποκλίνει έντονα από αυτή του απλού ημιτόνου, το ισοδύναμο κύκλωμα που περιέχει πολλές αρμονικές συνιστώσες, υπό τη μορφή χρονικής μεταβολής του σήματος, φαίνεται να έχει σαφές πλεονέκτημα έναντι του μοντέλου που προκύπτει από τη γενικευμένη θεωρία ηλεκτρικών μηχανών. Μεγέθη όπως η ισχύς και η ροπή υπολογίζονται χωρίς σημαντικές αποκλίσεις. Το μοντέλο της γενικευμένης θεωρίας θα μπορούσε να επεκταθεί ώστε να συμπεριλάβει ανώτερες αρμονικές υπό τη μορφή πλαισίων στρεφομένων με πολλαπλάσια ταχύτητα της θεμελιώδους κάτι τέτοιο, ωστόσο, δεν είναι πρακτικό για πολλές συνιστώσες.



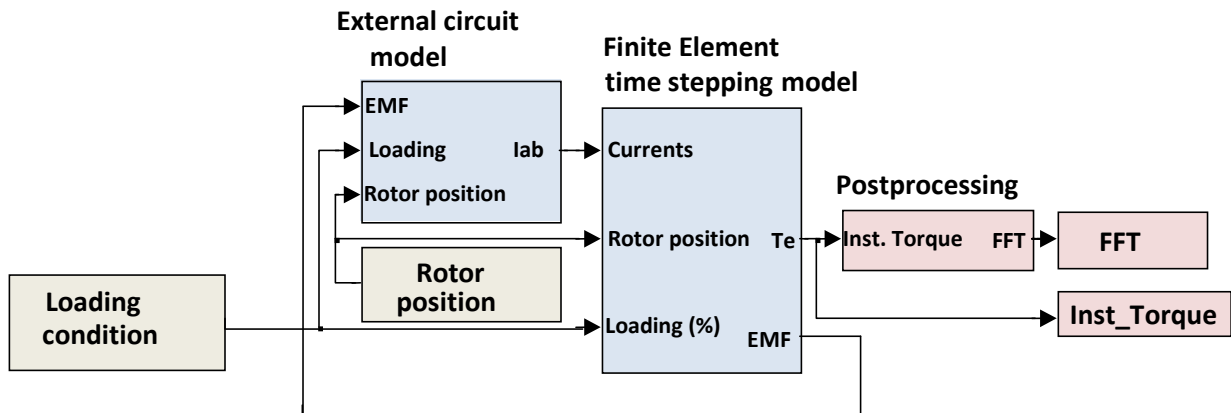
Σχ. 2.6 Ισοδύναμο κύκλωμα γεννήτριας

$$V_a = \tilde{E}_a - L_a \frac{di_a}{dt} - M \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_c}{dt} - R_a i_a \quad (2.17)$$

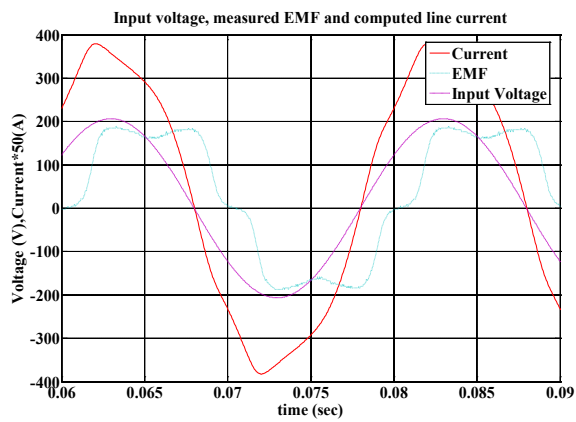
$$i_b + i_c = -i_a \quad (2.18)$$

$$V_a = \tilde{E}_a - R_a i_a - (L_a + M) \frac{di_a}{dt} \quad (2.19)$$

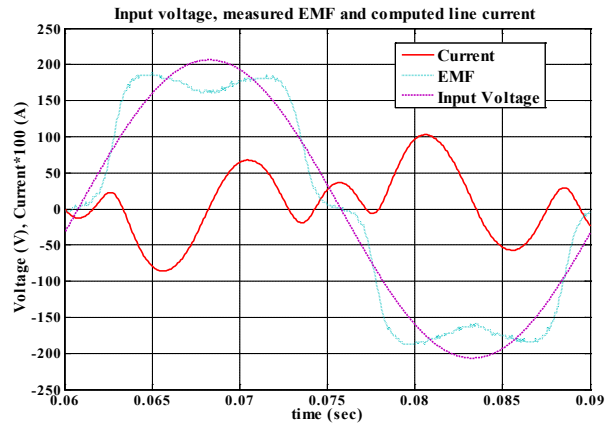
Το δομικό διάγραμμα του **συζευγμένου μοντέλου** που αναπτύχθηκε φαίνεται στο Σχ. 2.7. Το μοντέλο ισοδύναμου κυκλώματος δέχεται ως είσοδο από το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων την ΗΕΔ της μηχανής, και από εξωτερικό υπολογιστικό μοντέλο τη φόρτιση και θέση του δρομέα. Σαν έξοδο δίνει τα ρεύματα των τριών φάσεων στο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων το οποίο δέχεται και αυτό σαν εισόδους τη θέση του δρομέα και το επίπεδο φόρτισης. Με τον τρόπο αυτό δύνανται να υπολογιστούν με ακρίβεια φαινόμενα μη γραμμικά όπως ο **κορεσμός της μηχανής**, να ληφθούν υπ' όψη **ανώτερες αρμονικές της τάσης και του ρεύματος** αλλά και η επίδραση όλων αυτών των φαινομένων στη λειτουργία της μηχανής όπως π.χ. **οι ταλαντώσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής**, με εξαιρετική ακρίβεια. Στο Σχ. 2.8 φαίνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα.



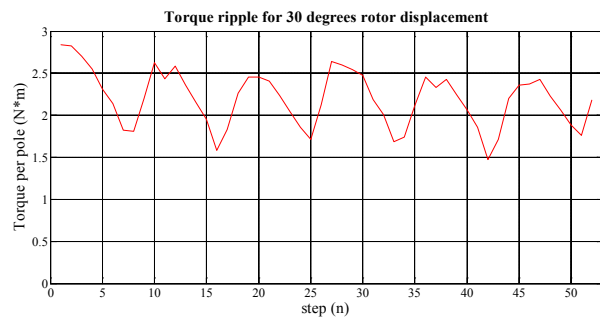
Σχ. 2.7 Δομικό διάγραμμα συζευγμένου μοντέλου.



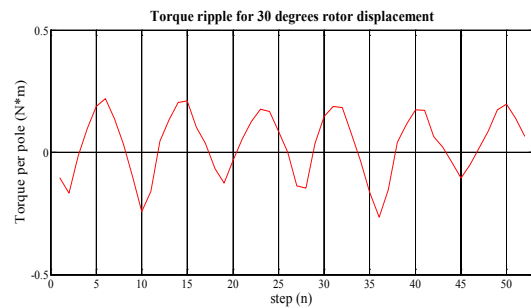
(α)



(β)



(γ)



(δ)

Σχ. 2.8 Υπολογισμένα μεγέθη με βάση το συζευγμένο μοντέλο α) Τάση εισόδου, ΗΕΔ, ρεύμα εισόδου για πλήρη φόρτιση β) Τάση εισόδου, ΗΕΔ, ρεύμα εισόδου για μηδενική φόρτιση γ) Ηλεκτρομαγνητική ροπή για πλήρη φόρτιση δ) Ηλεκτρομαγνητική ροπή για μηδενική φόρτιση.

## 2.2.3 Μελέτη φαινομένων εκκεντρότητας

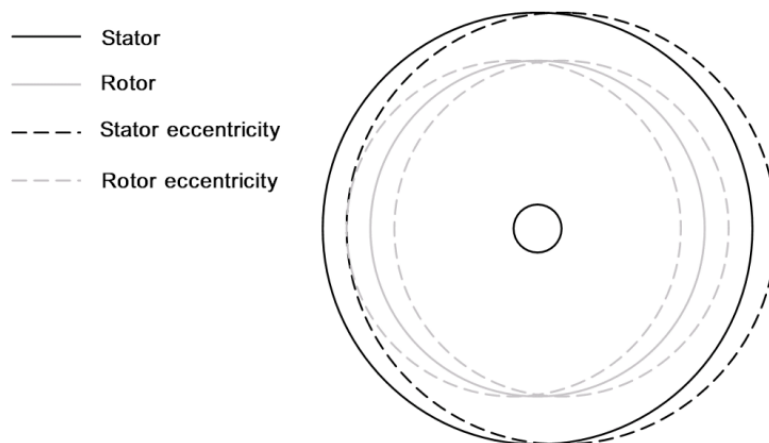
### 2.2.3.1 Περιγραφή προβλήματος

Καθώς η πολυπολική γεννήτρια μονίμων μαγνητών είναι σχεδιασμένη με σκοπό τη βέλτιστη δυνατή αξιοποίηση του μαγνητικού υλικού, τα κατασκευαστικά της χαρακτηριστικά λαμβάνουν συχνά οριακές τιμές [1]-[4]. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι το διάκενο που έχει επιλεγεί στη υπό μελέτη μηχανή, το οποίο είναι μικρότερο των 1mm. Συνέπεια του μικρού διακένου είναι η ανάδειξη ατελειών όπως η εκκεντρότητα στα ηλεκτρικά μετρούμενα μεγέθη [3]-[8]. Η μεγάλη **διακύμανσή τους σε χαμηλή συχνότητα** είναι δυνατόν **να διεισδύσει στο σύστημα ελέγχου** προκαλώντας εσφαλμένη διέγερση και ίσως σωρευτικά προβλήματα στην καταπόνηση των μηχανικών μερών. Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφεται η διαδικασία σύνθεσης ενός μοντέλου βασισμένου στην ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων, το οποίο υπολογίζει με **εξαιρετική ακρίβεια την ΗΕΔ της μηχανής για διαφορετικές τιμές της εκκεντρότητας** ενώ ταυτόχρονα αποτιμούνται ενδιαφέρουσες ποσότητες και εξάγονται τα σχετικά με τον έλεγχο συμπεράσματα.

### 2.2.3.2 Μοντελοποίηση της γεννήτριας για προσομοίωση εκκεντρότητας

- **Γεωμετρική αναπαράσταση**

Η μικρή απόκλιση στη θέση του στάτη ή του δρομέα από το κέντρο περιστροφής οφείλεται σε κατασκευαστική ατέλεια και έχει καθαρά γεωμετρικό χαρακτήρα [9]. Στο εξής θα αναφέρονται ως «**εκκεντρότητα στάτη**» και «**εκκεντρότητα δρομέα**». Διακρίνονται, λοιπόν, τέσσερις περιπτώσεις, ανάλογα με το πώς συμπίπτουν το στρεφόμενο και το στατό μέρος. Προτείνεται αντιπαραβολή με το Σχ. 2.9.



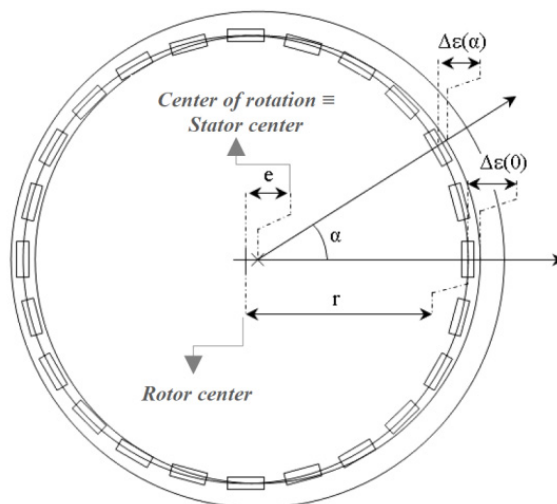
Σχ. 2.9 Σχηματική αναπαράσταση εκκεντρότητας στάτη και δρομέα

**Πρώτη περίπτωση** είναι ο στάτης και ο δρομέας να μην αποκλίνουν από το κέντρο περιστροφής, δηλαδή η κατασκευή να είναι ιδανική. Η κατανομή του πεδίου τότε είναι συμμετρική και το πλάτος της τάσης εξόδου δεν παρουσιάζει διακύμανση. Παρότι είναι η πλέον επιθυμητή κατάσταση, στην πράξη είναι αδύνατον να επιτευχθεί πλήρως, ειδικά όσο αυξάνεται η διάμετρος της μηχανής.

**Δεύτερη περίπτωση** είναι μόνο ο δρομέας να παρουσιάζει εκκεντρότητα. Τότε η κατανομή του πεδίου είναι ασύμμετρη, καθώς το διάκενο μεταβάλλεται κατά την περιφέρεια του δρομέα. Κατά την περιστροφή του τελευταίου περιστρέφεται και η ασύμμετρη κατανομή.

**Τρίτη περίπτωση** είναι μόνο ο στάτης να παρουσιάζει εκκεντρότητα. Πάλι η κατανομή του πεδίου είναι ασύμμετρη, όμως στα τυλίγματα κάθε φάσης εμφανίζεται περιοδικά ομοιόμορφη διέγερση. Έτσι δεν παρατηρείται διακύμανση του πλάτους στην τάση κάθε φάσης, μπορεί όμως να εμφανιστεί μικρή ανομοιομορφία μεταξύ των φάσεων.

Το πρόβλημα γίνεται περισσότερο εμφανές **στην τέταρτη περίπτωση**, όπου δρομέας και στάτης είναι έκκεντροι. Τότε το ελάχιστο διάκενο μεταβάλλεται κατά την περιστροφή του δρομέα με αποτέλεσμα η ηλεκτρεγερτική δύναμη να παρουσιάζει διακύμανση σύμφωνη με την περιστροφή αυτή. Μια μικρή τιμή εκκεντρότητας είναι ικανή να δημιουργήσει μετρήσιμη διακύμανση στην τάση κενού φορτίου δυσχεραίνοντας τη λειτουργία της γεννήτριας και ενισχύοντας της σχετικές παρενέργειες. Στο Σχ. 2.10 φαίνεται η γεωμετρική προσέγγιση για την εκκεντρότητα του δρομέα [9], [10]. Ομοίως προσεγγίζεται και η εκκεντρότητα στάτη, καθώς και ο συνδυασμός τους.



**Σχ. 2.10** Σχηματική αναπαράσταση εκκεντρότητας δρομέα

Από την εφαρμογή του νόμου των συνημιτόνων στο Σχ. 2.8, εξάγεται ο τύπος που συνδέει τη μεταβολή του διακένου με τη γωνία του δρομέα:

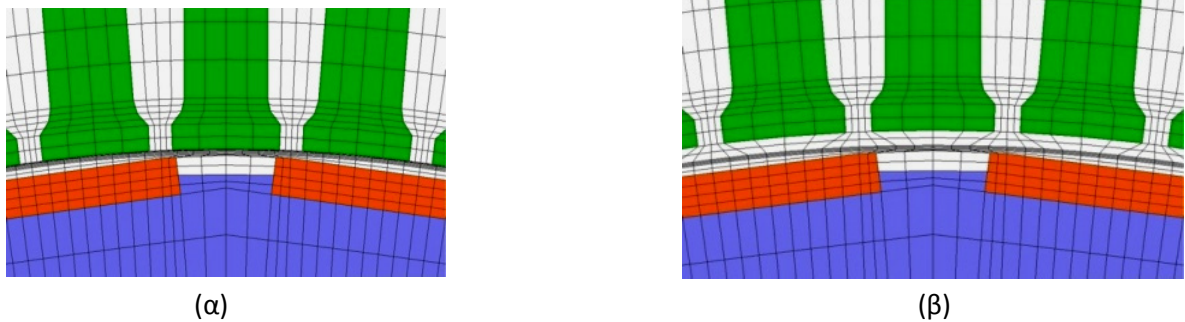
$$\Delta\varepsilon(\alpha) = r - e \cdot \cos(\alpha) - \sqrt{r^2 - e^2 \cdot \sin^2(\alpha)} \quad (2.20)$$

Όπου:

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1  
Μεγέθη προς περιγραφή της εκκεντρότητας

| Σύμβολο | Περιγραφή   | Μονάδες |
|---------|---|---------|
| e       | εκκεντρότητα  | m       |
| ε       | διάκενο   | m       |
| Δε      | μεταβολή διακένου   | m       |
| α       | γωνία τόξου μεταξύ τυχαίου σημείου στην περιφέρεια του δρομέα και του σημείου μεγίστου Δε | rad     |
| r       | ακτίνα του δρομέα   | m       |

Στο Σχ. 2.11 φαίνεται η απεικόνιση του ενός πόλου της μηχανής στην περίπτωση μειωμένου διακένου καθώς και στην περίπτωση αυξημένου διακένου.



Σχ. 2.11 Δισδιάστατη απεικόνιση ενός πόλου α) περιοχή μειωμένου διακένου β) περιοχή αυξημένου διακένου

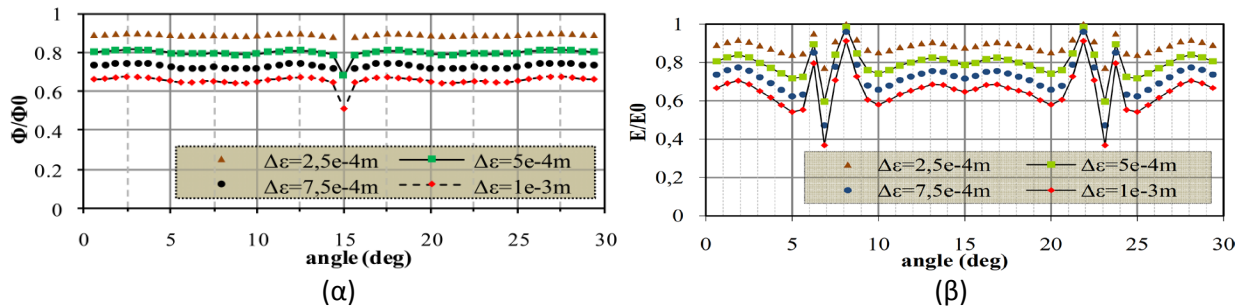
Σ' ένα πρώτο βήμα υπολογίζεται από το δισδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων η κατανομή του μαγνητικού πεδίου για διαφορετικές τιμές  $\Delta\varepsilon$  του διακένου. Στο Σχ. 2.12 φαίνεται η κατανομή της ροής του μαγνητικού πεδίου καθώς και η ΗΕΔ που αντιστοιχεί σε ένα πολικό βήμα για χαρακτηριστικές τιμές  $\Delta\varepsilon$  του διακένου και κανονικοποιημένες στις αντίστοιχες τιμές μηδενικής εκκεντρότητας. Με βάση τα αποτελέσματα ενός μεγάλου αριθμού προσομοιώσεων για διαφορετικές τιμές διακένου  $\Delta\varepsilon$  μπορούμε να προσεγγίσουμε με πολύ μικρό σφάλμα τις κανονικοποιημένες τιμές  $\Phi(\Delta\varepsilon)/\Phi_0$  και  $E(\Delta\varepsilon)/E_0$ , για την εκάστοτε γωνία,  $\alpha$ , σαν πολυωνυμική συνάρτηση δευτέρας τάξης σύμφωνα με τις σχέσεις (2.21) και (2.22):

$$\Phi(\Delta\varepsilon) / \Phi_0 = 117130\Delta\varepsilon^2 - 455,36\Delta\varepsilon + 1 \quad (2.21)$$

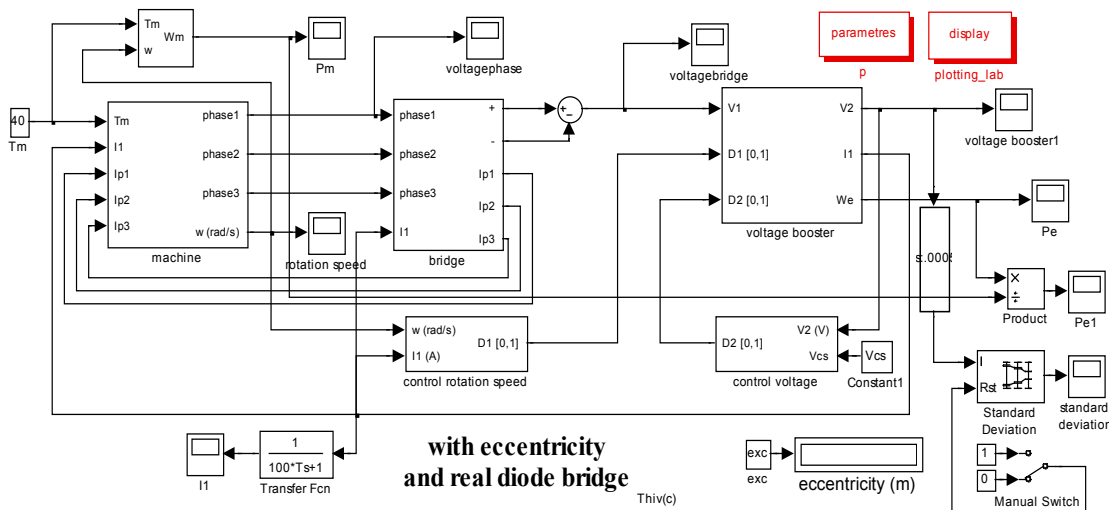
$$E(\Delta\varepsilon) / E_0 = 118123\Delta\varepsilon^2 - 465,1\Delta\varepsilon + 1 \quad (2.22)$$

Σε δεύτερο στάδιο η κυματομορφή της ΗΕΔ,  $E_0$ , η οποία αντιστοιχεί σε μηδενική εκκεντρότητα εισάγεται σ' ένα μοντέλο πραγματικού χρόνου το οποίο απεικονίζεται στο Σχ.

2.13. Το μοντέλο δέχεται ως **είσοδο τη μηχανική ροπή**, υπολογίζει τη θέση του δρομέα και δίνει ως **έξοδο την ΗΕΔ της μηχανής** λαμβάνοντας υπ' όψη το φαινόμενο της εκκεντρότητας. Πιο συγκεκριμένα, λαμβάνοντας την  $E_0$  και χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.22) το μοντέλο υπολογίζει την ΗΕΔ της μηχανής για κάθε πόλο ξεχωριστά λαμβάνοντας υπ' όψη την τιμή του διακένου,  $\Delta\epsilon$ , για κάθε γωνία  $\alpha$ , και στη συνέχεια ολοκληρώνει τ' αποτελέσματα για κάθε πόλο δίνοντας τελικά τη συνολική ΗΕΔ ανά φάση. Στο Σχ. 2.14 φαίνονται αποτελέσματα της συνολικής ΗΕΔ για μία φάση της μηχανής και χαρακτηριστικές τιμές εκκεντρότητας  $e$ .



**Σχ. 2.12** Μαγνητική ροή ανά πόλο και μεταβολές της ΗΕΔ σε σχέση με τη γωνιακή μετατόπιση για διαφορετικές τιμές διακένου. (α) Κανονικοποιημένη ροή (α) αντίστοιχη ΗΕΔ.

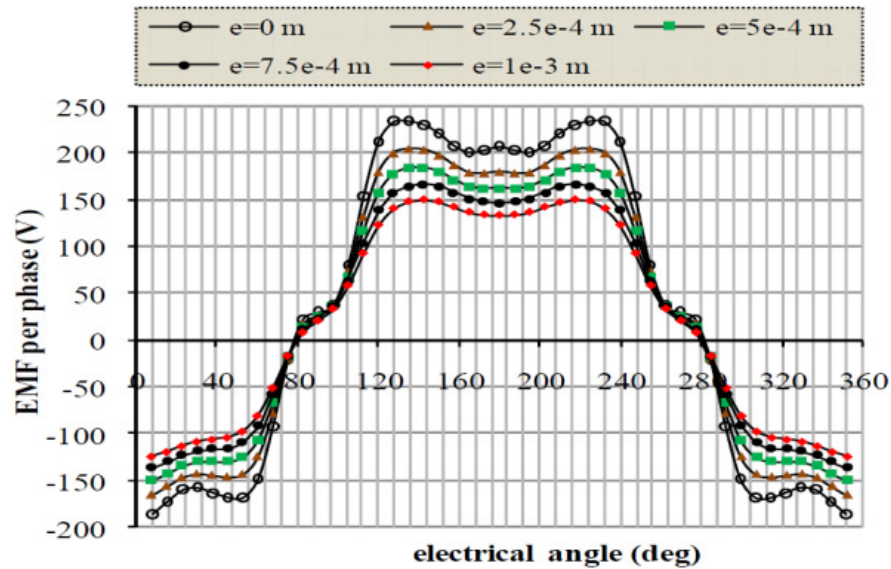


**Σχ. 2.13** Μοντέλο πραγματικού χρόνου για τον υπολογισμό της εκκεντρότητας

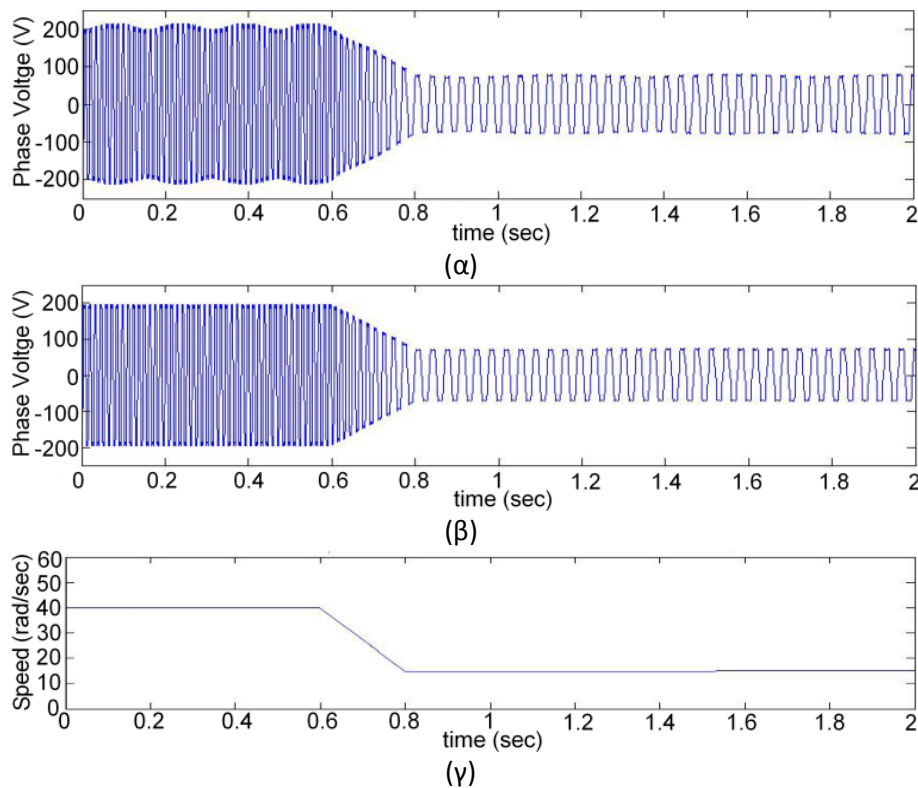
Πέραν, όμως, του χωρικού φαινομένου, στο οποίο οφείλεται η μεταβολή του πλάτους της ΗΕΔ όπως φάνηκε και στο Σχ. 2.12, η εκκεντρότητα έχει ως αποτέλεσμα και **μία χρονική μεταβολή της ΗΕΔ**. Όπως μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί στο 2.15, η ΗΕΔ εμφανίζει μία κυμάτωση σε μία συχνότητα η οποία εξαρτάται από την γωνιακή ταχύτητα της μηχανής. Στο Σχ. 2.13α και 2.13β φαίνεται η ΗΕΔ της μηχανής παρουσία εκκεντρότητας και χωρίς εκκεντρότητα αντίστοιχα για μία μετάβαση της ταχύτητας περιστροφής από 40 σε 10 rad/sec όπως φαίνεται στο Σχ. 2.13γ. Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα πως ο λόγος του πλάτους της κυμάτωσης ( $E_{max} - E_{min}$ ) προς τη μέση ΗΕΔ  $E_{avg}$  έχει μια γραμμική εξάρτηση σε σχέση με την εκκεντρότητα του δρομέα όπως φαίνεται



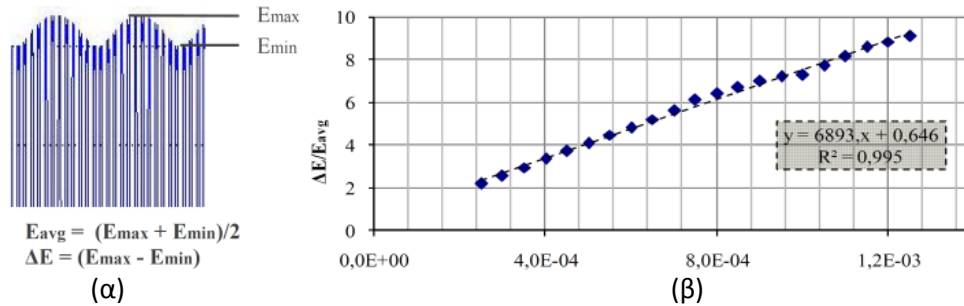
και στο Σχ. 2.16β.



**Σχ. 2.14** Αποτελέσματα της συνολικής ΗΕΔ για μία φάση της μηχανής και χαρακτηριστικές τιμές εκκεντρότητας  $e$



**Σχ. 2.15** Κυμάτωση της ΗΕΔ και απόκριση σε μείωση της ταχύτητας α) περίπτωση εκκεντρότητας 50% του διακένου, β) περίπτωση μηδενικής εκκεντρότητας, γ) γωνιακή συχνότητα δρομέα

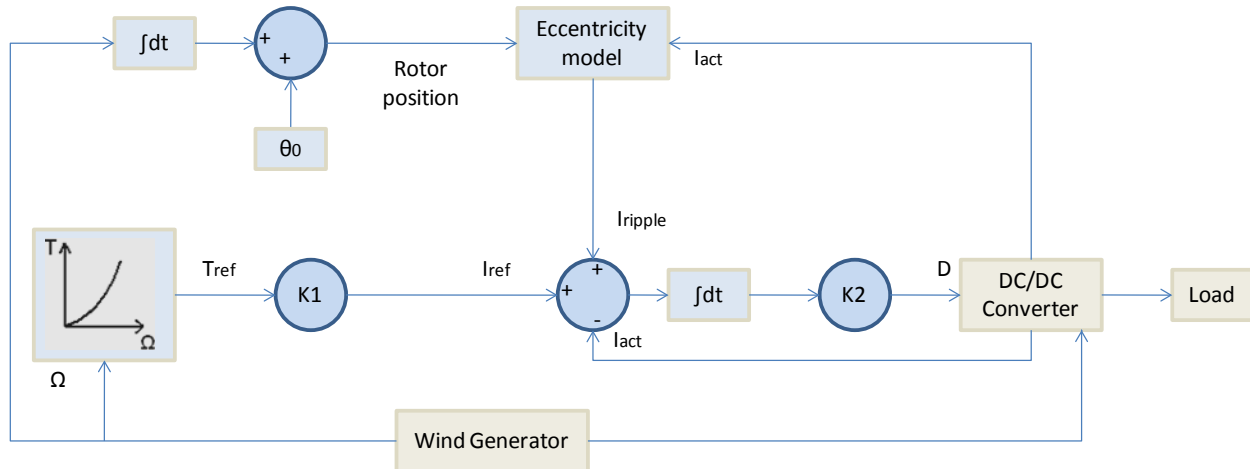


**Σχ. 2.16** Κυμάτωση της ΗΕΔ εξαιτίας της εκκεντρότητας α) ορισμός των  $\Delta E$ ,  $E_{avg}$ , β) λόγος  $\Delta E/E_{avg}$  προς εκκεντρότητα

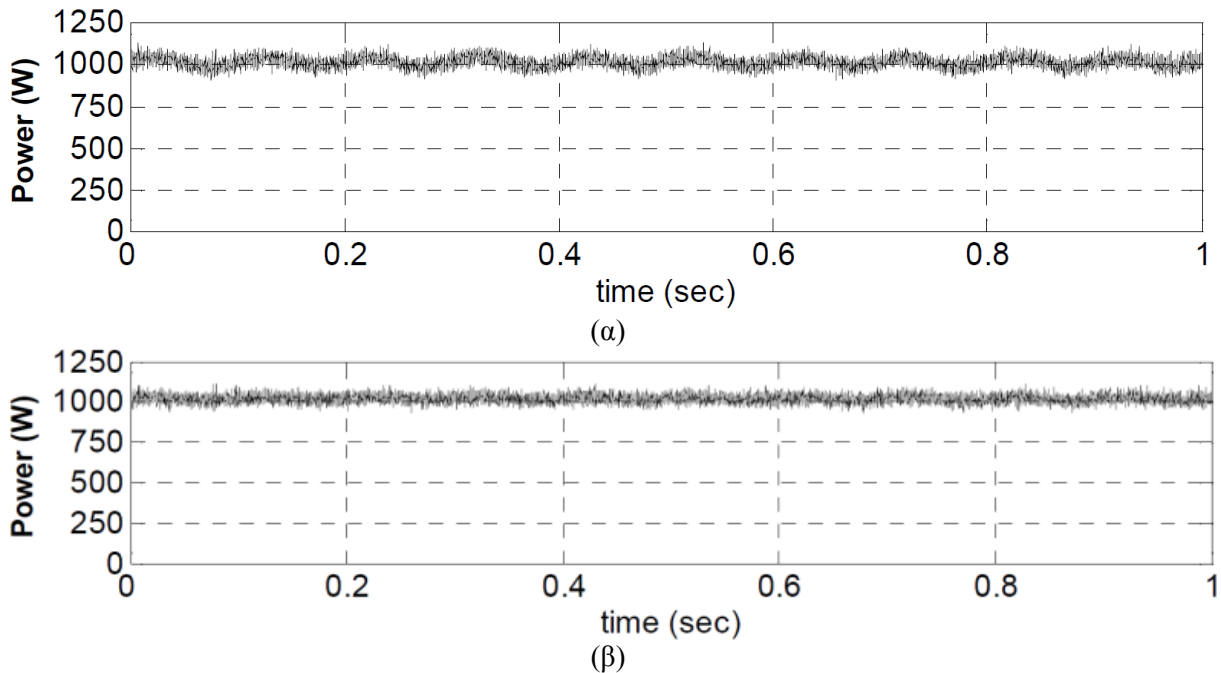
### 2.2.3.3 Σχεδιασμός ελεγκτή για την αντιμετώπιση της εκκεντρότητας της μηχανής

Όπως φάνηκε στο Σχ. 2.13 η εκκεντρότητα του δρομέα οδηγεί στην εμφάνιση κυμάτωσης στην τάση εξόδου της μηχανής. Η κυμάτωση της σε ένα σύστημα ανεμογεννήτριας όπως αυτό που εξετάζεται στην παρούσα εργασία, το οποίο και περιγράφηκε στην παράγραφο 1.4, οδηγεί με τη σειρά της στην εμφάνιση κυμάτωσης της DC τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα και άρα και της ενεργού ισχύος η οποία εγχέεται στο δίκτυο. Στην περίπτωση, λοιπόν, εμφάνισης εκκεντρότητας ο έλεγχος της μηχανής θα πρέπει να λάβει ειδικά μέτρα για την εξάλειψη της κυμάτωσης αυτής, η οποία υποβαθμίζει την ποιότητα της εγχεόμενης ισχύος.

Τα αποτελέσματα της ανάλυσης της προηγούμενης ενότητας αξιοποιούνται με στόχο τη σχεδίαση ενός ελεγκτή ο οποίος εξομαλύνει την αποδιδόμενη ισχύ στην έξοδο του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ο οποίος, όπως περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 1, ανυψώνει την τάση στα επίπεδα λειτουργίας του αντιστροφέα και ελέγχει το ρεύμα της Α/Γ με σκοπό την ανεύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος (διαδικασία ΜΡΡΤ). Στο Σχ. 2.17 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε για την εξομάλυνση της παραγόμενης ισχύος. Ο ελεγκτής δέχεται ως είσοδο τη θέση του δρομέα της γεννήτριας και με βάση το μοντέλο του Σχ. 2.11 υπολογίζει την ΗΕΔ της μηχανής. Είσοδος του μοντέλου αποτελεί, επίσης, το ρεύμα που μετράται στην είσοδο του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ. Με βάση τις εισόδους αυτές, υπολογίζεται το ρεύμα που απαιτείται για την εξομάλυνση της ΗΕΔ της μηχανής και παράγεται μία εντολή ρεύματος,  $I_{ripple}$ , η οποία υπερτίθεται στην εντολή ρεύματος η οποία παράγεται από τον ελεγκτή ΜΡΡΤ. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μείωση του αρμονικού περιεχομένου της ισχύος εξόδου του μετατροπέα. Στο Σχ. 2.18 φαίνεται η ισχύς εξόδου του μετατροπέα με και χωρίς τη χρήση του ελεγκτή. Με τη χρήση του ελεγκτή επιτεύχθηκε υπό συγκεκριμένες συνθήκες έως και 80% μείωση του πλάτους ταλάντωσης της ισχύος.



Σχ. 2.17 Δομικό διάγραμμα ελέγχου για την αντιμετώπιση των φαινομένων εκκεντρότητας



Σχ. 2.18 Ενεργός ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ με τη μηχανή να παρουσιάζει εκκεντρότητα α) χωρίς τη χρήση του ελεγκτή αντιμετώπισης β) με τη χρήση του ελεγκτή αντιμετώπισης.

## 2.2.4 Απλοποιημένο μοντέλο γεννήτριας – ανορθωτή

Παρόλο που η μοντελοποίηση της γεννήτριας μέσω του συζευγμένου μοντέλου δύναται να αναπαραστήσει με εξαιρετική ακρίβεια τη λειτουργία της μηχανής μονίμων μαγνητών, οι απαιτήσεις του σε υπολογιστική ισχύ καθιστούν τη χρήση του στο μοντέλο του συνολικού συστήματος απαγορευτική. Για το λόγο αυτό γίνεται κατάλληλη μεταβολή των παραμέτρων

του δυναμικού μοντέλου της συνδυάζοντας ικανοποιητική ακρίβεια και εύλογο υπολογιστικό κόστος.

- **Μοντέλο μέσων τιμών**

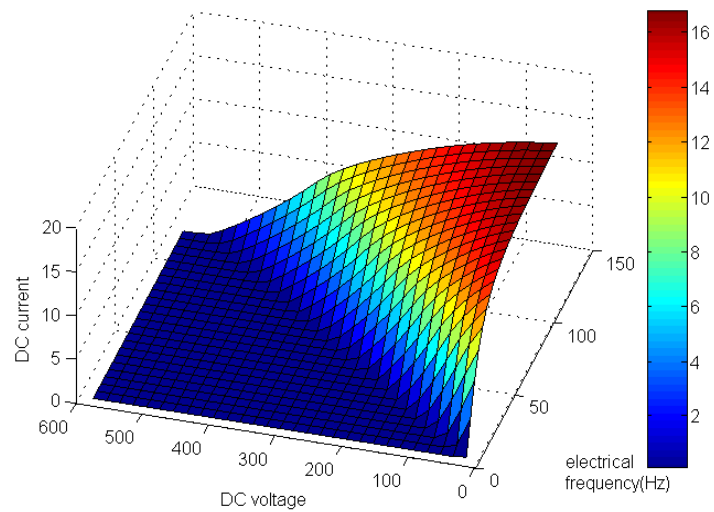
Το μοντέλο αναπαράστασης γεννήτριας με μέσες τιμές επιτρέπει τον υπολογισμό των χαρακτηριστικότερων μεγεθών χωρίς σημαντικά σφάλματα. Στο ίδιο μοντέλο περιγράφεται η από κοινού λειτουργία της γεννήτριας με τον ανορθωτή διόδων. Έτσι, είναι δυνατή η εξαγωγή πλήθους σημείων που αντιστοιχούν σε καταστάσεις λειτουργίας κατά τη συνεργασία του με τον ανορθωτή διόδων, ώστε να αποφεύγεται ο συνεχής υπολογισμός ηλεκτρικών λεπτομερειών, χωρίς σημαντικό σφάλμα στα ενδιαφέροντα μεγέθη. Κάτι τέτοιο βρίσκει εφαρμογή στην προσομοίωση μηχανικών μεταβατικών φαινομένων, όπου η κλίμακα χρόνου που χρησιμοποιείται καθιστά την ανάλυση των διακοπτικών φαινομένων χρονοβόρα και υπολογιστικά πολύ απαιτητική. Τα ηλεκτρικά μεταβατικά φαινόμενα δεν προσομοιώνονται με αυτόν τον τρόπο, αλλά αυτό δεν εισάγει παρά ασήμαντα σφάλματα, καθώς η ίδια η ανόρθωση διόδων τα εξουδετερώνει στην πραγματικότητα, αφού απαγορεύει την παλινδρόμηση ρευμάτων.

Χρησιμοποιώντας το μοντέλο της γεννήτριας που περιγράφηκε στην ενότητα 2.2.2.2 και συνδυάζοντάς το με μοντέλο εξισώσεων κατάστασης για τον ανορθωτή διόδων, προκύπτουν, μετά από πλήθος προσομοιώσεων, επιφάνειες που αντιστοιχούν σε λειτουργικές καταστάσεις. Για διάφορες τιμές ηλεκτρικής συχνότητας και τάσης εξόδου λαμβάνεται αφενός το μέσο ανορθωμένο ρεύμα όπως φαίνεται στο Σχ. 2.19 αφετέρου η μέση ροπή στον άξονα όπως φαίνεται στο Σχ. 2.20 [1].

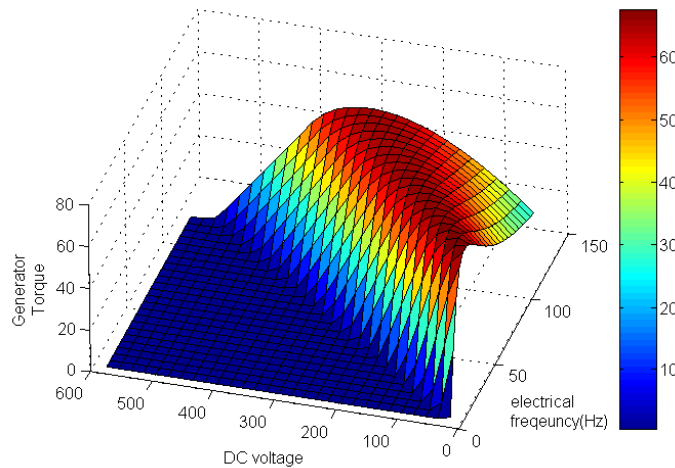
Με βάση τα παραπάνω, το ηλεκτρικό μοντέλο του συνδυασμού γεννήτρια-ανορθωτής δέχεται ως είσοδο την ηλεκτρική συχνότητα της μηχανής, η οποία επιβάλλεται από την κινητική της κατάσταση, και τη μέση τάση εξόδου μετά την ανόρθωση, η οποία επιβάλλεται από τη λειτουργία του κυκλώματος ισχύος, και υπολογίζει το ανορθωμένο ρεύμα στην έξοδο, και τη ροπή που ασκεί η γεννήτρια στον άξονα. Από αυτό το μέγεθος, αλλά και από τη μηχανική ροπή που ασκείται εξωτερικά, σε συνδυασμό με την αδράνεια των στρεφομένων μερών, υπολογίζεται η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα της μηχανής  $\omega_r$  και λαμβάνεται η ηλεκτρική συχνότητα των τάσεων και ρευμάτων της μηχανής:

$$f = \frac{\omega_r}{2\pi} \left( \frac{P}{2} \right) \quad (2.23)$$

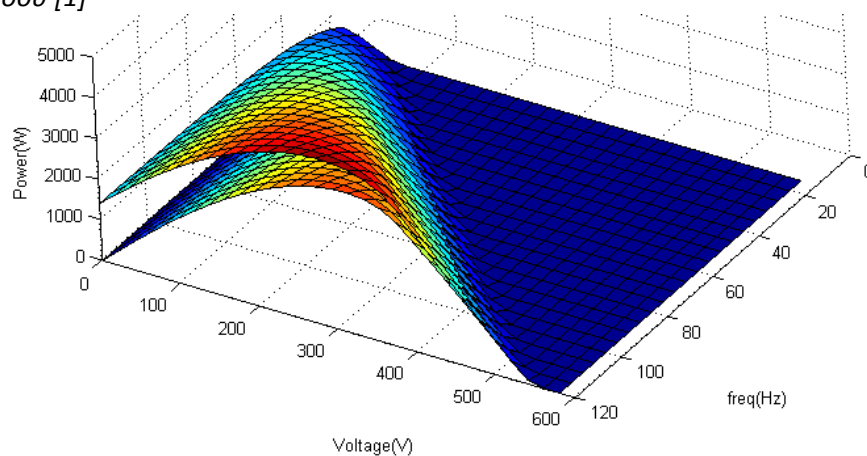
Επιπλέον, είναι επιθυμητό να υπολογίζεται με ακρίβεια η ισχύς εισόδου και εξόδου της γεννήτριας. Οι επιφάνειες που φαίνονται στο Σχ. 2.21 βοηθούν στην εκτίμηση της απόδοσής της [1].



**Σχ. 2.19** Μέσο ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας μονίμων μαγνητών ως συνάρτηση της ηλεκτρικής συχνότητας και της τάσης εξόδου [1]

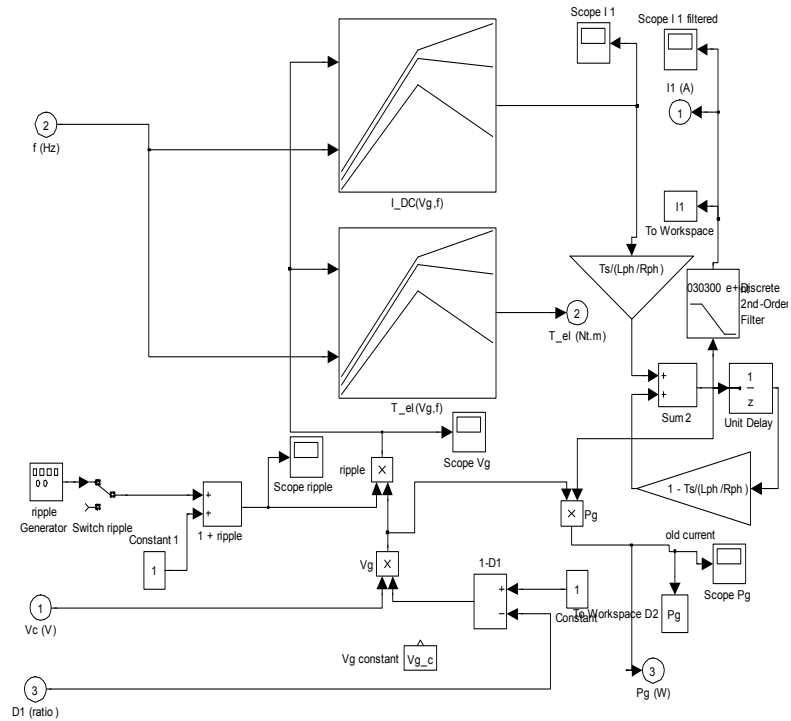


**Σχ. 2.20** Μέση ροπή του άξονα γεννήτριας μονίμων μαγνητών ως συνάρτηση της ηλεκτρικής συχνότητας και της τάσης εξόδου [1]



**Σχ. 2.21** Ενεργός ισχύς εισόδου και εξόδου γεννήτριας μονίμων μαγνητών ως συνάρτηση της ηλεκτρικής συχνότητας και της τάσης εξόδου [1]

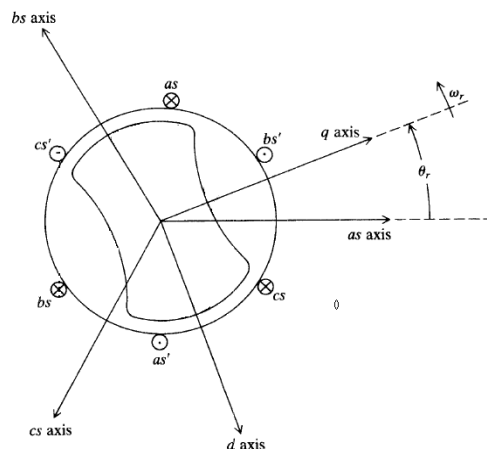
Το μοντέλο του συστήματος γεννήτρια - ανορθωτής φαίνεται στο Σχ. 2.22.



Σχ. 2.22 Μοντέλο μέσης τιμής του συστήματος γεννήτρια - ανορθωτής

- **Δυναμικό μοντέλο πραγματικού χρόνου**

Το μοντέλο αυτό προσομοιώνει την λειτουργία της γεννήτριας χρησιμοποιώντας ένα d-q πλαίσιο που περιστρέφεται με την γωνιακή ταχύτητα του δρομέα όπως φαίνεται στο Σχ. 2.23. Οι παράμετροι του μοντέλου έχουν συμπληρωθεί με βάση τις παραμέτρους του δοκιμίου που υπάρχει στο εργαστήριο. Οι σχέσεις 2.24 έως 2.28 είναι οι εξισώσεις γενικευμένης θεωρίας που περιγράφουν το μοντέλο της γεννήτριας.



Σχ. 2.23 Στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς στο οποίο περιγράφονται οι εξισώσεις γενικευμένης θεωρίας της μηχανής μόνιμων μαγνητών

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s i_{sd} - \frac{d\lambda_{sd}}{dt} + \omega_r \lambda_{sq} \\ V_{sq} = -R_s i_{sq} - \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_r \lambda_{sd} \end{cases} \quad (2.24)$$

όπου  $\lambda_{sd}$ ,  $\lambda_{sq}$  είναι οι d και q πυκνότητες της μαγνητικής ροής στο διάκενο και δίνονται από τις σχέσεις:

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = L_s i_s + \psi_{PM} \\ \lambda_{sq} = L_s i_{sq} \end{cases} \quad (2.25)$$

$\psi_{pm}$ , είναι η μαγνητική ροή του μόνιμου μαγνήτη. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$T_e = \frac{m_s n_p}{2} (\lambda_{sq} i_{sd} - \lambda_{sd} i_{sq}) \quad (2.26)$$

Όπου  $m$  είναι ο αριθμός των φάσεων και  $n_p$  ο αριθμός των ζευγών πόλων. Από την 2.6 και τις 2.7 παίρνουμε την τελική εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

$$T_e = -\frac{m_s m_p}{2} \psi_{PM} i_{sq} = -K_c i_{sq} = K_c \sqrt{2} I_s \sin(\delta) \quad (2.27)$$

Όπου  $K_c$  είναι η σταθερά της ηλεκτρομαγνητικής ροπής,  $\delta$  είναι η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ του ρεύματος τυμπάνου ( $I_s$ ) και του d άξονα.

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{-V_{sd} + \omega_r L_s i_{sq}}{L_s s + R_s} \\ i_{sq} = \frac{-V_{sq} + \omega_r L_s i_{sd} - \omega_r \psi_{PM}}{L_s s + R_s} \\ T_e = -K_c i_{sq} \\ \omega_r = \frac{n_p}{J_s + B} (T_T - T_e) \\ \theta_r = \frac{\omega_s}{s} \end{cases} \quad (2.28)$$

Για τη συγκεκριμένη γεννήτρια η αντίσταση του στάτη τέθηκε ίση με 2.872Ω, η επαγωγή είναι 8.5mH και η ροπή αδράνειας 1.32 Kg m<sup>2</sup>.

### 2.3 Αεροδυναμικό μέρος

Η μοντελοποίηση του αεροδυναμικού μέρους είναι κοινή για τα δύο μοντέλα που αναφέρθηκαν και περιγράφεται παρακάτω.

Ο αέρας έχει μάζα χαμηλής πυκνότητας, η οποία όταν έχει ταχύτητα ο προκύπτων άνεμος έχει κινητική ενέργεια. Η ολική ισχύς του ανέμου είναι η ισχύς την οποία μπορεί να δεσμεύσει μια αιολική μηχανή. Στην πράξη όμως ένας ανεμοκινητήρας δε δεσμεύει όλη την παραπάνω ενέργεια αλλά μόνο ένα κλάσμα αυτής. Αυτό συμβαίνει επειδή αφ' ενός ο αέρας προσδίδει στα πτερύγια λόγω κρούσης ένα ποσοστό της ενέργειάς του και όχι όλη, αφ' ετέρου η φτερωτή του Α/Κ προκαλεί εκτροπή μέρους του αέρα το οποίο και την παρακάμπτεi χωρίς να τη διαπεράσει. Η ισχύς που προσλαμβάνεται από τον ανεμοκινητήρα δίνεται από την εξίσωση:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (2.29)$$

όπου  $C_p(\lambda, \theta)$  είναι ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος ο οποίος είναι συνάρτηση του λόγου:

$$\lambda = \frac{R \omega_R}{V_w} \quad (2.30)$$

και της κλίσης  $\theta$  των πτερυγίων.  $R$ , η ακτίνα των πτερυγίων και  $\omega_R$  η ταχύτητα περιστροφής της έλικας του ανεμοκινητήρα.  $\rho$ , η πυκνότητα του ανέμου, που εξαρτάται από την ατμοσφαιρική πίεση και τη θερμοκρασία,  $\rho \approx 1.2 - 1.3 \text{ kg/m}^3$ . Στην παρούσα εργασία λαμβάνεται  $1.25 \text{ kg/m}^3$ .  $V_w$ , η ταχύτητα ανέμου (m/s).  $A$ , η επιφάνεια που διαπερνάει κάθετα ο άνεμος και συγκεκριμένα  $A = \pi R^2$  είναι το εμβαδόν του κυκλικού δίσκου που διαγράφει η έλικα. Η μηχανική ροπή της έλικας θα δίνεται από τη σχέση:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_R} \quad (2.31)$$

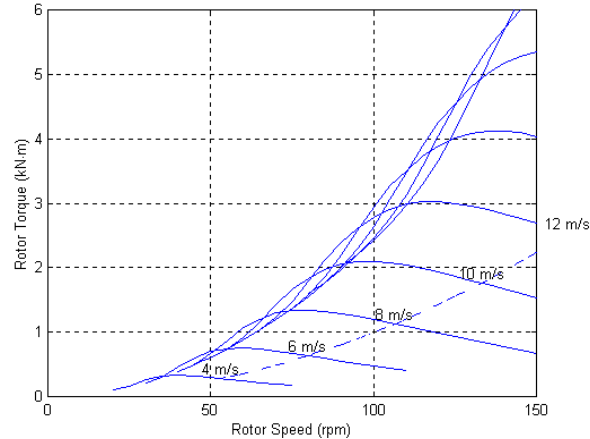
Ο Α. Betz απέδειξε ότι για ένα ιδανικό ανεμοκινητήρα η μέγιστη τιμή  $C_p$  είναι 0,593. Στην πράξη λόγω μηχανικών τριβών στροβίλων και αεροδυναμικών ατελειών ο συντελεστής  $C_p$  είναι σημαντικά μικρότερος (0,3 – 0,49). Ο αεροδυναμικός συντελεστής  $C_p$  λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του για μια συγκεκριμένη τιμή του λόγου  $\lambda$  την  $\lambda_{opt}$ . Από τη σχέση 2.31, με γνωστή και σταθερή την τιμή του  $\lambda = \lambda_{opt}$ , δύναται να υπολογισθούν για κάθε ταχύτητα ανέμου οι ιδανικές στροφές λειτουργίας για τις οποίες ο συντελεστής  $C_p$  και κατά συνέπεια η ισχύς μεγιστοποιούνται. Έτσι συνδυάζοντας τις σχέσεις 2.29 και 2.30 για  $\lambda = \lambda_{opt}$  προκύπτει:

$$P_{m,max} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^3 \quad (2.32)$$

Για κάθε ανεμοκινητήρα και για διάφορες ταχύτητες ανέμου αντιστοιχούν χαρακτηριστικές ισχύος-στροφών ανεμοκινητήρα. Για κάθε ταχύτητα ανέμου υπάρχει ένας λόγος  $\lambda$ , για τον οποίο η ισχύς σύμφωνα με τη σχέση 2.32 μεγιστοποιείται. Αντίστοιχες χαρακτηριστικές συσχετίζουν τη ροπή με τις στροφές και φαίνονται στο Σχ. 2.24. Στο ίδιο σχήμα διακρίνεται μία διακεκομμένη καμπύλη, η οποία αντιπροσωπεύει όλα εκείνα τα σημεία στα οποία για κάθε

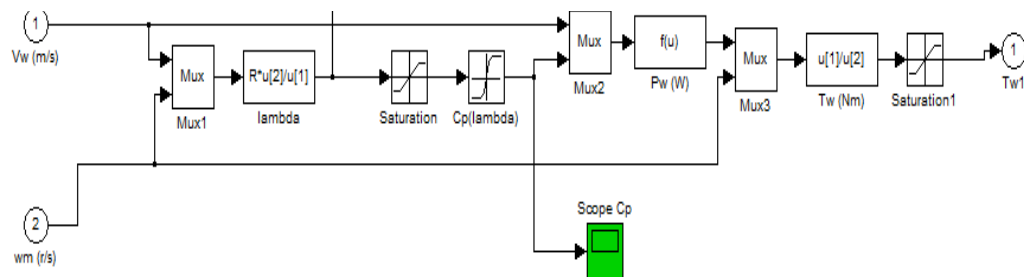


καμπύλη ταχύτητας ανέμου το γινόμενο ροπής στροφών μεγιστοποιείται. Αυτό έχει ως άμεσο αποτέλεσμα το σύστημα να εκμεταλλεύεται τόσο καλύτερα την ισχύ του ανέμου όσο πιο κοντά σε αυτή τη χαρακτηριστική κινείται.



**Σχ. 2.24** Χαρακτηριστικές ροπής –στροφών ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Στη διακεκομμένη γραμμή βρίσκονται τα σημεία που αντιστοιχούν σε μέγιστη ισχύ.

Βάσει των εξισώσεων που περιγράφουν το αεροδυναμικό μέρος της Α/Γ κατασκευάστηκε και το αντίστοιχο μοντέλο το οποίο φαίνεται στο Σχ. 2.25.



**Σχ. 2.25** Μοντέλο προσομοίωσης του αεροδυναμικού μέρους της ανεμογεννήτριας

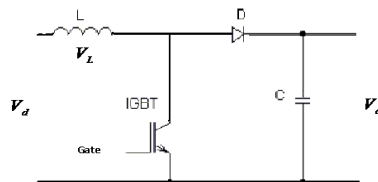
Όπως φαίνεται και στο Σχ. 2.25, η ταχύτητα ανέμου και η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής αποτελούν τις εισόδους του μοντέλου. Με βάση τις στιγμιαίες τιμές αυτών των μεγεθών υπολογίζεται από τη σχέση 2.30 ο στιγμιαίος λόγος ταχυτήτων, θεωρώντας για τιμή της ακτίνας της έλικας  $R$  ίση με 1.25m. Στη συνέχεια από το στιγμιαίο λόγο ταχυτήτων με την βοήθεια ενός πίνακα (look-up table) αντιστοιχίζεται η τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή. Σημειώνεται ότι για την προσομοίωση η γωνία της έλικας είναι μηδενική αφού το σύστημα δε διαθέτει ρυθμιστή της κλίσης των πτερυγίων (pitch control). Συνηθίζεται σε Α/Γ μικρής ισχύος να μην υπάρχει ρυθμιστής της κλίσης των πτερυγίων, ο οποίος συναντάται κυρίως σε μεγάλες ανεμογεννήτριες και χρησιμοποιείται για πέδη, αλλά και για να ρυθμίζει την αεροδυναμική ισχύ στα ονομαστικά μεγέθη όταν η ταχύτητα περιστροφής ξεπερνά την ονομαστική. Με

δεδομένα, λοιπόν, τα μεγέθη αυτά σε κάθε χρονική στιγμή υπολογίζεται η αεροδυναμική ροπή που ασκείται στον άξονα της γεννήτριας από τη σχέση 2.31.

Συνοψίζοντας δημιουργήθηκε ένα υποσύστημα που δέχεται εισόδους την ταχύτητα ανέμου και τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής και εμφανίζει στη έξοδο σε κάθε χρονική στιγμή τη ροπή που εφαρμόζεται στον άξονα της γεννήτριας.

## 2.4 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Μετά την ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου από μια τριφασική μη ελεγχόμενη γέφυρα, ακολουθεί ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης ΣΡ/ΣΡ [11]. Ο ΣΡ/ΣΡ μετατροπέας ανύψωσης, προσαρμόζει την τάση εξόδου της ανόρθωσης σε επίπεδα τέτοια ώστε να επιτρέπουν τη μεταφορά ισχύος μέσω του αντιστροφέα προς το δίκτυο, ενώ επιφορτίζεται με το ρόλο της προσαρμογής του φορτίου της Α/Γ, ώστε να απομαστεύεται η μέγιστη δυνατή ηλεκτρική ισχύς (λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος, maximum power point tracking, MPPT). Στη συγκεκριμένη περίπτωση αποτελείται από ένα IGBT, μία δίοδο, ένα πηνίο και ένα πυκνωτή συνδεδεμένο στην έξοδο και απεικονίζεται στο Σχ. 2.26. Σημειώνεται ότι τα μεγέθη που αναφέρονται στις σχέσεις 2.33 - 2.36 και περιγράφουν τη λειτουργία του μετατροπέα είναι μέσες τιμές.



Σχ. 2.26 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης με IGBT

Στο μετατροπέα ανύψωσης η τάση εξόδου,  $V_o$ , είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου,  $V_d$ . Όταν το διακοπτικό στοιχείο άγει, η δίοδος  $D$  είναι ανάστροφα πολωμένη, απομονώνοντας την έξοδο οπότε η ενέργεια που έρχεται από την είσοδο του μετατροπέα αποθηκεύεται στο πηνίο. Μόλις το στοιχείο σταματήσει να άγει, τότε η δίοδος πολώνεται θετικά με αποτέλεσμα η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου να αποδίδεται στην έξοδο.

Το ρεύμα του πηνίου,  $I_a$ , μπορεί να είναι συνεχές ή διακοπτόμενο ανάλογα με τις παραμέτρους του μετατροπέα και τον συχνότητα αγωγής του IGBT. Οι κυριότερες σχέσεις που περιγράφουν πλήρως τη λειτουργία του μετατροπέα περιγράφονται παρακάτω.

Θεωρώντας ότι δεν υπάρχουν απώλειες στο μετατροπέα ισχύει η σχέση:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (2.33)$$

Όπου  $t_{on}$  είναι το χρονικό διάστημα αγωγής και  $t_{off}$  είναι το διάστημα μη αγωγής. Αν διαιρέσουμε την (3.10) με την περίοδο,  $T_s$ , παίρνουμε τη σχέση που συνδέει την τάση εισόδου και εξόδου.

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.34)$$

Επίσης δεδομένου ότι η ισχύς εισόδου θεωρείται ίση με της εξόδου (ιδανική περίπτωση) τότε

$$V_d I_d = V_0 I_0 \quad (2.35)$$

όπου  $I_0$  το ρεύμα εξόδου.

Από την σχέσεις 2.34 και 2.35 προκύπτει:

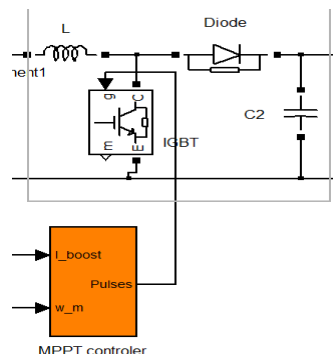
$$\frac{I_0}{I_d} = 1 - D \quad (2.36)$$

- **Μοντέλο μέσης τιμής**

Το μοντέλο μέσης τιμής όσον αφορά στον μετατροπέα ανύψωσης τάσης αποτελεί την υλοποίηση της εξίσωσης 2.36 με είσοδο τη μέση τιμή του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα,  $I_d$  και έξοδο τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα,  $I_0$ .

- **Δυναμικό μοντέλο πραγματικού χρόνου**

Το μοντέλο του μετατροπέα φαίνεται στο Σχ. Σχ. 2.27. Το IGBT που χρησιμοποιήθηκε έχει αντίσταση αγωγής  $0.01\Omega$  και μηδενική αυτεπαγωγή. Η τάση ορθής πόλωσης θεωρήθηκε  $0.8V$  και η αντίσταση snubber  $100k\Omega$ . Ο έλεγχος γίνεται από τον αντίστοιχο ελεγκτή του οποίου τη λειτουργία του θα παρουσιάσουμε αναλυτικά σε ακόλουθη παράγραφο. Το πηνίο που χρησιμοποιήθηκε έχει τιμή  $10mH$ . Ο πυκνωτής έχει χωρητικότητα  $500\mu F$  ώστε να γίνεται κατάλληλη εξομάλυνση της τάσης και σε συνεργασία με τον ελεγκτή του αντιστροφέα διατηρεί την τάση σταθερή σε τιμή  $650V$ .

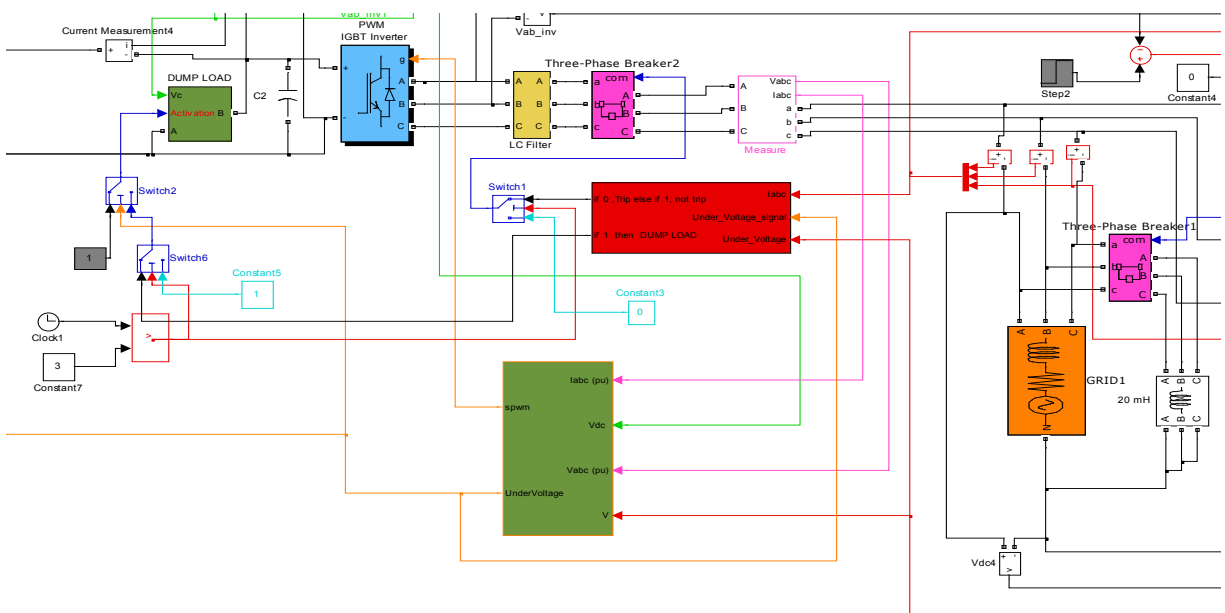


Σχ. 2.27 Μοντέλο μετατροπέα ανύψωσης τάσης

## 2.5 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Ο τριφασικός αντιστροφέας τύπου πηγής τάσης [11] είναι ο μετατροπέας ισχύος που μετατρέπει την dc τάση της εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας. Αποτελείται από 6 IGBTs με αντιπαράλληλες διόδους οι οποίες επιτρέπουν την αγωγή από το φορτίο προς την είσοδο σε περίπτωση που ο συντελεστής ισχύος είναι διάφορος της μονάδας. Στόχος του είναι να μετάγει την ισχύ που δίνει ο μετατροπέας ανύψωσης στο δίκτυο κρατώντας σταθερή την τάση του πυκνωτή στην είσοδο. Αυτό το καταφέρνει χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο της τάσης και ρύθμιση ρεύματος, διαδικασία που υλοποιεί ο αντίστοιχος ελεγκτής που περιγράφεται στο κεφάλαιο 4. Ένα άλλο χαρακτηριστικό του συγκεκριμένου αντιστροφέα είναι η ικανότητα ρύθμισης του συντελεστή ισχύος τόσο σε επαγωγικό όσο και σε χωρητικό. Η ρύθμιση αυτή γίνεται μέσω του ελεγκτή του και προσομοιώνει την λειτουργία των συμβατικών σταθμών παραγωγής.

Η μοντελοποίηση του αντιστροφέα έγινε μόνο για την περίπτωση του δυναμικού μοντέλου πραγματικού χρόνου αφού για τη μελέτη των φαινομένων με το μοντέλο μέσης τιμής επαρκεί η προσομοίωση της απομονωμένης λειτουργίας της Α/Γ. Το μοντέλο του αντιστροφέα με το δίκτυο καθώς και τα διάφορα υποσυστήματα όπως διακόπτες ζεύξης-απόζευξης, φορτίο έκτακτης ανάγκης διακόπτες προσομοιώσεις βραχυκυκλώματος, φίλτρα, διατάξεις προστασίας από υπερεντάσεις καθώς και οι αντίστοιχοι ελεγκτές φαίνονται στο Σχ. 2.28.



**Σχ. 2.28** Μοντέλο αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο καθώς και επικουρικές διατάξεις και αντίστοιχοι ελεγκτές.

## 2.6 Βιβλιογραφία

- [1] Α. Χανιώτης, Διδακτορική διατριβή "Ανάπτυξη, προσομοίωση και κατασκευή συστήματος ελέγχου ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με γεννήτρια μόνιμων μαγνητών για απομονωμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία"
- [2] Γ. Τσεκούρας, "Μελέτη κατασκευής – ανάλυση κυκλωματικής & πεδιακής συμπεριφοράς δοκιμίου 2,5 kW & ανεμογεννήτριας 25 kW", Μεταπτυχιακή Εργασία, ΕΜΠ, 2000.
- [3] Ε. Tsampouris, C. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas, and J. Prousalidis: "Coupled Field and Circuit Model Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine for Direct Torque Control Optimization," 6th Japanese-Mediterranean Workshop on applied electromagnetic engineering for magnetic, superconducting and nano materials (JAPMED6), July 27-29, 2009.
- [4] T. Higuchi, J. Oyama, E. Yamada, E. Chiricozzi, F. Parasiliti, M. Villani, "Optimization procedure of surface permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, pp. 1943-1946, 1997.
- [5] G. Tsekouras, S. Kiartzis, A. Kladas, J. Tegopoulos, "Neural Network Approach compared to Sensitivity Analysis based on Finite Element Technique for Optimization of Permanent Magnet Generators," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 37, pp. 3618-3621, 2001.
- [6] A. J. G. Westlake, J. R. Burnby, E. Spooner, "Damping of power-angle oscillations of a permanent magnet synchronous generator with particular reference to wind power applications," IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 143, pp. 269-280, 1996.
- [7] S. Urata, M. Enokizono, T. Todaka, and H. Shimoji, "Magnetic Characteristic Analysis of the Motor Considering 2-D Vector Magnetic Property," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, pp. 615-618, 2006.
- [8] Ki-Chan Kim, Ju Lee, Hee Jun Kim, Dae-Hyun Koo, "Multiobjective Optimal Design for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 3, pp. 1780 – 1783, 2009.
- [9] A. Kioumarsis, M. Moallem and B. Fahimi, "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, pp. 3706-3711, 2006.
- [10] C. Patsios, A. Chaniotis, E. Tsampouris and A. Kladas: "Particular Electromagnetic Field Computation for Permanent Magnet Generator Wind Turbine Analysis" IEEE Transactions on Magnetics, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, Issue 8, pp. 2751-2754.
- [11] Σ. Μανιάς, Α. Καλετσάνος, "Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά", Εκδόσεις Συμείων, 2003.

## Κεφάλαιο 3

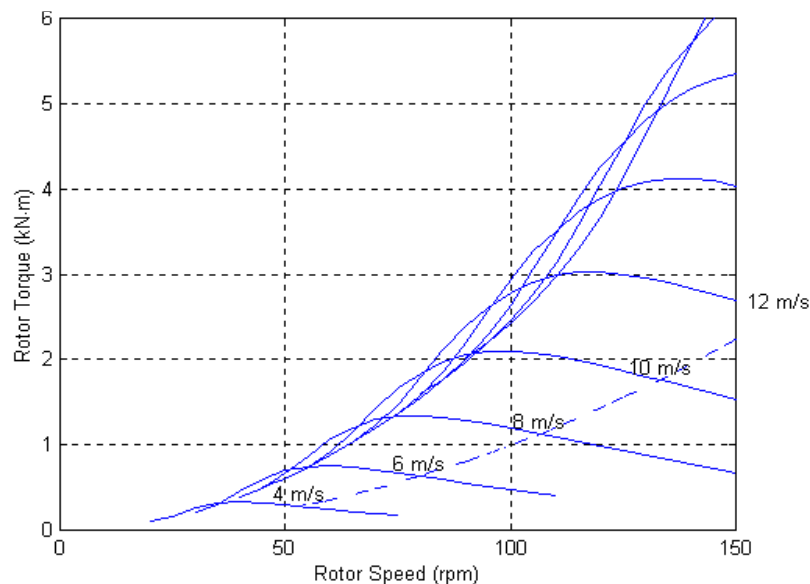
### Ανάλυση απομονωμένης λειτουργίας Α/Γ

Στην παράγραφο αυτή αναλύεται η απομονωμένη λειτουργία στη Α/Γ με σκοπό την αξιολόγηση και σύγκριση διαφόρων ελεγκτών ανεύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος (maximum power point trackers, MPPTs). Παρουσιάζονται αποτελέσματα που προκύπτουν τόσο από τις **προσομοιώσεις** με το μοντέλο μέσης τιμής το οποίο περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, καθώς και τα αντίστοιχα **αποτελέσματα πειραμάτων** με την εργαστηριακή διάταξη η οποία χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική επιβεβαίωση των ελεγκτών και η οποία περιγράφηκε στο πρώτο κεφάλαιο.

#### 3.1 Ελεγκτές ανεύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος

##### 3.1.1 Στόχοι Συστήματος Ελέγχου Ανεμογεννήτριας

Η λειτουργία του ανεμοκινητήρα διέπεται από χαρακτηριστικές ροπής – στροφών για διαφορετικές ταχύτητες ανέμου, όπως αυτές στο Σχ. 3.1. Η μέγιστη ισχύς για κάθε καμπύλη εμφανίζεται στα λειτουργικά σημεία, όπου το γινόμενο ροπής στροφών μεγιστοποιείται και τα οποία διαμορφώνουν τη διακεκομμένη χαρακτηριστική του Σχ. 3.1 [1].



**Σχ. 3.1** Χαρακτηριστικές ροπής - στροφών ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Στη διακεκομμένη γραμμή βρίσκονται τα σημεία μέγιστης ισχύος.

Παρακάτω παρατίθενται οι σχέσεις που δίνουν την ισχύ  $P_m$  την οποία προσλαμβάνει ο ανεμοκινητήρας, το λόγο ακροπτερυγίων  $\lambda$ , τη ροπή του ανεμοκινητήρα  $T_m$  και τη μέγιστη προσλαμβανόμενη ισχύ  $P_{m,max}$ , οι οποίες παρουσιάστηκαν και στο κεφάλαιο 2 αλλά παρατίθενται και εδώ χάριν ευκολίας.

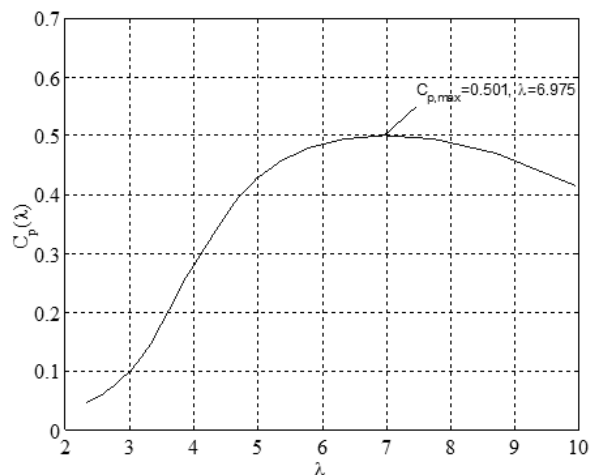
$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (3.1)$$

$$\lambda = \frac{R \omega_R}{V_w} \quad (3.2)$$

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_R} \quad (3.3)$$

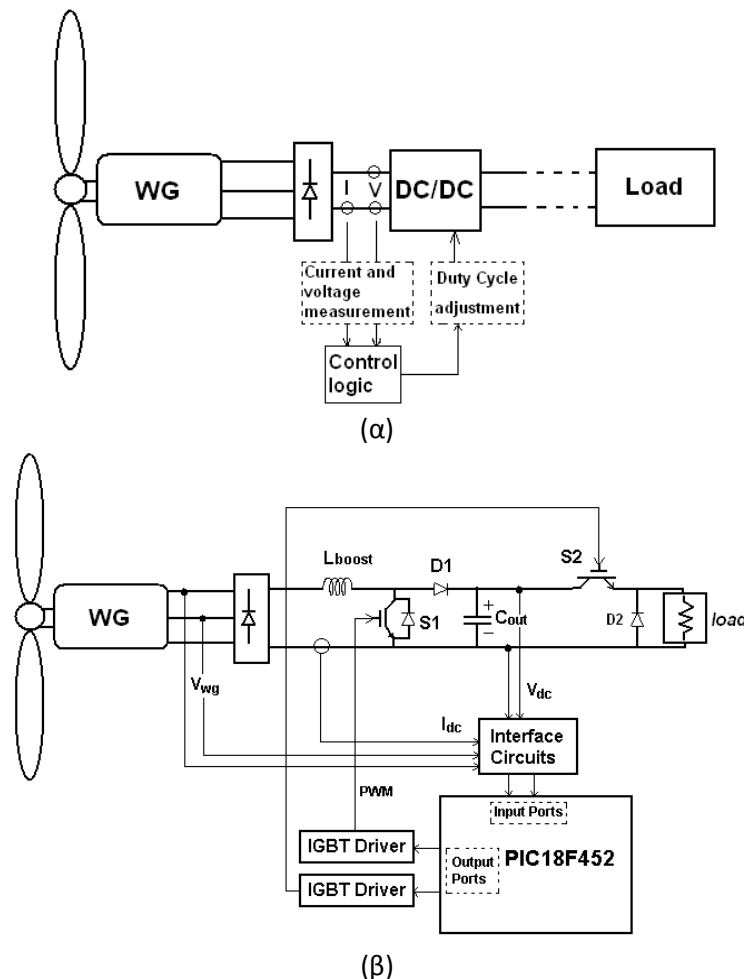
$$P_{m,max} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^3 \quad (3.4)$$

Στο Σχ. 3.2 φαίνεται η εξάρτηση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  από το λόγο  $\lambda$  της ταχύτητας των ακροπτερυγίων. Για να επιτευχθεί η απόδοση της μέγιστης ισχύος από την Α/Γ εφαρμόζονται έλεγχοι οι οποίοι έχουν ως σκοπό τη διατήρηση, για κάθε ταχύτητα ανέμου, του μέγιστου αεροδυναμικού συντελεστή  $C_{p,max}$  μέσω κατάλληλης ρύθμισης της ταχύτητας της Α/Γ και άρα του λόγου  $\lambda$ , έτσι ώστε  $\lambda = \lambda_{opt}$ . Τα λειτουργικά σημεία μπορούν να βρίσκονται στη θετική κλίση της, στο ακρότατο ή στην αρνητική κλίση καμπύλης του Σχ. 3.2. Εάν ένα λειτουργικό σημείο βρίσκεται στην περιοχή θετικής κλίσης, ο ελεγκτής θα αναλάβει κατάλληλη δράση έτσι ώστε το σημείο λειτουργίας να μετακινηθεί προς τα δεξιά, πιο κοντά στη βέλτιστη τιμή του λόγου της ταχύτητας των ακροπτερυγίων  $\lambda_{opt}$ . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με αύξηση των στροφών του κινητήρα μέχρι να βρεθεί το βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Αντίστοιχα, εάν το λειτουργικό στοιχείο βρίσκεται στη δεξιά πλευρά της κορυφής της καμπύλης, πρέπει να μειωθούν οι στροφές. Έτσι, το σημείο λειτουργίας μπορεί να διατηρηθεί στο  $C_{p,max}$  και ο ανεμοκινητήρας να αποδίδει μέγιστη ισχύ για κάθε ταχύτητα ανέμου.



Σχ. 3.2 Τυπική μεταβολή του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  σε σχέση με το λόγο  $\lambda$ .

Σε ένα σύστημα Α/Γ μεταβλητών στροφών, το σημείο μέγιστης ισχύος (maximum power point, MPP) δύναται να ανιχνευθεί με διάφορες τεχνικές και η γεννήτρια να οδηγηθεί σε αυτό με κατάλληλη ρύθμιση των στροφών της μέσω προσαρμογής του φορτίου της [2], [3]. Στην περίπτωση που εξετάζεται, ο έλεγχος πραγματοποιείται μέσω του μετατροπέα ανύψωσης τάσης όπως φαίνεται στο Σχ. 3.3α. Στο Σχ. 3.3β φαίνεται το διάγραμμα της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε **για την πειραματική επιβεβαίωση των ελεγκτών**. Βάσει των μετρήσεων τάσης και ρεύματος στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος, για την εκάστοτε ταχύτητα ανέμου, ο ελεγκτής δίνει μία εντολή αναπροσαρμογής της σχετικής διάρκειας αγωγής του μετατροπέα ανύψωσης ο οποίος έχει άμεση επίδραση στο ρεύμα που μετάγεται και άρα στην αντιροπή της γεννήτριας. Κατ' αυτόν τον τρόπο το φαινόμενο φορτίο της γεννήτριας αναπροσαρμόζεται ώστε οι στροφές της να αντιστοιχούν στο  $\lambda_{opt}$ , και κατά συνέπεια στη μέγιστη ισχύ.

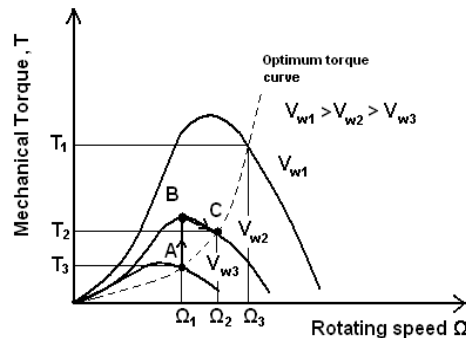


**Σχ. 3.3** Σύστημα δοκιμών απομονωμένης λειτουργίας (α) Διάγραμμα συστήματος β) Διάγραμμα εργαστηριακού δοκιμίου

Στο Σχ. 3.4 φαίνεται ένα παράδειγμα μιας τέτοιας διαδικασίας [4]. Έστω πως ο άνεμος πνέει με ταχύτητα  $V_{w3}$  και η ροπή της γεννήτριας,  $T_g$ , ισορροπεί με αυτή του ανεμοκινητήρα,



$T_m$ , στο σημείο A. Σε κάποια χρονική στιγμή ο άνεμος αλλάζει την ταχύτητά του σε  $V_{w2}$  και η  $T_m$  περνάει στο σημείο B. Η  $T_g$  διατηρείται στο A αφού ακόμα δεν έχει επέλθει η νέα ισορροπία. Η ταχύτητα της γεννήτριας αυξάνεται σύμφωνα με τη διαφορά ( $T_m - T_g$ ) μέχρις ότου οι δύο ροπές γίνουν ίσες. Ο έλεγχος φροντίζει να προσαρμόσει το φορτίο της γεννήτριας έτσι ώστε η  $T_g$  να ακολουθήσει τη χαρακτηριστική βέλτιστης ροπής μέχρις ότου επέλθει νέα ισορροπία του συστήματος στο σημείο C.



Σχ. 3.4 Παράδειγμα διαδικασίας MPPT.

### 3.1.2 Οικογένειες τεχνικών MPPT για ανεμογεννήτριες

Οι τεχνικές MPPT οι οποίες απαντώνται σήμερα στη βιβλιογραφία φροντίζουν να προσαρμόζουν κατάλληλα το φορτίο της Α/Γ ούτως ώστε να οδηγείται στο σημείο μέγιστης ισχύος. Οι διάφορες τεχνικές θα μπορούσαν να χωρισθούν σε δύο μεγάλες οικογένειες ανάλογα με τον τρόπο ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος:

- α) Έλεγχος βασισμένος σε **δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες**.
- β) **Αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος** χωρίς προγενέστερη γνώση χαρακτηριστικών καμπυλών.

Η κάθε οικογένεια ελεγκτών εμφανίζει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, τα οποία σχετίζονται αφενός με την **ικανότητα σύγκλισης** στο σημείο μέγιστης ισχύος και αφετέρου με παράγοντες, όπως η ευαισθησία σε **μεταβολές των μηχανικών χαρακτηριστικών** του συστήματος ή και σε αποκλίσεις στον υπολογισμό τους, η **προσαρμοστικότητα** σε διαφορετικές ανεμολογικές συνθήκες, η **ταχύτητα σύγκλισης** και το **υπολογιστικό κόστος, ο όγκος πληροφορίας ο οποίος απαιτείται** από άποψη γνώσης των χαρακτηριστικών του συστήματος για την υλοποίηση της κάθε μεθόδου. Η ανάδειξη μιας μεθοδολογίας ως καταλληλότερης για τον έλεγχο ενός συστήματος Α/Γ απαιτεί τη διεξοδική σύγκρισή τους υπό διάφορες συνθήκες λειτουργίας, ωστόσο, σε ορισμένο βαθμό εξαρτάται και από την εκάστοτε εφαρμογή στην οποία θα χρησιμοποιηθεί.

**Στο κεφάλαιο αυτό** εξετάζονται **τέσσερις μέθοδοι** ανεύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος (maximum power point tracking, MPPT) εκ των οποίων η μία ανήκει στην πρώτη κατηγορία, οι δύο στη δεύτερη και μία συνδυάζει χαρακτηριστικά και των δύο κατηγοριών. Προκειμένου να ελεγχθεί η εύρυθμη λειτουργία του κάθε συστήματος αλλά και να συγκριθούν οι μέθοδοι ως προς την αποτελεσματικότητά τους σε διαφορετικές διαταραχές, η αξιολόγηση του κάθε συστήματος περιλαμβάνει τρία μέρη:

Αρχικά παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος σε **βηματική μεταβολή** της μέσης τιμής της ταχύτητας του ανέμου. Σε δεύτερο στάδιο γίνεται μια αξιολόγηση της απόκρισης του συστήματος **σε πραγματικές χρονοσειρές ανέμου**. Τέλος, μελετάται η απόκριση του συστήματος σε λειτουργικές καταστάσεις οι οποίες θα μπορούσαν να χαρακτηριστούν δυσμενείς για τον εκάστοτε ελεγκτή, με στόχο να αναδειχθούν τα μειονεκτήματα της κάθε τεχνικής. Στο τέλος του κεφαλαίου συνοψίζονται τα αποτελέσματα των τριών φάσεων και πραγματοποιείται μία σύγκριση των διαφόρων μεθόδων ελέγχου. Σε όλες τις δοκιμές έχει θεωρηθεί ως φορτίο της Α/Γ, στην έξοδο του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα, μια αντίσταση ελεγχόμενη από εν σειρά ημιαγωγικό διακόπτη μέσω ενός ελεγκτή PI ο οποίος και διατηρεί την τάση εξόδου του μετατροπέα σταθερή, μεταγόντας έτσι ουσιαστικά, την ισχύ της Α/Γ στο φορτίο.

## **3.2 Μέθοδος Βασισμένη σε Δεδομένες Χαρακτηριστικές Καμπύλες Λειτουργίας**

### **3.2.1 Περιγραφή**

Ο έλεγχος μέσω δεδομένων χαρακτηριστικών καμπύλων λειτουργίας, είναι η συνηθέστερη μέθοδος MPPT [5]-[7]. Η μέθοδος βασίζει τη λειτουργία της στη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής - στροφών η οποία αντιστοιχεί στη μέγιστη προσλαμβανόμενη ισχύ από τον ανεμοκινητήρα, όπως η διακεκομμένη καμπύλη του Σχ. 3.1. Κατά τη διάρκεια λειτουργίας του συστήματος της Α/Γ μετρώνται χαρακτηριστικά μεγέθη όπως η ροπή ή η ταχύτητα, συγκρίνονται με τα αντίστοιχα της βέλτιστης χαρακτηριστικής καμπύλης και ο ελεγκτής αναλαμβάνει να ελαχιστοποιήσει το σφάλμα μεταξύ τους.

Η συγκεκριμένη μέθοδος αποτελεί την **κλασικότερη μέθοδο** MPPT και μια από τις πρώτες που χρησιμοποιήθηκαν σε συστήματα Α/Γ αφού είναι **απλή στην υλοποίηση και αξιόπιστη** αφού βασίζεται σε δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας. Η εξάρτησή της, ωστόσο, από αυτές την καθιστά **ευάλωτη σε μεταβολές των μηχανικών χαρακτηριστικών** του συστήματος λόγω γήρανσης ή ακόμα και **σε ανακρίβειες στον αρχικό υπολογισμό τους**, όπως άλλωστε θα φανεί και στα αποτελέσματα, τα οποία παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο.

Στο Σχ. 3.5 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελέγχου, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε. Η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας,  $\Omega$ , μετράται και αντιστοιχίζεται σε μια συγκεκριμένη ροπή αναφοράς  $T_{ref}$ , μέσω της σχέσης 3.5 και εν τέλει σε ένα ρεύμα αναφοράς μέσω ενός κέρδους  $K_1$  αφού στην περιοχή λειτουργίας που εξετάζεται έχουν σχεδόν γραμμική σχέση [5]. Το ρεύμα αυτό συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα στην είσοδο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Από το σφάλμα της σύγκρισης προκύπτει η σχετική διάρκεια αγωγής του ημιαγωγικού στοιχείου του μετατροπέα και γίνεται η προσαρμογή του φορτίου της Α/Γ.

$$T_{ref} = \frac{C}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^2 \quad (3.5)$$

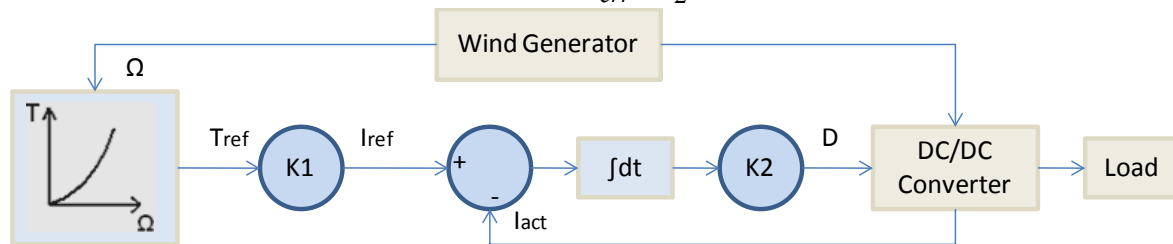
Η αντιστοίχιση της γωνιακής ταχύτητας στην ροπή αναφοράς γίνεται μέσω ενός πίνακα αναφοράς. Στη συνέχεια μέσω του κέρδους  $K_1$  λαμβάνεται το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  βάσει του οποίου γίνεται η σύγκριση με το ρεύμα του μετατροπέα ανύψωσης.

$$I_{ref} = T_{ref} K_1 \quad (3.6)$$

Από το σφάλμα της σύγκρισης του ρεύματος του μετατροπέα και του ρεύματος αναφοράς υπολογίζεται η σχετική διάρκεια αγωγής  $D$ .

$$I_{err} = I_{ref} - I_{act} \quad (3.7)$$

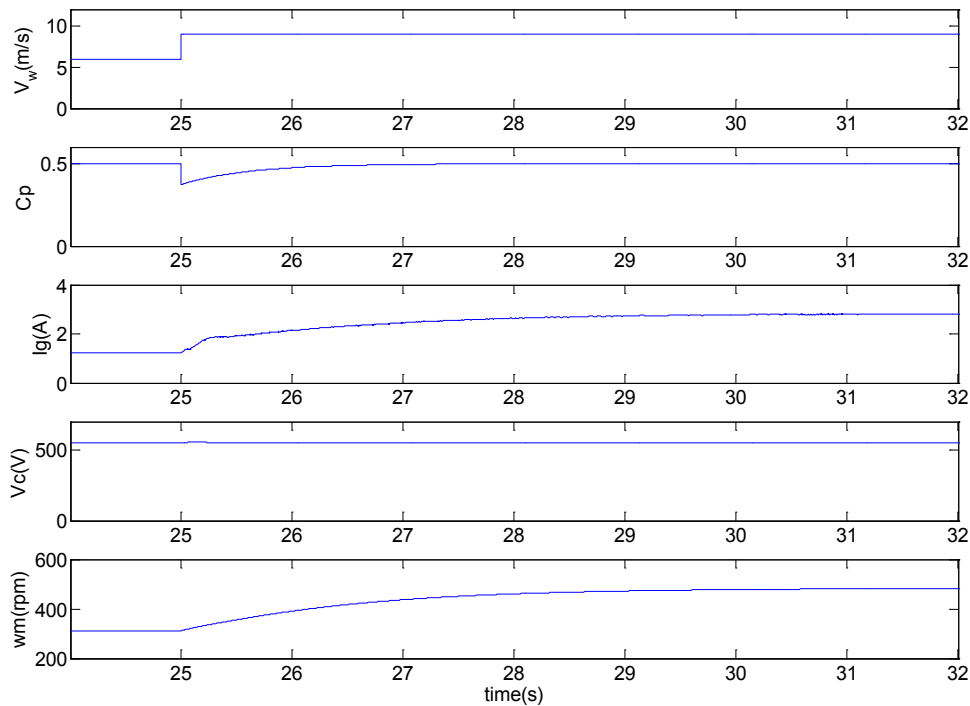
$$D = \int I_{err} dt K_2 \quad (3.8)$$



Σχ. 3.5 Δομικό διάγραμμα ελέγχου βασισμένου σε δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας.

### 3.2.2 Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου

Στο Σχ. 3.6 εμφανίζονται τα διαγράμματα, προσομοιωμένων μεγεθών απόκρισης του συστήματος σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου από τα 6 στα 9m/sec, τη χρονική στιγμή  $t = 25$  sec, χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή MPPT ο οποίος βασίζεται στην χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών. Στο Σχ. 3.6 απεικονίζονται συγκεκριμένα η ταχύτητα του ανέμου,  $V_w$ , ο αεροδυναμικός συντελεστής,  $C_p$ , το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας,  $I_g$ , η τάση στο δίαυλο συνεχούς,  $V_c$ , και η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας  $w_m$ .

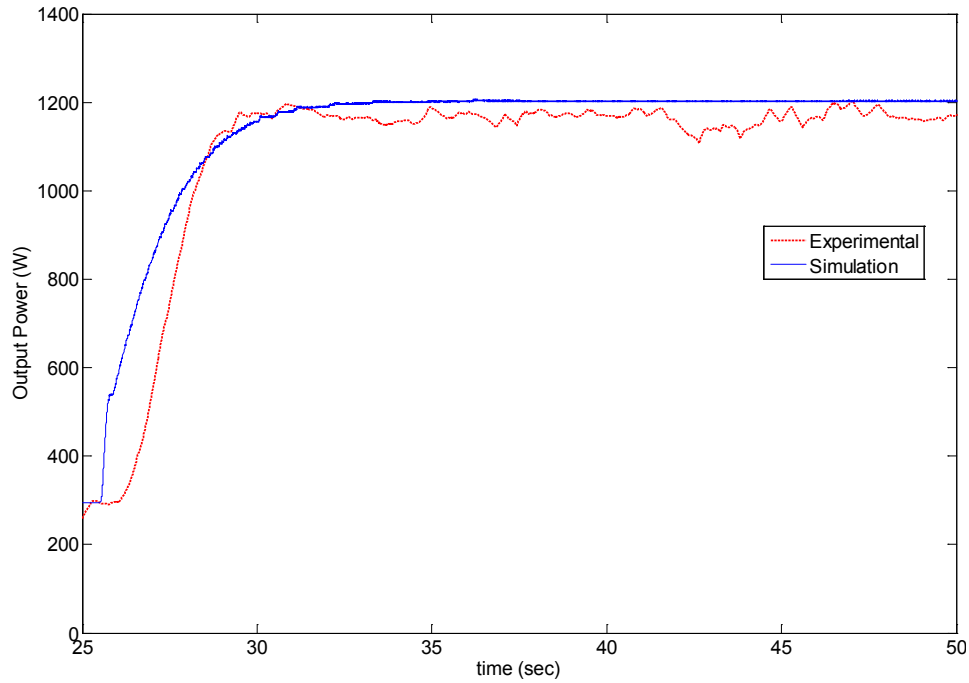


**Σχ. 3.6** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 6 σε 9 m/s

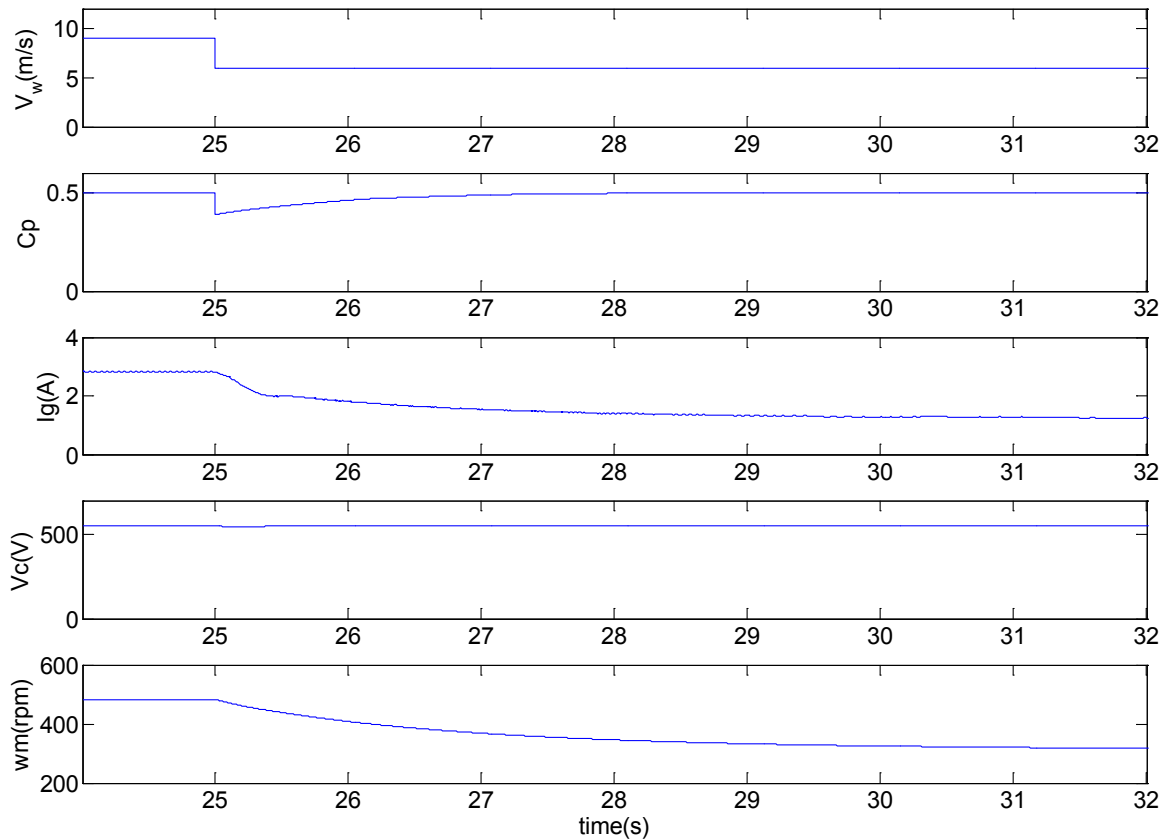
Στο Σχ. 3.6 φαίνεται πως στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής  $C_p$  παίρνει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25 sec το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας αυξάνεται για 7sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 9 m/sec, ενώ ο συντελεστής  $C_p$  χρειάζεται 6sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η τάση στο δίαυλο συνεχούς παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης.

Η αύξηση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή αύξηση της παραγόμενης ισχύος. Η παραγόμενη ισχύς μεταβαίνει στη νέα τιμή της σε χρόνο περίπου ίσο με 8 sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.7. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η πειραματική ισχύς εξόδου για την ίδια μεταβολή. Μεταξύ πειράματος και προσομοίωσης παρατηρείται συμφωνία.

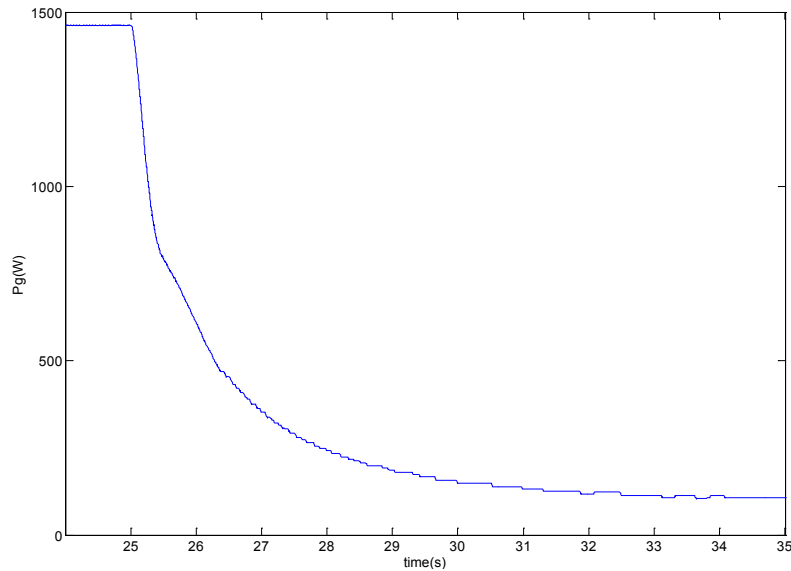
Στο Σχ. 3.8 φαίνονται τα διαγράμματα, προσομοιωμένων μεγεθών απόκρισης του συστήματος σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 9 στα 6m/sec, τη χρονική στιγμή  $t = 25$  sec χρησιμοποιώντας τον ίδιο ελεγκτή MPPT. Στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής,  $C_p$ , παίρνει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25sec το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας μειώνεται για 7sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 6 m/sec ενώ ο συντελεστής,  $C_p$ , χρειάζεται 4sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η μείωση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή μείωση της παραγόμενης ισχύος σε χρόνο περίπου ίσο με 10 sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.9.



**Σχ. 3.7** Προσομοιωμένη (συνεχής με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς (διακεκομμένη με κόκκινο χρώμα) ισχύς εξόδου για βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/s.



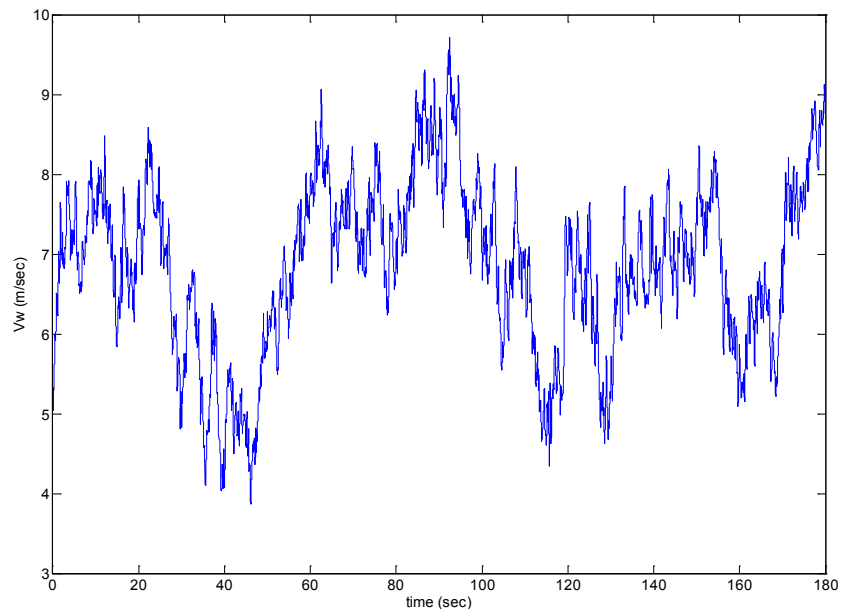
**Σχ. 3.8** Προσομοίωση σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s



**Σχ. 3.9** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s

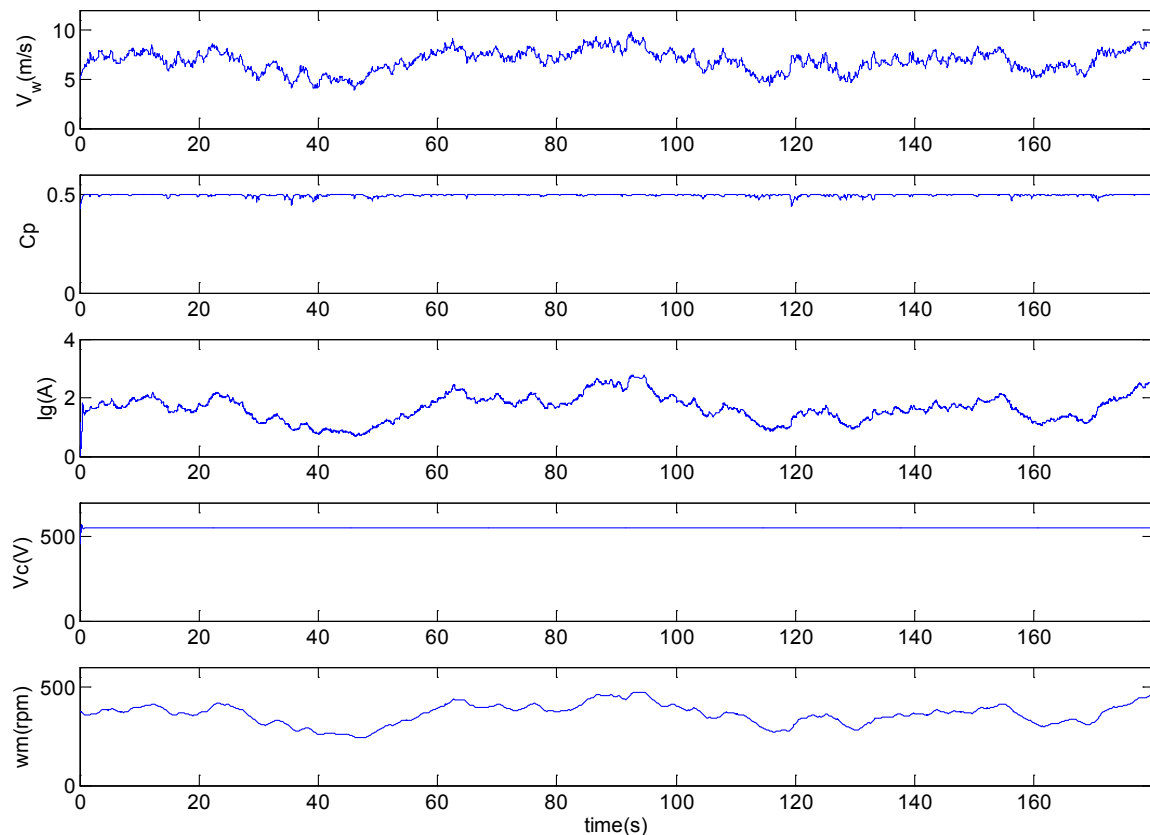
### 3.2.3 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας

Στη συνέχεια αξιολογείται η συμπεριφορά του συστήματος με το συγκεκριμένο ελεγκτή σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας με τον άνεμο να μεταβάλλεται όπως φαίνεται στο Σχ. 3.10. Η συγκεκριμένη χρονοσειρά ανέμου αποτελεί μια πραγματική διακύμανση του ανέμου όπως μετρήθηκε για διάρκεια τριών λεπτών. Σημειώνεται ότι οι ελεγκτές οι οποίοι παρουσιάζονται στο κεφάλαιο αυτό αξιολογήθηκαν αντίστοιχα σε δύο ακόμα χρονοσειρές οι οποίες αντιστοιχούν σε έναν ασθενέστερο και έναν ισχυρό άνεμο. Ωστόσο, επιλέχθηκε να παρατεθούν τα αποτελέσματα για τον άνεμο του Σχ. 3.10 ως αντιπροσωπευτικότερα.

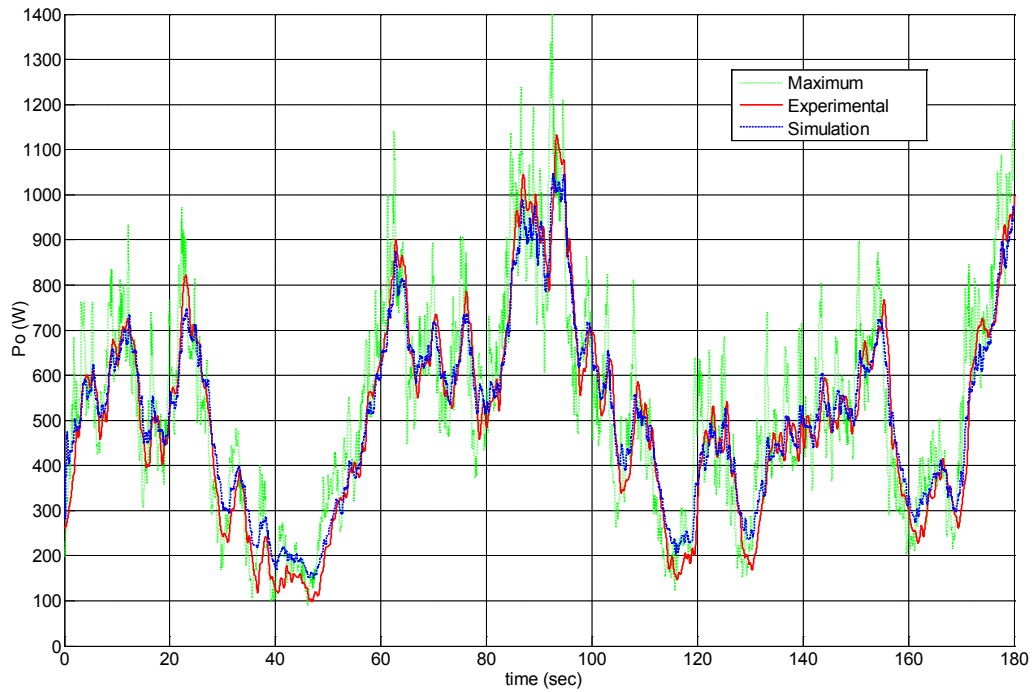


**Σχ. 3.10** Χρονοσειρά ανέμου.

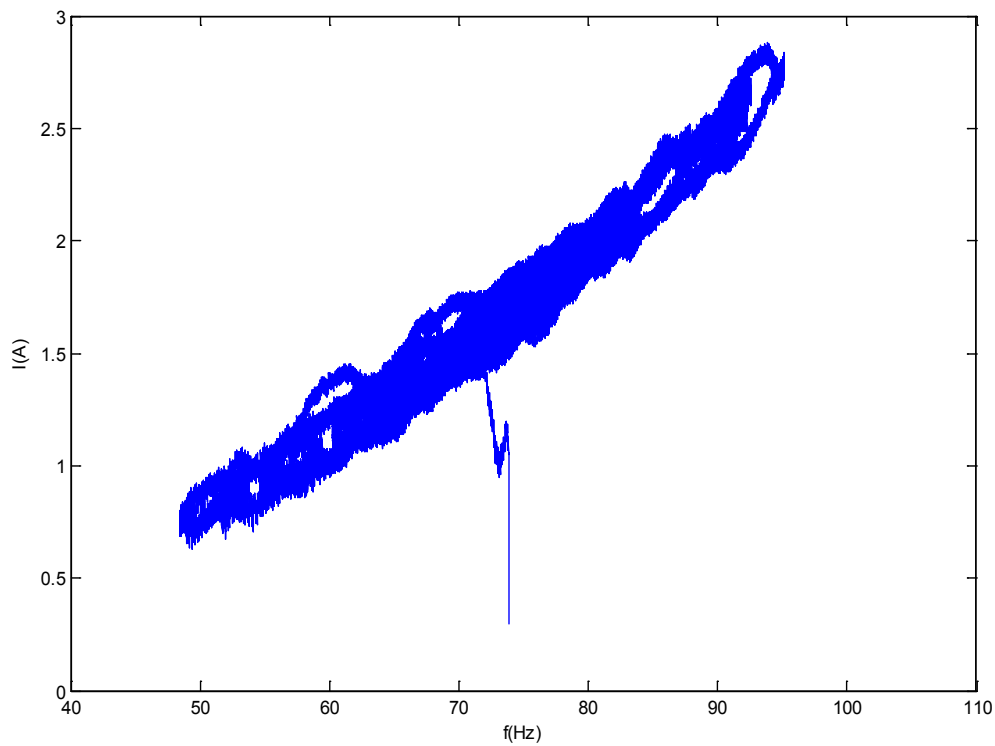
Προσομοιώνοντας το μοντέλο με είσοδο τη συγκεκριμένη χρονοσειρά λαμβάνονται τα αποτελέσματα τα οποία φαίνονται στο Σχ. 3.11. Όπως παρατηρείται ο συντελεστής,  $C_p$ , διατηρείται κοντά στη μέγιστη τιμή του με αποτέλεσμα η μέση ισχύς εξόδου να είναι 520 W, τιμή πολύ κοντά στη θεωρητικά μέγιστη μέση ισχύ, η οποία προσλαμβάνεται από τα πτερύγια με βάση τη σχέση 3.5 για  $C_p$  ίσο με 0.5, η οποία είναι 535 W. Στο Σχ. 3.12 απεικονίζεται η αποδιδόμενη ισχύς στο φορτίο, η οποία προκύπτει από την προσομοίωση του μοντέλου, η ισχύς που προκύπτει από το πείραμα στο εργαστηριακό δοκίμιο καθώς και η θεωρητικά μέγιστη μέση ισχύς που προσλαμβάνεται από τα πτερύγια. Η πειραματική μέση ισχύς εξόδου είναι 463 W ενώ, όπως φαίνεται και στο σχήμα, τα πειραματικά αποτελέσματα και τα αντίστοιχα της προσομοίωσης παρουσιάζουν πολύ καλή σύγκλιση. Στο Σχ. 3.13 φαίνεται η χαρακτηριστική καμπύλη συχνότητας ρεύματος που τελικά το σύστημα επιτυγχάνει.



**Σχ. 3.11** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.



**Σχ. 3.12** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου (με μπλε χρώμα), πειραματική ισχύς εξόδου (με κόκκινο χρώμα) και θεωρητικά μέγιστη μηχανική ισχύς (με πράσινο χρώμα) για χρονοσειρά ανέμου.

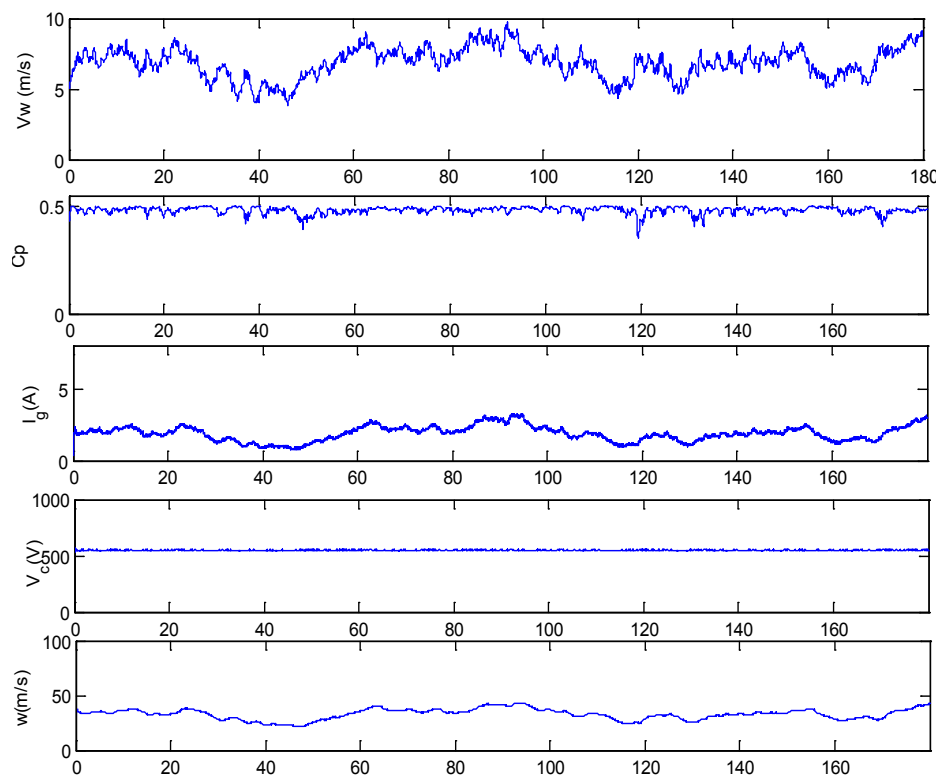


**Σχ. 3.13** Χαρακτηριστική καμπύλη ηλεκτρικής συχνότητας γεννήτριας – ανορθωμένου ρεύματος γεννήτριας που ο αλγόριθμος επιτυγχάνει για χρονοσειρά ανέμου.

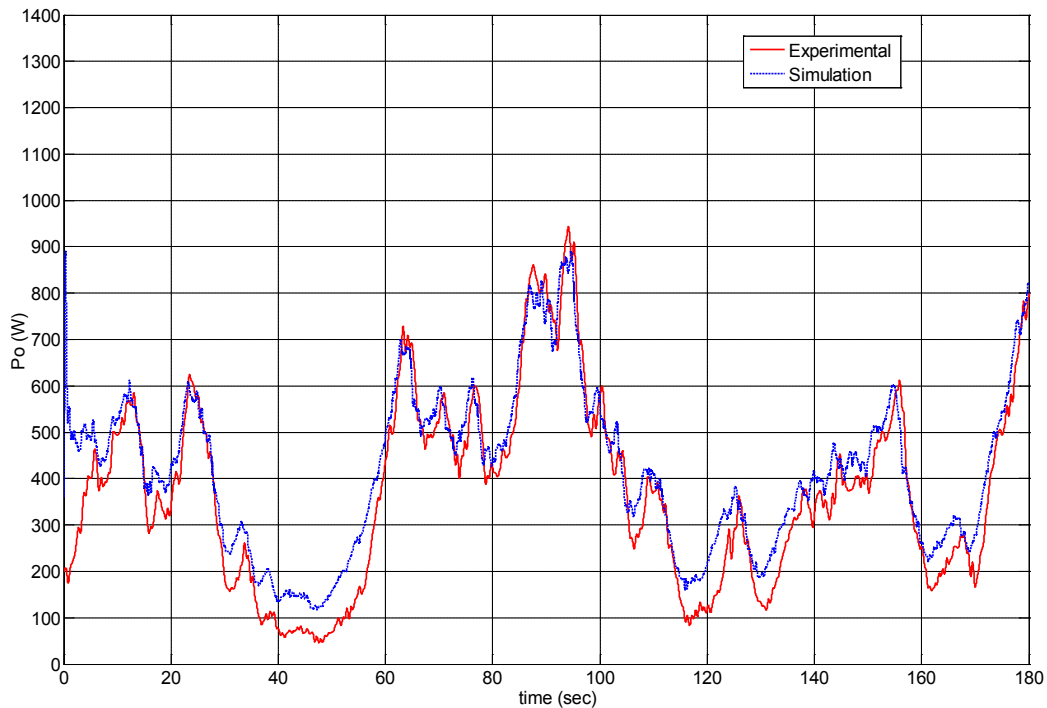


### 3.2.4 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας χρησιμοποιώντας υποβέλτιστη χαρακτηριστική λειτουργίας

Η χαρακτηριστική ροπής στροφών του ανεμοκινητήρα δύναται ν' αλλάξει με τη γήρανση του μηχανικού συστήματος ενώ η ακρίβεια των υπολογισμών της καμπύλης που παρέχεται από τον κατασκευαστή είναι σχετική [9]. Με σκοπό να αξιολογηθεί πλήρως το σύστημα χρησιμοποιείται μία υποβέλτιστη χαρακτηριστική και μελετάται η απόκριση του συστήματος τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και στο πείραμα. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχ. 3.14 και 3.15. Όπως φαίνεται στο Σχ. 3.14 ο συντελεστής  $C_p$  παρουσιάζει αισθητή απόκλιση από τη μέγιστη τιμή του με αποτέλεσμα τη μείωση της ισχύος, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.15 σε σχέση με τη χρήση της βέλτιστης χαρακτηριστικής. Η μέση ισχύς εξόδου η οποία προκύπτει από την προσομοίωση είναι σε αυτή την περίπτωση 382W, ενώ η αντίστοιχη πειραματική έχει μειωθεί στα 379W.



Σχ. 3.14 Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου με υποβέλτιστη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών.



**Σχ. 3.15** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου (με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς εξόδου (με κόκκινο χρώμα) για χρονοσειρά ανέμου με υποβέλτιστη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών.

### 3.2.5 Αξιολόγηση

Ο ελεγκτής που βασίζεται στη βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής-στροφών **δεν παρουσιάζει ιδιαίτερη πολυπλοκότητα**. Όσον αφορά στην απόκριση του συστήματος, όταν εφαρμόσθηκε η ιδανική χαρακτηριστική καμπύλη ροπής στροφών, ο συντελεστής  $C_p$ , φάνηκε να κυμαίνεται σε τιμές ικανοποιητικές, **πολύ κοντά στη μέγιστη τιμή 0.5** αποδίδοντας έτσι η ισχύ εξόδου 520W σε επίπεδο προσομοίωσης και 468 W στο πείραμα, τιμές πολύ κοντά στη θεωρητικά μέγιστη μέση προσλαμβανόμενη ισχύ των 535W. Επίσης, το σύστημα ανταποκρίνεται γρήγορα σε βηματικές μεταβολές τόσο της ταχύτητας ανέμου όσο και της μηχανικής ροπής εισόδου με **συνολικό χρόνο** αντίστοιχης μεταβολής του συντελεστή  $C_p$ , περίπου 6sec.

Ωστόσο, σημαντικό μειονέκτημα του συστήματος αποτελεί η εξάρτησή του από μια προκαθορισμένη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών η οποία και το καθιστά επιρρεπές σε ανακρίβειες **εξαιτίας γήρανσης του μηχανικού συστήματος** ή στις **ανοχές της ακρίβειας των αρχικών υπολογισμών της βέλτιστης καμπύλης**. Όπως φάνηκε στην παραπάνω ανάλυση, όταν εφαρμόσθηκε υποβέλτιστη χαρακτηριστική καμπύλη, το σύστημα παρουσίασε **αισθητή μείωση στη μέση τιμή της ισχύος εξόδου**. Με στόχο την **απεξάρτηση από δεδομένες χαρακτηριστικές λειτουργίας** μελετώνται στη συνέχεια εναλλακτικές μέθοδοι MPPT.

### 3.3 Μέθοδος Ανίχνευσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος μέσω Μικρών Μεταβολών (P&O)

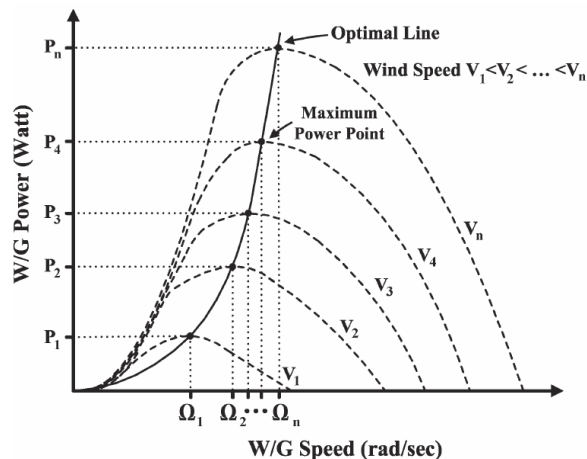
#### 3.3.1 Περιγραφή

Η μέθοδος ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος μέσω μικρών μεταβολών **δε χρησιμοποιεί χαρακτηριστικές καμπύλες ροπής - στροφών** αλλά πετυχαίνει την εύρεση του επιθυμητού σημείου μέσω συνεχών διαταραχών και συγκρίσεων (perturbations and observations, P&Os). Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, λαμβάνονται ανά συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα μετρήσεις της ισχύος εξόδου. Μέσω μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής,  $D$ , του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα γίνονται αλλαγές του φορτίου άρα και της ισχύος εξόδου της γεννήτριας. Η νέα ισχύς μετράται και συγκρίνεται με την προηγούμενη τιμή. Ανάλογα με το αν η νέα τιμή της ισχύος είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη, ο μετατροπέας λαμβάνει κατάλληλη δράση ώστε να οδηγήσει διαρκώς το σύστημα σε αύξηση της ισχύος εξόδου έως το μέγιστο.

Όπως εξηγήθηκε στην ενότητα 3.1, σε κάθε ταχύτητα ανέμου αντιστοιχεί μία ταχύτητα περιστροφής του ανεμοκινητήρα για την οποία μεγιστοποιείται η προσλαμβανόμενη ισχύς. Αυτό σημαίνει ότι στα σημεία μέγιστης ισχύος θα ισχύει:

$$\frac{dP}{d\Omega} = 0 \quad (3.9)$$

όπου  $\Omega$  είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και  $P$  η ισχύς εξόδου, ενώ η συνάρτηση  $P(\Omega)$  παρουσιάζει ένα και μόνο ακρότατο για κάθε ταχύτητα ανέμου όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.16.



Σχ. 3.16 Τυπικές χαρακτηριστικές καμπύλες ισχύος-στροφών ανεμοκινητήρων

Προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι η μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$  του μετατροπέα μπορεί να οδηγήσει σε σημείο μέγιστης ισχύος για οποιαδήποτε ταχύτητα ανέμου, είναι επαρκές να αποδειχθεί ότι η σχέση  $P(D)$ , που σχετίζει την ισχύ εξόδου και την  $D$

του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα, έχει **ένα και μοναδικό ακρότατο** το οποίο συμπίπτει με το αντίστοιχο σημείο μέγιστης ισχύος της χαρακτηριστικής  $P(\Omega)$ .

Η σχέση 3.9 μπορεί να γραφτεί και ως εξής:

$$\frac{dP}{d\Omega} = \frac{dP}{dD} \cdot \frac{dD}{dV_g} \cdot \frac{dV_g}{d\Omega_e} \cdot \frac{d\Omega_e}{d\Omega} = 0 \quad (3.10)$$

Όπου  $V_g$  είναι η ανορθωμένη τάση εξόδου της γεννήτριας και  $\Omega_e$  είναι η ηλεκτρική γωνιακή ταχύτητα της γεννήτριας.

Σε περίπτωση μετατροπέα ανύψωσης ΣΡ/ΣΡ, η τάση εισόδου του συσχετίζεται με την τάση εξόδου και τη σχετική διάρκεια αγωγής  $D$  ως εξής:

$$V_g = (1 - D) \cdot V_o \Leftrightarrow D = 1 - \frac{V_g}{V_o} \Leftrightarrow \frac{dD}{dV_g} = -\frac{1}{V_o} \neq 0 \quad (3.11)$$

όπου  $V_o$  είναι η τάση εξόδου μετά τον μετατροπέα ισχύος ΣΡ/ΣΡ.

Η γωνιακή ταχύτητα της γεννήτριας σχετίζεται με τη γωνιακή ταχύτητα του ανεμοκινητήρα ως εξής:

$$\Omega_e = p \cdot \Omega \quad (3.12)$$

Άρα:

$$\frac{d\Omega_e}{d\Omega} = p > 0 \quad (3.13)$$

όπου  $p$  είναι ο αριθμός των πόλων της ανεμογεννήτριας .

Η ανορθωμένη τάση εξόδου της γεννήτριας  $V_g$  είναι ανάλογη με τη φασική τάση  $V_{ph}$ , ενώ το πλάτος της αυξάνεται καθώς αυξάνονται οι στροφές της γεννήτριας και άρα:

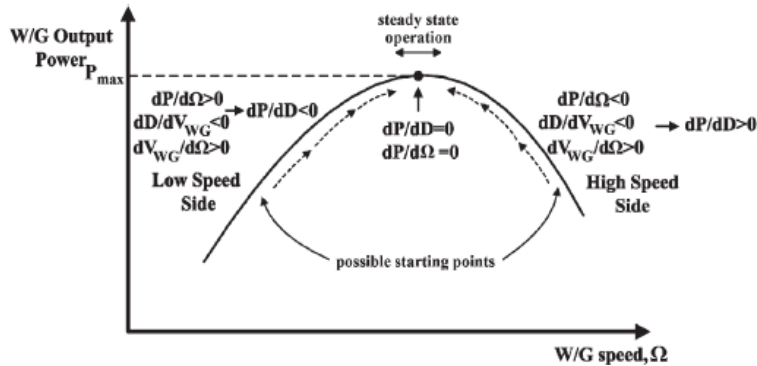
$$\frac{dV_g}{d\Omega_e} > 0 \quad (3.14)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις 3.10 έως 3.14 προκύπτει ότι:

$$\frac{dP}{d\Omega} = 0 \Leftrightarrow \frac{dP}{dD} = 0 \quad (3.15)$$

Κατά συνέπεια, η σχέση  $P(D)$  έχει ένα και μοναδικό ακρότατο, το οποίο συμπίπτει με το σημείο μέγιστης ισχύος εξόδου, και άρα η ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής,  $D$ , εξασφαλίζει σύγκλιση στο επιθυμητό σημείο υπό οποιαδήποτε ταχύτητα ανέμου.

Στο Σχ. 3.17 παρουσιάζεται διαγραμματικά η λειτουργία του αλγορίθμου P&O. Όταν  $dP/d\Omega > 0$  τότε με βάση τις σχέσεις 3.10 έως 3.14  $dP/dD < 0$  άρα η  $D$  πρέπει να μειωθεί, με αποτέλεσμα τη αύξηση της ταχύτητας και την αύξηση της ισχύος, μέχρι να ανιχνευτεί το σημείο μέγιστης ισχύος. Ομοίως όταν  $dP/d\Omega < 0$ , τότε  $dP/dD > 0$  η  $D$  αυξάνεται, η ταχύτητα μειώνεται, μέχρι να ανιχνευτεί το σημείο μέγιστης ισχύος.



**Σχ. 3.17** Διαδικασία ανεύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος μέσω μικρών μεταβολών της σχετικής διάρκειας αγωγής του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα.

Η διαδικασία ανεύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος μπορεί να υλοποιηθεί μέσω ενός αλγορίθμου ο οποίος να εφαρμόζει την εξίσωση 3.16.

$$D_k = D_{k-1} + C_1 \cdot \frac{\Delta P_{k-1}}{\Delta D_{k-1}} \quad (3.16)$$

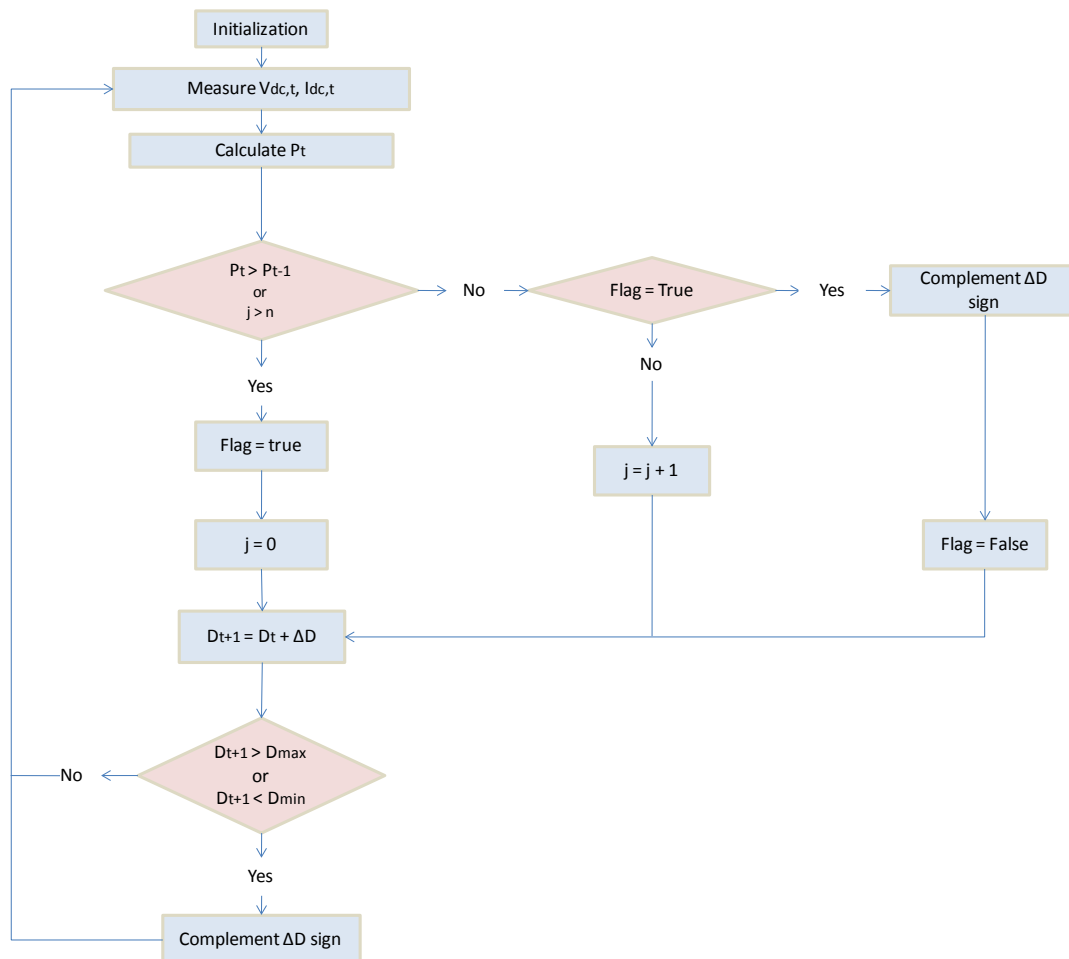
όπου το  $D_k$  και  $D_{k-1}$  είναι οι τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής για τις επαναλήψεις  $k$  και  $k-1$ , αντίστοιχα (όπου ισχύει  $0 < D_k < 1$ ),  $C_1$  μια σταθερά που αντιπροσωπεύει το βήμα αλλαγής και  $\Delta P_{k-1} = P_{k-1} - P_k$  ενώ  $\Delta D_{k-1} = D_{k-1} - D_k$ . Η εξίσωση 3.16 δείχνει ότι η  $D$  θα ακολουθεί τη μεταβολή (αύξηση ή μείωση) που αυξάνει την ισχύ αφού όταν  $\Delta P_{k-1} > 0$  (υπάρχει δηλαδή αύξηση της ισχύος), το σύστημα οδηγείται σε αύξηση του  $D$  αν αυτό προηγουμένως αυξανόταν ( $\Delta D_{k-1} > 0$ ) ή μείωση της  $D$  αν αυτό προηγουμένως μειωνόταν ( $\Delta D_{k-1} < 0$ ).

Ο αλγόριθμος ελέγχου του συστήματος φαίνεται στο Σχ. 3.18. Το σύστημα μετρά την ανορθωμένη τάση  $V_g$  και το ανορθωμένο ρεύμα  $I_1$  της γεννήτριας στην είσοδο του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα ισχύος και υπολογίζει τη στιγμιαία ισχύ  $P_t$ . Η τιμή αυτή συγκρίνεται με την αμέσως προηγούμενη τιμή,  $P_{t-1}$ . Αν είναι μεγαλύτερη τότε γίνεται μια μικρή μεταβολή στο  $D$  προς μία κατεύθυνση (αύξηση ή μείωση), η οποία έχει άμεση επίδραση στην ισχύ εξόδου. Αν είναι μικρότερη τότε η μεταβολή του  $D$  γίνεται προς την αντίθετη κατεύθυνση από την αμέσως προηγούμενη. Έτσι ο ελεγκτής λειτουργεί στη λογική μεταβολής της  $D$  προς μία κατεύθυνση έως ότου επέλθει μείωση της ισχύος οπότε και η κατεύθυνση αλλάζει.

Συγκεκριμένα εάν η  $P_t$  είναι μεγαλύτερη από την  $P_{t-1}$ , δηλαδή η ισχύς αυξήθηκε θα πρέπει η  $D$  να συνεχίσει να αυξάνεται με αποτέλεσμα το  $\Delta D$  να προστίθεται στο  $D_t$  και η διαδικασία να επαναλαμβάνεται. Επίσης μια λογική σημαία τίθεται "True". Διαφορετικά, αν παρατηρηθεί μείωση της ισχύος η σημαία ελέγχεται. Εάν η σημαία είναι "True" τότε το πρόσημο του  $\Delta D$  αλλάζει έτσι ώστε να κινηθεί στην αντίθετη κατεύθυνση και άρα να οδηγήσει ξανά σε αύξηση της ισχύος. Στη συνέχεια η σημαία τίθεται "False" και η διαδικασία συνεχίζεται. Σε κάθε περίπτωση εάν οι μέγιστες ή ελάχιστες τιμές του  $D$ ,  $D_{max}$  και  $D_{min}$  αντίστοιχα, ξεπερνιούνται, το πρόσημο του  $\Delta D$  αλλάζει. Ο ρόλος της σημαίας είναι να αποτρέπει το  $\Delta D$  από το να μεταβάλλει

το πρόσημό του πριν καταγραφεί μια αύξηση της ισχύος η οποία να οφείλεται αποκλειστικά στην αλλαγή του πρόσημου του  $\Delta D$ . Πιο συγκεκριμένα, μπορεί πράγματι να αλλάξει το πρόσημο του  $\Delta D$  ως αποτέλεσμα μιας καταγεγραμμένης μείωσης ισχύος, εντούτοις, εξαιτίας της ταχείας επανάληψης της διαδικασίας σε σχέση με την αργή απόκριση του μηχανικού συστήματος, η επίδραση αυτής της αλλαγής να αποτύχει να παράγει μια αύξηση ισχύος, συνεπώς το βήμα  $\Delta D$  να αλλάζει και πάλι, αχρείαστα, στον επόμενο κύκλο και το σύστημα να αποπροσανατολίζεται. Λόγω της παρουσίας της σημαίας η ανωτέρω ατέλεια εξουδετερώνεται.

Όπως παρατηρείται στον αλγόριθμο υπάρχει μια μεταβλητή  $j$  η οποία και λειτουργεί ως μετρητής. Μπορεί να φανεί ακολουθώντας τον αλγόριθμο πως, δίχως την παρουσία της  $j$ , υπάρχει πιθανότητα μια αλλαγή του πρόσημου του  $\Delta D$  να επιφέρει αντί για αύξηση, μείωση της ισχύος για κάποιο λόγο (όπως π.χ. αν το σύστημα ταλαντούται γύρω από σημείο καμπής της καμπύλης  $P(\Omega)$ ) κι έτσι το σύστημα να υποπέσει σε βρόχο μιας κατεύθυνσης του  $D$  και να αποπροσανατολιστεί. Η μεταβλητή  $j$  εξασφαλίζει ότι αυτό δε θα συμβεί αφού αν το  $D$  δεν αλλάξει πρόσημο ύστερα από  $n$  κύκλους, τότε η σημαία γίνεται "True" επιτρέποντας στο  $D$  να αλλάξει πρόσημο ανεξαρτήτως μέτρησης της ισχύος.

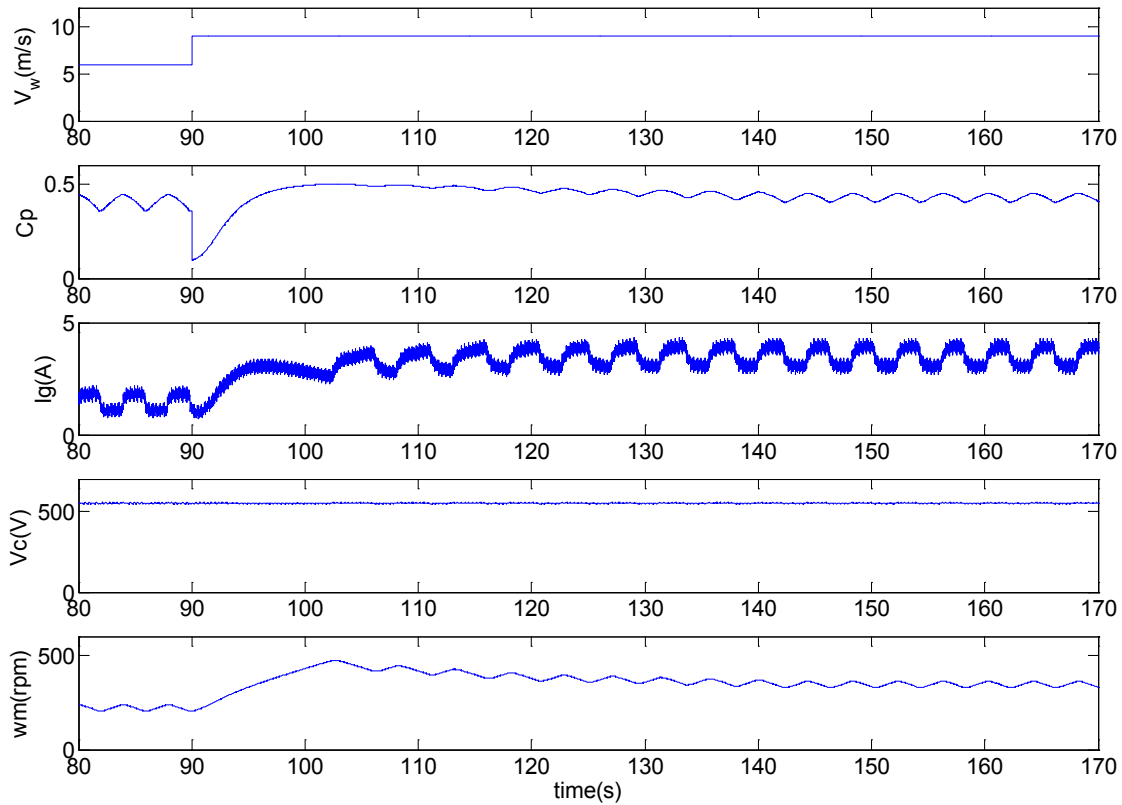


**Σχ. 3.18** Αλγόριθμος διαδικασίας ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος μέσω μικρών μεταβολών.

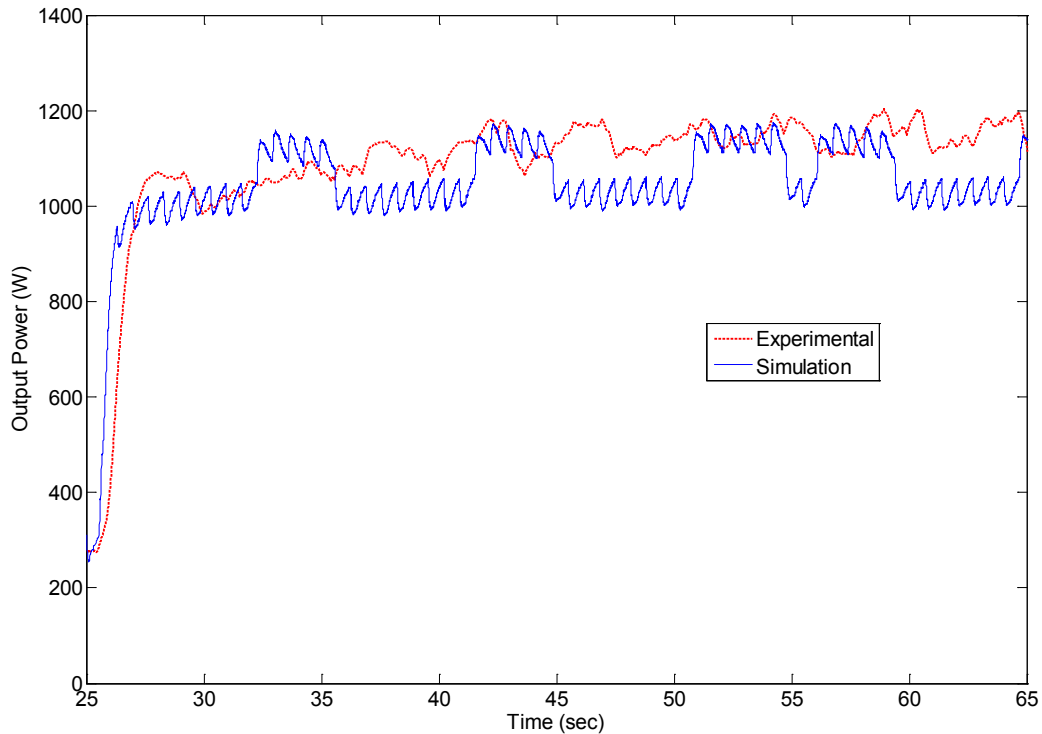
### 3.3.2 Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου

Στο Σχ. 3.19 εμφανίζονται τα διαγράμματα των προσομοιωμένων μεγεθών για μεταβατική κατάσταση της τιμής της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 6 στα 9 m/sec τη χρονική στιγμή  $t = 90\text{sec}$ , με τη μέθοδο P&O. Παρατηρείται ότι σε όλες τις κυματομορφές παρουσιάζονται έντονες διακυμάνσεις, οι οποίες οφείλονται στις συνεχείς μικρές αλλαγές σε κάθε βήμα που κάνει ο ελεγκτής. Το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας έχει σημαντική κυμάτωση πράγμα που φυσικά οδηγεί σε ταλαντώσεις της ενεργού ισχύος, η οποία παρέχεται στο φορτίο αλλά και της ροπής στον άξονα, **επιηρεάζοντας αφενός την ποιότητα ισχύος και αφετέρου την ομαλή λειτουργία του μηχανικού συστήματος**. Ο αεροδυναμικός συντελεστής  $C_p$  χρειάζεται έως και 30sec μέχρι να σταθεροποιηθεί πραγματοποιώντας ταλαντώσεις γύρω από την τιμή 0.4 η οποία φυσικά απέχει από τη μέγιστη του 0.5. Η τάση των πυκνωτών δεν παρουσιάζει ιδιαίτερη κυμάτωση. Η κυματομορφή της ταχύτητας του δρομέα πριν και μετά την αύξηση δεν είναι σταθερή αλλά παρουσιάζει και αυτή ταλαντώσεις. Στο Σχ. 3.20 παρατηρείται η απόκριση της ενεργού ισχύος στην έξοδο για την ίδια μεταβολή του ανέμου τόσο σε επίπεδο προσομοιώσεων όσο και σε πειραματικό επίπεδο χρησιμοποιώντας την εργαστηριακή διάταξη.

Στο Σχ. 3.21 εμφανίζονται τα διαγράμματα των προσομοιωμένων μεγεθών για μεταβατική κατάσταση της τιμής της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 9 m/sec στα 6 m/sec τη χρονική στιγμή  $t = 25\text{sec}$ , με τη μέθοδο P&O. Παρατηρείται ότι σε όλες τις κυματομορφές παρουσιάζονται και πάλι έντονες διακυμάνσεις. Στο Σχ. 3.22 φαίνεται η αντίστοιχη απόκριση της αποδιδόμενης ισχύος στο φορτίο.

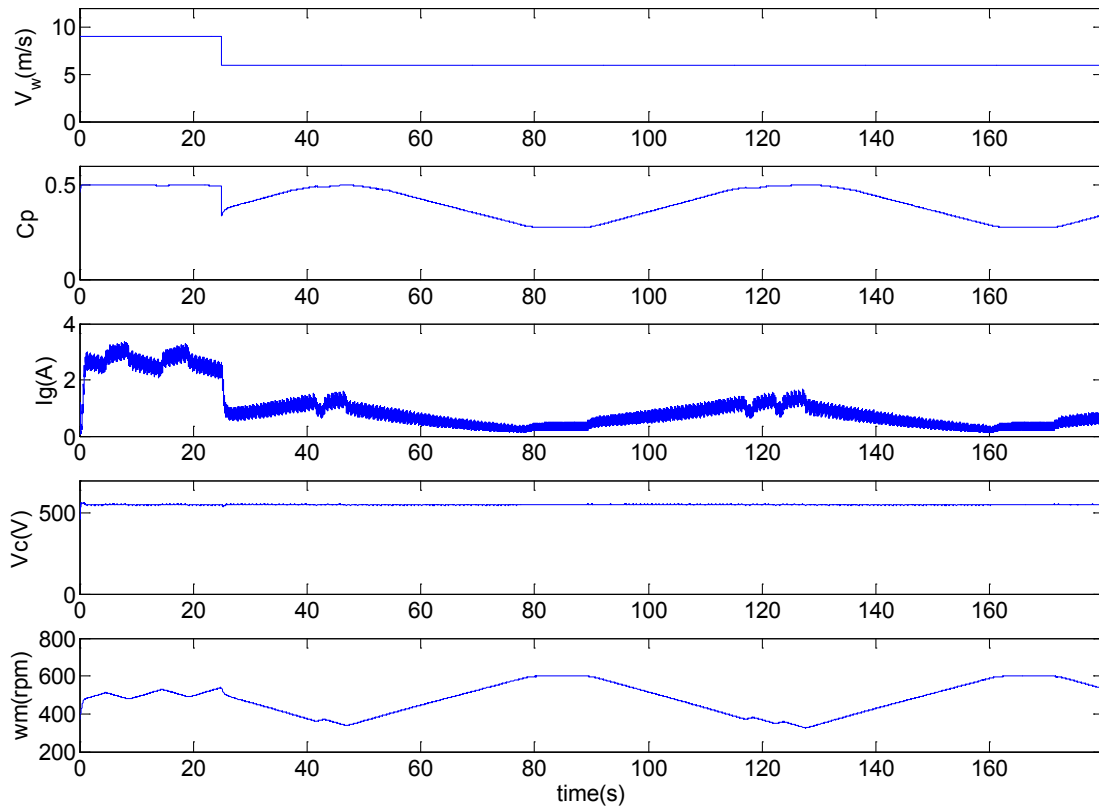


**Σχ. 3.19** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 6 σε 9 m/s

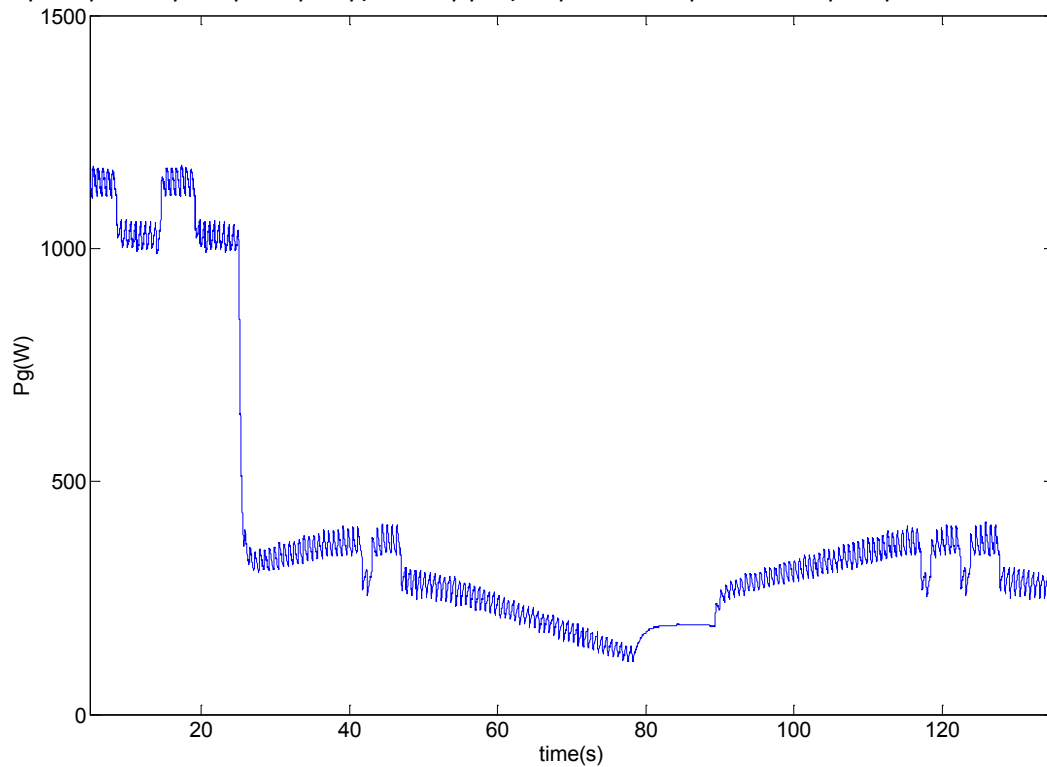


**Σχ. 3.20** Προσομοιωμένη (συνεχής με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς (διακεκομμένη με κόκκινο χρώμα) ισχύς εξόδου για βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/s.





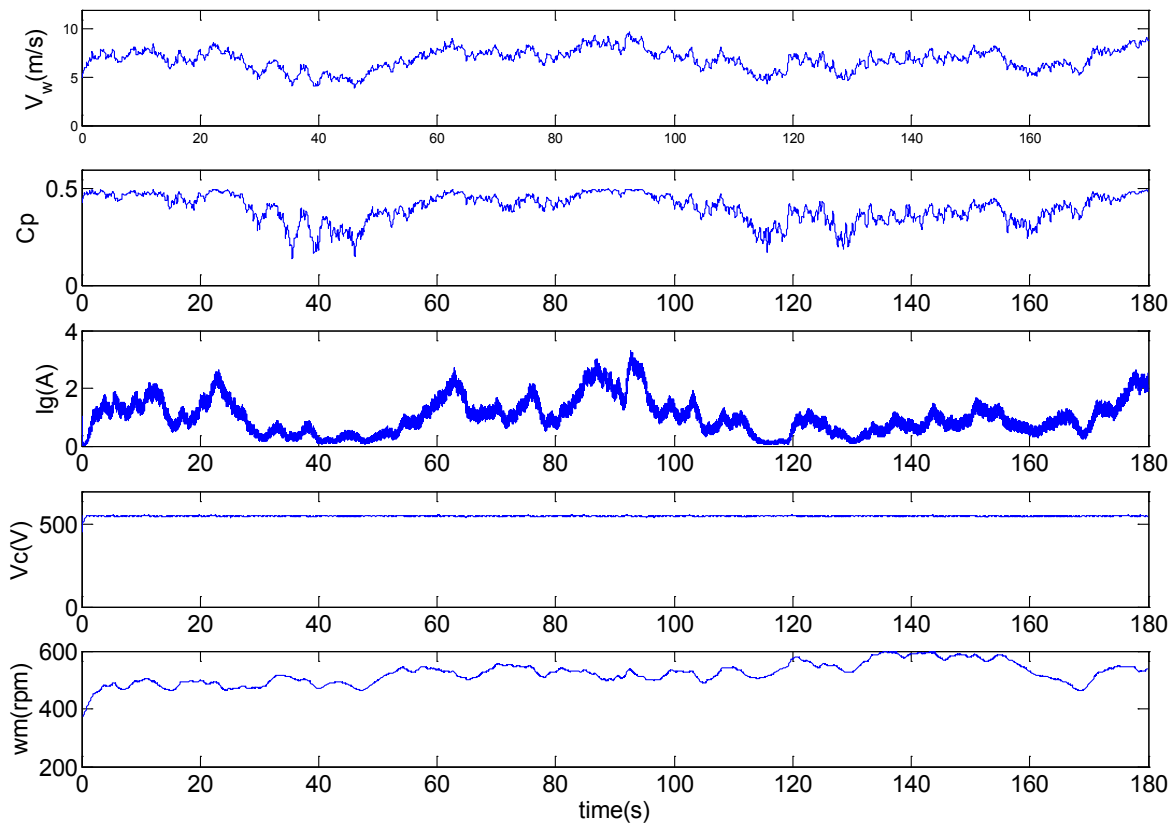
**Σχ. 3.21** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση ανέμου από 9 σε 6m/s



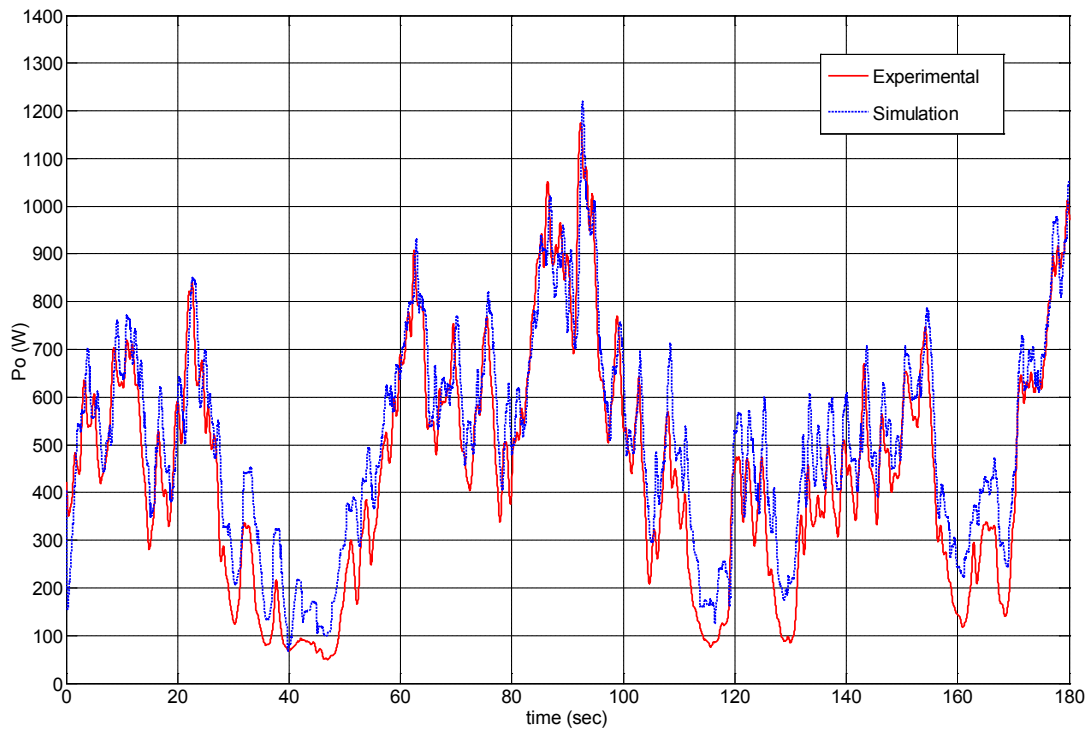
**Σχ. 3.22** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s

### 3.3.3 Απόκριση του συστήματος σε εξομοιωμένη πραγματική κατάσταση λειτουργίας

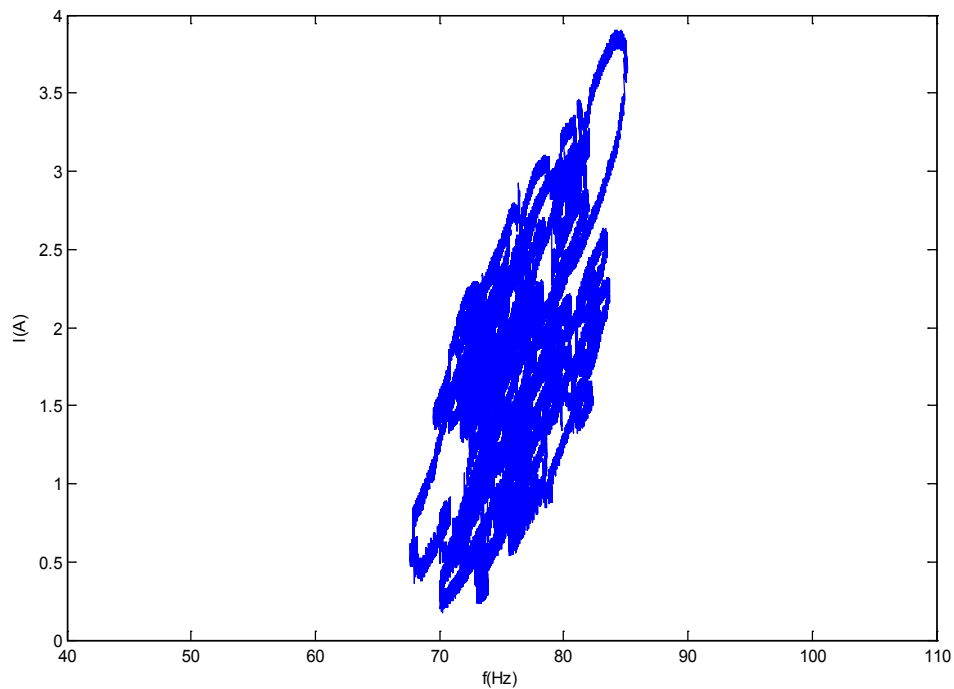
Στη συνέχεια αξιολογείται η συμπεριφορά του συστήματος με το συγκεκριμένο ελεγκτή σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας με τον άνεμο να μεταβάλλεται όπως φαίνεται στο Σχ. 3.10. Η συγκεκριμένη χρονοσειρά ανέμου αποτελεί μια πραγματική διακύμανση του ανέμου όπως μετρήθηκε για διάρκεια τριών λεπτών. Προσομοιώνοντας το μοντέλο με είσοδο τη χρονοσειρά του Σχ. 3.10 λαμβάνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχ. 3.23. Όπως παρατηρείται ο συντελεστής  $C_p$ , αποκλίνει αρκετά από τη μέγιστη τιμή του με αποτέλεσμα η μέση ισχύς εξόδου να είναι 475 W, τιμή η οποία απέχει από τη θεωρητικά μέγιστη μέση ισχύς που προσλαμβάνεται από τα πτερύγια με βάση την εξίσωση 3.4 για  $C_p$  ίσο με 0.5, η οποία είναι 535 W. Στο Σχ. 3.24 απεικονίζεται η αποδιδόμενη ισχύς στο φορτίο η οποία προκύπτει από την προσομοίωση του μοντέλου και η ισχύς που προκύπτει από το πείραμα στο εργαστηριακό δοκίμιο. Η πειραματική μέση ισχύς εξόδου είναι 419 W ενώ, όπως φαίνεται και στο σχήμα, τα πειραματικά αποτελέσματα και τα αντίστοιχα της προσομοίωσης παρουσιάζουν πολύ καλή σύγκλιση. Στο Σχ. 3.25 φαίνεται η χαρακτηριστική καμπύλη συχνότητας ρεύματος που τελικά το σύστημα επιτυγχάνει.



Σχ. 3.23 Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.



**Σχ. 3.24** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου (με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς εξόδου (με κόκκινο χρώμα) για χρονοσειρά ανέμου.

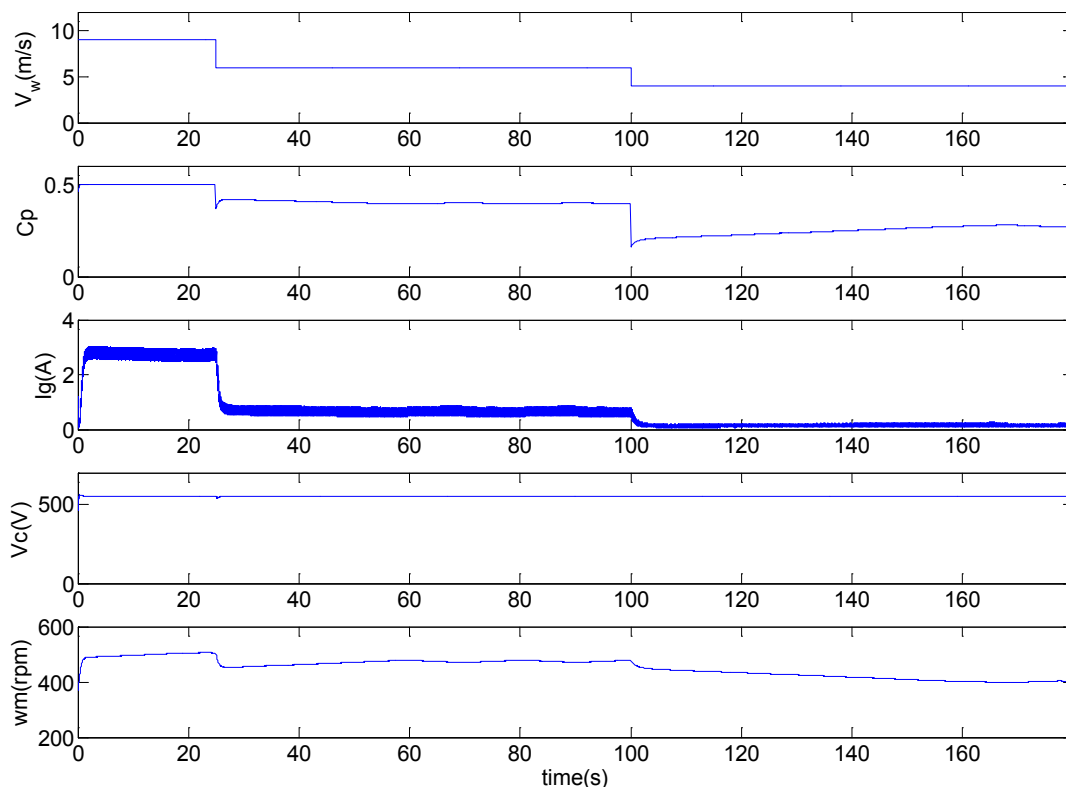


**Σχ. 3.25** Χαρακτηριστική καμπύλη ηλεκτρικής συχνότητας γεννήτριας – ανορθωμένου ρεύματος γεννήτριας που ο αλγόριθμος επιτυγχάνει για χρονοσειρά ανέμου

### 3.3.4 Επίδραση της επιλογής του βήματος και της αρχικοποίησης της σχετικής διάρκειας αγωγής στη λειτουργία του συστήματος.

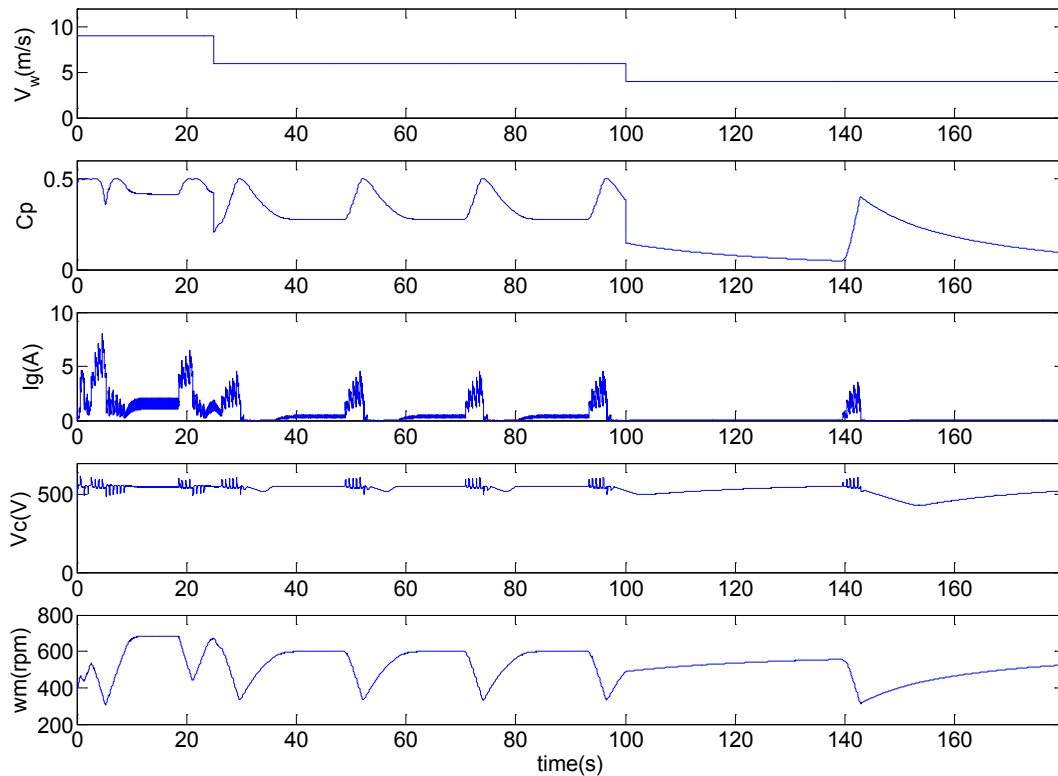
Η έξοδος του ελεγκτή P&O στο συγκεκριμένο σύστημα παρουσιάζει μεγάλη **ευαισθησία στην επιλογή της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$** , τόσο όσον αφορά στο **βήμα  $\Delta D$**  αλλά και στο **χρόνο μεταβολής μεταξύ διαδοχικών μεταβολών**. Η επιλογή μεγάλου βήματος  $\Delta D$  θα οδηγήσει σε **γρήγορες αλλαγές** της ισχύος αλλά **με κόστος την ακρίβεια** στη σύγκλιση του σημείου μέγιστης ισχύος. Ένας μικρός χρόνος μεταξύ διαδοχικών συγκρίσεων μπορεί να οδηγήσει **γρήγορα στη σύγκλιση**, ωστόσο, και πάλι **σε κόστος της ακρίβειας** αφού θα μεσολαβεί αρκετός χρόνος για την απόκριση του μηχανικού συστήματος και κατά συνέπεια δε θα δύναται να διαπιστωθεί με ασφάλεια το αποτέλεσμα της διαταραχής. Ταυτόχρονα, σημαντικό ρόλο παίζει και **η αρχικοποίηση** της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$  όπως θα φανεί στη συνέχεια. Η επιλογή όλων των παραπάνω μεγεθών είναι, φυσικά, συνάρτηση του εκάστοτε συστήματος και απαιτεί πολύ καλή γνώση και εξοικείωση με αυτό.

Στο Σχ. 3.26 φαίνεται η απόκριση του συστήματος σε διαδοχικές βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου για  $\Delta D = 0.001$ , ενώ στο Σχ. 3.27 η αντίστοιχη απόκριση για  $\Delta D = 0.1$ . Σημειώνεται ότι θεωρητικά ισχύει:  $0 < D < 1$ .



**Σχ. 3.26** Απόκριση συστήματος για διαδοχικές βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου για  $\Delta D=0.001$ .

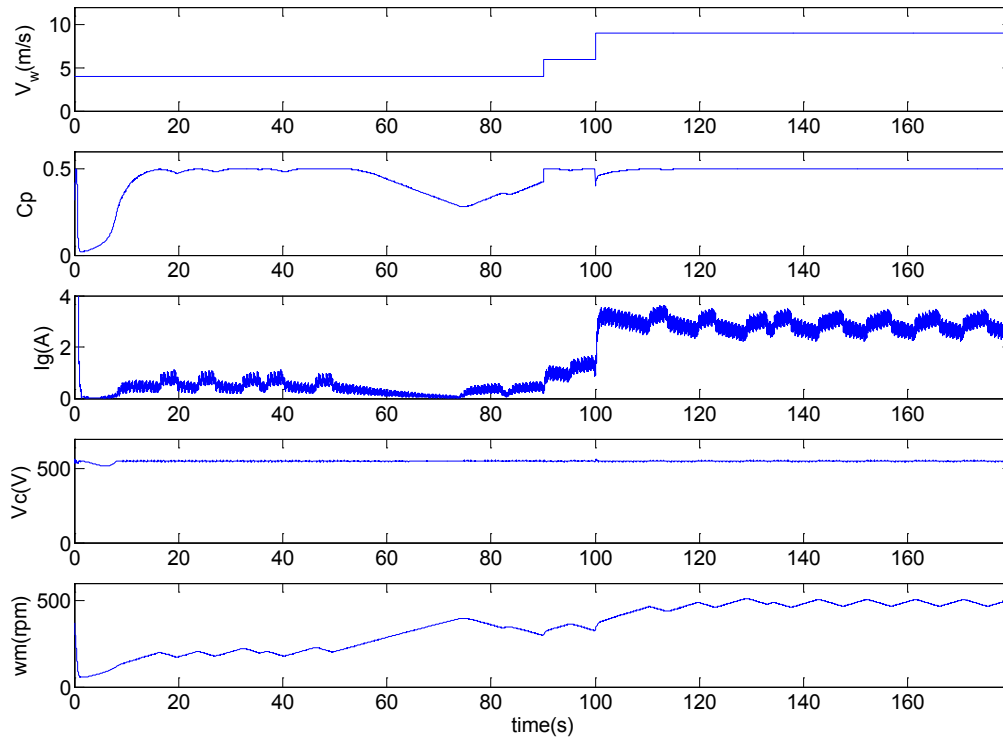
Όπως παρατηρείται στα δύο παραπάνω σχήματα, το μικρό βήμα δίνει καλύτερη ευστάθεια αλλά σε κόστος της ακρίβειας αφού η σύγκλιση γίνεται πολύ αργά με αποτέλεσμα το σύστημα να μην ισορροπεί στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Αντίστοιχα ένα μεγάλο  $\Delta D$  έχει ως αποτέλεσμα έντονη αστάθεια.



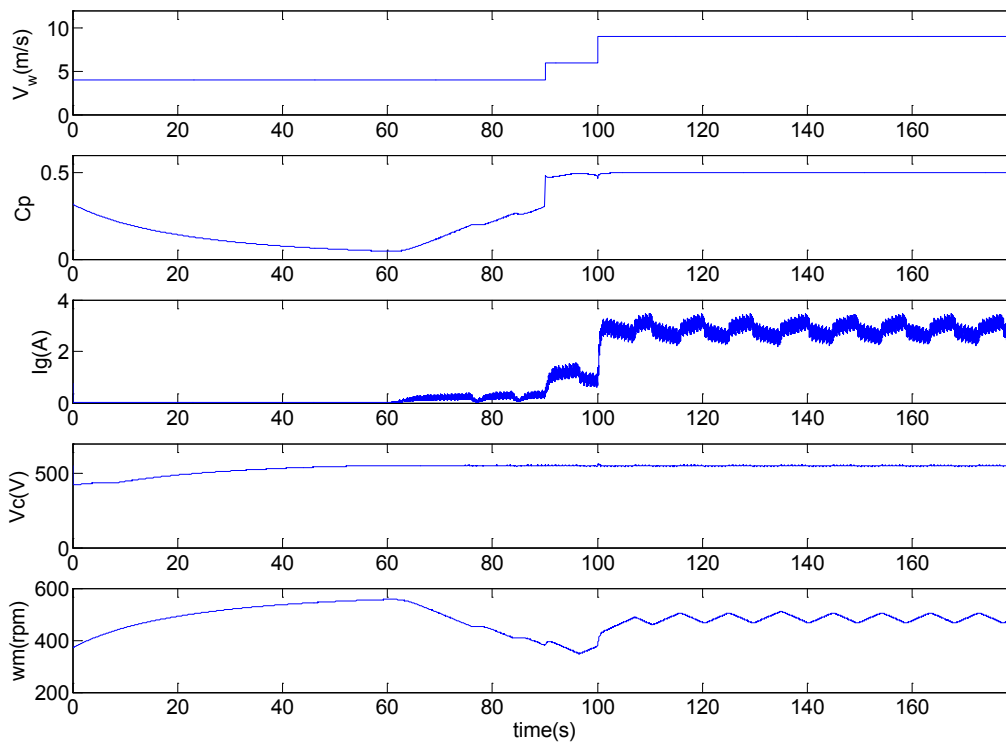
**Σχ. 3.27** Απόκριση συστήματος για διαδοχικές βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου για  $\Delta D=0.1$ .

Στη συνέχεια αξιολογείται η συμπεριφορά του συστήματος αν εφαρμοστεί βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου με ακραίες αρχικές τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D = 0.1$  και  $D = 0.7$  και με ένα μέσο βήμα  $\Delta D = 0.01$ . Οι αποκρίσεις διακρίνονται στα Σχ. 3.28 και 3.29 αντίστοιχα. Όπως παρατηρείται και στα δύο σχήματα η λειτουργία του συστήματος γίνεται ευσταθής μόνο για μεγάλες τιμές της ταχύτητας του ανέμου.

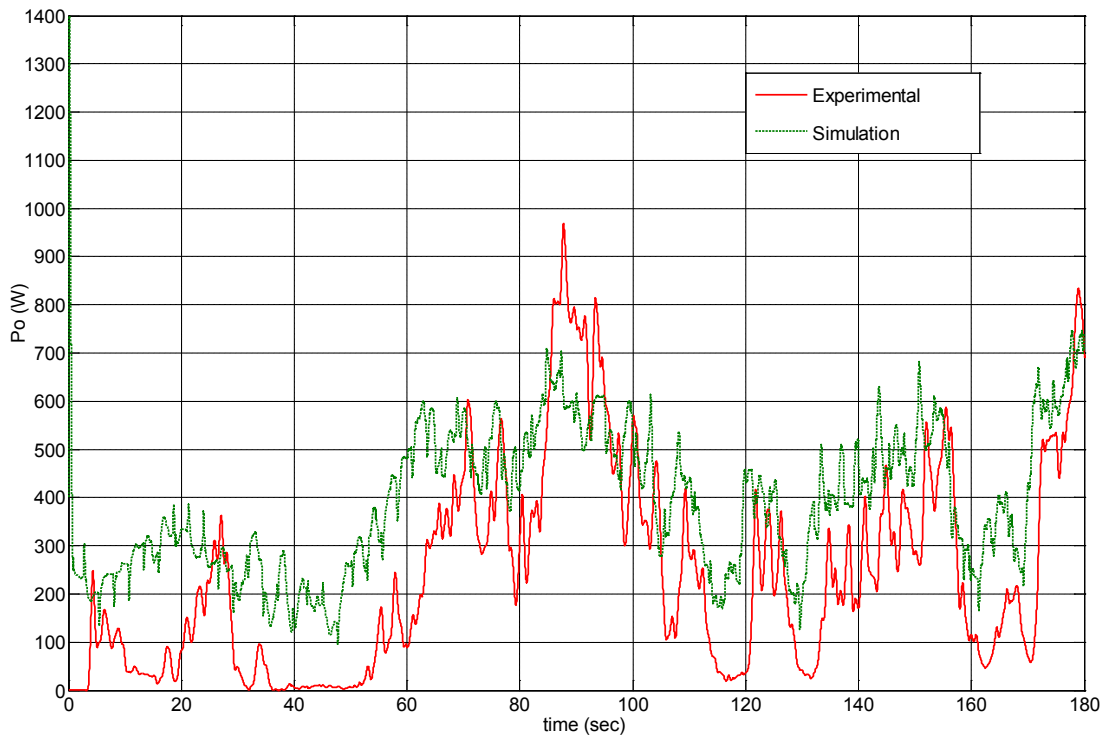
Στο Σχ. 3.30 φαίνεται η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο για την περίπτωση που χρησιμοποιείται αρχική τιμή  $D = 0.7$  τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και στο πείραμα. Είναι εμφανές πως το σύστημα αδυνατεί να λειτουργήσει εύρυθμα ιδιαίτερα στη περίπτωση του πειράματος.



**Σχ. 3.28** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 4 m/s σε 10 m/s με αρχική τιμή  $D=0.7$



**Σχ. 3.29** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 4 m/s σε 10 m/s με αρχική τιμή  $D=0.1$

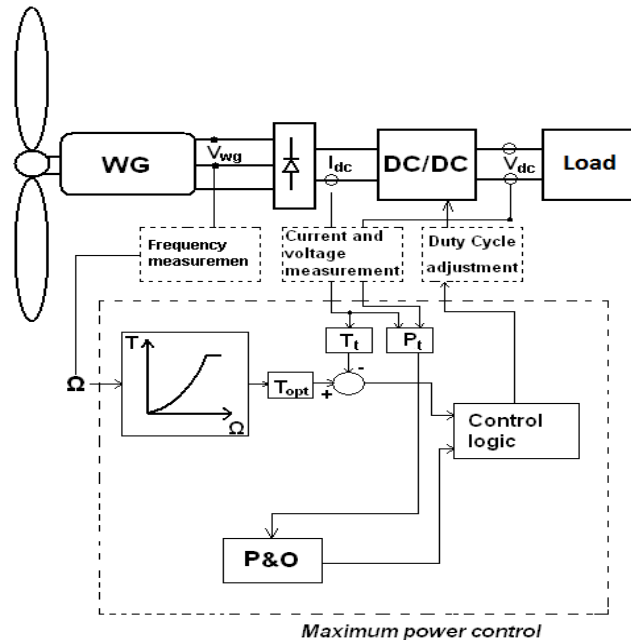


**Σχ. 3.30** Προσομοίωμένη ισχύς εξόδου (με πράσινο χρώμα) και πειραματική ισχύς εξόδου (με κόκκινο χρώμα) για χρονοσειρά ανέμου με αρχικό  $D = 0.7$ .

Από τα παραπάνω αποτελέσματα είναι φανερό ότι η συμπεριφορά του συστήματος εξαρτάται τόσο από την αρχική τιμή που θα λάβει η σχετική διάρκεια αγωγής  $D$  όσο και από το βήμα μεταβολής της. Παρατηρήθηκε ότι και οι δύο αυτές συνιστώσες επιδρούν διαφορετικά για κάθε ταχύτητα ανέμου με αποτέλεσμα να μην αποδίδεται η μέγιστη ισχύς για κάθε άνεμο. Βρέθηκε ότι για το συγκεκριμένο σύστημα τόσο στην προσομοίωση όσο και στο πείραμα, οι τιμές για τις οποίες παρουσιάζεται η πιο εύρυθμη λειτουργία του συστήματος είναι:  $\Delta D = 0.01$  και αρχική τιμή  $D = 0.4$ .

### 3.3.5 Ειδική περίπτωση P&O - Υβριδικός ελεγκτής

Με σκοπό τη βελτίωση των χαρακτηριστικών λειτουργίας του ελεγκτή P&O στην παρούσα εργασία προτείνεται τροποποίηση του αλγορίθμου [4]. Συγκεκριμένα αναπτύσσεται ένας υβριδικός ελεγκτής ο οποίος ενσωματώνει τη χαρακτηριστική λειτουργία ροπής στροφών της Α/Γ την οποία και χρησιμοποιεί σε περιπτώσεις για τις οποίες παρατηρείται μεγάλη απόκλιση του σημείου λειτουργίας του συστήματος από αυτή. Το δομικό διάγραμμα του προτεινόμενου ελέγχου φαίνεται στο Σχ. 3.31.



Σχ. 3.31 Δομικό διάγραμμα του υβριδικού ελεγκτή.

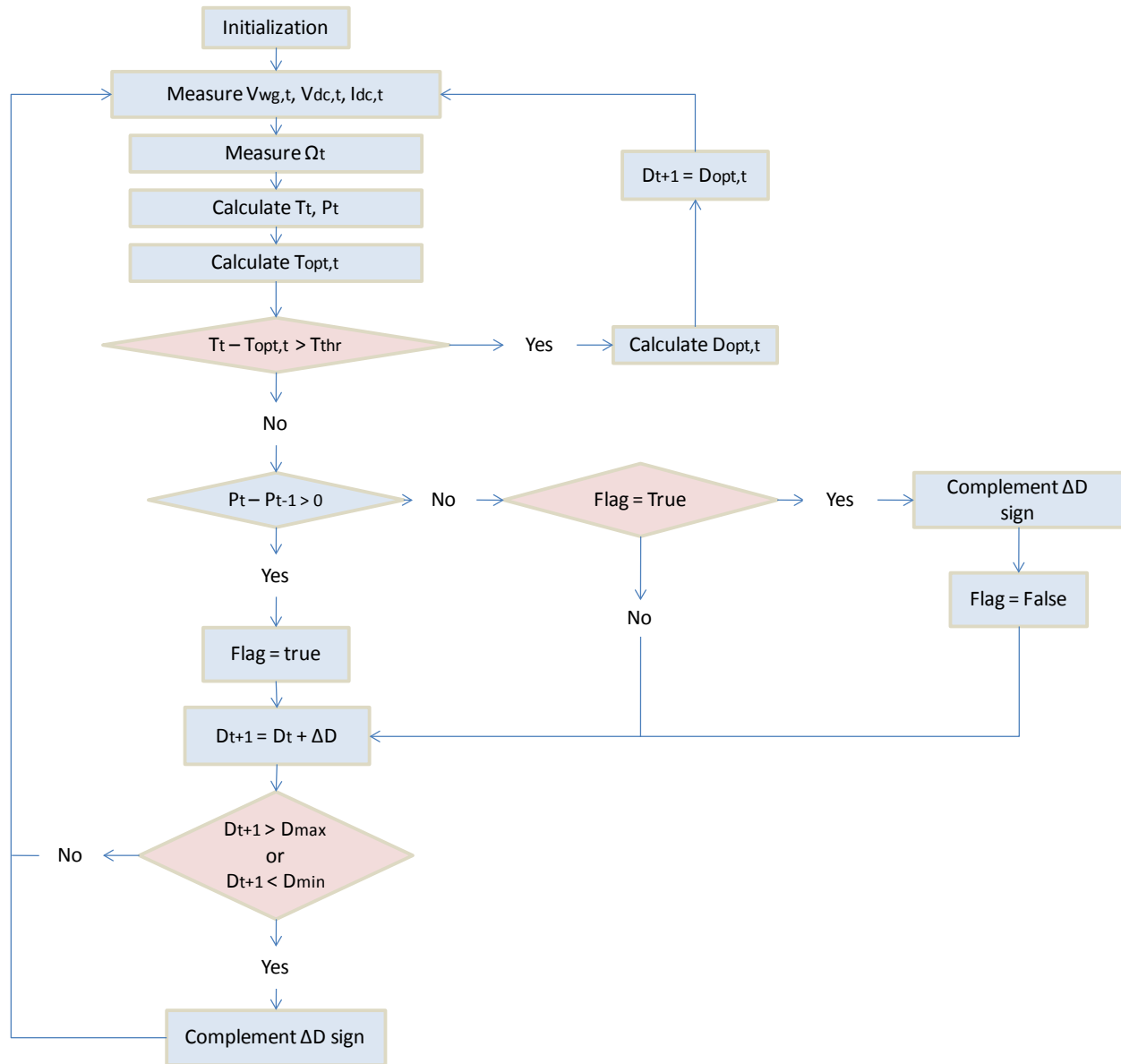
Η διαδικασία MPPT πραγματοποιείται σύμφωνα με τον αλγόριθμο P&O ο οποίος περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Ταυτόχρονα με βάση τη μέτρηση της ταχύτητας και τη δεδομένη χαρακτηριστική ροπής-στροφών υπολογίζεται η βέλτιστη ροπή,  $T_{opt}$  και συγκρίνεται με τη μετρούμενη,  $T_t$ . Για μικρές διαφορές μεταξύ των δύο, ο έλεγχος λειτουργεί με βάση τη λογική P&O. Ωστόσο στην περίπτωση που η διαφορά  $T_{opt} - T_t$  ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι ο έλεγχος γίνεται σύμφωνα με τη βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής - στροφών. Με λίγα λόγια, το σύστημα ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος σύμφωνα με τη λογική P&O, ενώ ταυτόχρονα χρησιμοποιεί τη βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής-στροφών της Α/Γ σε περιπτώσεις κατά τις οποίες το σύστημα αποκλίνει σημαντικά από το σημείο βέλτιστης λειτουργίας όπως σε περιπτώσεις μεγάλων διαταραχών όπως ταχείες μεταβολές του ανέμου.

Στο Σχ. 3.32 φαίνεται ο αλγόριθμος του υβριδικού ελεγκτή. Αρχικά μετρούνται η τάση της γεννήτριας  $V_{wg}$ , η τάση στο δίαυλο συνεχούς  $V_{dc}$  το αντίστοιχο ρεύμα  $I_{dc}$ . Υπολογίζεται η γωνιακή ταχύτητα  $\Omega_t$  η ισχύς  $P_t$  η ροπή  $T_t$  και η βέλτιστη ροπή  $T_{opt}$ . Η διαφορά  $T_{opt} - T_t$  συγκρίνεται με μία τιμή κατωφλιού  $T_{thr}$ . Αν η  $T_{thr}$  ξεπεραστεί τότε ο έλεγχος προσαρμόζεται στη βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής-στροφών. Ειδάλλως ακολουθείται ο αλγόριθμος P&O.

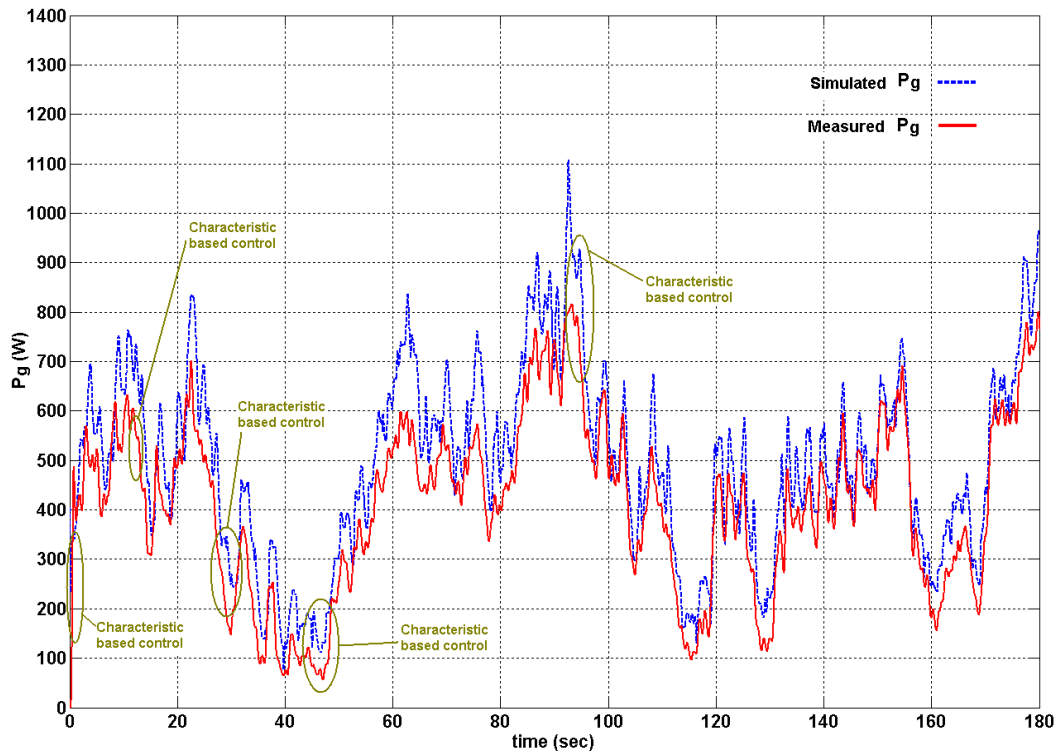
Ο υβριδικός ελεγκτής δοκιμάζεται για την περίπτωση του αντίστοιχου ελεγκτή P&O όπου το αρχική τιμή του σχετικού χρόνου αγωγής  $D$  τέθηκε ίση με 0.7. Στο Σχ. 3.33 φαίνεται η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο για την περίπτωση που χρησιμοποιείται αρχική τιμή  $D = 0.7$  τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και στο πείραμα. Στο σχήμα σημειώνονται και τα χρονικά σημεία στα οποία η λειτουργία του ελέγχου περνάει από τη μέθοδο P&O στη μέθοδο βέλτιστης



χαρακτηριστικής. Η αλλαγή διαρκεί μόνο για μικρή διάρκεια (της τάξης των 2-3 δευτερολέπτων) και συμβαίνει μόνο σε περιπτώσεις που το σύστημα αποκλίνει από τη βέλτιστη χαρακτηριστική. Με τον τρόπο αυτό ο ελεγκτής **δεν αποπροσανατολίζεται σε περιπτώσεις έντονων διαταραχών** καθώς και σε περιπτώσεις εσφαλμένης αρχικοποίησης των παραμέτρων του.



Σχ. 3.32 Αλγόριθμος λειτουργίας υβριδικού ελεγκτή.



**Σχ. 3.33** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου (με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς εξόδου (με κόκκινο χρώμα) για χρονοσειρά ανέμου με αρχικό  $D = 0.7$ . Περίπτωση υβριδικού ελεγκτή P&O.

### 3.3.6 Αξιολόγηση

Η μέθοδος ανεύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος μέσω συνεχών συγκρίσεων και αλλαγών **δεν επηρεάζεται από ανακρίβειες της χαρακτηριστικής καμπύλης** της ανεμογεννήτριας και **τυχόν αλλαγές αυτής με την πάροδο του χρόνου**. Επίσης, το μοντέλο υλοποίησης της μεθόδου δεν είναι πολύπλοκο ως προς τον σχεδιασμό αλλά και τη λειτουργία του.

Ωστόσο, η **επιλογή του βήματος μεταβολής** της σχετικής διάρκειας αγωγής,  $\Delta D$ , καθώς και της **αρχικής τιμής του**,  $D$ , είναι εξαιρετικής σημασίας για τη συμπεριφορά του συστήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να καθίσταται το σύστημα επιρρεπές σε πιθανές ακατάλληλες αρχικοποιήσεις του λόγου  $D$ . Η καταλληλότητα ή μη των συγκεκριμένων τιμών εξαρτάται από την εκάστοτε κατάσταση του συστήματος όπως π.χ. ταχύτητα ανέμου, αριθμός στροφών κ.λ.π.. Έτσι, μία αρχικοποίηση με υψηλή τιμή του λόγου  $D$  για χαμηλό άνεμο και τη μηχανή βρισκόμενη σε αδράνεια, θα είχε ως αποτέλεσμα το σύστημα να μη μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά, όπως φάνηκε και στο Σχ. 3.30. Όσον αφορά στην επιλογή του βήματος  $\Delta D$ , συμπεραίνεται πως ένα μικρό βήμα δίνει ένα ευσταθέστερο αλλά πιο αργό και λιγότερο ακριβές στην παρακολούθηση του σημείου μέγιστης ισχύος σύστημα, ενώ ένα μεγάλο  $\Delta D$  δίνει ένα γρήγορο αλλά μη ευσταθές σύστημα.

Σημαντικά μειονεκτήματα του συστήματος είναι επίσης οι **κυματώσεις**, οι οποίες παρατηρούνται τόσο στις κυματομορφές **του ανορθωμένου ρεύματος** όσο και **της ισχύος εξόδου** και άρα της ροπής στον άξονα του συστήματος, οι οποίες οδηγούν αφενός σε **υποβάθμιση της ποιότητας της αποδιδόμενης ισχύος** και αφετέρου σε **γήρανση του μηχανικού συστήματος**.

Η τροποποίηση της μεθοδολογίας στη μορφή του υβριδικού ελεγκτή βελτιώνει σημαντικά τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος όσον αφορά στην παρακολούθηση του σημείου μέγιστης ισχύος με την προϋπόθεση γνώσης της χαρακτηριστικής καμπύλης ροπής-στροφών χωρίς, ωστόσο, να είναι απαραίτητο η τελευταία να είναι η βέλτιστη, αφού η χρήση της γίνεται για πολύ σύντομα χρονικά διαστήματα.

### **3.4 Μέθοδος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος Βασισμένη στην Ασαφή Λογική**

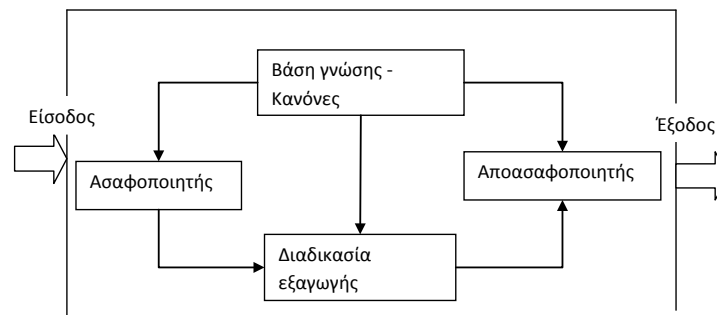
#### **3.4.1 Περιγραφή**

Το 1965 ο καθηγητής L.A. Zadeh διατύπωσε για πρώτη φορά τη θεωρία της ασαφούς λογικής (fuzzy logic) υποστηρίζοντας ότι οι περισσότερες ανθρώπινες σκέψεις είναι ασαφείς, και ότι η δυαδική λογική δεν είναι σε θέση να προσομοιώσει αυτό τον τρόπο σκέψης. Αυτή η θεωρία πρότεινε τη συνάρτηση συμμετοχής, η οποία κάλυπτε ένα πεδίο ορισμού και έπαιρνε τιμές σε όλο το διάστημα [0 1]. Δέκα χρόνια αργότερα, άρχισε να προκαλεί το ενδιαφέρον των επιστημόνων και σταδιακά αναγνωρίστηκε ευρέως από την επιστημονική κοινότητα, έχοντας ως κύρια εφαρμογή τον έλεγχο συστημάτων. Οι κύριοι λόγοι που συνέβαλαν στην αποδοχή των ασαφών συστημάτων ελέγχου σχετίζονταν με **την ευκολία του σχεδιασμού τους** και την απλότητά τους, καθώς και με **την ιδιότητά τους να ελέγχουν πολύπλοκες και συνεχώς μεταβαλλόμενες διαδικασίες**.

Με τον παραδοσιακό τρόπο η σχεδίαση ενός ελεγκτή είναι βασισμένη στην απόλυτη περιγραφή του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος προς έλεγχο. Η ασαφής λογική **τείνει να μιμηθεί την ανθρώπινη σκέψη**. Στην δυαδική λογική ένα αντικείμενο, είτε ανήκει σε μια σαφή κατηγορία, είτε δεν ανήκει. Στην περίπτωση της ασαφούς λογικής ένα αντικείμενο μπορεί να είναι σε οποιαδήποτε κατηγορία έχει οριστεί αλλά με μια τιμή που το χαρακτηρίζει και η οποία παίρνει τιμές στο διάστημα [0 1]. Μέσω ενός συνόλου απλών λεκτικών κανόνων (linguistic rules), η ασαφής λογική μπορεί να **ενσωματώσει τη γνώση και την εμπειρία ενός πεπειραμένου χρήστη**. Έτσι, διαμορφώνεται ένα σύστημα βασισμένο στη γνώση (knowledge based system), το οποίο οδηγεί σε απλούστερα μοντέλα, πιο εύχρηστα και πιο κοντά στη

ανθρώπινη λογική. Με αυτό τον τρόπο γίνεται εφικτός ο έλεγχος συστημάτων ακόμα και σε συνθήκες λειτουργίας στις οποίες οι κλασικές μέθοδοι ελέγχου αποτυγχάνουν [10]. Μια διαδικασία ενός αλγορίθμου ελέγχου, ο οποίος χρησιμοποιεί ασαφή λογική, ονομάζεται Ασαφής Έλεγχος. Ο ασαφής ελεγκτής ουσιαστικά αφομοιώνει την ανθρώπινη συμπεριφορά και αντίδραση σε αντίθεση με το συμβατικό έλεγχο, ο οποίος είναι βασισμένος σε ένα μαθηματικό μοντέλο του συστήματος. Συνήθως το μαθηματικό μοντέλο αυτό είναι άγνωστο, δύσκολο να προκύψει ή ακόμα και να μελετηθεί.

Ο ασαφής ελεγκτής μπορεί να χωριστεί σε τρεις μονάδες όπως φαίνεται στο Σχ. 3.34. Αυτές είναι ο Ασαφοποιητής (Fuzzifier), η Διαδικασία Εξαγωγής Αποτελεσμάτων (Inference Unit) και ο Αποασαφοποιητής (Defuzzifier).



Σχ. 3.34 Δομή ασαφούς συστήματος εξαγωγής συμπερασμάτων.

**A. Ασαφοποιητής:** Στο στάδιο της ασαφοποίησης, ο ασαφοποιητής μετατρέπει τις φυσικές μεταβλητές της διαδικασίας σε ασαφείς. Οι είσοδοι του συστήματος ασαφοποιούνται, στην περιοχή ορισμού τους, από προκαθορισμένα ασαφή σύνολα με λεκτικές μεταβλητές. Η συνάρτηση συμμετοχής και ο βαθμός συμμετοχής εξαρτώνται από την ακρίβεια που έχει οριστεί κατά τη σχεδίαση του συστήματος.

**B. Εξαγωγή συμπερασμάτων:** Η μονάδα λήψης αποφάσεων διεκπεραιώνει τις λειτουργίες εξαγωγής συμπερασμάτων στους ασαφείς κανόνες. Πραγματοποιεί μια εξονυχιστική ανίχνευση όλων των κανόνων στη βάση γνώσης, με σκοπό να υπολογίσει το βαθμό συμμετοχής. Οι κανόνες με μικρό βαθμό συμμετοχής συμβάλουν ελάχιστα στην τελική απόφαση, ενώ οι κανόνες με μεγάλο βαθμό συμμετοχής είναι κυρίαρχοι. Τα τελικά ασαφή σύνολα εξόδου εξαρτώνται από τον τύπο της συνεπαγωγής που θα επιλεγεί. Οι δημοφιλέστερες συνεπαγωγές είναι οι συνεπαγωγές του Mamdani και του Larsen. Οι συνεπαγωγές κατά Mamdani χρησιμοποιούν το καρτεσιανό γινόμενο τομής ενώ οι συνεπαγωγές κατά Larsen το καρτεσιανό αλγεβρικό γινόμενο. Επίσης υπάρχει και η συνεπαγωγή Sugeno η οποία παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τη συνεπαγωγή Mamdani. Η κύρια διαφορά τους σχετίζεται με τις συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου. Στο μοντέλο Sugeno οι συναρτήσεις μεταφοράς της εξόδου είναι γραμμικές ή σταθερές.

- Συνεπαγωγή του Mamdani:

$$\mu_R(x, y) = \mu_{A \cap B} = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (3.17)$$

- Συνεπαγωγή του Larsen:

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (3.18)$$

- Συνεπαγωγή Sugeno:

Ένας τυπικός κανόνας ασαφούς συστήματος Sugeno μηδενικής τάξεως έχει τη μορφή: Αν το  $x$  είναι  $A$  και το  $y$  είναι  $B$ , τότε το  $z = p*x + q*y + r$ , όπου  $A$  και  $B$  ασαφή σύνολα και  $p, q$  και  $r$  σταθερά.

Γ. Αποασαφοποιητής: Το τελευταίο βήμα του αλγορίθμου ενός ασαφούς ελεγκτή είναι η από-ασαφοποίηση (defuzzification) της ασαφούς εισόδου σε σαφή τιμή. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές από-ασαφοποίησης. Εδώ θα πρέπει να αναφερθεί ότι στη βιβλιογραφία που αναφέρεται στην ασαφή λογική, τα ονόματα των μεθόδων ασαφοποίησης διαφέρουν από συγγραφέα σε συγγραφέα. Γι'αυτό το λόγο στις μεθόδους από-ασαφοποίησης που αναφέρονται παρακάτω θα πρέπει να δοθεί σημασία περισσότερο στον ορισμό της μεθόδου και όχι στο όνομα της. Οι συνηθέστερες μέθοδοι από-ασαφοποίησης είναι οι ακόλουθες:

- Απο-ασαφοποίηση μεγίστου (maximum defuzzifier):

Στην τεχνική αυτή εξετάζεται η σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής της εξόδου του ελεγκτή και επιλέγεται ως έξοδος η τιμή της μεταβλητής  $y$  όπου  $\mu_Y(y)$  είναι μέγιστο. Συνεπώς

$$y_{\max} = \max \mu_Y(y) \quad (3.19)$$

Η μέθοδος δε δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα, ειδικά όταν υπάρχουν πολλαπλά μέγιστα.

- Απο-ασαφοποίηση με μέσο όρο των μεγίστων (Mean of Maxima defuzzifier)-MOM:

Στην τεχνική αυτή εξετάζεται η συνάρτηση συμμετοχής  $\mu_Y(y)$  για να βρεθούν οι τιμές (εφόσον υπάρχουν) του  $y$  όπου  $\mu_Y(y)$  είναι μέγιστη. Στη συνέχεια υπολογίζεται ο μέσος όρος των τιμών της εξόδου που αντιστοιχούν στη συνθήκη αυτή, δηλαδή:

$$y_{MOM} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \max \mu_Y(y) \quad (3.20)$$

Στην περίπτωση που υπάρχει μόνο ένα μέγιστο, η τεχνική αυτή συμπίπτει με την προηγούμενη.

- Απο-ασαφοποίηση κέντρου βάρους (Centre of Gravity – COG):

Στην τεχνική αυτή υπολογίζεται το κέντρο βάρους όλων των συναρτήσεων συμμετοχής των  $I$  κανόνων που έχουν ενεργοποιηθεί, σταθμισμένων με τον βαθμό εκπλήρωσης  $\sigma_i$  κάθε κανόνα. Το τελικό αποτέλεσμα στην περίπτωση που οι συναρτήσεις είναι συμμετρικές είναι:

$$y_{COG} = \frac{\sum_{i=1}^I \sigma_i \mu_i(y)}{\sum_{i=1}^I \mu_i(y)} \quad (3.21)$$

Όλες οι παραπάνω τεχνικές έχουν στόχο την εύρεση σαφούς τιμής της εξόδου του ελεγκτή (δηλαδή τη μεταβλητή ελέγχου) από τη σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής της εξόδου.

### 3.4.1.1 Σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου και μοντέλο προσομοίωσης

Η ασαφής λογική μπορεί να βρει εφαρμογή στην περίπτωση ενός μη γραμμικού συστήματος όπως αυτό της Α/Γ και πιο συγκεκριμένα για το σχεδιασμό ενός ελεγκτή MRPT. Το ακριβές μαθηματικό μοντέλο του συστήματος της Α/Γ είναι δύσκολο να εξαχθεί και ως αποτέλεσμα η διαδικασία αναζήτησης του σημείου μέγιστης ισχύος θα πρέπει να στηριχθεί είτε σε δεδομένες χαρακτηριστικές λειτουργίας όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.2 είτε να αναζητηθεί εφαρμόζοντας διαταραχές στο σύστημα όπως περιγράφηκε στην ενότητα 3.3. Εντούτοις, στην ενότητα 3.3 διαφάνηκε η **αδυναμία της δυαδικής λογικής και του συμβατικού αλγορίθμου P&O** να δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα εξαιτίας των **έντονα μη γραμμικών χαρακτηριστικών του συστήματος** αλλά και των **ταχέων μεταβολών της διέγερσής του**, δηλαδή, του ανέμου. Ένας ασαφής ελεγκτής δύναται να ενσωματώσει τη γνώση και την εμπειρία του συστήματος οδηγώντας στο σημείο μέγιστης ισχύος μέσω ενός πλήθους λεκτικών κανόνων [11]. Στην παράγραφο αυτή αναλύεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε κατά τον σχεδιασμό του ελεγκτή ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος σύμφωνα με την ασαφή λογική.

- *Ασαφοποίηση - Καθορισμός εισόδων, εξόδων και Συναρτήσεων Συμμετοχής*

Η διαδικασία αναζήτησης του σημείου μέγιστης ισχύος εκτελείται μέσω ρύθμισης της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$  της οποίας η μεταβολή έχει άμεση επίδραση στο ρεύμα του ανυψωτή και άρα στην ισχύ εξόδου της γεννήτριας. Η λογική της τεχνικής είναι ίδια με τη μέθοδο P&O, υπό την έννοια ότι **πραγματοποιούνται συνεχείς μεταβολές της σχετικής διάρκειας  $D$** . Όπως και στον κλασικό ελεγκτή P&O, μετράται η ισχύς εξόδου της ανεμογεννήτριας και συγκρίνεται με την αμέσως προηγούμενη. Αν είναι μεγαλύτερη τότε γίνεται μια μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$  προς την κατεύθυνση που ακολουθούσαν στον αμέσως προηγούμενο κύκλο υπολογισμού (αύξηση ή μείωση), αν είναι μικρότερη τότε η μεταβολή του  $D$  γίνεται προς την αντίθετη κατεύθυνση από την αμέσως προηγούμενη. Για να βρει ο ελεγκτής ποια ήταν η κατεύθυνση που είχε πριν την εντολή, εισάγεται στο σύστημα εκτός από τη μεταβολή της ισχύος εξόδου και η μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$ . Στο Σχ. 3.35 παρουσιάζεται σχηματικά ο ελεγκτής με τις εισόδους και εξόδους του.

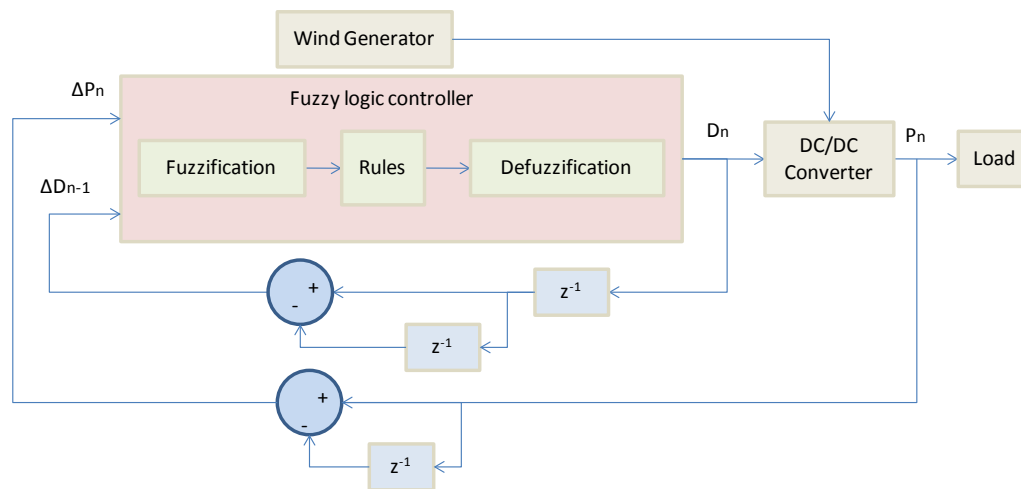
Συμπερασματικά, οι είσοδοι του ελεγκτή είναι οι ακόλουθες:

$\Delta P_n$ : η μεταβολή της ισχύος εξόδου  $P_g$  την χρονική στιγμή  $t$  από την τιμή της τη χρονική στιγμή  $t-1$ ,  $\Delta P_n = P_n(t) - P_n(t-1)$ .

$\Delta D_{n-1}$ : η μεταβολή του  $D$  την χρονική στιγμή  $t-1$  από την τιμή της τη χρονική στιγμή  $t-2$ ,  $\Delta D = D(t-1) - D(t-2)$ .

και η έξοδος του είναι :

$D_n$ : η σχετική διάρκεια αγωγής του ΣΡ/ΣΡ μετατροπέα ανύψωσης τάσης.



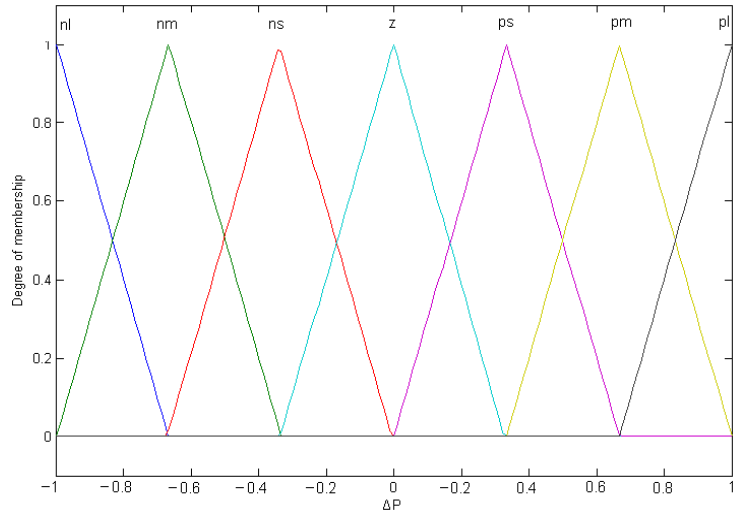
Σχ. 3.35 Σχηματικό διάγραμμα του ασαφή ελεγκτή

Οι συναρτήσεις συμμετοχής των εισόδων  $\Delta P_n$  και  $\Delta D$  καθώς και της εξόδου  $D$  φαίνονται στο Σχ. 3.36. Χρησιμοποιούνται επτά ασαφή σύνολα για κάθε μέγεθος με τις παρακάτω λεκτικές μεταβλητές: nl (negative large), nm (negative medium), ns (negative small), z (zero), ps (positive small), pm (positive medium), pl (positive large), vs = very small, av = average, ms = medium small, aav = above average, bav = below average, ml = medium large, vl = very large. Στην παρούσα μελέτη, προτιμήθηκαν οι τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής λόγω της εύκολης εφαρμογής αλλά και της γρήγορης επεξεργασίας τους.

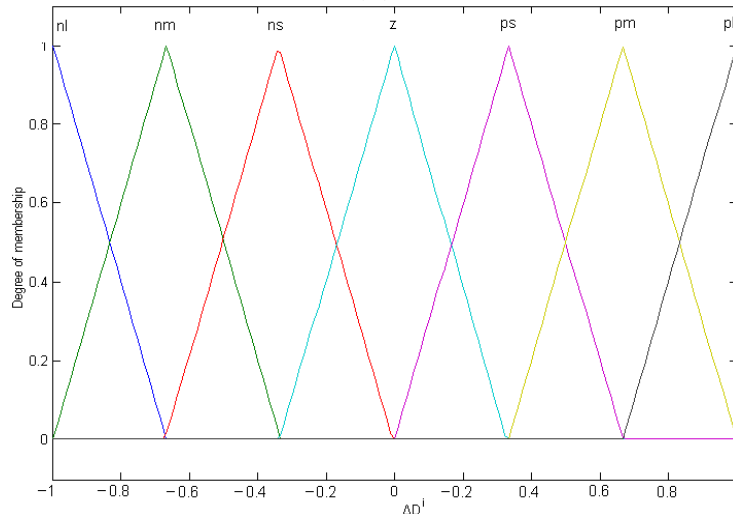
- Ασαφείς κανόνες

Το σύνολο των ασαφών κανόνων φαίνονται στον πίνακα 3.1. Οι κανόνες εκφράζουν συνθήκες τύπου IF-THEN στις οποίες οι ασαφοποιημένες εισοδοί συσχετίζονται μεταξύ τους με τη λογική πράξη AND. Ο ελεγκτής μετρά τη μεταβολή της ισχύος και προσαρμόζει το  $D$  με σκοπό την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Για παράδειγμα, εάν ανιχνευθεί μία μέση αύξηση ισχύος η οποία είναι αποτέλεσμα μιας μέσης αύξησης της  $D$ , δηλαδή,  $\Delta P = pm$  AND  $\Delta D'_n = pm$ , τότε δίνεται εντολή για μία μέση αύξηση της  $D$ , δηλαδή,  $D^o = ml$ . Εάν, ωστόσο, ανιχνευθεί μία μεγάλη μείωση ισχύος η οποία είναι αποτέλεσμα

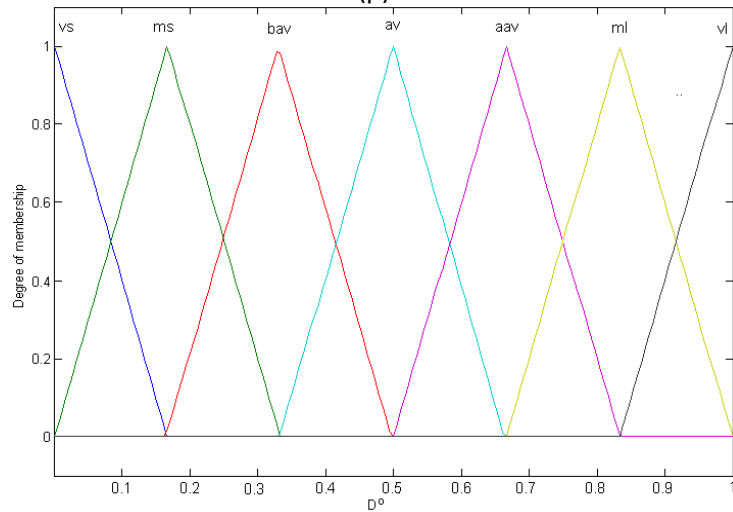
μιας μεγάλης αύξησης του λόγου  $D$ , δηλαδή,  $\Delta P = nl$  AND  $\Delta D'_n = pl$ , τότε δίνεται εντολή για μία μεγάλη μείωση του  $D$ , δηλαδή,  $D^o = vs$ , με σκοπό να αντισταθμιστεί η μείωση ισχύος.



(α)



(β)





(γ)

**Σχ. 3.36** Συναρτήσεις συμμετοχής ασαφών μεταβλητών εισόδου-εξόδου α)  $\Delta P_n$  β)  $\Delta D_{n-1}$  γ)  $D$ .

Πίνακας 3.1  
Ασαφείς κανόνες

| $\Delta D_{n-1}^i / \Delta P_n$ | nl | nm  | ns  | z   | ps  | pm  | pl |
|---------------------------------|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| nl                              | vl | vl  | ml  | bav | ms  | vs  | vs |
| nm                              | vl | ml  | aav | bav | bav | ms  | vs |
| ns                              | ml | aav | aav | av  | bav | bav | vs |
| z                               | vs | ms  | bav | av  | aav | ml  | vl |
| ps                              | ms | bav | bav | av  | aav | aav | ml |
| pm                              | vs | ms  | bav | aav | aav | ml  | vl |
| pl                              | vs | vs  | ms  | aav | ml  | vl  | vl |

- Διαδικασία Εξαγωγής Αποτελεσμάτων

Κατά την διαδικασία εξαγωγής αποτελεσμάτων προτιμήθηκε ο Mamdani από τον Sugeno τύπο ασαφή ελεγκτή, γιατί η συνεπαγωγή Mamdani αναμένει οι συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου να είναι ασαφή σύνολα. Αντίθετα τα συστήματα Sugeno-τύπων μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να διαμορφώσουν οποιοδήποτε σύστημα συμπεράσματος στο οποίο οι συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου είναι καθεμία γραμμική ή σταθερά, το οποίο δεν μπορεί να εφαρμοσθεί στο παρόν σύστημα γιατί το μοντέλο είναι πολύπλοκο και μη γραμμικό.

Η διαδικασία εξαγωγής συμπεράσματος με βάση τις εκάστοτε σαφείς τιμές εισόδου και τις συναρτήσεις συμμετοχής που διεγείρουν, όπως περιγράφηκαν παραπάνω, πραγματοποιούνται με δύο τρόπους:

α) Με την πράξη *min*, κατά την οποία λαμβάνεται υπόψη ο μικρότερος βαθμός εκπλήρωσης των εκάστοτε διεγερμένων συναρτήσεων συμμετοχής, ο οποίος γίνεται και τιμή διεγερσης της συνάρτησης συμμετοχής του συμπεράσματος

β) Με την πράξη *prod*, κατά την οποία γίνεται κλιμακοποίηση των συναρτήσεων εξόδου. Επειδή όμως στην παρούσα εξαγωγή συμπεράσματος έχουν τον ίδιο βάρος 1 για όλους τους κανόνες στο σύστημα, ουσιαστικά δεν έχει σημασία ποια διαδικασία θα χρησιμοποιηθεί.

Η διαδικασία σύνθεσης που χρησιμοποιείται είναι η *max*, έτσι ώστε το τελικό αποτέλεσμα της εξόδου για κάθε συνδυασμό διεγερμένων κανόνων να προκύπτει με τον τελεστή *max*.

- *Αποασαφοποίηση*

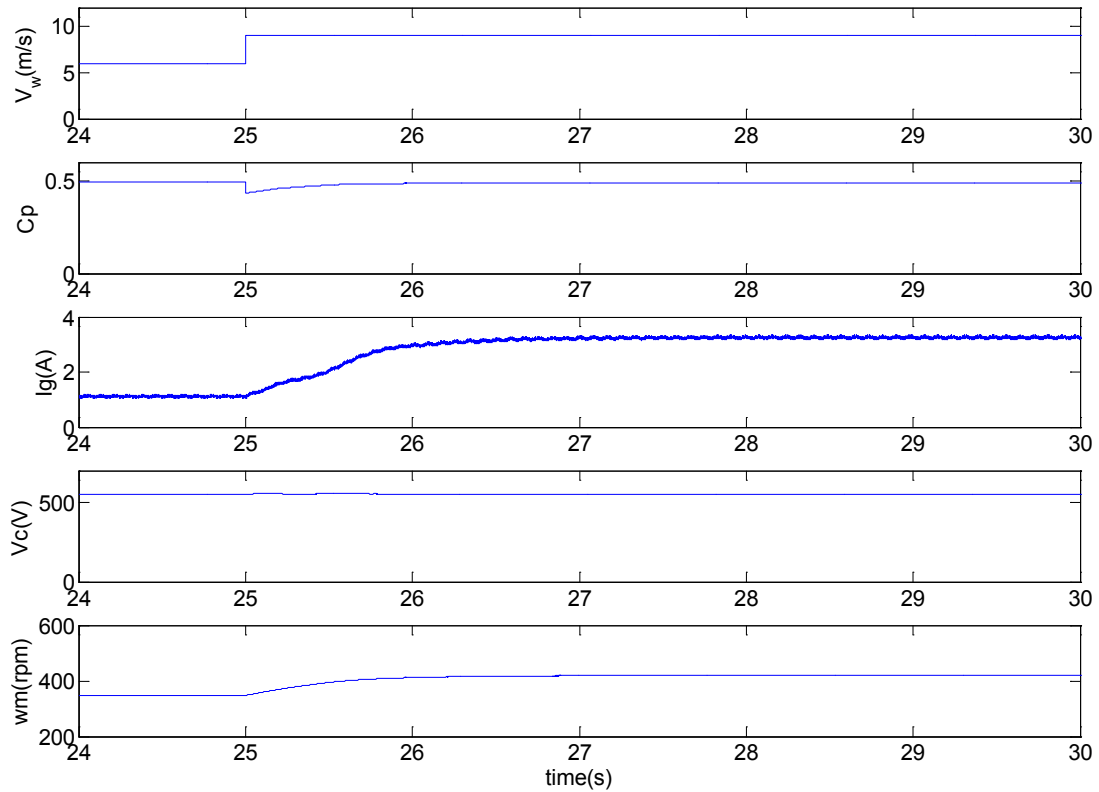
Η χρησιμοποιούμενη μέθοδος απο-ασαφοποίησης είναι μέθοδος απο-ασαφοποίησης κέντρου βάρους.

### **3.4.2 Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου**

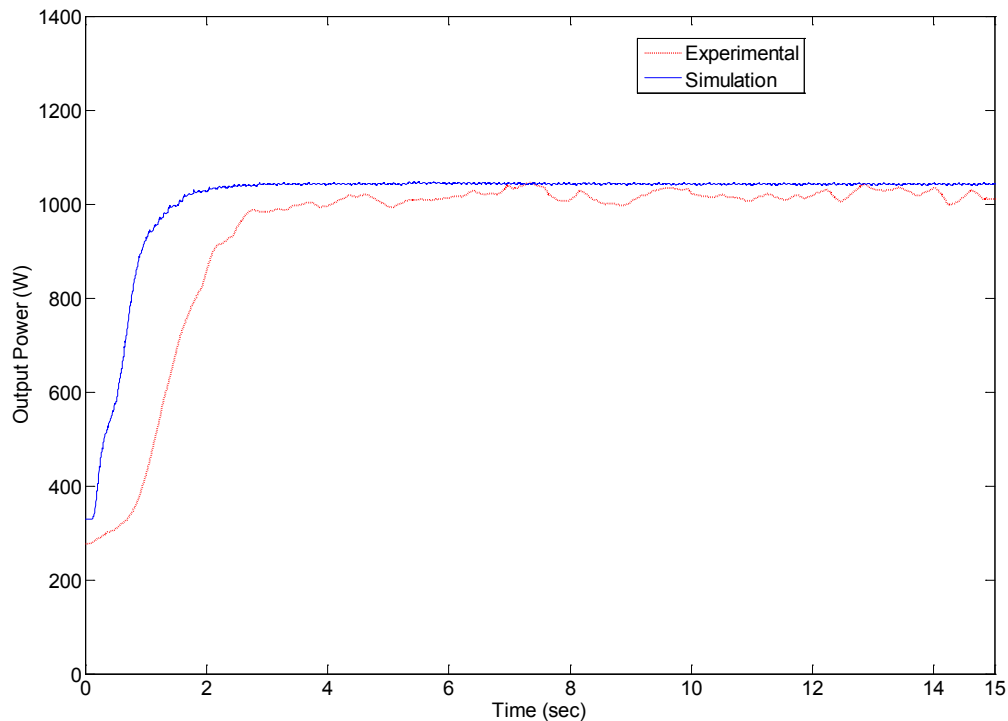
Στο Σχ. 3.37 εμφανίζονται τα διαγράμματα των προσομοιωμένων μεγεθών για μεταβατική κατάσταση της τιμής της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 6 στα 9m/sec τη χρονική στιγμή  $t = 25 \text{ sec}$ , με τη μέθοδο ανίχνευσης μέγιστης ισχύος βασισμένη στην ασαφή λογική. Φαίνεται πως στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής  $C_p$  παίρνει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25sec το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας αυξάνεται για 4sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 9m/sec, ενώ ο συντελεστής  $C_p$  χρειάζεται μόλις 2.4sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η τάση στο δίαυλο συνεχούς παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Η αύξηση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή αύξηση της παραγόμενης ισχύος.

Η παραγόμενη ισχύς μεταβαίνει στη νέα τιμή της σε χρόνο περίπου ίσο με 4sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.38. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η πειραματική ισχύς εξόδου για την ίδια μεταβολή ανέμου. Μεταξύ του πειράματος και της προσομοίωσης παρατηρείται συμφωνία.

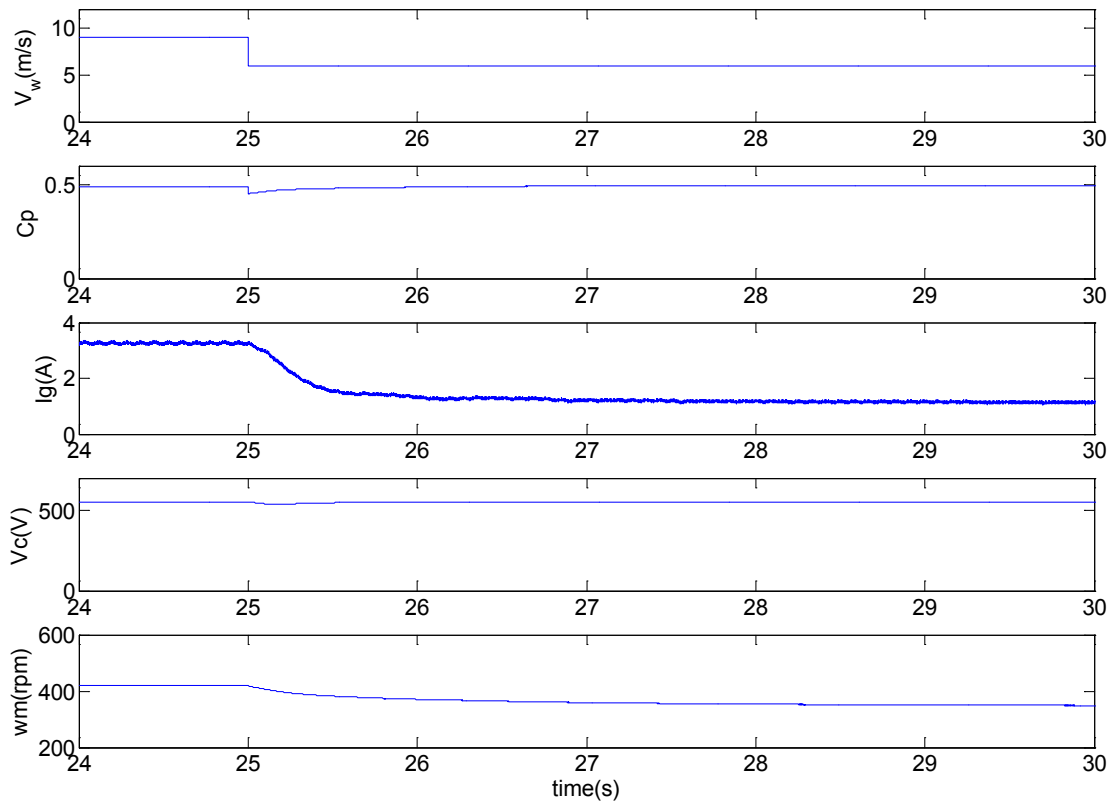
Στο Σχ. 3.39 φαίνονται τα διαγράμματα, προσομοιωμένων μεγεθών απόκρισης του συστήματος σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 9 στα 6m/sec, τη χρονική στιγμή  $t = 25 \text{ sec}$  χρησιμοποιώντας τον ίδιο ελεγκτή MPPT. Στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής,  $C_p$ , παίρνει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25sec το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας μειώνεται για 7sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 6 m/sec ενώ ο συντελεστής,  $C_p$ , χρειάζεται 5sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η μείωση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή μείωση της παραγόμενης ισχύος. Η παραγόμενη ισχύς μεταβαίνει στη νέα τιμή της σε χρόνο περίπου ίσο με 7sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.40.



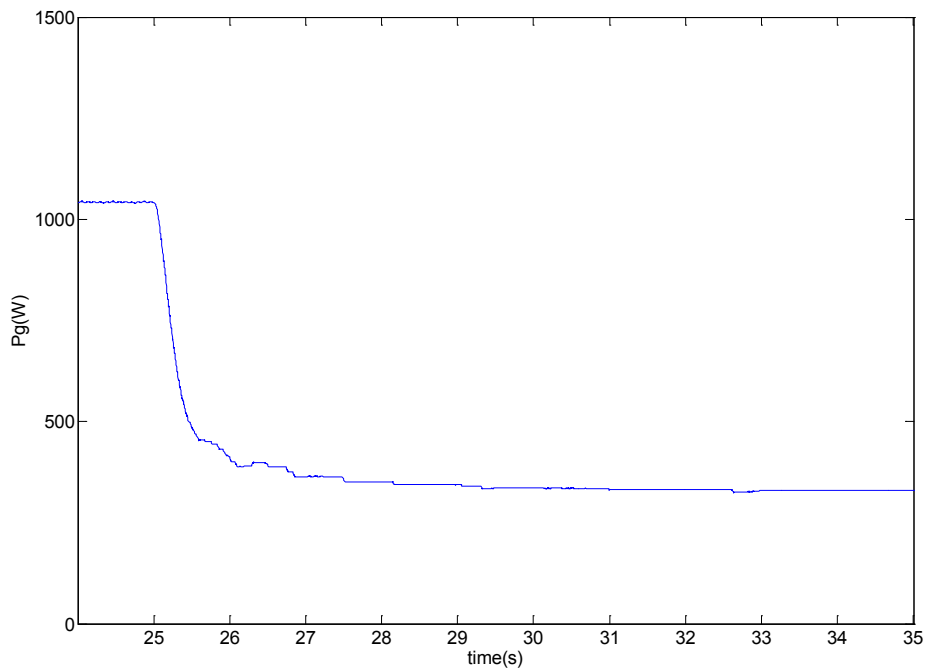
**Σχ. 3.37** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 6 σε 9 m/s



**Σχ. 3.38** Προσομοιωμένη (συνεχής με μπλε χρώμα) και πειραματική ισχύς (διακεκομμένη με κόκκινο χρώμα) ισχύς εξόδου για βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/sec.



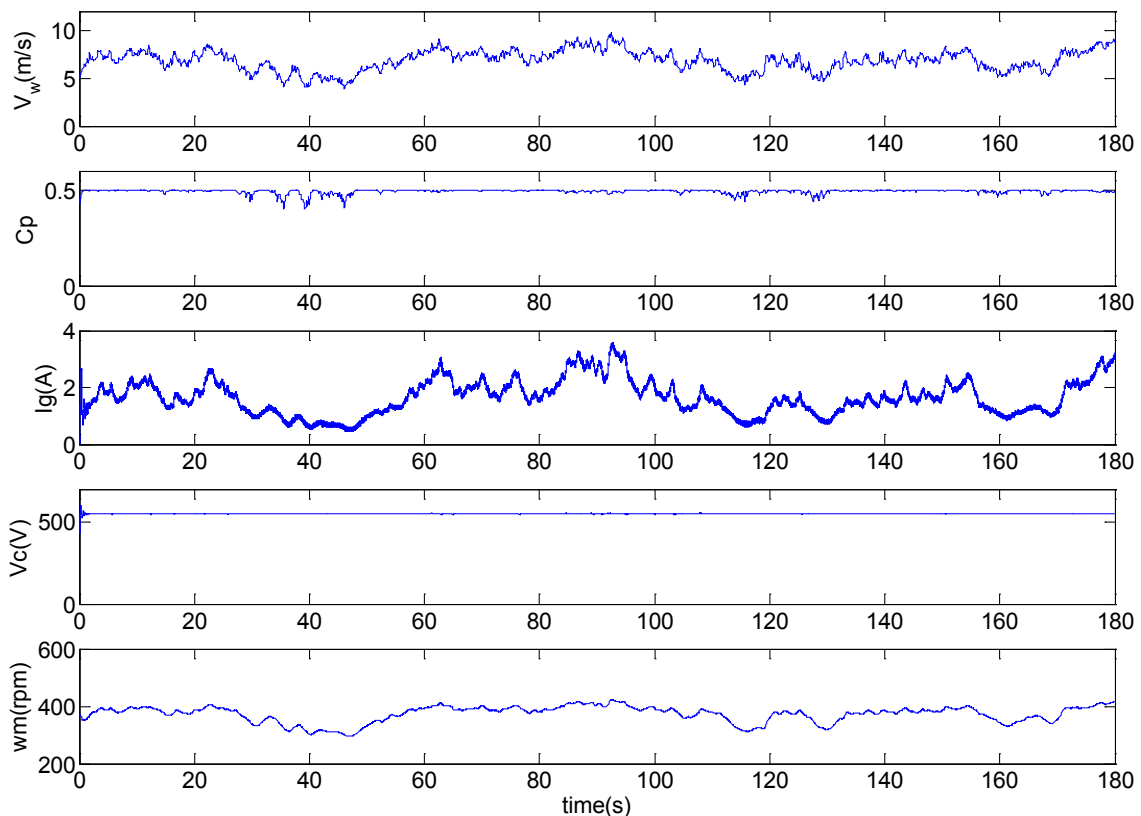
**Σχ. 3.39** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s



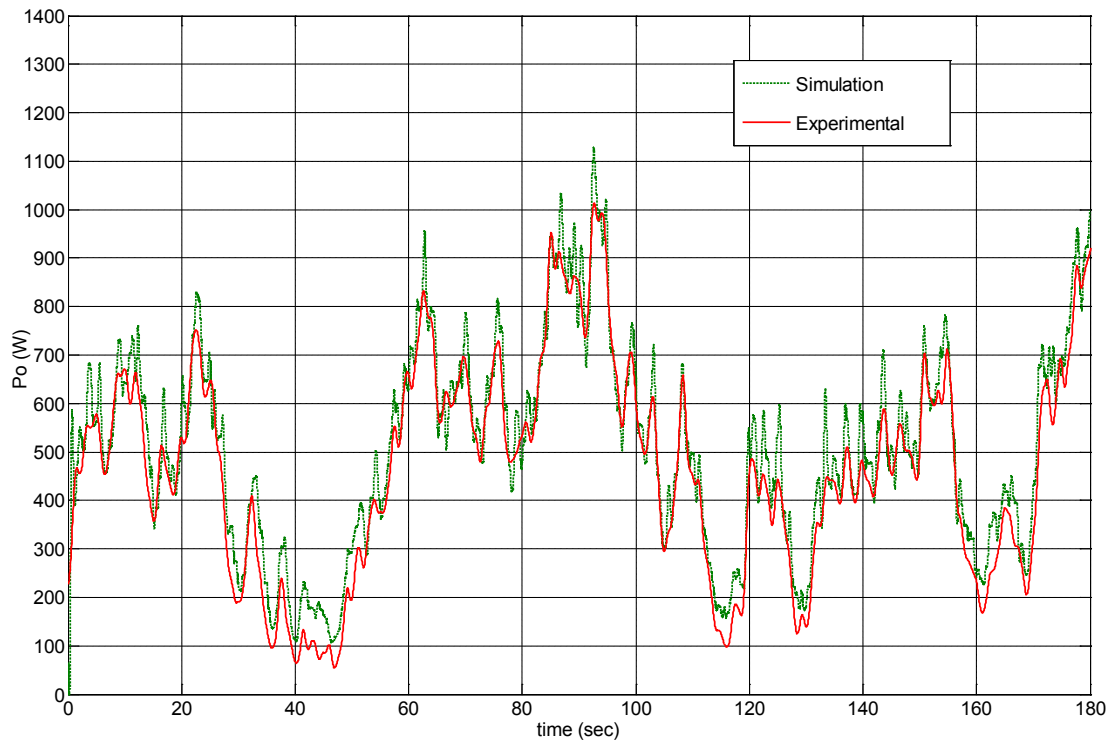
**Σχ. 3.40** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s

### 3.4.3 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας

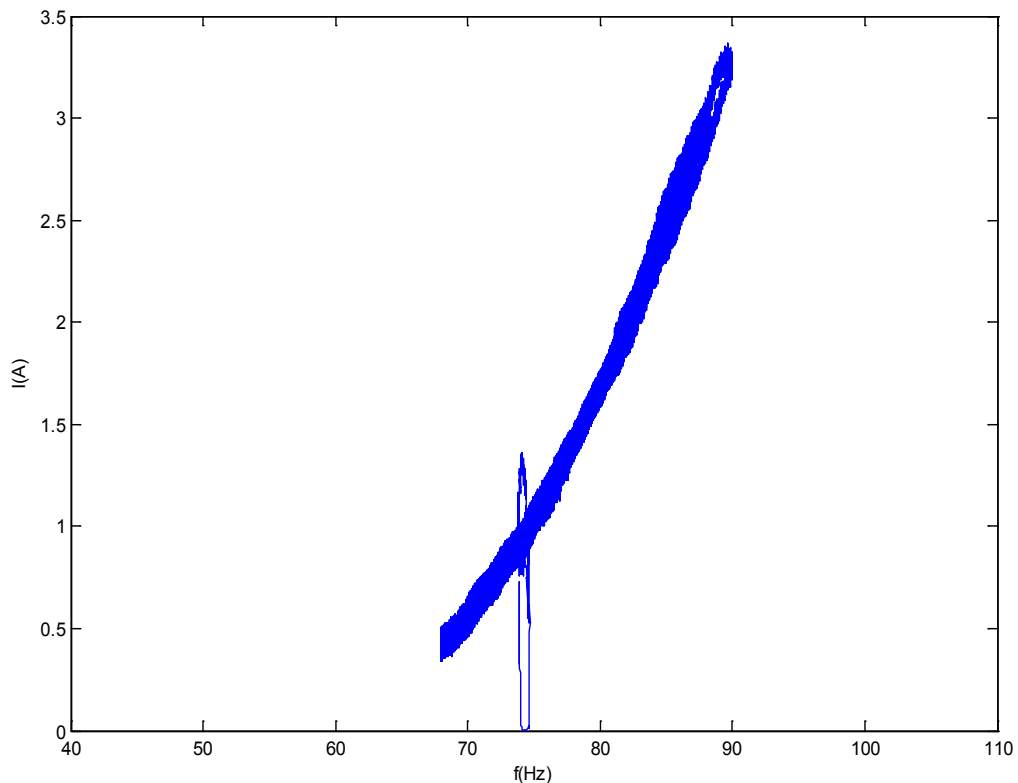
Στη συνέχεια αξιολογείται η συμπεριφορά του συστήματος με το συγκεκριμένο ελεγκτή σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας με τον άνεμο να μεταβάλλεται, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.10. Προσομοιώνοντας το μοντέλο με είσοδο τη χρονοσειρά του Σχ. 3.10 λαμβάνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχ. 3.41. Όπως παρατηρείται ο συντελεστής,  $C_p$ , διατηρείται κοντά στη μέγιστη τιμή του με αποτέλεσμα η μέση ισχύς εξόδου να είναι 512W, τιμή πολύ κοντά στη θεωρητικά μέγιστη μέση ισχύς που προσλαμβάνεται από τα πτερύγια με βάση τη εξίσωση 3.4 για  $C_p$  ίσο με 0.5 η οποία είναι 535 W. Στο Σχ. 3.42 απεικονίζεται η αποδιδόμενη ισχύς στο φορτίο, η οποία προκύπτει από την προσομοίωση του μοντέλου, καθώς και η ισχύς που προκύπτει από το πείραμα στο εργαστηριακό δοκίμιο. Η πειραματική μέση ισχύς εξόδου είναι 476W, ενώ, όπως φαίνεται και στο σχήμα, τα πειραματικά αποτελέσματα και τα αντίστοιχα της προσομοίωσης παρουσιάζουν πολύ καλή σύγκλιση. Στο Σχ. 3.43 φαίνεται η χαρακτηριστική καμπύλη συχνότητας ρεύματος που τελικά το σύστημα επιτυγχάνει.



Σχ. 3.41 Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.



**Σχ. 3.42** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου (με πράσινο χρώμα) και πειραματική ισχύς εξόδου(με κόκκινο χρώμα) απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.

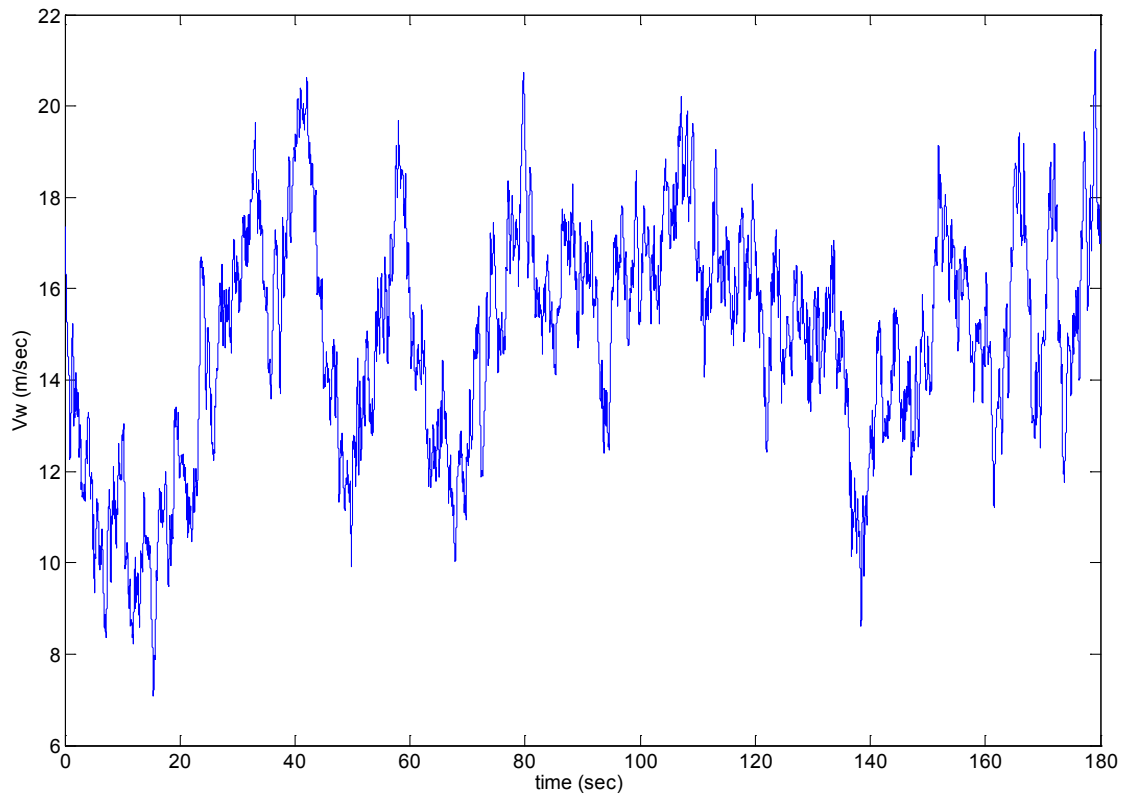


**Σχ. 3.43** Χαρακτηριστική καμπύλη ηλεκτρικής συχνότητας γεννήτριας – ανορθωμένου ρεύματος γεννήτριας που ο αλγόριθμος επιτυγχάνει για χρονοσειρά ανέμου.

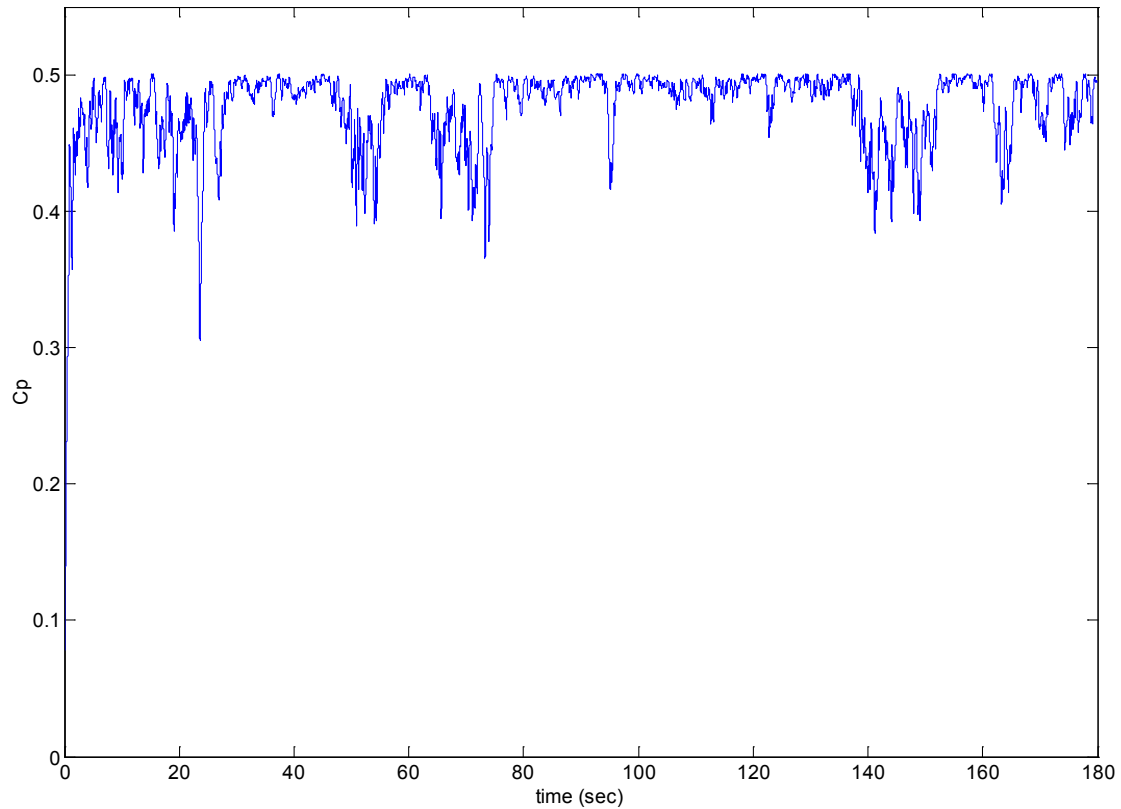
### 3.4.4 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας- Περίπτωση ισχυρού ανέμου

Ανήκοντας στην οικογένεια των ελεγκτών χωρίς εξάρτηση από δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες, ο έλεγχος που βασίζεται στην ασαφή λογική δείχνει να πλεονεκτεί έναντι του κλασσικού έχοντας παράλληλα αρκετά βελτιωμένες επιδόσεις σε σχέση με τον P&O. Ωστόσο, ο σχεδιασμός του **απαιτεί καλή γνώση της συμπεριφοράς του συστήματος** σε συγκεκριμένες διεγέρσεις δηλαδή ανεμολογικές συνθήκες. Για τον ελεγκτή που παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες ο σχεδιασμός βασίστηκε σε δεδομένες χρονοσειρές ανέμου οι οποίες θεωρήθηκαν τυπικές για το συγκεκριμένο σύστημα. Όπως έγινε και για τους προηγούμενους ελεγκτές MRPT έτσι και για τον ελεγκτή ασαφούς λογικής δοκιμάζεται σε λειτουργικές καταστάσεις, οι οποίες θα μπορούσαν να χαρακτηριστούν δυσμενείς. Στην προκειμένη περίπτωση σαν είσοδος του συστήματος λαμβάνεται μια χρονοσειρά ισχυρού ανέμου η οποία φαίνεται στο Σχ. 3.44. Στο Σχ. 3.45 φαίνεται η αντίστοιχη απόκριση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  του οποίου η μέση τιμή είναι σε αυτή την περίπτωση 0.477 δηλαδή κατά **5% μικρότερος** σε σχέση με την περίπτωση της τυπικής χρονοσειράς ανέμου.

Παρόλο που η μέση τιμή του αεροδυναμικού συντελεστή βρίσκεται πολύ κοντά στο μέγιστο η μείωση σε σχέση με την τυπική χρονοσειρά ανέμου είναι υπολογίσιμη. Αυτό υποδεικνύει πως σε περιπτώσεις όπου οι ανεμολογικές συνθήκες **διαφέρουν αισθητά** από αυτές για τις οποίες σχεδιάστηκε ο ελεγκτής ασαφούς λογικής οι επιδόσεις του θα σημειώσουν πτώση και συνεπώς θα είναι απαραίτητος ο **επανασχεδιασμός του ελέγχου** είτε μέσω προσθήκης νέων κανόνων, είτε μέσω μετατόπισης του κέντρου βάρους των συναρτήσεων συμμετοχής.



**Σχ. 3.44** Χρονοσειρά ανέμου, ισχυρός άνεμος.



**Σχ. 3.45** Απόκριση αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  για ισχυρό άνεμο.



### 3.4.5 Αξιολόγηση

Όπως συμπεραίνεται από την παραπάνω ανάλυση, ο έλεγχος ασαφούς λογικής διατηρεί το πλεονέκτημα της μεθόδου P&O δίχως να εμφανίζει τα μειονεκτήματά της. Με λίγα λόγια το σύστημα κατορθώνει να **ανεξαρτητοποιηθεί από δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλη** ροπής – στροφών και άρα από πιθανές ανακρίβειες αυτής, ενώ, **ανταποκρίνεται ταχύτατα** πράγμα που γίνεται αντιληπτό σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου. Το ανορθωμένο ρεύμα αυξάνεται με συνολικό χρόνο μόλις 4sec και μειώνεται σε χρόνο 7sec. Ανάλογη είναι και η συμπεριφορά του συντελεστή ισχύος  $C_p$ . Αξιοσημείωτο είναι, επίσης, ότι το σύστημα **δεν εξαρτάται από την αρχική τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$**  και συνεπώς δεν καθίσταται επιρρεπές σε ακατάλληλες αρχικοποιήσεις. Ταυτόχρονα **το βήμα  $\Delta D$  είναι μεταβλητό**, πράγμα που σημαίνει πως η προσαρμογή του γίνεται ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις σε ισχύ έτσι ώστε η ευστάθεια του συστήματος και η ταχύτητα στη σύγκλιση να μην είναι έννοιες αλληλοσυγκρουόμενες, όπως στη μέθοδο P&O. Επιπρόσθετα **δεν απαιτούνται αυστηροί κανόνες** που να αφορούν στα χαρακτηριστικά του εκάστοτε συστήματος ωστόσο απαιτείται καλή εμπειρική γνώση του κατά τη διάρκεια του σχεδιασμού. Όπως άλλωστε έγινε εμφανές οι μεγάλες αποκλίσεις από τις ανεμολογικές συνθήκες για τις οποίες έχει σχεδιαστεί ο ελεγκτής **απαιτούν την αναπροσαρμογή του** προκειμένου να μην υπάρχει μείωση των επιδόσεών του. Μειονέκτημα της μεθόδου αποτελεί το γεγονός πως παρατηρείται ένα μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο συντελεστή ισχύος  $C_p$  για ορισμένες τιμές του ανέμου, όπως θα φανεί καθαρά στην ενότητα 3.6. Μάλιστα, παρατηρήθηκε πως όσο το σύστημα σαρώνει τις γραμμικότερες περιοχές της βέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών, δηλαδή, τα άνω και κάτω άκρα στις ταχύτητες ανέμου, τόσο το σφάλμα μόνιμης κατάστασης μεγαλώνει. Το παραπάνω συμπέρασμα είναι αναμενόμενο αφού οι ελεγκτές ασαφούς λογικής λειτουργούν αποδοτικότερα για μη γραμμικά συστήματα.

## 3.5 Μέθοδος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος Βασισμένη σε Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα

### 3.5.1 Περιγραφή

Στη βιβλιογραφία υπάρχουν περιπτώσεις όπου προτείνεται η χρήση τεχνητών νευρωνικών δικτύων (ΤΝΔ) για τον έλεγχο ΜΡΡΤ σε συστήματα Α/Γ [2], [13]-[14]. Τα νευρωνικά δίκτυα έχουν χρησιμοποιηθεί με μεγάλη επιτυχία για την αναγνώριση και τον έλεγχο δυναμικών συστημάτων. **Οι ιδιότητες της παράλληλης επεξεργασίας, καθώς και της πρόβλεψης και γενίκευσης δεδομένων**, έχουν καταστήσει τα νευρωνικά δίκτυα δημοφιλή για τον έλεγχο **μη-γραμμικών συστημάτων** [12]. Παρόλο που η χρησιμοποίηση των ΤΝΔ για την ανεύρεση

σημείου μέγιστης ισχύος σε συστήματα Α/Γ αυξάνει αρκετά την πολυπλοκότητα του αντίστοιχου ελεγκτή, τα ΤΝΔ συνδυάζουν πλεονεκτήματα και από τις δύο οικογένειες ελεγκτών οι οποίες αναφέρθηκαν στην ενότητα 3.1.2.

Σε πρώτο επίπεδο η ικανότητα τους να εκπαιδεύονται και να ακολουθούν με ακρίβεια μια δεδομένη καμπύλη τα καθιστά ικανά να εμφανίζουν άριστα αποτελέσματα **σε ένα μεγάλο εύρος ανεμολογικών συνθηκών χωρίς να χρειαστεί να γίνει καμία αναπροσαρμογή του ελέγχου**. Κάτι τέτοιο θεωρείται ιδιαίτερα ευνοϊκό σε περιπτώσεις, όπου οι εκάστοτε ανεμολογικές συνθήκες οι διαφέρουν αρκετά κατά τη διάρκεια του έτους.

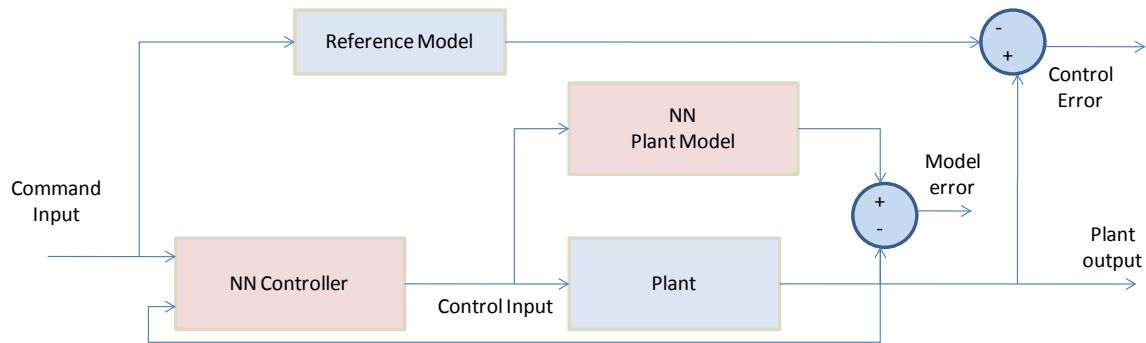
Σε δεύτερο επίπεδο, οι ελεγκτές που χρησιμοποιούν ΤΝΔ έχουν την ικανότητα να **αναπροσαρμόζουν τη χαρακτηριστική καμπύλη** για την οποία έχουν εκπαιδευτεί καθώς αυτή μπορεί να εμφανίζει σφάλματα λόγω ανακρίβειας στους αρχικούς υπολογισμούς ή ακόμα και γήρανσης του μηχανικού συστήματος. Η δυνατότητα αυτή προέρχεται από την online εκπαίδευση η **οποία μπορεί να μεταβάλλει τα εσωτερικά βάρη των νευρώνων** σε ένα δίκτυο κατά την διάρκεια λειτουργίας του συστήματος της ανεμογεννήτριας με βάση έναν όρο σφάλματος. Έτσι, ένα σύστημα ελέγχου της ανεμογεννήτριας με ΤΝΔ **δεν επηρεάζεται από μεταβολές των μηχανικών χαρακτηριστικών της Α/Γ**, οι οποίες δύνανται να επηρεάσουν του κλασικούς ελεγκτές οι οποίοι χρησιμοποιούν δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες. Με βάση τα παραπάνω, τα ΤΝΔ δεν μπορούν να καταταχθούν αποκλειστικά σε κάποια από τις προαναφερθείσες οικογένειες ελέγχων ΜΡΡΤ, καθώς, μπορούν αφενός να εκπαιδευτούν ώστε να ακολουθούν μια δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλη αλλά ταυτόχρονα, με την on-line εκπαίδευση να **μεταβάλουν την πληροφορία των δεδομένων καμπυλών**, ώστε να ανταποκρίνονται αποτελεσματικότερα στις στοχαστικές μεταβολές του ανέμου.

### **3.5.2 Θεωρητική ανάλυση ελέγχου ανεμογεννήτριας με τεχνητά νευρωνικά δίκτυα – τοπολογίες ελέγχου**

Για τον έλεγχο μια ανεμογεννήτριας ΤΝΔ **είναι απαραίτητο να επιλεγθεί η κατάλληλη τοπολογία ελέγχου**. Η επιλογή αυτή είναι σημαντική καθώς η τοπολογία πρέπει να καλύπτει τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά που έχει το σύστημα ελέγχου της ανεμογεννήτριας. Ο άνεμος είναι στοχαστικός και γρήγορα μεταβαλλόμενος με αποτέλεσμα τα δεδομένα εισόδου – εξόδου, ο τρόπος εκπαίδευσης, αλλά και η θέση του νευρωνικού δικτύου μέσα στο σύστημα της ανεμογεννήτριας να παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στο τελικό αποτέλεσμα.

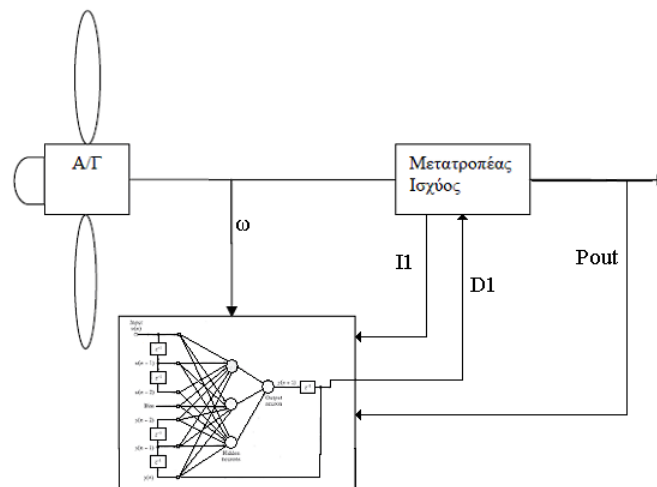
Η τοπολογία ελέγχου η οποία χρησιμοποιήθηκε ονομάζεται **έλεγχος μοντέλου αναφοράς** (Reference Model Control) και παρουσιάζεται στο Σχ. 3.46. Στην περίπτωση αυτή ο νευρωνικός ελεγκτής τροφοδοτείται από το σήμα ελέγχου, αλλά και **απευθείας με ανάδραση από την έξοδο του υπό έλεγχο συστήματος**. Για την εκπαίδευση του νευρωνικού δικτύου ένας αλγόριθμος δέχεται το σφάλμα μεταξύ της εξόδου του μοντέλου αναφοράς και πραγματικής

και μεταβάλλει τη δομή του νευρωνικού δικτύου κατάλληλα έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί το σφάλμα αυτό. Η ύπαρξη του μοντέλου αναφοράς και του σφάλματος ελέγχου καθιστά την συγκεκριμένη τοπολογία κατάλληλη για υλοποίηση σε σύστημα ανεμογεννήτριας, καθώς εξασφαλίζει ικανοποιητικά αποτελέσματα για όλο το εύρος των ταχυτήτων ανέμου. Επίσης, η ύπαρξη απευθείας ανάδρασης στον ελεγκτή **βελτιώνει την ευστάθεια του συστήματος κλειστού βρόχου** και επιτρέπει στον ελεγκτή να παρακολουθεί τις **γρήγορες μεταβολές**. Στο Σχ. 3.47 παρουσιάζεται το προτεινόμενο σχηματικό διάγραμμα, για έλεγχο συστήματος ανεμογεννήτριας για την ανεύρεση σημείου μέγιστης ισχύος με τεχνητά νευρωνικά δίκτυα.



Σχ. 3.46 Τοπολογία ελέγχου μοντέλου αναφοράς

**Ως είσοδοι** στο τεχνητό νευρωνικό δίκτυο επιλέγονται μετρήσιμα **ηλεκτρικά μεγέθη**. Η ταχύτητα του ανέμου δε χρησιμοποιείται ως είσοδος, έτσι ώστε να αποφευχθεί η ύπαρξη ανεμομέτρου. Έτσι επιλέγονται ως είσοδοι στο νευρωνικό ελεγκτή η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα  $\omega_m$ , το ρεύμα εξόδου  $I_1$  του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ και η ισχύς εξόδου  $P_{out}$  της Α/Γ. Ως έξοδος του νευρωνικού ελεγκτή επιλέγεται η σχετική διάρκεια αγωγής,  $D$ , η οποία ανατροφοδοτείται ως είσοδος (feedback) στο ΤΝΔ. Έτσι το ΤΝΔ ελέγχοντας την  $D$  μεταβάλλει το ρεύμα της γεννήτριας, ώστε κάθε χρονική στιγμή να μπορεί να βρίσκεται στις κατάλληλες στροφές, αποδίδοντας τη μέγιστη ισχύ.



Σχ. 3.47 Σύστημα ελέγχου MPPT με τεχνητά νευρωνικά δίκτυα

### 3.5.3 Σχεδιασμός Τεχνητών Νευρωνικών Ελεγκτών για τον έλεγχο Α/Γ

Με βάση τις παραμέτρους που επηρεάζουν την υλοποίηση των ΤΝΔ και ιδιαίτερα λαμβάνοντας υπόψη την αρχιτεκτονική τους και τις μεθόδους εκπαίδευσης τους, κατασκευάζονται οι νευρωνικοί ελεγκτές (Artificial Neural Network Controllers - ANNC) για την ανεύρεση σημείου λειτουργίας που μεγιστοποιεί την ισχύ εξόδου. Για την ολοκλήρωση του σχεδιασμού των νευρωνικών ελεγκτών χρειάζεται να καθορισθεί η **αρχιτεκτονική** και ο **τρόπος εκπαίδευσης** τους. Η αρχιτεκτονική των ελεγκτών επιλέγεται να είναι ένα **πλήρως αναδρομικό νευρωνικό δίκτυο με εξωγενείς εισόδους με ένα κρυφό επίπεδο**, καθώς αυτή είναι που συναντάται πιο συχνά στην βιβλιογραφία και εμφανίζει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Κατά την διάρκεια των δοκιμών δοκιμάστηκαν και άλλες αρχιτεκτονικές όπως τα **προσωτροφοδοτούμενα νευρωνικά δίκτυα**, αλλά και περισσότερα κρυφά επίπεδα, τα οποία όμως εμφάνιζαν φτωχότερα αποτελέσματα.

Οι νευρωνικοί ελεγκτές διαφέρουν στον αριθμό των νευρώνων του κρυφού επιπέδου οι οποίοι καθορίστηκαν από την χρονοσειρά ανέμου με την οποία εκπαιδεύονται. Για την υλοποίηση των νευρωνικών ελεγκτών εξετάζονται **τρεις διαφορετικές χρονοσειρές εκπαίδευσης**: μέτριας έντασης άνεμος  $V_1$ , ασθενής άνεμος  $V_2$ , ισχυρός άνεμος  $V_3$ . Ο αριθμός των απαιτούμενων νευρώνων σε κάθε ελεγκτή επιλέχθηκε έτσι ώστε να βελτιστοποιείται η έξοδος χωρίς να παρουσιάζονται φαινόμενα υπερεκπαίδευσης.

Με βάση την υπάρχουσα βιβλιογραφία, εξετάζονται **δύο δημοφιλείς αλγόριθμοι εκπαίδευσης** οι οποίοι διαφέρουν στον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλουν τα βάρη των νευρώνων. Προκειμένου να καλυφθούν όλες οι παραπάνω περιπτώσεις υλοποιήθηκαν πέντε νευρωνικοί ελεγκτές (ANNC1, ANNC2, ANNC3, ANNC4 και ANNC5), οι οποίοι εξετάστηκαν και συγκρίθηκαν. Στον πίνακα 3.2 παρουσιάζονται οι παράμετροι των πέντε ελεγκτών που υλοποιήθηκαν. **Ευνοϊκότερα αποτελέσματα** παρουσίασε ο ελεγκτής **ANNC1** του οποίου και η λειτουργία αναλύεται στη συνέχεια.

**Πίνακας 3.2**

*Παράμετροι νευρωνικών ελεγκτών*

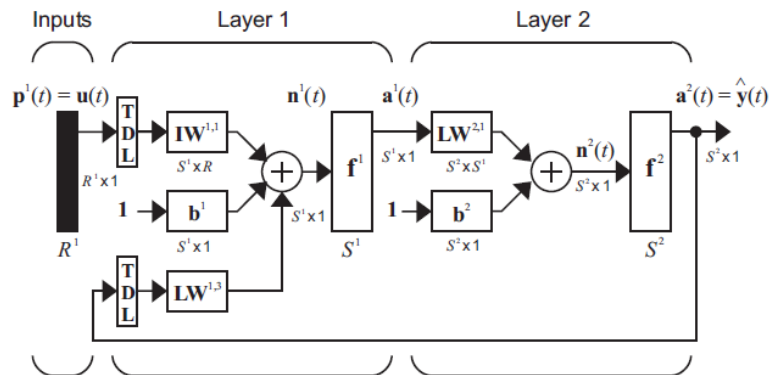
| Νευρωνικός ελεγκτής | Αριθμός νευρώνων | Αλγόριθμος εκπαίδευσης | Χρονοσειρά εκπαίδευσης |
|---------------------|------------------|------------------------|------------------------|
| <b>ANNC1</b>        | 17               | Levenberg-Marquardt    | $V_1$                  |
| <b>ANNC2</b>        | 19               | Gradient Descent       | $V_1$                  |
| <b>ANNC3</b>        | 22               | Levenberg-Marquardt    | $V_2$                  |
| <b>ANNC4</b>        | 14               | Levenberg-Marquardt    | $V_3$                  |
| <b>ANNC5</b>        | 14               | Gradient Descent       | $V_3$                  |

Για την υλοποίηση του ελεγκτή χρησιμοποιήθηκε η **αρχιτεκτονική NARX** (nonlinear autoregressive network with exogenous inputs, μη γραμμικό αυτο-παλινδρομικό δίκτυο με

εξωγενείς εισόδους) το οποίο είναι ένα αναδρομικό νευρωνικό δίκτυο με δρόμο ανάδρασης από την έξοδο απευθείας στην είσοδο. Η εξίσωση που ορίζει το NARX είναι:

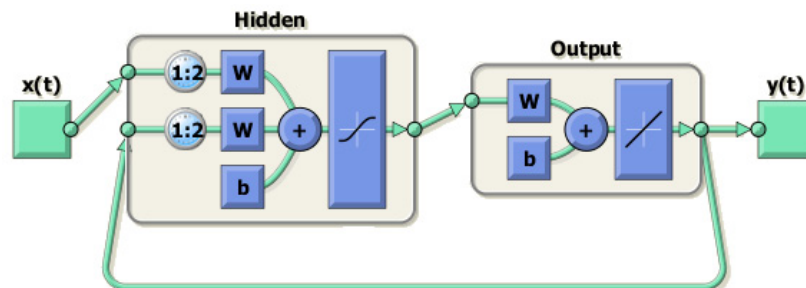
$$y(t) = f(y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-n_y), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-n_u)) \quad (3.22)$$

Όπου η επόμενη τιμή της εξαρτημένης μεταβλητής εξόδου  $y(t)$  οπισθοδιαδίδεται στις προηγούμενες του σήματος εξόδου και στις προηγούμενες τιμές ενός ανεξάρτητου (εξωγενούς) σήματος εισόδου και  $f$  οι συναρτήσεις ενεργοποίησης. Στο Σχ. 3.48 φαίνεται ένα τυπικό δίκτυο NARX.



Σχ. 3.48 Μη-γραμμικό αυτο-παλινδρομικό δίκτυο με εξωγενείς εισόδους

Ο ελεγκτής NARX που φαίνεται στο Σχ. 3.49 χρησιμοποιεί σιγμοειδή συνάρτηση ενεργοποίησης υπερβολικής εφαιπτομένης στο κρυφό επίπεδο και μια γραμμική συνάρτηση ενεργοποίησης στο επίπεδο εξόδου ενώ και στα δυο επίπεδα χρησιμοποιεί την πόλωση  $b$ . Η σιγμοειδής συνάρτηση ενεργοποίησης ομαλοποιεί τα δεδομένα εισόδου της, ενώ η γραμμική συνάρτηση ενεργοποίησης στο επίπεδο εξόδου φιλτράρει την έξοδο του νευρωνικού δικτύου έτσι ώστε να αποφεύγονται απότομες διακυμάνσεις. Επίσης, ο δείκτης 1:2 προσδιορίζει την πρόβλεψη ενός στοιχείου και την χρήση μνήμης για 2 στοιχεία στο διάνυσμα εισόδου και την ανάδραση. Ο αριθμός των νευρώνων στο κρυφό επίπεδο προσδιορίζεται από την πολυπλοκότητα της χρονοσειράς εκπαίδευσης για κάθε έναν ελεγκτή.



Σχ. 3.49 Ο Ελεγκτής NARX

**Τα πλεονεκτήματα** που εμφανίζει η αρχιτεκτονική NARX για τον έλεγχο του συστήματος ανεμογεννήτριας συνοψίζονται ως εξής:

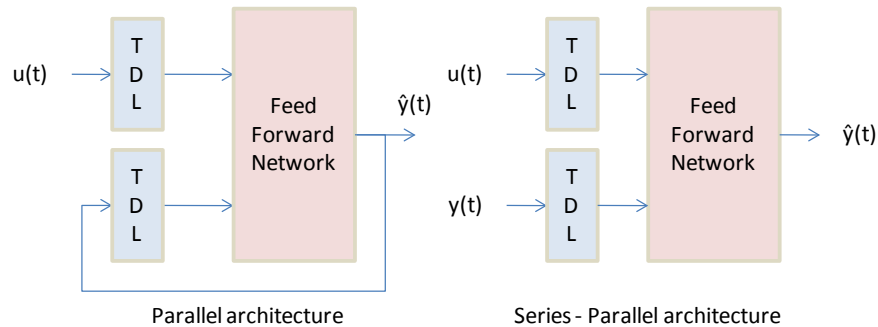
- Είναι σύστημα παράλληλων κατανεμημένων διεργασιών (parallel distributed processing) το οποίο εξασφαλίζει **μικρούς χρόνους απόκρισης στις γρήγορες μεταβολές του ανέμου**.
- Έχει την δυνατότητα χρήσης της ενσωματωμένης μνήμης και την δυνατότητα πρόβλεψης της επόμενης τιμής εξόδου παρέχοντας **μεγαλύτερες ταχύτητες και μειώνοντας την ευαισθησία** του δικτύου σε μακροπρόθεσμες εξαρτήσεις οι οποίες λόγω της **στοχαστικότητας του ανέμου** είναι ανεπιθύμητες.
- Αποτελείται από τη σύνδεση νευρώνων, οι οποίοι είναι **μη-γραμμικοί**. Η μη-γραμμικότητα είναι πολύ σημαντική ιδιότητα, αφού το σύστημα της ανεμογεννήτριας είναι μη-γραμμικό όπως και ο έλεγχος της.
- Εκπαιδεύεται να λειτουργεί κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες και προσαρμόζεται ανάλογα με τις αλλαγές του περιβάλλοντος του. Μπορεί εύκολα να **επανεκπαιδευτεί ώστε να χειρίζεται τις μεταβολές του περιβάλλοντος** του και να μεταβάλει την λειτουργία του κατά εποχές όταν και **οι ανεμολογικές συνθήκες αλλάζουν**.
- Είναι **ανεκτικό σε σφάλματα**. Ακόμα και η καταστροφή κάποιου νευρώνα δεν επηρεάζει τη συνολική του λειτουργία καθώς οι νευρώνες **λειτουργούν ανεξάρτητα ο ένας από τον άλλο** και δεν χρειάζονται συγχρονισμό.
- Το ΤΝΔ μπορεί και **γενικεύει τα δεδομένα εισόδου-εξόδου του**. Μπορεί να εκπαιδευτεί κάτω από συγκεκριμένες ανεμολογικές συνθήκες (π.χ. ασθενής άνεμος) αλλά να συνεχίσει να λειτουργεί εξίσου καλά και **σε συνθήκες που δεν έχει εκπαιδευτεί** (ισχυρός άνεμος, βηματικές μεταβολές) προλαβαίνοντας οποιοσδήποτε **ακραίες καιρικές συνθήκες**. Η ενσωματωμένη μνήμη βελτιώνει την ιδιότητα αυτή.

### 3.5.4 Η εκπαίδευση του νευρωνικού ελεγκτή

Για την εκπαίδευση του νευρωνικών ελεγκτή, χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της **μάθησης με εκπαιδευτή**, αφού υπάρχει η δυνατότητα αξιοποίησης των επιθυμητών διανυσμάτων εισόδου-εξόδου, τα οποία είναι διαθέσιμα. Το μοντέλο NARX που χρησιμοποιείται έχει τη δυνατότητα εκπαίδευσης με δυο διαφορετικούς τρόπους, **σε ανοιχτό βρόχο** (Series-Parallel Architecture) και **σε κλειστό βρόχο** (Parallel Architecture) όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.50.

Εφόσον όλα τα διανύσματα εισόδου-εξόδου είναι γνωστά μπορεί να χρησιμοποιηθεί η εκπαίδευση ανοιχτού βρόχου, κατά την οποία ανεξάρτητα από το ποια είναι η υπολογιζόμενη τιμή εξόδου του νευρωνικού δικτύου  $\hat{y}(t)$  κατά την εκπαίδευση αυτή δεν ανατροφοδοτείται ως είσοδος. Αντιθέτως, χρησιμοποιείται η επιθυμητή τιμή  $y(t)$  που είναι διαθέσιμη από το διάνυσμα εξόδου απευθείας ως δεύτερη είσοδος. Αυτή η αρχιτεκτονική προσφέρει **δύο πλεονεκτήματα**. Το πρώτο είναι ότι η είσοδος στο νευρωνικό δίκτυο είναι πιο ακριβής και το δίκτυο **εκπαιδεύεται πιο γρήγορα** ενώ το δεύτερο πλεονέκτημα ότι ουσιαστικά το δίκτυο εκπαιδεύεται σαν προσωτροφοδοτούμενο στατικό νευρωνικό δίκτυο και μπορούν να

χρησιμοποιηθούν οι αντίστοιχοι **βελτιωμένοι αλγόριθμοι**. Βασικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι απαιτούνται όλα τα δεδομένα εισόδου – εξόδου εξαρχής, έτσι, σφάλματα που μπορεί να προκύψουν στους υπολογισμούς των δεδομένων επηρεάζουν άμεσα την εκπαίδευση.



**Σχ. 3.50** Εκπαίδευση σε ανοιχτό και κλειστό βρόχο

Από την άλλη, η αρχιτεκτονική κλειστού βρόχου εκμεταλλεύεται τη δυνατότητα του NARX να προβλέπει την έξοδο και να χρησιμοποιεί ενσωματωμένη μνήμη. Η επιθυμητή τιμή εξόδου προβλέπεται και ανατροφοδοτείται στην είσοδο του νευρωνικού δικτύου. Είναι απαραίτητη η χρησιμοποίηση της μνήμης για την εκπαίδευση με αυτή την αρχιτεκτονική καθώς το σφάλμα εκπαίδευσης προσδιορίζεται από την προβλεπόμενη τιμή και την τιμή που βρίσκεται στην μνήμη του δικτύου. Έτσι, χρησιμοποιώντας αυτή την αρχιτεκτονική είναι απαραίτητες οι αρχικές τιμές στην μνήμη του δικτύου και αποφεύγεται η απευθείας τροφοδότηση με το διάνυσμα εξόδου.

Το επόμενο απαραίτητο στάδιο για την εκπαίδευση των ελεγκτών είναι η **κανονικοποίηση των διανυσμάτων εισόδου**. Αυτή η διαδικασία χρησιμοποιείται διότι οι τιμές των διανυσμάτων εισόδου διαφέρουν κατά πολύ μεταξύ τους. Η περιοχή κανονικοποίησης που χρησιμοποιείται είναι  $[-1, 1]$ . Στην έξοδο των νευρωνικών ελεγκτών γίνεται η αποκανονικοποίηση του διανύσματος εξόδου.

Στο τρίτο στάδιο της εκπαίδευσης καθορίζεται η **χρονοσειρά εκπαίδευσης, τα δεδομένα εκπαίδευσης, τα δεδομένα επαλήθευσης και τα δεδομένα εφαρμογής**. Οι διαθέσιμες **πραγματικές χρονοσειρές εκπαίδευσης** είναι τρεις και έχουν **διάρκεια 180sec** με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

1. Μέτριας έντασης άνεμος με μέτριες μεταβολές –  $V_1$
2. Ασθενής άνεμος με μεγάλες μεταβολές –  $V_2$
3. Ισχυρός άνεμος με μέτριες μεταβολές –  $V_3$

Η δειγματοληψία των χρονοσειρών είναι ανά 0.00165sec επομένως τα διανύσματα εισόδου-εξόδου θα αποτελούνται από 109091 στοιχεία. Χρησιμοποιούνται τα πρώτα 90sec



της χρονοσειράς για την εκπαίδευση του νευρωνικού δικτύου και τα υπόλοιπα 90sec για την προσομοίωση στην πραγματική λειτουργία και την αξιολόγηση της εκπαίδευσης. Επομένως τα διανύσματα εκπαίδευσης αποτελούνται από 54546 στοιχεία το οποία είναι αρκετά για τον καθορισμό των βαρών των συνάψεων στο ΤΝΔ. Έτσι, από τα 54546 στοιχεία το 70% επιλέγεται τυχαία και αποτελούν τα δεδομένα εκπαίδευσης, το 15% επιλέγονται τυχαία και αποτελούν τα δεδομένα επαλήθευσης και τέλος το υπόλοιπο 15% αποτελούν τα δεδομένα εφαρμογής. Η εκπαίδευση του ΤΝΔ δεν επηρεάζεται από την τυχαία επιλογή των δεδομένων εκπαίδευσης, καθώς το δείγμα είναι αρκετά μεγάλο.

**Στο τέταρτο στάδιο** πρέπει να **αρχικοποιηθούν οι τιμές των βαρών** των νευρώνων και της ενσωματωμένης μνήμης. Για τα βάρη των συνάψεων επιλέγονται τυχαία μικρές τιμές. Για την αρχικοποίηση της ενσωματωμένης μνήμης χρησιμοποιούνται τα διανύσματα εισόδου και εξόδου και ολισθαίνουν τα πρώτα δυο στοιχεία των διανυσμάτων αυτών στην μνήμη.

**Στο πέμπτο στάδιο καθορίζεται ο αλγόριθμος εκπαίδευσης.** Στους ελεγκτές που εξετάστηκαν χρησιμοποιήθηκαν δυο διαφορετικοί αλγόριθμοι που εμφανίζονται συχνά στην βιβλιογραφία, ο Levenberg-Marquardt backpropagation και ο Gradient Descent. Ο αλγόριθμος ANNC1 τα αποτελέσματα του οποίου θα παρουσιαστούν στη συνέχεια χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο Levenberg-Marquardt backpropagation. Ο αλγόριθμος Levenberg-Marquardt είναι από τους γρηγορότερους αλγόριθμους με ικανοποιητικά αποτελέσματα που όμως απαιτεί πολύ περισσότερη μνήμη από άλλους αλγορίθμους.

**Κάθε αλγόριθμος εκπαίδευσης σταματάει με βάση κάποια κριτήρια**, όπως το μικρότερο σφάλμα, **τα οποία επιλέγονται πριν την έναρξη της εκπαίδευσης.** Τα κριτήρια τερματισμού που χρησιμοποιήθηκαν κατά την εκπαίδευση των πέντε νευρωνικών ελεγκτών οι οποίοι εξετάστηκαν είναι:

- Μέγιστος αριθμός επαναλήψεων (max epoch): 1000
- Μέγιστος χρόνος εκπαίδευσης: 4000sec
- Μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MSE) μικρότερο από:  $10^{-7}$
- Μικρότερη κλίση (gradient):  $10^{-7}$
- Αριθμός αποτυχημένων επαληθεύσεων: 6

### **3.5.5 Αποτελέσματα εκπαίδευσης νευρωνικού ελεγκτή**

Σε αυτή την ενότητα θα εξεταστούν τα αποτελέσματα της εκπαίδευσης του ελεγκτή ANNC1 ο οποίος εμφάνισε και τα ευνοϊκότερα αποτελέσματα. Ο ελεγκτής ANNC1 εκπαιδεύτηκε με την πραγματική χρονοσειρά εκπαίδευσης  $V_1$ , με αλγόριθμο εκπαίδευσης τον Levenberg-Marquardt και οι νευρώνες του καθορίστηκαν στους 17. Ο χρόνος εκπαίδευσης, το μέσο τετραγωνικό



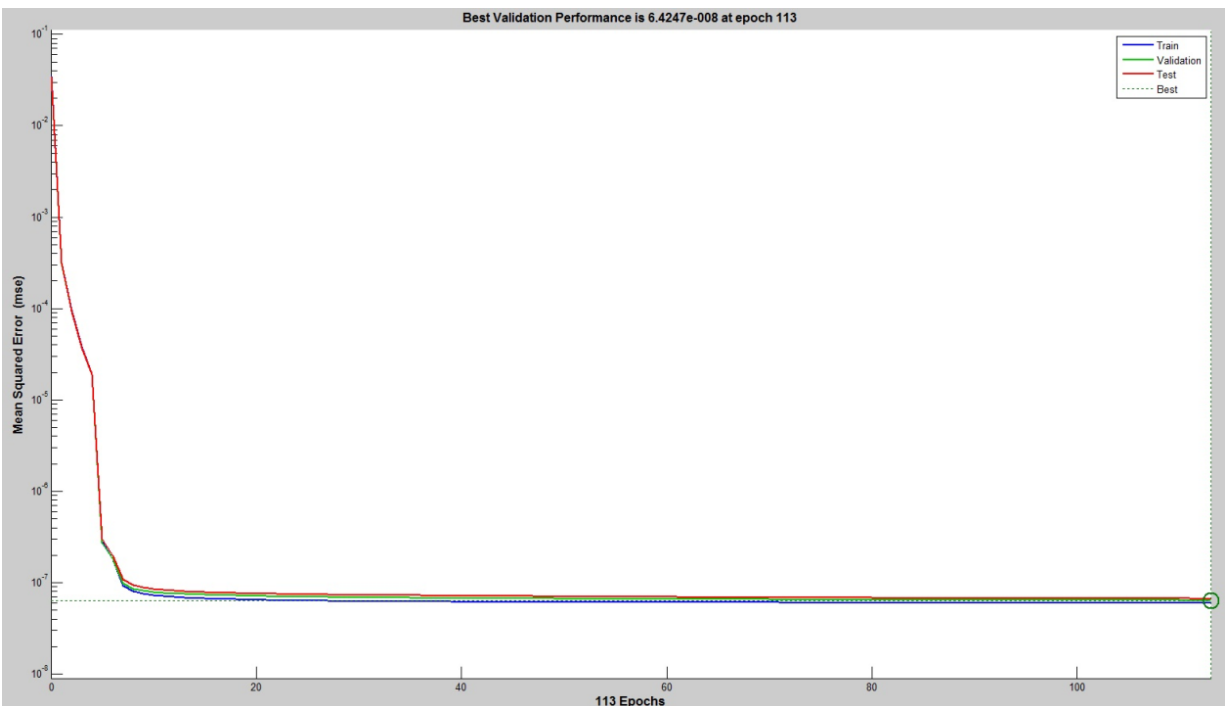
σφάλμα, η μικρότερη κλίση της καμπύλης εκπαίδευσης και ο αριθμός των επαναλήψεων για την εκπαίδευση του ANNC1 φαίνονται στον πίνακα 5.2.

**Πίνακας 3.3**

*Παράμετροι εκπαίδευσης του ANNC1*

|                                      |                      |
|--------------------------------------|----------------------|
| <b>Χρόνος εκπαίδευσης</b>            | 171sec               |
| <b>Μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MSE)</b> | $6.16 \cdot 10^{-8}$ |
| <b>Minimum Gradient</b>              | $9.99 \cdot 10^{-8}$ |
| <b>Epochs</b>                        | 113                  |

Η καμπύλη μάθησης φαίνεται στο Σχ. 3.51 όπου παρατηρείται ότι από τις πρώτες 20 επαναλήψεις το μέσο τετραγωνικό σφάλμα είναι **μικρότερο από  $10^{-7}$**  το οποίο επιβεβαιώνει ότι ο αλγόριθμος Levenberg-Marquardt έχει **πάρα πολύ γρήγορη σύγκλιση**, δηλαδή τα βάρη των νευρώνων στις πρώτες επαναλήψεις έχουν διαμορφώσει την τελική τους τιμή σε μεγάλο βαθμό. Στις υπόλοιπες 93 επαναλήψεις το σφάλμα μειώνεται ελάχιστα ενώ η εκπαίδευση σταματάει μετά από 171sec εξαιτίας της υπέρβασης της ελάχιστης κλίσης (minimum Gradient). Η απόκριση της εκπαίδευσης του ANNC1 φαίνεται στο Σχ. 3.52, όπου παρατηρείται ότι το σφάλμα μετά από 113 επαναλήψεις των δεδομένων εισόδου εξόδου είναι **μικρότερο από 0.002** πράγμα το οποίο σημαίνει ότι έχει επιτευχθεί πολύ καλή σύγκλιση. Η σύγκλιση αυτή δεν σημαίνει απαραίτητα και την άριστη συμπεριφορά του ελεγκτή αν δεν αποφευχθούν φαινόμενα υπερεκπαίδευσης.



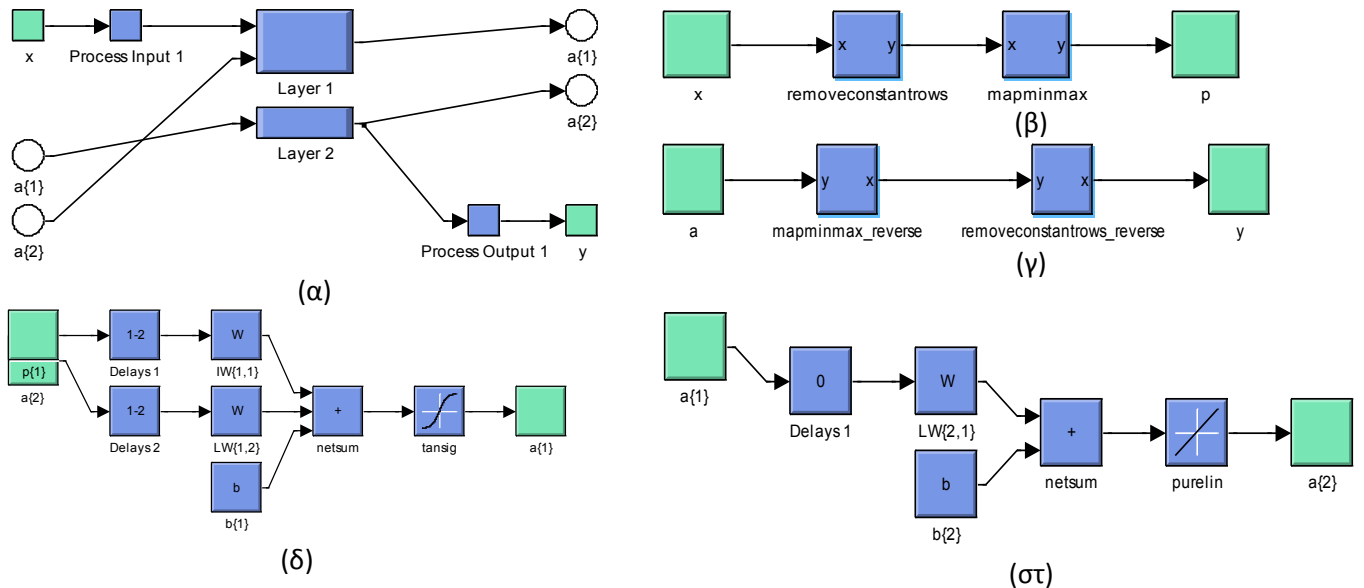
**Σχ. 3.51** Καμπύλη μάθησης του ελεγκτή ANNC1



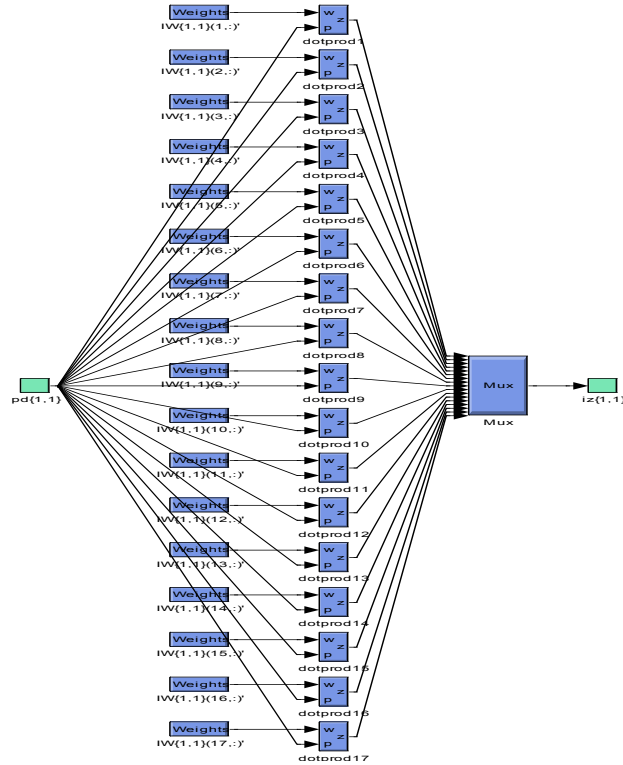
Σχ. 3.52 Απόκριση εκπαίδευσης και σφάλμα ανα χρονική στιγμή από την επιθυμητή στην τελευταία επανάληψη του ελεγκτή ANNC1

### 3.5.6 Το μοντέλο προσομοίωσης

Το μοντέλο προσομοίωσης των ελεγκτών υλοποιήθηκε στο SIMULINK με την βοήθεια του Neural Network toolbox. Στα Σχ. 3.53 και Σχ. 3.54 παρουσιάζονται τα διάφορα μέρη από τα οποία αποτελείται ο ελεγκτής.



Σχ. 3.53 α) Μοντέλο SIMULINK για το νευρωνικό ελεγκτή β) Επεξεργασία δεδομένων εισόδου – κανονικοποίηση (Process input 1) γ) Επεξεργασία δεδομένων εξόδου – αποκανονικοποίηση (Process input 1) δ) Κρυφό επίπεδο νευρώνων (layer 1) στ) Το επίπεδο εξόδου (layer 2)



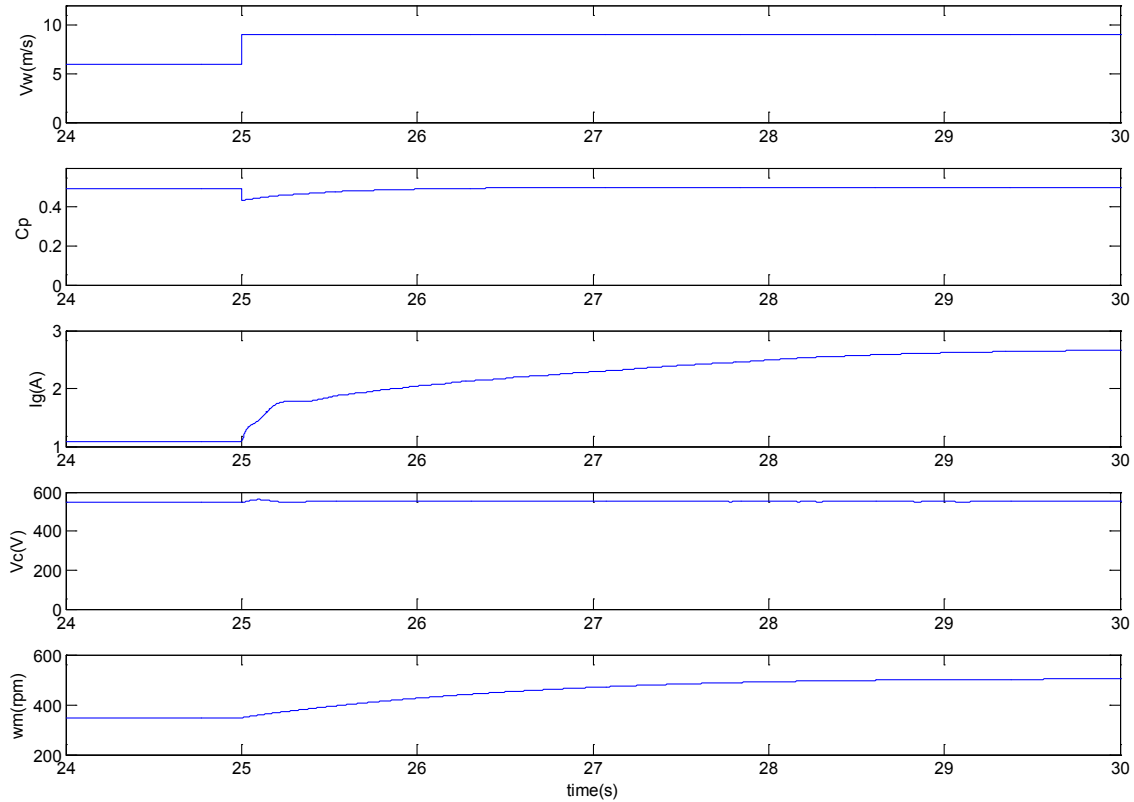
Σχ. 3.54 Οι νευρώνες και τα βάρη των συνάψεων

### 3.5.7 Απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου

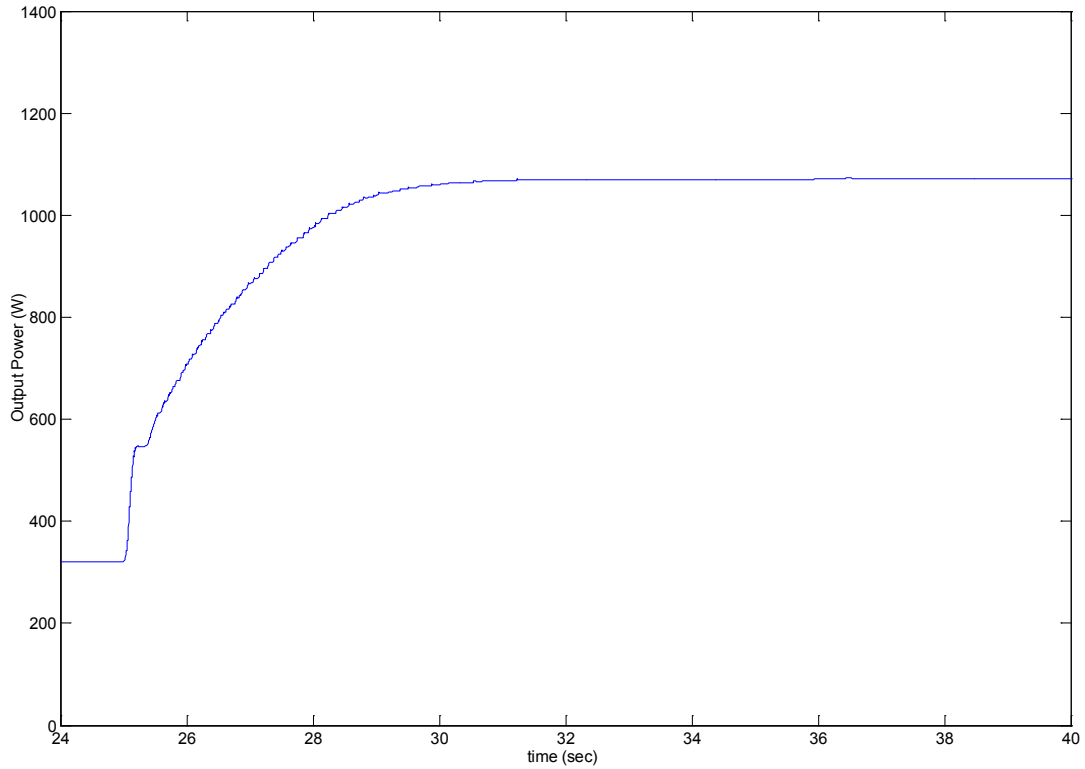
Στο Σχ. 3.55 εμφανίζονται τα διαγράμματα των προσομοιωμένων μεγεθών για μεταβατική κατάσταση της τιμής της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 6 στα 9m/sec τη χρονική στιγμή  $t = 25 \text{ sec}$ , με τη μέθοδο ανίχνευσης μέγιστης ισχύος βασισμένη στα νευρωνικά δίκτυα. Φαίνεται πως στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής  $C_p$  αγγίζει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25sec το ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας αυξάνεται για 5sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 9m/sec ενώ ο συντελεστής  $C_p$  χρειάζεται περίπου 4sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η τάση στο δίαυλο συνεχούς παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Η αύξηση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή αύξηση της παραγόμενης ισχύος.

Η παραγόμενη ισχύς μεταβαίνει στη νέα τιμή της σε χρόνο περίπου ίσο με 6sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.56. Στο Σχ. 3.57 φαίνονται τα διαγράμματα, προσομοιωμένων μεγεθών απόκρισης του συστήματος σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας ενός σταθερού ανέμου από τα 9 στα 6m/sec, τη χρονική στιγμή  $t = 25 \text{ sec}$  χρησιμοποιώντας τον ίδιο ελεγκτή ΜΡΡΤ. Στο χρονικό διάστημα από τα 0 έως 25sec το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή μέγιστης ισχύος, αφού ο συντελεστής,  $C_p$ , αγγίζει τη μέγιστη τιμή του δηλαδή 0,5. Τη χρονική στιγμή 25sec το

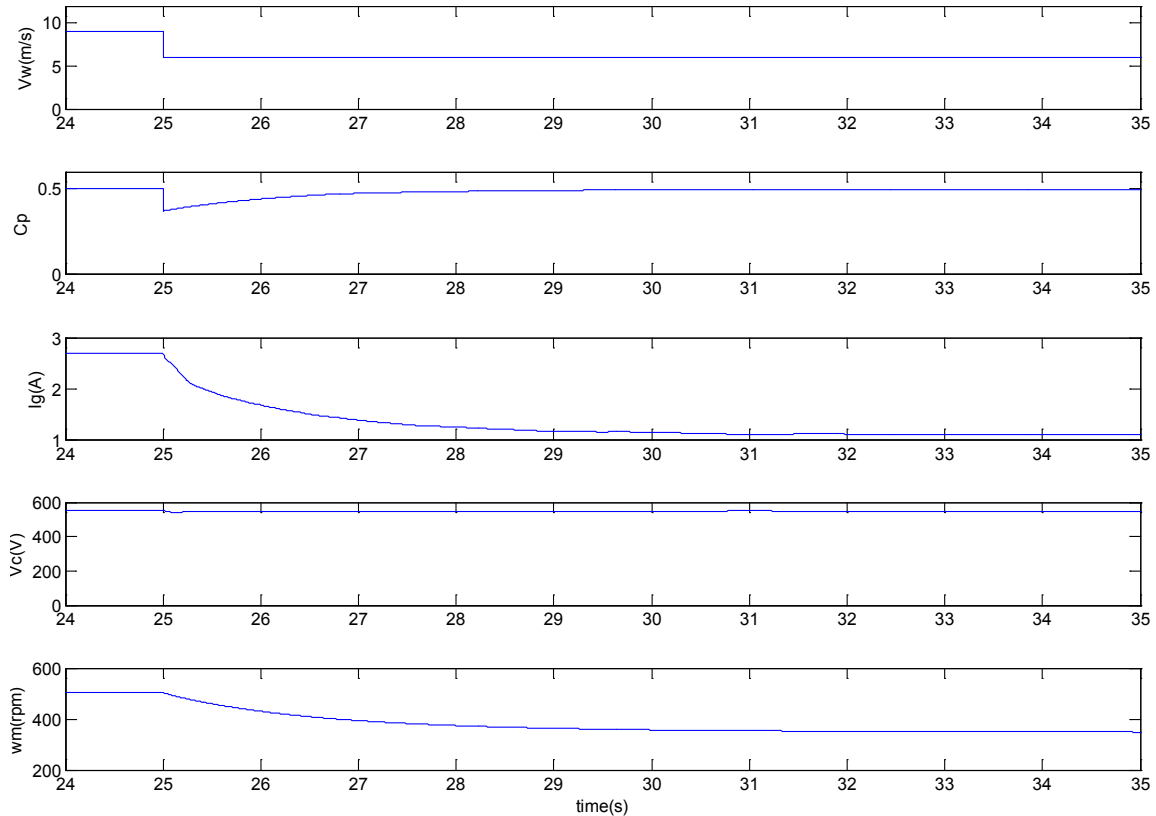
ανορθωμένο ρεύμα της γεννήτριας μειώνεται για 8sec μέχρι να σταθεροποιηθεί για ταχύτητα του ανέμου 6 m/sec, ενώ ο συντελεστής,  $C_p$ , χρειάζεται περίπου 6sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα μέγιστη τιμή του. Η μείωση της ταχύτητας του ανέμου έχει ως αποτέλεσμα και τη σταδιακή μείωση της παραγόμενης ισχύος. Η παραγόμενη ισχύς μεταβαίνει στη νέα τιμή της σε χρόνο περίπου ίσο με 10sec όπως φαίνεται στο Σχ. 3.58.



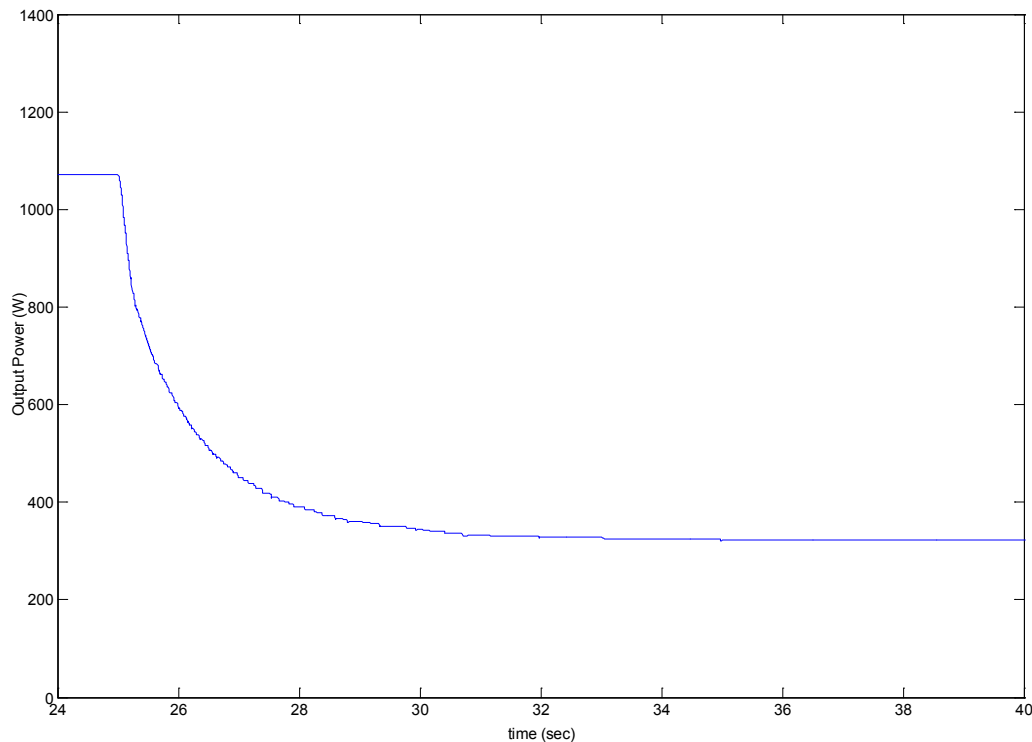
**Σχ. 3.55** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 6 σε 9 m/s



**Σχ. 3.56** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου για βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/sec.



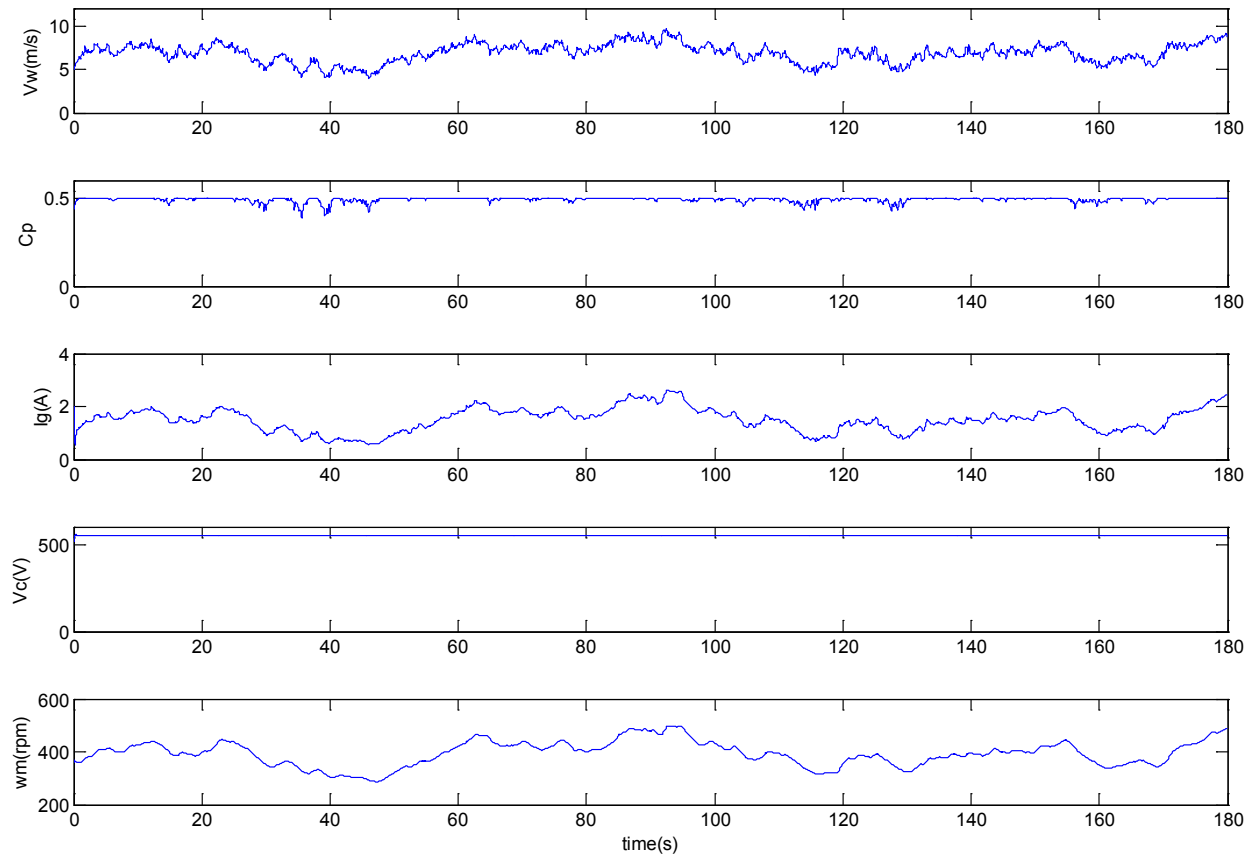
**Σχ. 3.57** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s



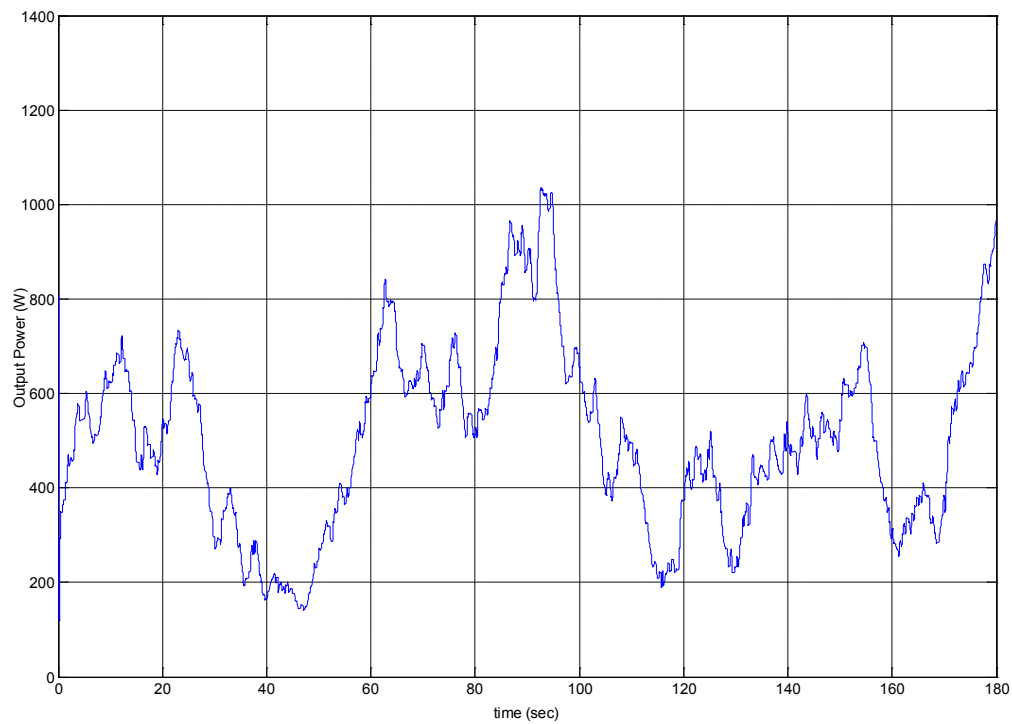
Σχ. 3.58 Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου σε μεταβατική κατάσταση για ταχύτητα ανέμου από 9 σε 6 m/s

### 3.5.8 Απόκριση του συστήματος σε πραγματική κατάσταση λειτουργίας

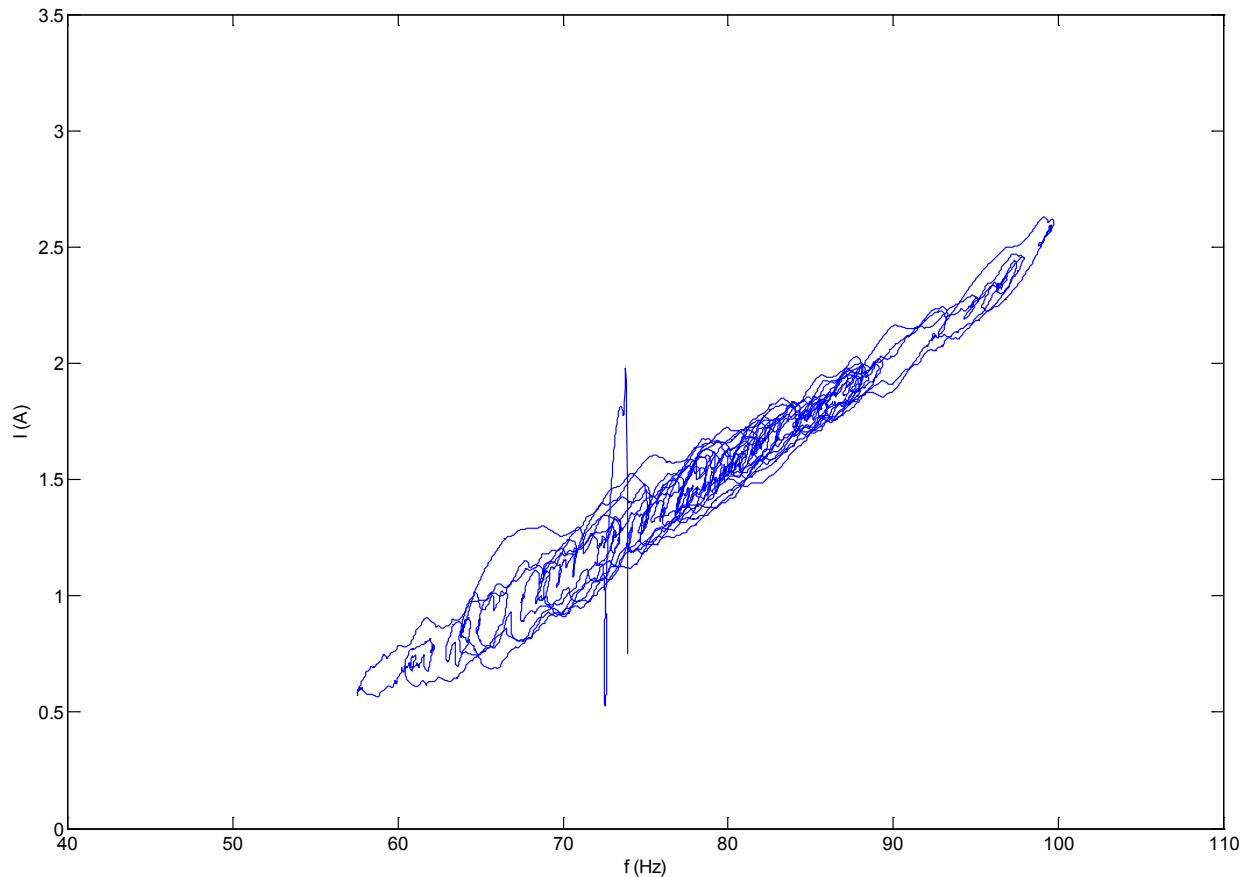
Στη συνέχεια αξιολογείται η συμπεριφορά του συστήματος με το συγκεκριμένο ελεγκτή σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας με τον άνεμο να μεταβάλλεται όπως φαίνεται στο Σχ. 3.10. Προσομοιώνοντας το μοντέλο με είσοδο τη χρονοσειρά του Σχ. 3.10 λαμβάνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχ. 3.59. Όπως παρατηρείται ο συντελεστής,  $C_p$ , διατηρείται κοντά στη μέγιστη τιμή του με αποτέλεσμα η μέση ισχύς εξόδου να είναι 504W, τιμή πολύ κοντά στη θεωρητικά μέγιστη μέση ισχύς που προσλαμβάνεται από τα πτερύγια με βάση την σχέση 3.4 για  $C_p$  ίσο με 0,5, η οποία είναι 535 W. Στο Σχ. 3.60 απεικονίζεται η αποδιδόμενη ισχύς στο φορτίο η οποία προκύπτει από την προσομοίωση του μοντέλου. Στο Σχ. 3.61 φαίνεται η χαρακτηριστική καμπύλη συχνότητας ρεύματος που τελικά το σύστημα επιτυγχάνει.



**Σχ. 3.59** Προσομοίωση απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.



**Σχ. 3.60** Προσομοιωμένη ισχύς εξόδου απομονωμένης λειτουργίας για χρονοσειρά ανέμου.



**Σχ. 3.61** Χαρακτηριστική καμπύλη ηλεκτρικής συχνότητας γεννήτριας – ανορθωμένου ρεύματος γεννήτριας που ο αλγόριθμος επιτυγχάνει για χρονοσειρά ανέμου.

### 3.5.9 Αξιολόγηση

Με βάση τα αποτελέσματα τα οποία παρουσιάστηκαν στη ενότητα αυτή φαίνεται ότι ο ελεγκτής ΤΝΔ αποκρίνεται ικανοποιητικά τόσο σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου όσο και σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Όσον αφορά σε βηματικές μεταβολές ο ελεγκτής ΤΝΔ έδειξε να αποκρίνεται σχεδόν όσο γρήγορα αποκρίθηκε και ο ελεγκτής ασαφούς λογικής με το χρόνο απόκρισης του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  να είναι μόλις 4.22 sec ενώ του ανορθωμένου ρεύματος της γεννήτριας μόλις 5 sec. Η μέση ισχύς εξόδου για δεδομένη χρονοσειρά ανέμου υπολογίσθηκε στα 504W, τιμή μόλις 2% μικρότερη από την αντίστοιχη του ελεγκτή ασαφούς λογικής.

Συνοψίζοντας ο ελεγκτής ΤΝΔ επέδειξε σχεδόν τις ίδιες επιδόσεις με τον ελεγκτή ασαφούς λογικής. Βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί η ικανότητα του ελεγκτή να εκπαιδεύεται και να ακολουθεί με ακρίβεια μια δεδομένη καμπύλη εμφανίζοντας έτσι άριστα αποτελέσματα σε ένα μεγάλο εύρος ανεμολογικών συνθηκών χωρίς να χρειαστεί να γίνει καμία αναπροσαρμογή του ελέγχου. Κάτι τέτοιο θεωρείται ιδιαίτερα ευνοϊκό σε περιπτώσεις όπου



οι εκάστοτε ανεμολογικές συνθήκες διαφέρουν αρκετά κατά τη διάρκεια του έτους. Ταυτόχρονα η εξάρτηση από τη δεδομένη καμπύλη δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα αφού οι ελεγκτές ΤΝΔ έχουν την ικανότητα να **αναπροσαρμόζουν τη χαρακτηριστική καμπύλη** για την οποία έχουν εκπαιδευτεί. Η δυνατότητα αυτή προέρχεται από την online εκπαίδευση η **οποία μπορεί να μεταβάλλει τα εσωτερικά βάρη των νευρώνων** σε ένα δίκτυο κατά την διάρκεια λειτουργίας του συστήματος της ανεμογεννήτριας με βάση έναν όρο σφάλματος. Έτσι, ένα σύστημα ελέγχου της ανεμογεννήτριας με ΤΝΔ **δεν επηρεάζεται από μεταβολές των μηχανικών χαρακτηριστικών της Α/Γ**, οι οποίες δύνανται να επηρεάσουν του κλασικούς ελεγκτές οι οποίοι χρησιμοποιούν δεδομένες χαρακτηριστικές καμπύλες.

### 3.6 Σύγκριση των μεθόδων ελέγχου

Σε αυτό το κεφάλαιο, συνοψίζονται τα κυριότερα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν μέχρι αυτό το σημείο, ώστε να συγκριθούν τα τρία συστήματα ελέγχου ΜΡΡΤ που παρουσιάστηκαν. Η σύγκριση θα πραγματοποιηθεί με κριτήρια την απόκριση των συστημάτων των αντίστοιχων ελεγκτών.

#### 3.6.1 Απόκριση των συστημάτων σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου

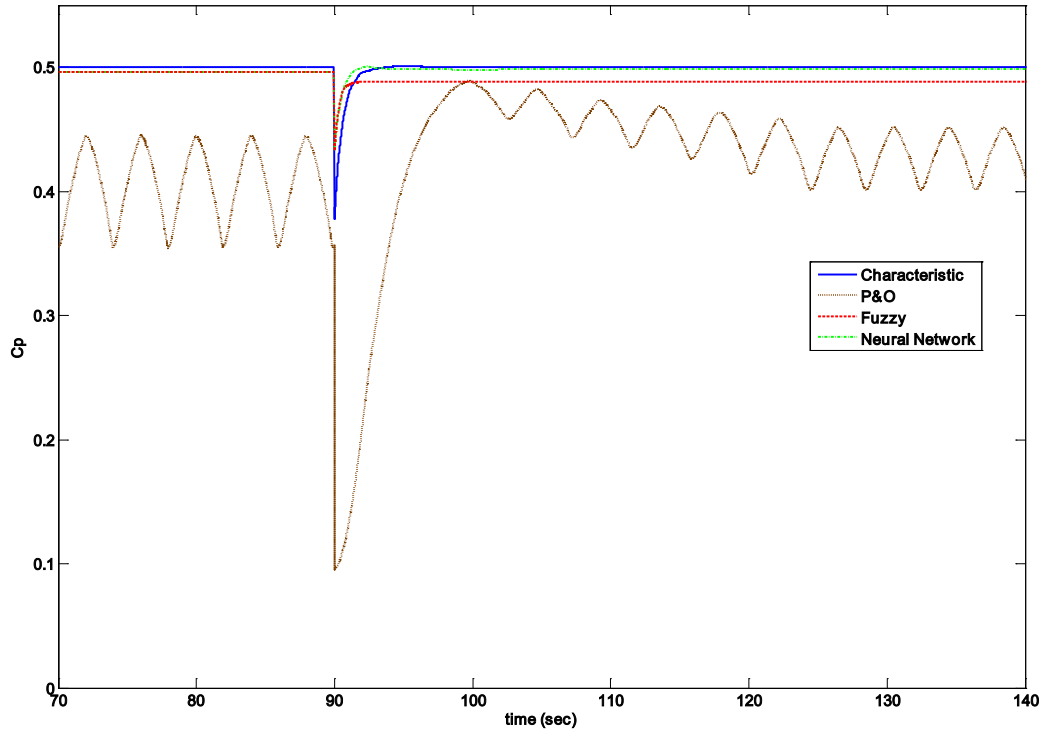
Σε πρώτο στάδιο συγκρίνονται οι τέσσερις ελεγκτές ως προς την απόκριση του συστήματος σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου από τα 6 στα 9m/sec. Σε επίπεδο προσομοίωσης αξιολογείται η απόκριση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  ως μέτρο της ταχύτητας αλλά και της ακρίβειας σύγκλισης στο σημείο μέγιστης ισχύος. Στο Σχ. 3.62α φαίνεται η απόκριση του  $C_p$  για τους τρεις ελεγκτές που εξετάστηκαν. Ο ελεγκτής Ρ&Ο δείχνει να έχει τη βραδύτερη απόκριση, περίπου 35sec, ενώ φυσικά εξαιτίας των διαρκών μεταβολών σταθερού βήματος ταλαντώνεται ακόμα και στη μόνιμη κατάσταση. Ο ελεγκτής βέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών αποκρίνεται σε 6.15sec. Ακολουθεί ο ελεγκτής που χρησιμοποιεί ΤΝΔ με 4.22sec ενώ ο ελεγκτής ασαφούς λογικής είναι ο ταχύτερος με χρόνο απόκρισης τα 2.4sec. Ωστόσο, ο τελευταίος εμφανίζει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης της τάξης του 2% και για την οποία έγινε λόγος στην ενότητα 3.4.4. Έτσι ο ελεγκτής που βασίζεται στη βέλτιστη χαρακτηριστική λειτουργίας επιτυγχάνει τη μεγαλύτερη μέση τιμή για το  $C_p$  με 0.499. Ακολουθεί ο ελεγκτής ΤΝΔ με  $C_p = 0.497$ , ο ασαφούς λογικής με  $C_p = 0.492$  και τέλος ο Ρ&Ο με  $C_p = 0.429$ .

Με σκοπό να εξεταστούν τα μειονεκτήματα των ελεγκτών δεδομένης χαρακτηριστικής και Ρ&Ο τα οποία συζητήθηκαν στις προηγούμενες ενότητες, εξετάζεται μία ακόμα περίπτωση. Εφαρμόζεται η ίδια βηματική μεταβολή ανέμου, μόνο που αυτή τη φορά χρησιμοποιείται μία

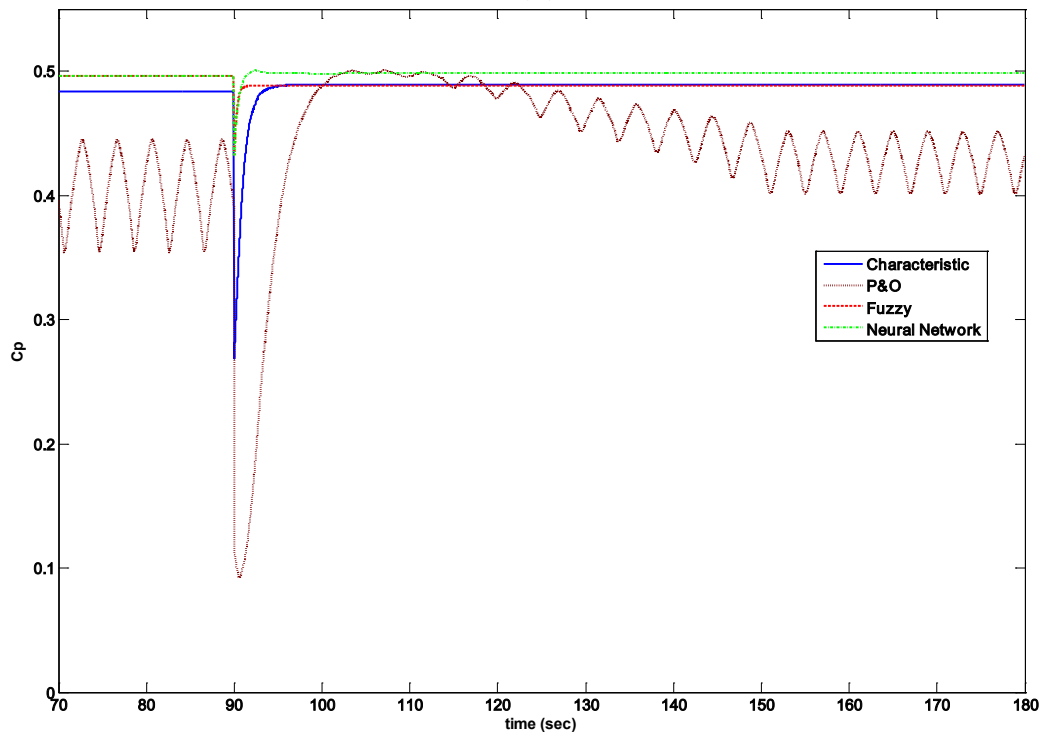
χαρακτηριστική ροπής-στροφών η οποία αποκλίνει κατά 20% της βέλτιστης ενώ όσον αφορά στον ελεγκτή P&O χρησιμοποιείται ακραία τιμή αρχικοποίησης του λόγου  $D$  ίση με 0.7. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχ. 3.62β. Ο χρόνος απόκρισης για τον ελεγκτή δεδομένης χαρακτηριστικής είναι τώρα 9.88sec, για τον ελεγκτή P&O είναι 66sec, ενώ για τους ελεγκτές ΤΝΔ και ασαφούς λογικής παρέμεινε ίδιος. Οι αντίστοιχες μέσες τιμές είναι 0.486, 0.44, 0.496 και 0.492 αντίστοιχα. Στο Σχ. 3.63 φαίνονται τα πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο για τους τρεις ελεγκτές. Ο χρόνος απόκρισης της ισχύος για τον ελεγκτή που χρησιμοποιεί τη βέλτιστη χαρακτηριστική είναι 4.8sec, για τον ελεγκτή ασαφούς λογικής 3.8sec, ενώ για τον P&O 22sec. Στον πίνακα 3.3 συνοψίζονται οι χρόνοι απόκρισης για το κάθε σύστημα στις δύο περιπτώσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω ενώ στις παρενθέσεις φαίνονται οι χρόνοι απόκρισης της ισχύος στο πείραμα.

Πίνακας 3.4  
Μέσες τιμές  $C_p$  και αντίστοιχοι χρόνοι απόκρισης

| Applied Method         | Average value (Case 1) | Response time (Case 1) | Average value (Case 2) | Response time (Case 2) |
|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| Optimum Characteristic | 0.499                  | 6.15 sec<br>(4.8 sec)  | 0.486                  | 9.88 sec               |
| P&O                    | 0.429                  | 35 sec<br>(22 sec)     | 0.44                   | 66 sec                 |
| Fuzzy logic            | 0.492                  | 2.4 sec<br>(3.8 sec)   | 0.492                  | 2.24 sec               |
| Neural Network         | 0.497                  | 4.22 sec               | 0.496                  | 4.21 sec               |

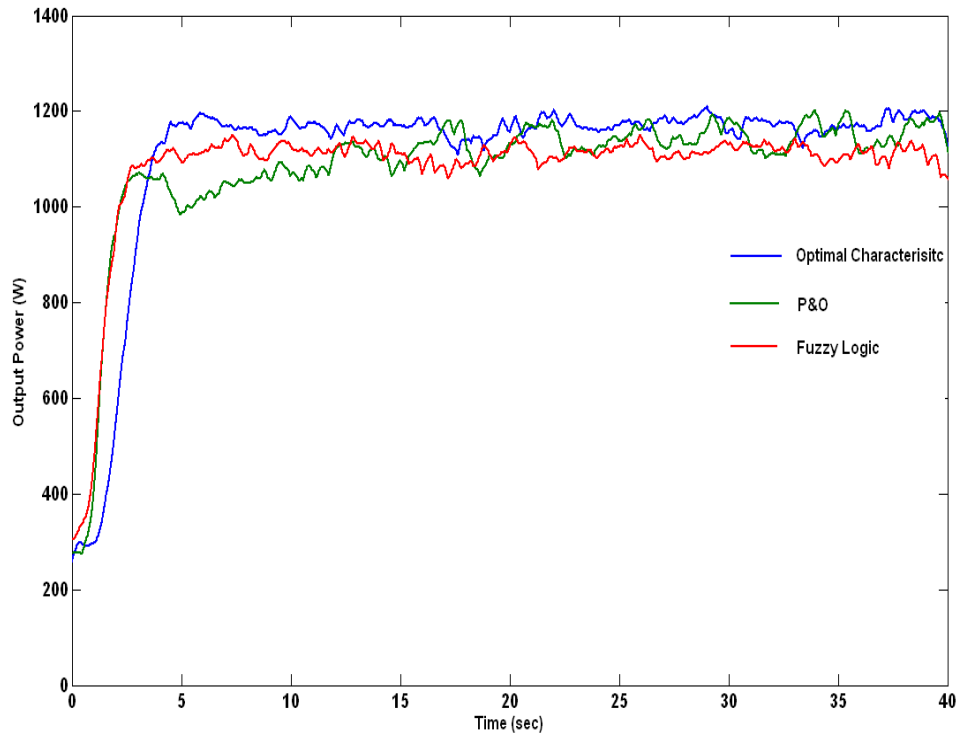


(α)



(β)

Σχ. 3.62 Απόκριση αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/sec. α) Περίπτωση βέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών, αρχικό  $D=0.4$  β) Περίπτωση υποβέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών και αρχικό  $D = 0.7$

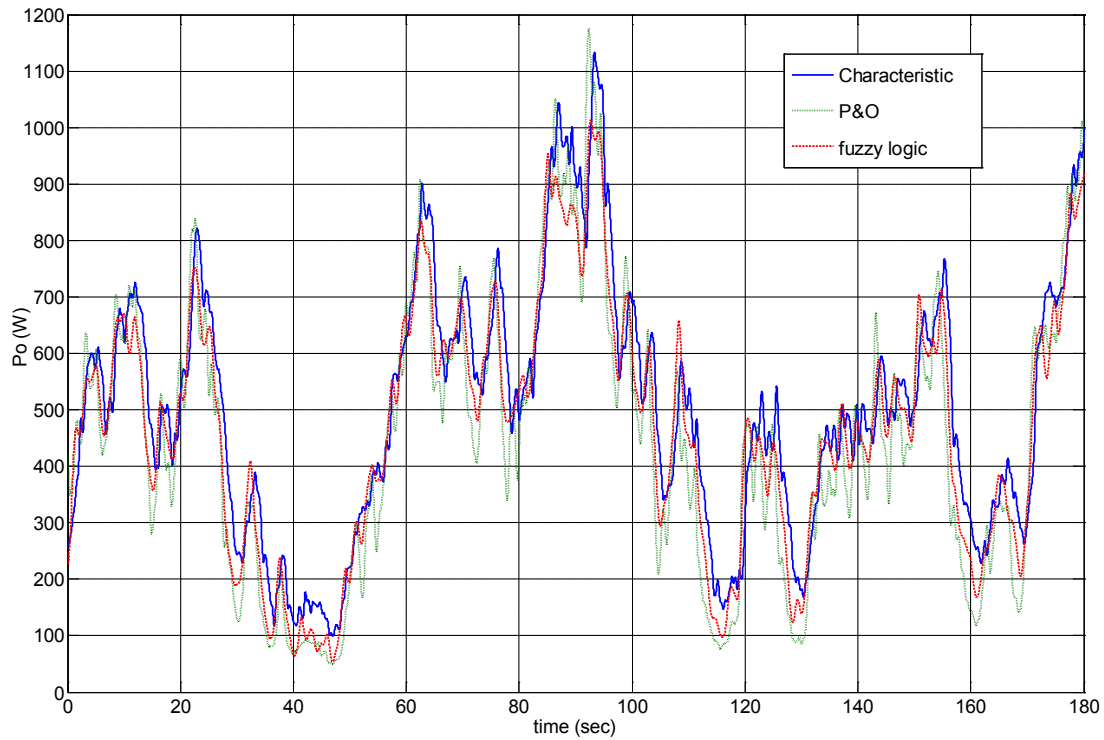


Σχ. 3.63 Μέτρηση ισχύος εξόδου σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9m/sec

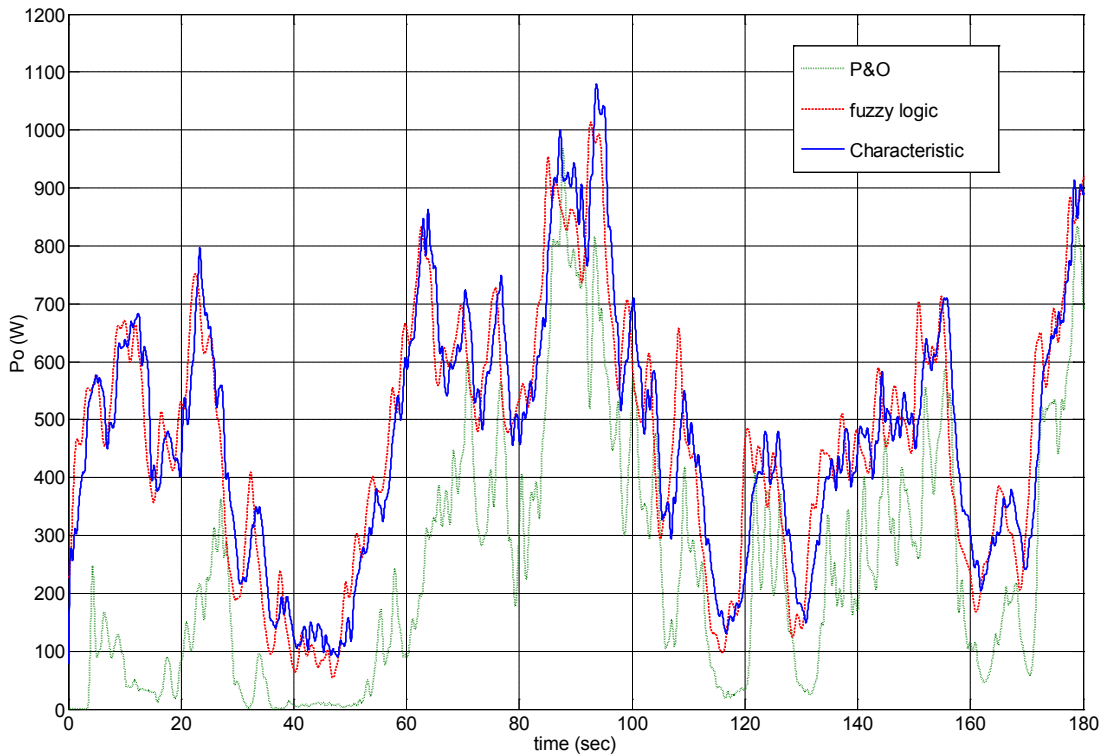
### 3.6.2 Απόκριση των συστημάτων σε εξομοιωμένη πραγματική κατάσταση λειτουργίας

Σε δεύτερο σκέλος οι τρεις ελεγκτές συγκρίνονται ως προς την ισχύ που αποδίδεται για τη δεδομένη χρονοσειρά ανέμου του Σχ. 3.10. Στο Σχ. 3.64 φαίνονται οι μετρούμενες στο πείραμα ισχύς εξόδου των τριών ελεγκτών για της δύο περιπτώσεις της προηγούμενης ενότητας.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 3.46α το σύστημα που χρησιμοποιεί τον ελεγκτή δεδομένης χαρακτηριστικής παρουσιάζει ευσταθή λειτουργία ενώ η μέση τιμή της ισχύος εξόδου είναι 520W. Δεν ισχύει, ωστόσο, το ίδιο στην περίπτωση υποβέλτιστης χαρακτηριστικής, η οποία φαίνεται στο Σχ. 3.46β όπου η μέση ισχύς έχει πέσει στα 380W. Όσον αφορά στον ελεγκτή P&O στο Σχ. 3.46β φαίνονται καθαρά τα προβλήματα σύγκλισης στο σημείο μέγιστης ισχύος στην περίπτωση ακραίας τιμής αρχικοποίησης του D. Ο ελεγκτής ασαφούς λογικής φαίνεται καθαρά πως παραμένει ανεπηρέαστος επιδεικνύοντας μια εύρυθμη λειτουργία σε κάθε περίπτωση. Ο πίνακας 3.5 συνοψίζει τα παραπάνω αποτελέσματα αλλά και τα αποτελέσματα των αντίστοιχων προσομοιώσεων. Σε παρένθεση βρίσκονται οι τιμές που μετρήθηκαν στο πείραμα.



(α)



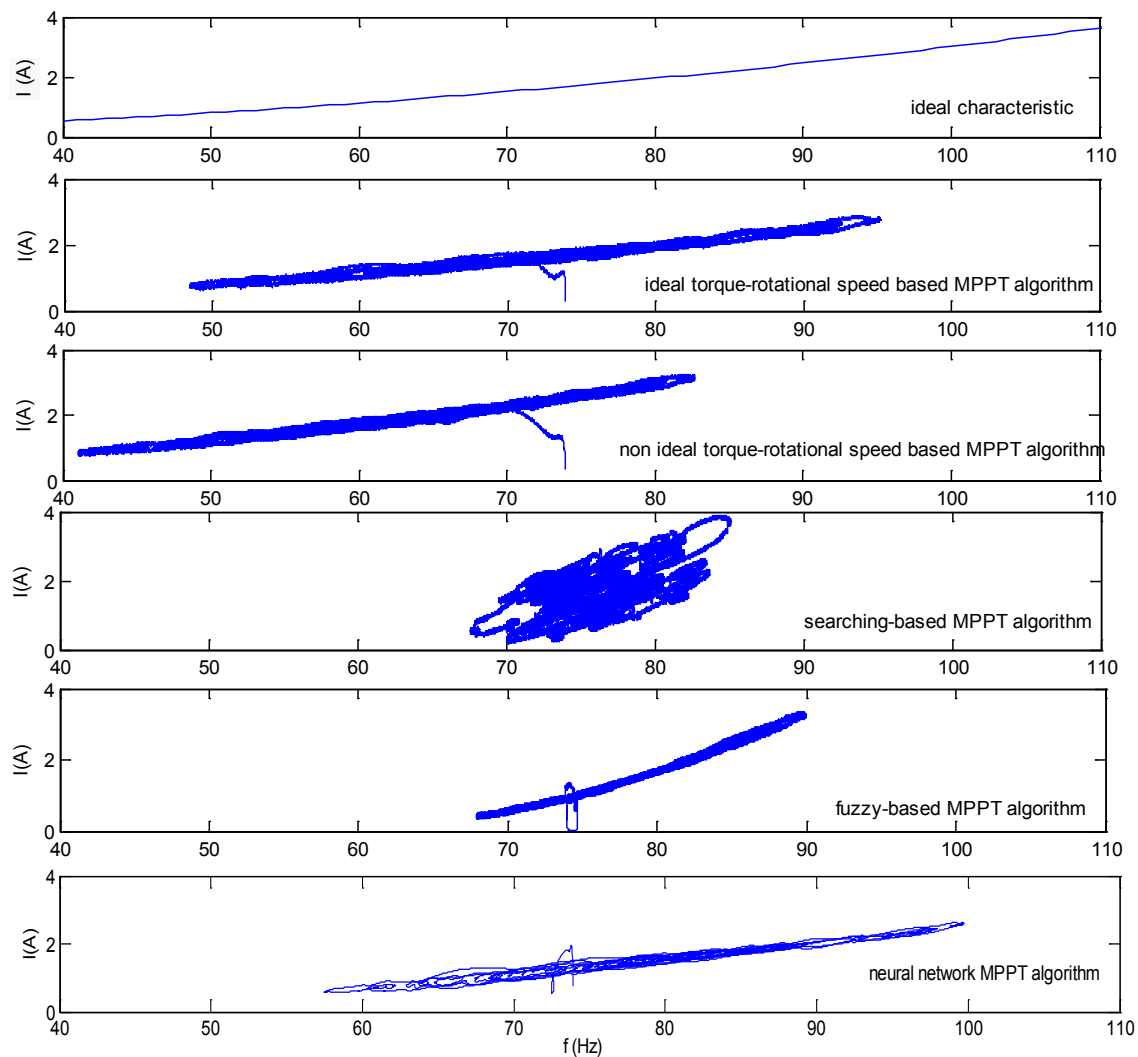
(β)

**Σχ. 3.64** Μέτρηση ισχύος εξόδου για δεδομένη χρονοσειρά ανέμου. α) Περίπτωση βέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών, αρχικό  $D=0.4$  β) Περίπτωση υποβέλτιστης χαρακτηριστικής ροπής - στροφών και αρχικό  $D = 0.7$ .

Πίνακας 3.5  
Μέσες τιμές ισχύος εξόδου,  $P_o$

| Applied Method         | Average $P_o$ value<br>(Case 1) | Average $P_o$ value<br>(Case 2) |
|------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| Optimum Characteristic | 520W<br>(463W)                  | 382W<br>(379W)                  |
| P&O                    | 475W<br>(419W)                  | 305W                            |
| Fuzzy logic            | 512W<br>(476W)                  | 512W<br>(476W)                  |
| Neural Network         | 504W                            | 502W                            |

Τέλος στο Σχ. 3.65 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες ρεύματος- συχνότητας στις οποίες τελικά τα μοντέλα κατορθώνουν να λειτουργήσουν μετά από κάθε έλεγχο.



Σχ. 3.65 Χαρακτηριστικές καμπύλες ηλεκτρικής συχνότητας γεννήτριας – ανορθωμένου ρεύματος γεννήτρια για χρονοσειρά ανέμου

### 3.6.3 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή έγινε η σύγκριση των τεσσάρων μεθόδων ελέγχου και αξιολογήθηκαν τόσο τα πειραματικά αποτελέσματα όσο και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. **Ο έλεγχος μέσω δεδομένης χαρακτηριστικής** παραμένει η λιγότερο απαιτητική μέθοδος όσον αφορά στον υπολογιστικό φόρτο, η απλούστερη στην υλοποίηση και η αποδοτικότερη σε περίπτωση που η δεδομένη χαρακτηριστική είναι η βέλτιστη. Ωστόσο, σημαντικό μειονέκτημα του συστήματος αποτελεί η εξάρτησή του από μια προκαθορισμένη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής στροφών η οποία και το καθιστά επιρρεπές σε ανακρίβειες **εξαιτίας γήρανσης του μηχανικού συστήματος ή στις ανοχές της ακρίβειας των αρχικών υπολογισμών της βέλτιστης καμπύλης**. Όπως φάνηκε στην παραπάνω ανάλυση, στη συγκεκριμένη περίπτωση το σύστημα παρουσίασε **αισθητή μείωση στη μέση τιμή της ισχύος εξόδου**.

Η μέθοδος P&O, αν και απλούστερη στην υλοποίηση από την αντίστοιχη ασαφούς λογικής, αντιμετωπίζει προβλήματα όσον αφορά στη ρύθμιση των διαφόρων παραμέτρων που σχετίζονται με τη σχετική διάρκεια αγωγής  $D$ , ενώ τα **όρια ανοχής της σε αλλαγές των παραμέτρων** αυτών είναι **ιδιαίτερα ανελαστικά**. Όπως αναδείχθηκε, η εφαρμογή της, τουλάχιστον όσον αφορά σε συστήματα μικρής ισχύος, **απαιτεί σημαντικές τροποποιήσεις** σε σχέση με τον τυπικό αλγόριθμο, ούτως ώστε να διασφαλιστεί η εύρυθμη λειτουργία της διάταξης

Ο ελεγκτής **ασαφούς λογικής** αναδείχθηκε ο **ταχύτερος όσον αφορά στη σύγκλιση στο σημείο μέγιστης ισχύος ανεξαρτήτως συνθηκών αρχικοποίησης**. Ταυτόχρονα, η ανεξαρτησία από δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλης λειτουργίας τον καθιστά ανεπηρέαστο σε αλλαγές αυτής λόγω γήρανσης ή ακόμα και σε κακές αρχικές εκτιμήσεις της. Ωστόσο, έγινε εμφανές οι μεγάλες αποκλίσεις από τις ανεμολογικές συνθήκες για τις οποίες έχει σχεδιαστεί ο ελεγκτής **απαιτούν την αναπροσαρμογή του** προκειμένου να μην υπάρχει μείωση των επιδόσεών του.

Ο ελεγκτής νευρωνικών δικτύων εμφάνισε σχεδόν τις ίδιες επιδόσεις με τον ελεγκτή ασαφούς λογικής. Βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί η ικανότητα του ελεγκτή να εκπαιδεύεται και να ακολουθεί με ακρίβεια μια δεδομένη καμπύλη εμφανίζοντας έτσι άριστα αποτελέσματα **σε ένα μεγάλο εύρος ανεμολογικών συνθηκών χωρίς να χρειαστεί να γίνει καμία αναπροσαρμογή του ελέγχου**. Κάτι τέτοιο θεωρείται ιδιαίτερα ευνοϊκό σε περιπτώσεις, όπου οι εκάστοτε ανεμολογικές συνθήκες εμφανίζουν μεγάλη μεταβλητότητα. Ταυτόχρονα η εξάρτηση από τη δεδομένη καμπύλη λειτουργίας δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα αφού οι ελεγκτές ΤΝΔ έχουν την ικανότητα να **αναπροσαρμόζουν τη χαρακτηριστική καμπύλη** για την οποία έχουν εκπαιδευτεί μέσω online εκπαίδευσης. Ωστόσο, παραμένει η απαιτητικότερη μέθοδος όσον αφορά στη χρήση υπολογιστικών πόρων.

### 3.7 Βιβλιογραφία

- [1] Α. Χανιώτης, Διδακτορική διατριβή “ανάπτυξη, προσομοίωση και κατασκευή συστήματος ελέγχου ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με γεννήτρια μόνιμων μαγνητών για απομονωμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία”
- [2] R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, “Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems,” *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, pp. 907-915, Nov. 1995.
- [3] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, “Autonomous renewable energy conversion system,” *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259–275, Jan. 2000.
- [4] Ch. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas: “A Hybrid Maximum Power Point Tracking System for Grid-Connected Variable Speed Wind-Generators”, *Power Electronics Specialists Conference 2008, PESC08*, June 15-19, 2008 Rhodes, Greece.
- [5] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, “Autonomous renewable energy conversion system,” *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259–275, Jan. 2000.
- [6] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182–184.
- [7] S. Kim, and E. Kim, “PSCAD/EMTDC – Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [8] A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, “Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system,” *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 235–245, Jun. 2001.
- [9] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, “Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, pp. 486-494, April 2006.
- [10] Ch. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas, A. Kladas: “A comparison of maximum-power point-tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators” *Electromotion 2009 - EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium*, 1-3 July 2009 - Lille, France.
- [11] Z.Chen, S.Arnalte Gomez, M. McCormick “A fuzzy logic controlled power electronic system for variable speed wind energy conversion systems”, *IEEE Power electronics and variable speed drives*, September 2000, Conference publication No.475
- [12] Simon Haykin: "Neural Networks and Learning Machines" Prentice Hall; 3 edition, November 28, 2008.
- [13] Pucci, M.: "Sensors-less neural maximum power point tracking control of induction machines wind generators by growing neural gas and minor component analysis EXIN + reduced order observer", *IET Control Theory & Applications*, Volume: 4 , Issue: 9, pp.1627-1638, 2010.
- [14] Pucci, M.; Cirrincione, M.: "Neural MPPT Control of Wind Generators With Induction Machines Without Speed Sensors" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 58 , Issue: 1, pp. 37-47,2011.



---

## Κεφάλαιο 4

---

### Ανάλυση διασυνδεδεμένης λειτουργίας Α/Γ

#### 4.1 Περιγραφή διασυνδεδεμένης λειτουργίας - Απαιτήσεις κωδίκων

Η ολοένα αυξανόμενη διείσδυση των αιολικών πάρκων η οποία σε πολλές Ευρωπαϊκές χώρες όπως η Γερμανία, η Ισπανία και η Δανία αγγίζει το 20% της εγκατεστημένης ισχύος, σημαίνει πως, πλέον, αποκτούν βασικό ρόλο, τόσο στο ενεργειακό ισοζύγιο όσο και στην ευστάθεια του δικτύου. Μια βασική διαφορά των αιολικών πάρκων με τους συμβατικούς σταθμούς είναι η πρωτογενής πηγή ενέργειας η οποία στην περίπτωση των αιολικών είναι μη ελεγχόμενη και δύσκολα προβλέψιμη αφού ο άνεμος είναι φαινόμενο στοχαστικό. Με βάση τα παραπάνω, στις μέρες μας ανέκυψε η ανάγκη θέσπισης κανόνων και κωδίκων για την σύνδεσή τους στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας.

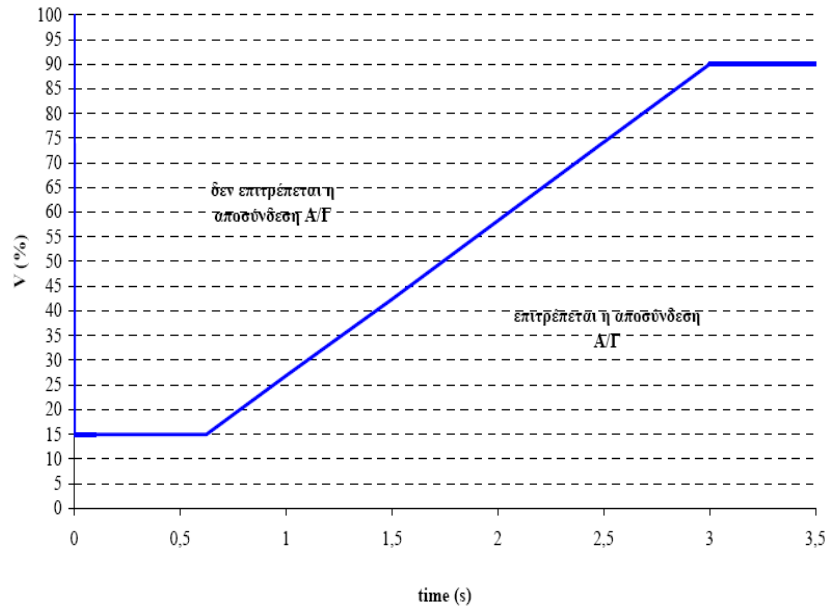
Εξαιτίας τη επίδρασής τους στα χαρακτηριστικά του δικτύου, τα αιολικά πάρκα, κυρίως στο παρελθόν, σε περιπτώσεις διαταραχών αποσυνδέονταν από το ζυγό. Κάτι τέτοιο σε περίπτωση μικρής διείσδυσης ήταν εφικτό χωρίς προβλήματα μεταβατικής ευστάθειας. Σε περίπτωση όμως μεγάλης διείσδυσης η οποία μπορεί για ένα ΣΗΕ να ξεπερνά το 20% η απότομη αφαίρεση αυτών των σταθμών από την συνολική παραγωγή ισοδυναμεί με μια πολύ μεγάλη διαταραχή που μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε μεταβατική αστάθεια ή ακόμα και σε μερικό ή ολικό μπλάκ-άουτ [1]. Συνεπώς για την διασφάλιση της ομαλής και ασφαλούς λειτουργίας των συστημάτων, αλλά και για να γίνει εφικτή η αύξηση του βαθμού διείσδυσης των Α/Γ στη συνολική παραγωγή, τίθενται αυτομάτως απαιτήσεις για συμμετοχή των αιολικών σταθμών στον έλεγχο και τη ρύθμιση παραμέτρων του συστήματος, στα πρότυπα των συμβατικών μονάδων παραγωγής. Στα σημερινά συστήματα ανεμογεννητριών ελέγχεται τόσο **η ενεργός ισχύς**, η οποία προσλαμβάνεται από την ανεμογεννήτρια, όσο και **η άεργος ισχύς** που ανταλλάσσεται με το δίκτυο, ενώ έχουν θεσπιστεί συγκεκριμένα **πρότυπα** [2]-[7] που διέπουν τη διασυνδεδεμένη λειτουργία των ανεμογεννητριών κατά τη **μόνιμη κατάσταση**, αλλά και κατά τη **διάρκεια σφαλμάτων**.

#### 4.1.1 Ανοχή σε βυθίσεις τάσης και αποκρίσεις σε περίπτωση βύθισης τάσης του δικτύου

Σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας η εμφάνιση ενός σφάλματος έχει ως επακόλουθο τη βύθιση της τάσης σε απομακρυσμένες από το σημείο του σφάλματος περιοχές. Η διάρκεια τέτοιων βυθίσεων μπορεί να ποικίλει από 100ms έως ακόμη και 2sec. Η αντιμετώπιση τέτοιων διαταραχών από συμβατικές μονάδες παραγωγής είναι η **παραμονή τους στο δίκτυο** και η **υποστήριξη της τάσης** μέσω των ρυθμιστών τάσεως που επεμβαίνουν άμεσα στη διέγερσή τους [8]-[12]. Σε αντίθεση με τους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής, αυτό που μέχρι πρόσφατα συνέβαινε σε μια ενδεχόμενη βύθιση στην τάση ενός αιολικού πάρκου (Α/Π) ήταν η άμεση απόζευξη του από το δίκτυο. Μια τέτοια αντιμετώπιση στο παρελθόν δεν είχε σοβαρές επιπτώσεις στη λειτουργία του συστήματος δεδομένου ότι η διείσδυση ήταν μικρή και η απώλεια της ισχύος αφενός δε δημιουργούσε μεγάλες διαταραχές, αφετέρου αντισταθμίζονταν από τους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής.

Με την αυξανόμενη διείσδυση των Α/Γ στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας και την εγκατάσταση σταθμών αιολικής παραγωγής που φτάνουν έως και δεκάδες MW, η εμφάνιση τέτοιων διαταραχών και η άμεση απομάκρυνση των σταθμών από το δίκτυο θα έχει σημαντική επίπτωση στη μεταβατική ευστάθεια του δικτύου, λόγω της έλλειψης ισοζυγίου παραγωγής κατανάλωσης, που μπορεί να οδηγήσει ακόμα και σε ολική απώλεια ισχύος. Για το λόγο αυτό υιοθετούνται νέοι κώδικες που περιγράφουν τη συμπεριφορά των Α/Γ σε τέτοιες διαταραχές. Οι κώδικες του συστήματος, πλέον, προβλέπουν **συγκεκριμένες και αυστηρές απαιτήσεις** για την ικανότητα παραμονής των Α/Γ σε λειτουργία υπό συνθήκες βύθισης τάσης οι οποίες είναι γνωστές και ως ανοχή σε σφάλματα (Fault Ride Through, FRT) και σε διαταραχές βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through, LVRT) [1]-[7] και εκφράζονται υπό τη μορφή καμπυλών τάσης χρόνου όπως αυτή του Σχ. 4.1 [7]. Σύμφωνα με την καμπύλη αυτή, για βυθίσεις τάσης πάνω από το όριο, οι Α/Γ **πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένες στο δίκτυο** ενώ η **αποσύνδεση** τους είναι **επιτρεπτή μόνο σε βυθίσεις κάτω από το όριο**. Η καμπύλη του Σχ. 4.1 είναι μια τυπική καμπύλη, η μορφή της οποίας εξαρτάται από τις ιδιαιτερότητες του κάθε συστήματος και για το λόγο αυτό ανά χώρα έχουν θεσπίσει διαφορετικές καμπύλες που περιγράφουν πλήρως τη συμπεριφορά των αιολικών πάρκων τα οποία είναι συνδεδεμένα στο δίκτυο τους.

Τέλος, οι απαιτήσεις που περιγράφονται αναλυτικά στους κώδικες δεν εξαντλούνται στις καμπύλες βύθισης τάσης. Επιπλέον, επιβάλλεται η **ταχεία επαναφορά της ενεργού και αέργου ισχύος εξόδου** του σταθμού στα προ της διαταραχής επίπεδα αμέσως μετά την επάνοδο της τάσης στα κανονικά επίπεδα λειτουργίας. Σε ορισμένους κώδικες επιβάλλεται η **αυξημένη παραγωγή αέργου ισχύος** από τις Α/Γ κατά τη διάρκεια της διαταραχής προκειμένου να **γίνει υποστήριξη της τάσης του δικτύου**, συμπεριφορά που είναι όμοια με την υπερδιέγερση των συμβατικών σύγχρονων γεννητριών που πραγματοποιείται από τους αυτόματους ρυθμιστές τάσης.



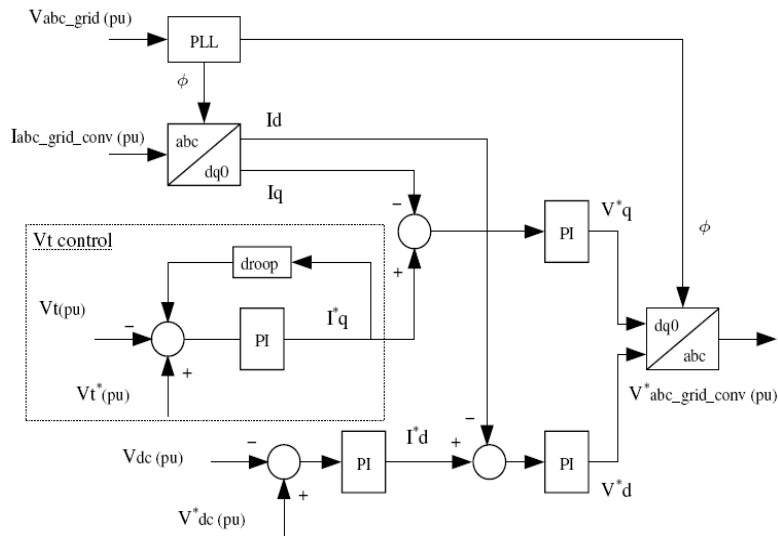
Σχ. 4.1 Τυπική καμπύλη προδιαγραφών ανοχής σε βυθίσεις τάσεις των A/Γ [7]

## 4.2 Σχεδίαση ελεγκτή αντιστροφέα για διασυνδεδεμένη λειτουργία

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας ο τριφασικός αντιστροφέας τύπου πηγής τάσης μετατρέπει τη συνεχή τάση της εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης σε εναλλασσόμενη μεταβλητού πλάτους και συχνότητας όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 1. Λειτουργεί με SPWM τεχνική παλμοδότησης αποτελούμενος από 6 IGBTs με αντιπαράλληλες διόδους οι οποίες επιτρέπουν την αγωγή ρεύματος από το φορτίο προς την είσοδο σε περίπτωση που ο συντελεστής ισχύος είναι διάφορος της μονάδας. Στόχος του είναι να μετάγει την ισχύ την οποία δέχεται στο δίκτυο κρατώντας σταθερή την τάση του πυκνωτή στην είσοδό του. Αυτό το κατορθώνει χρησιμοποιώντας **διανυσματικό έλεγχο της τάσης και ρύθμιση ρεύματος**, διαδικασία που υλοποιεί αντίστοιχος ελεγκτής. Ένα βασικό χαρακτηριστικό του είναι η **ικανότητα ρύθμισης του συντελεστή ισχύος** σε χαρακτήρα τόσο χωρητικό όσο και επαγωγικό.

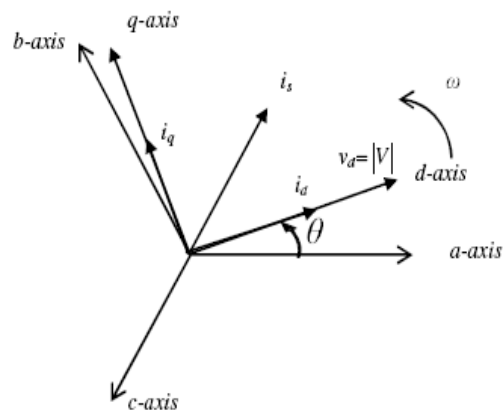
Η κύρια λειτουργία του ελεγκτή του αντιστροφέα είναι η μεταγωγή στο δίκτυο όλης της ενεργού ισχύος η οποία αποδίδεται από την A/Γ, πραγματοποιώντας σταθεροποίηση της συνεχούς τάσης στον πυκνωτή εισόδου του. Έστω, λοιπόν, ότι το σύστημα λειτουργεί εγχέοντας στο δίκτυο ισχύ ανάλογη της ταχύτητας ανέμου. Εάν μια ριπή ανέμου αυξήσει την αεροδυναμική ροπή τότε λόγω της λειτουργίας του MPPT ελεγκτή θα υπάρξει αύξηση του ρεύματος στην είσοδο του αντιστροφέα και η τάση στον πυκνωτή εισόδου του θα τείνει να αυξηθεί. Μόλις ο ελεγκτής αντιληφθεί την αύξηση θα πραγματοποιήσει κατάλληλη ρύθμιση της παλμοδότησης του αντιστροφέα, ώστε να αυξηθεί η ενεργός ισχύς που μετάγεται και η

τάση να παραμείνει σταθερή. Αντίστροφη είναι η διαδικασία που θα ακολουθηθεί αν υπάρξει μείωση της ταχύτητας ανέμου. Στο Σχ. 4.2 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελεγκτή [14].



Σχ. 4.2 Δομικό διάγραμμα ελεγκτή αντιστροφέα

Η αρχή λειτουργίας του ελεγκτή βασίζεται σε διανυσματικό έλεγχο της τάσης που παράγει ο αντιστροφέας ώστε να γίνεται κατάλληλη ρύθμιση του ρεύματος που εγχέεται στο δίκτυο. Ο διανυσματικός έλεγχος πραγματοποιείται σε ένα στρεφόμενο πλαίσιο το οποίο περιστρέφεται με τη γωνιακή ταχύτητα της τάσης του δικτύου. Συγκεκριμένα, δειγματοληπτείται η τάση του δικτύου από την οποία λαμβάνεται η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των τριών διανυσμάτων της. Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής αποτελεί την ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου πλαισίου στο οποίο γίνεται ο έλεγχος. Τα τριφασικά ρεύματα στην πλευρά του δικτύου αναλύονται με τη σειρά τους στο συγκεκριμένο πλαίσιο, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.3. Όπως είναι φυσικό, από τη στιγμή που το πλαίσιο περιστρέφεται με την γωνιακή ταχύτητα της τάσης του δικτύου, ο d άξονας θα συμπίπτει με το συνιστάμενο διάνυσμα της τάσης  $V$  και κατά συνέπεια θα ισχύει  $|V|=V_d$  ενώ  $V_q=0$  όπως φαίνεται στο Σχ. 4.3.



Σχ. 4.3 d-q πλαίσιο αναφοράς

Επίσης είναι γνωστό ότι η στιγμιαία τιμή της ενεργού ισχύος στο τριφασικό σύστημα δίνεται από τη σχέση

$$P(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (4.1)$$

Με μετασχηματισμό σε d - q πλαίσιο η ενεργός και η άεργος ισχύς θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (4.2)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_d i_q - v_q i_d) \quad (4.3)$$

Για το συγκεκριμένο πλαίσιο αναφοράς όπου  $|V| = v_d$  ενώ  $v_q = 0$  λαμβάνονται οι τελικές σχέσεις που δίνουν την ενεργό και την άεργο ισχύ.

$$P = \frac{3}{2} |V| i_d \quad (4.4)$$

$$Q = \frac{3}{2} |V| i_q \quad (4.5)$$

Είναι φανερό από τις σχέσεις αυτές ότι για το συγκεκριμένο πλαίσιο αναφοράς η ενεργός και η άεργος ισχύς που μεταφέρονται από τον αντιστροφέα στο δίκτυο είναι συνάρτηση των d και q συνιστωσών του ρεύματος αντίστοιχα. Για το λόγο αυτό ελέγχοντας τις συγκεκριμένες συνιστώσες είναι δυνατή η ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος. Παρόλο που ο έλεγχος της ενεργού και άεργου ισχύος φαίνεται να είναι ανεξάρτητος, στην πράξη κάτι τέτοιο δεν ισχύει αφού οποιαδήποτε ρύθμιση γίνει στο ένα από τα δύο μεγέθη έχει επίπτωση και στο άλλο κάτι που θα φανεί και από τις αποκρίσεις ισχύος οι οποίες παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο.

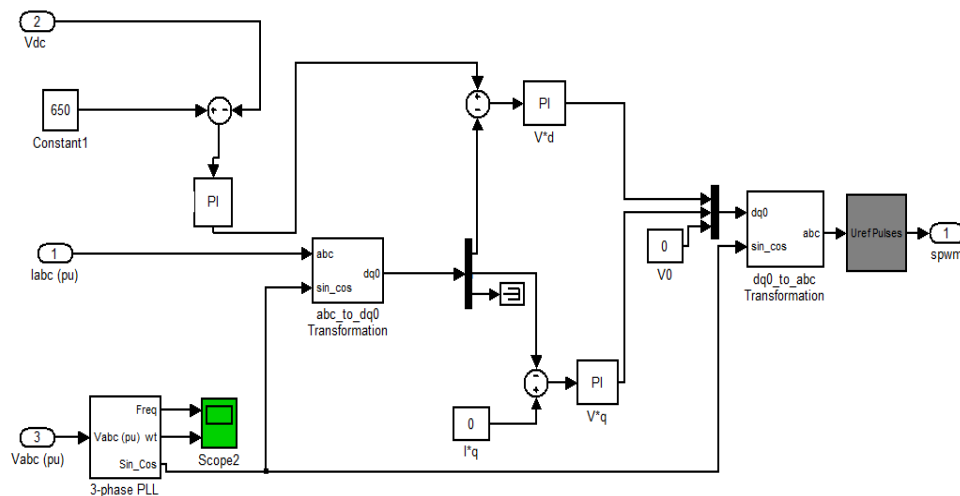
Για να διατηρήσει την τάση του πυκνωτή στη είσοδό του σταθερή ο ελεγκτής δειγματοληπτεί τη στιγμιαία τιμή της συνεχούς τάσης στην είσοδο και τη συγκρίνει με την επιθυμητή τάση. Το σφάλμα από την σύγκριση αυτή περνάει μέσα από έναν PI ελεγκτή στην έξοδο του οποίου λαμβάνεται το ρεύμα της d συνιστώσας το οποίο θα κρατήσει την τάση σταθερή. Το ρεύμα αυτό ονομάζεται ρεύμα αναφοράς  $I_d^*$ , και φαίνεται στο Σχ. 4.2. Το  $I_d^*$  θα συγκριθεί με το πραγματικό ρεύμα της d συνιστώσας, το οποίο λαμβάνεται από το μετασχηματισμό d-q. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης, αφού περαστεί από ένα PI ελεγκτή αποτελεί το σήμα αναφοράς της d συνιστώσας της τάσης,  $V_d^*$ .

Με ανάλογο τρόπο μπορεί να γίνει ρύθμιση ή παρακολούθηση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και κατά συνέπεια και υποστήριξη του δικτύου με άεργο ισχύ σε περίπτωση που χρειαστεί. Στην περίπτωση αυτή, η τάση αναφοράς  $V_t^*$  συγκρίνεται με την πραγματική  $V_t$  και το σφάλμα της σύγκρισης, αφού περαστεί από ένα PI ελεγκτή αποτελεί το ρεύμα της q συνιστώσας, το οποίο ονομάζεται ρεύμα αναφοράς  $I_q^*$ . Στη συνέχεια, η τιμή  $I_q^*$  συγκρίνεται με την πραγματική τιμή  $I_q$  και το αποτέλεσμα της σύγκρισης, αφού περαστεί από ένα PI ελεγκτή, αποτελεί το σήμα αναφοράς της q συνιστώσας της τάσης,  $V_q^*$ . Για  $I_q^* = 0$  η άεργος

ισχύς είναι μηδενική. Τέλος, οι τάσεις αναφοράς  $V_d^*$  και  $V_q^*$  μετασχηματίζονται σε  $V_{abc\_grid\_conv}^*$  οι οποίες είναι οι επιθυμητές τάσεις στην έξοδο και χρησιμοποιούνται από την SPWM παλμοδότηση.

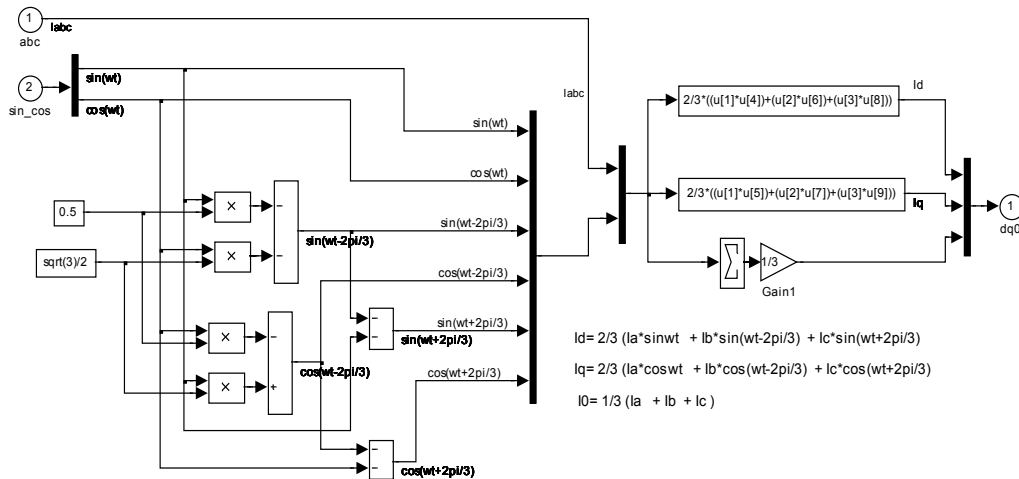
Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του ελεγκτή είναι η στιγμιαία ταύτιση ως προς τη συχνότητα και την αλληλουχία των φάσεων της τάσης του δικτύου με την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Η ιδιότητα αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι το στρεφόμενο πλαίσιο, στο οποίο γίνεται ο έλεγχος, περιστρέφεται με τη συχνότητα της τάσης του δικτύου και έτσι τόσο η τάση όσο και το ρεύμα που θα δίνει ο αντιστροφέας θα έχουν την ίδια συχνότητα και την ίδια αλληλουχία φάσεων με τα αντίστοιχα μεγέθη του δικτύου.

Το μοντέλο προσομοίωσης του ελέγχου φαίνεται στο Σχ. 4.4 όπου ένα PLL (Phase Locked Loop) δίνει την γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των τριών φασικών διανυσμάτων των τάσεων του δικτύου. Με βάση την γωνιακή ταχύτητα των τάσεων του δικτύου συγχρονίζεται και το στρεφόμενο διανυσματικό πλαίσιο στο οποίο μετασχηματίζονται η τάση και το ρεύμα εξόδου. Στην έξοδο του ελεγκτή γίνεται η αντίστροφη διαδικασία όπου οι  $V_d^*$  και  $V_q^*$  συνιστώσες της τάσης θα μετασχηματιστούν στα σήματα διαμόρφωσης των παλμών αγωγής του αντιστροφέα.

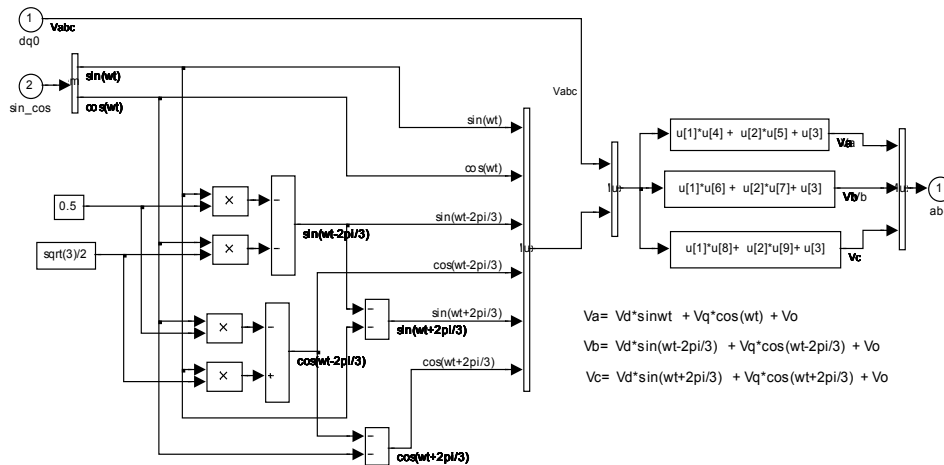


Σχ. 4.4 Μοντέλο προσομοίωσης του ελεγκτή του αντιστροφέα

Ο μετασχηματισμός των abc τριφασικών μεγεθών στο d-q πλαίσιο γίνεται χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό Park, όπως φαίνεται στη υπορουτίνα του Σχ. 4.5. Η υπορουτίνα δέχεται στην είσοδο τις στιγμιαίες τιμές του ρεύματος και τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής,  $\omega$ , και βάσει των εξισώσεων μετασχηματίζει τα μεγέθη στο d-q πλαίσιο. Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής είναι αυτή της τάσης του δικτύου, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός του πλαισίου αναφοράς με τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής της τάσης του δικτύου. Ο μετασχηματισμός από d-q σε abc πραγματοποιείται από την υπορουτίνα του Σχ. 4.6 σύμφωνα με τις αντίστροφες σχέσεις του Park.



Σχ. 4.5 Υπορουτίνα υλοποίησης μετασχηματισμού Park.



Σχ. 4.6 Υπορουτίνα υλοποίησης αντίστροφου μετασχηματισμού Park

Στη συνέχεια το σφάλμα της στιγμιαίας τιμής της τάσης από την τάση αναφοράς των 650 V τροφοδοτείται σε έναν PI ελεγκτή, το κέρδος του οποίου είναι 0.0011, ενώ η σταθερά ολοκλήρωσης έχει τιμή 20. Η έξοδος του PI συγκρίνεται εκ νέου με την πραγματική τιμή της d συνιστώσας του ρεύματος και το αποτέλεσμα της σύγκρισης τροφοδοτείται σε δεύτερο PI κέρδος 10 και σταθερά ολοκλήρωσης 10. Ο τρίτος PI,  $V_q^*$ , έχει κέρδος 100 και σταθερά ολοκλήρωσης 110.

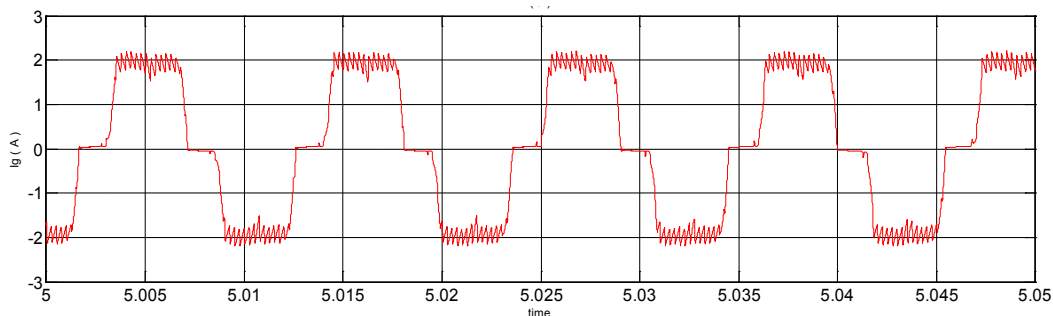
Το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα δίνει στην έξοδό του τρία ημίτονα με διαφορά φάσης  $120^\circ$  που είναι και **τα ημίτονα διαμόρφωσης του αντιστροφέα**. Τα σήματα αυτά τροφοδοτούνται με την σειρά τους σε μια γεννήτρια παλμών SPWM που λειτουργεί με διακοπτική συχνότητα 2kHz. Οι παλμοί της γεννήτριας αντιστοιχίζονται στη συνέχεια στο κατάλληλο IGBT του αντιστροφέα.

### 4.3 Διασυνδεδεμένη λειτουργία

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση της λειτουργίας του μοντέλου **σε σταθερή ταχύτητα ανέμου**, δηλαδή σταθερή αεροδυναμική ροπή στον άξονα της γεννήτριας. Παρουσιάζονται οι αποκρίσεις των ηλεκτρικών μεγεθών της γεννήτριας και των μετατροπέων. Οι αποκρίσεις αυτές **θα συγκριθούν με πειραματικά αποτελέσματα** για να διαπιστωθεί η ορθότητα τους.

#### 4.3.1 Αποκρίσεις για σταθερή αεροδυναμική ροπή

Για δεδομένη ταχύτητα ανέμου το αεροδυναμικό μέρος δίνει μια σταθερή μηχανική ροπή στον άξονα της γεννήτριας. Από τη στιγμή που δεν υπάρχει μεταβολή στην τιμή της ροπής το σύστημα θα ισορροπήσει σε μια μόνιμη κατάσταση στην οποία γίνεται καταγραφή όλων των ηλεκτρικών μεγεθών της γεννήτριας. Συγκεκριμένα καταγράφονται τα ρεύματα στο στάτη, η ηλεκτρική ροπή, η μηχανική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής και η συχνότητα του ρεύματος που αναπτύσσεται. Στο Σχ. 4.7 φαίνεται το ρεύμα του στάτη στη μόνιμη κατάσταση για ταχύτητα ανέμου 10 m/s και αφού έχει επέλθει μόνιμη κατάσταση.



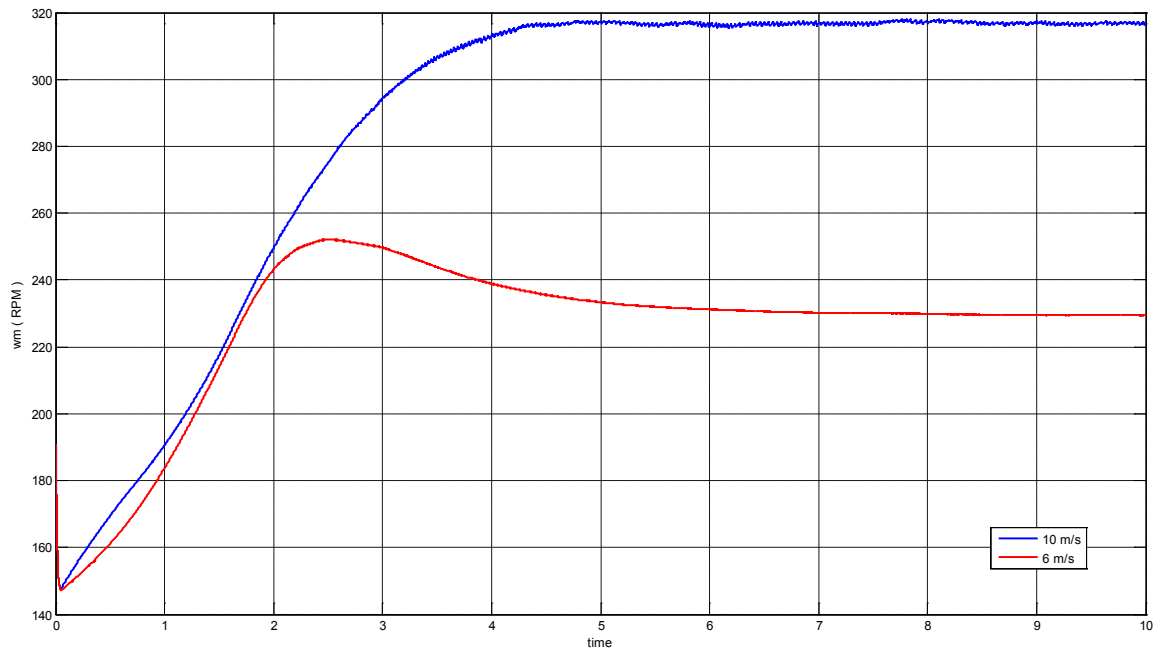
Σχ. 4.7 Ρεύμα στη μία φάση του στάτη της γεννήτριας για ταχύτητα 10 m/s.

Η μηχανική ροπή που αντιστοιχεί σε ταχύτητα ανέμου 10 m/s φτάνει στα 28Nm, όπως προκύπτει από το υποσύστημα που προσομοιώνει την αεροδυναμική των πτερυγίων. Παρατηρώντας το ρεύμα σημειώνεται ότι για 10 m/s, το μέγιστο πλάτος είναι 2A και βασική αρμονική 63Hz αντίστοιχα. Το ρεύμα περιέχει ανώτερες αρμονικές σε υψηλή συχνότητα λόγω του διακοπτικού στοιχείου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης, ο οποίος λειτουργεί με συχνότητα 4 kHz.

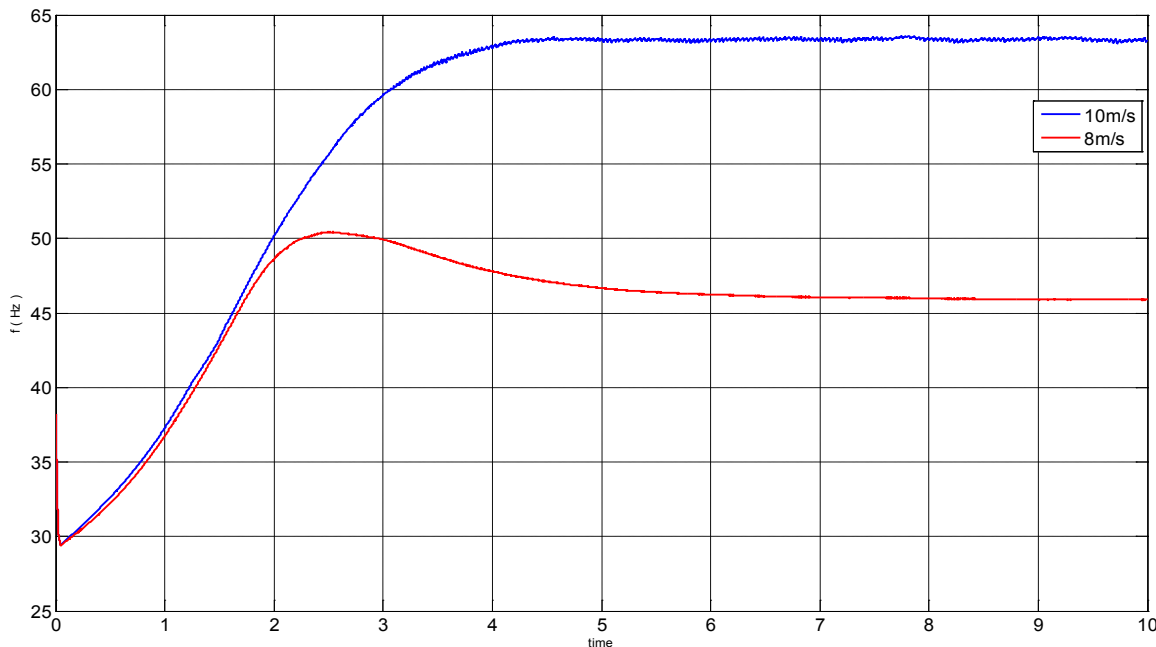
Ένα από τα πλεονεκτήματα της χρήσης σύγχρονης γεννήτριας σε συνδυασμό με μετατροπείς ΕΡ/ΣΡ/ΕΡ είναι η αποσύζευξη της συχνότητας της γεννήτριας από εκείνη του δικτύου. Οι στροφές της γεννήτριας δεν περιορίζονται από τη συχνότητα του δικτύου και η γεννήτρια μπορεί ανάλογα με την αεροδυναμική ροπή η οποία εφαρμόζεται στον άξονα να παράγει στο στάτη ρεύματα διαφορετικής συχνότητας από αυτή του δικτύου. Η ρύθμιση των στροφών γίνεται από έναν ελεγκτή ΜΡΡΤ, όπως περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η απόκριση της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής της γεννήτριας για ταχύτητες ανέμου 6 και



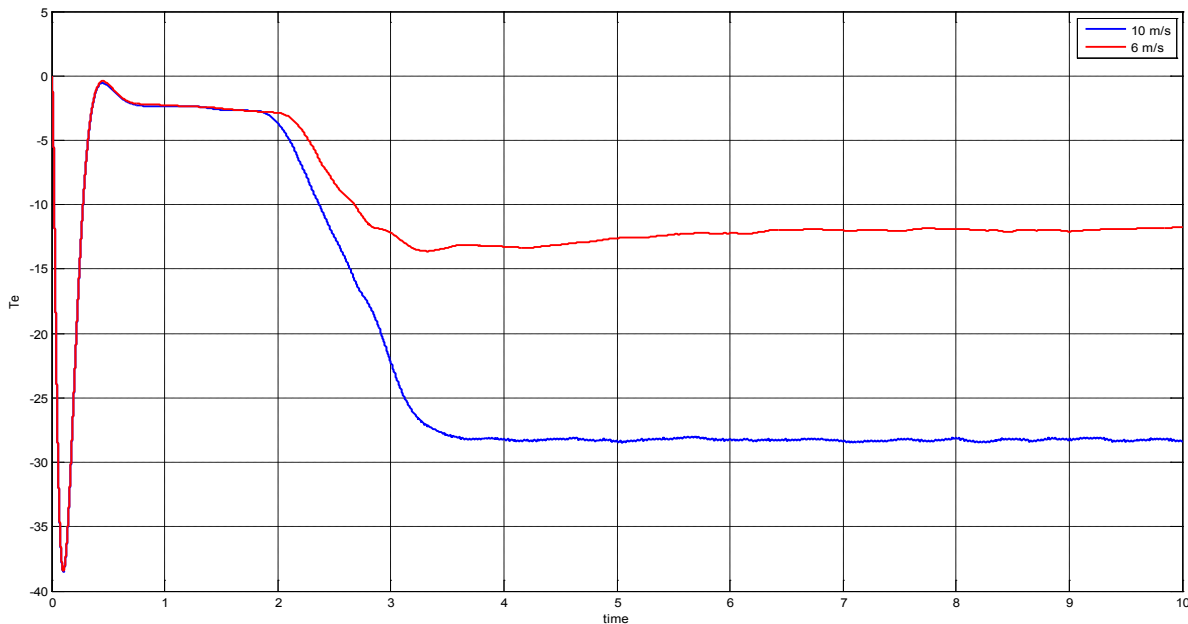
10m/sec φαίνονται στο Σχ. 4.8. Τη χρονική στιγμή που ξεκινά η προσομοίωση επιβάλλεται στον άξονα της γεννήτριας αεροδυναμική ροπή που είναι συνάρτηση της ταχύτητας του ανέμου. Στο Σχ. 4.9 φαίνεται η απόκριση της συχνότητας των ρευμάτων του στάτη της γεννήτριας στη μόνιμη κατάσταση για τις δύο ταχύτητες ανέμου 6 και 10m/sec αντίστοιχα. Για τις ίδιες ταχύτητες ανέμου, η ηλεκτρική ροπή της γεννήτριας φαίνεται στο Σχ. 4.10.



**Σχ. 4.8** Απόκριση γωνιακής ταχύτητα περιστροφής σε ΣΑΛ για 6m/s και 10m/s.

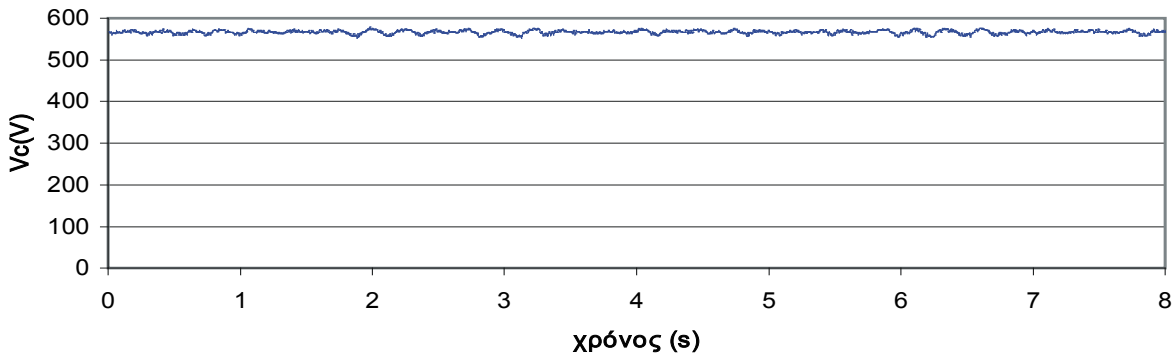


**Σχ. 4.9** Απόκριση συχνότητας των ρευμάτων της γεννήτριας με σταθερή ταχύτητα ανέμου, 6 και 10 m/s.

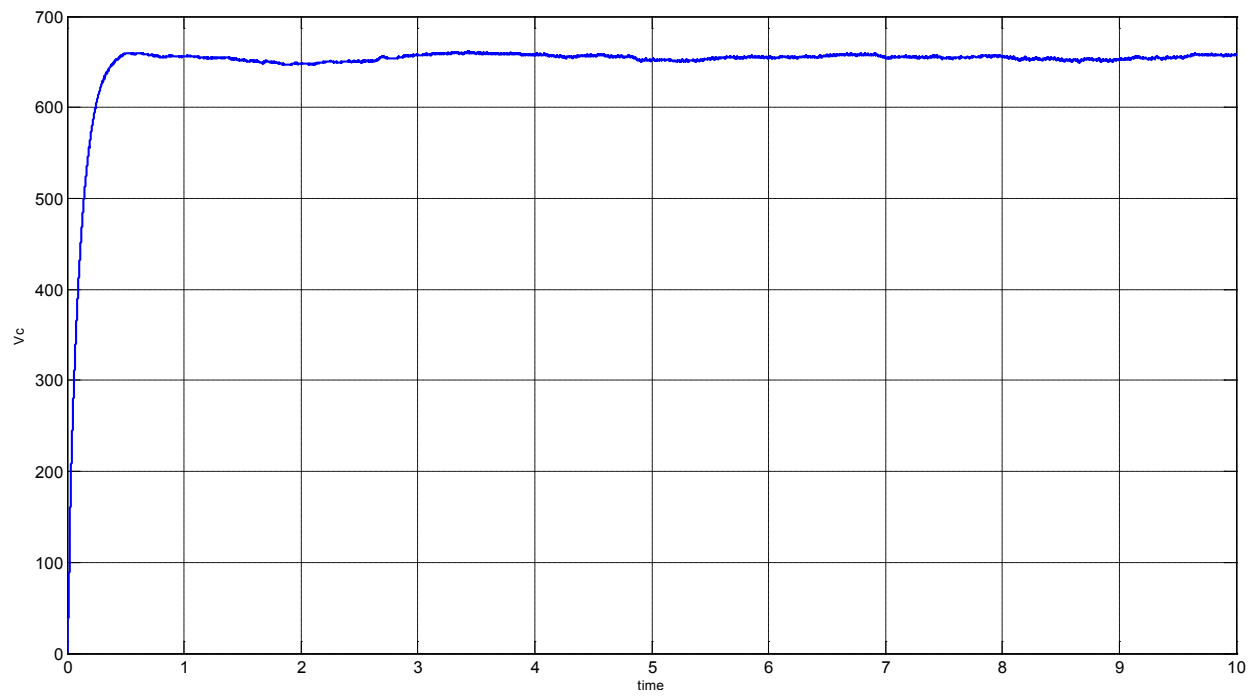


**Σχ. 4.10** Απόκριση ηλεκτρικής ροπής γεννήτριας για 6m/s και 10m/s

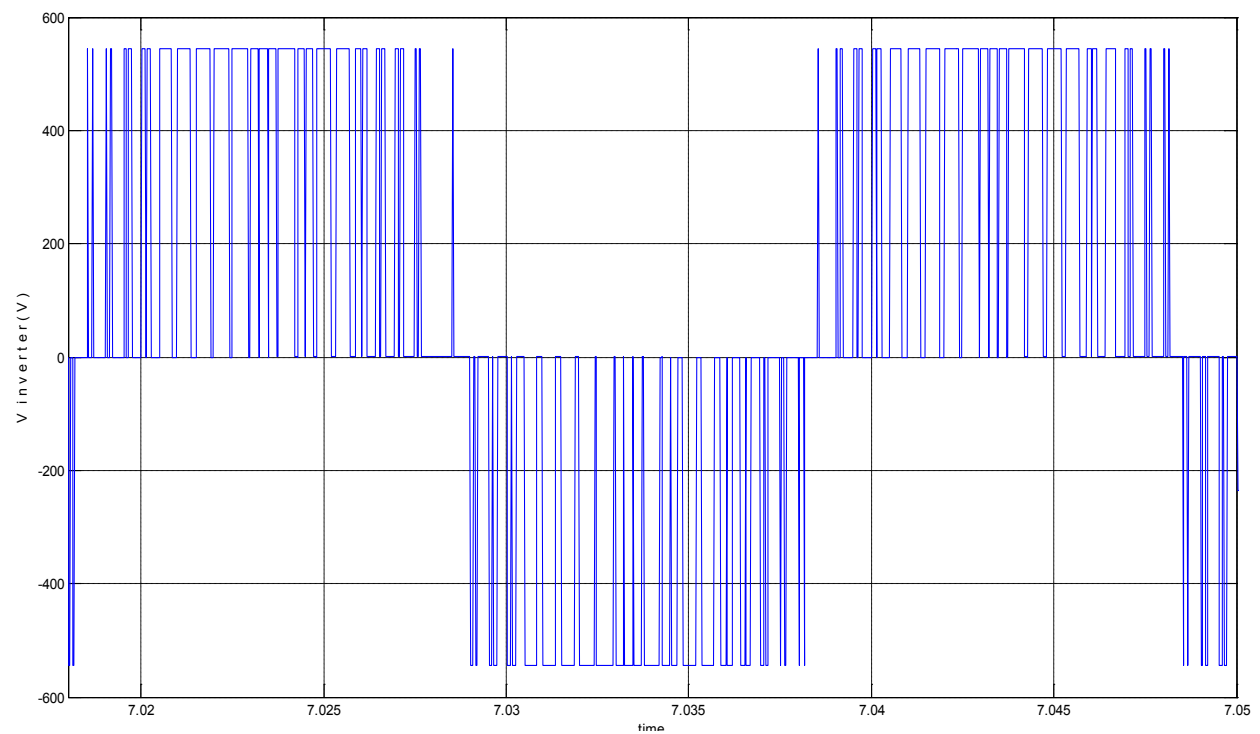
Όπως αναφέρθηκε, ο αντιστροφέας μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Επίσης, αποτελεί μέσο διασύνδεσης του συστήματος της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο διατηρώντας την τάση στην είσοδό του σταθερή. Για ταχύτητα ανέμου 6 m/s στο Σχ. 4.11 φαίνεται η τάση του πυκνωτή στην είσοδο αντιστροφέα ο οποίος κατασκευάστηκε στο εργαστήριο για τη διασύνδεση της Α/Γ με το δίκτυο [15]. Στο Σχ. 4.12 φαίνεται η αντίστοιχη προσομοίωση. Η τάση στον πυκνωτή διατηρείται σταθερή σε όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης με εξαίρεση της εκκίνησης της μηχανής. Η στιγμιαία τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα φαίνεται στο Σχ. 4.13. Στο Σχ. 4.14 φαίνεται η αντίστοιχη μέτρηση. Η μικρή διαφορά του πλάτους της τάσης μεταξύ του πειράματος και προσομοίωσης οφείλεται αποκλειστικά στο επίπεδο της τάσης, το οποίο επιλέχθηκε ως εντολή στο βρόχο ελέγχου σταθεροποίησης τάσης στην εκάστοτε περίπτωση.



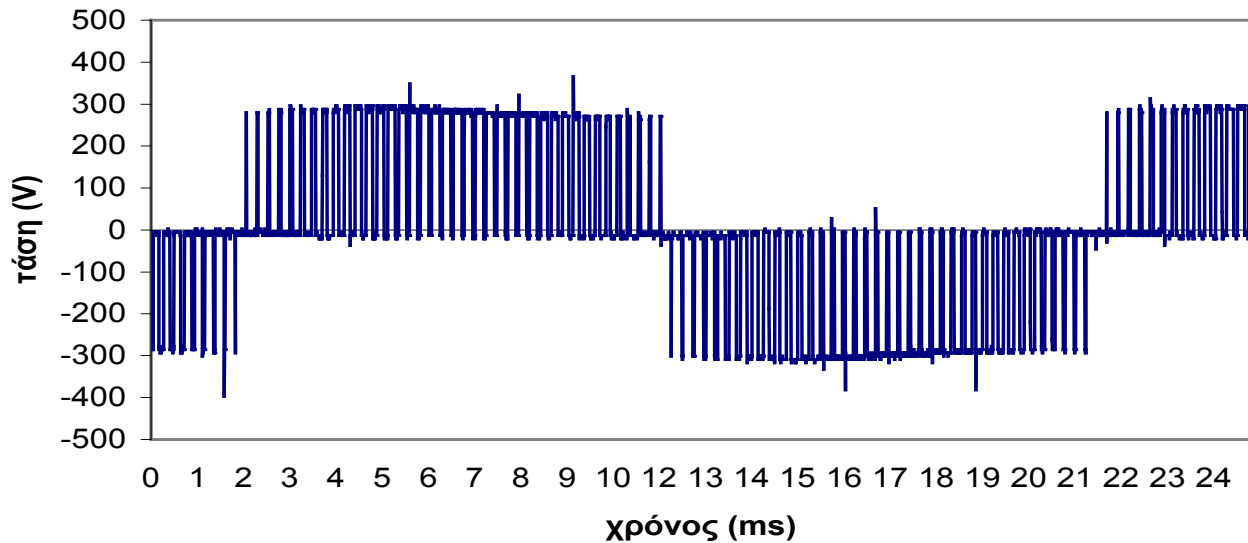
**Σχ. 4.11** Μέτρηση συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα για σταθερή αεροδυναμική ροπή.



**Σχ. 4.12** Προσομοίωση συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα για σταθερή αεροδυναμική ροπή.



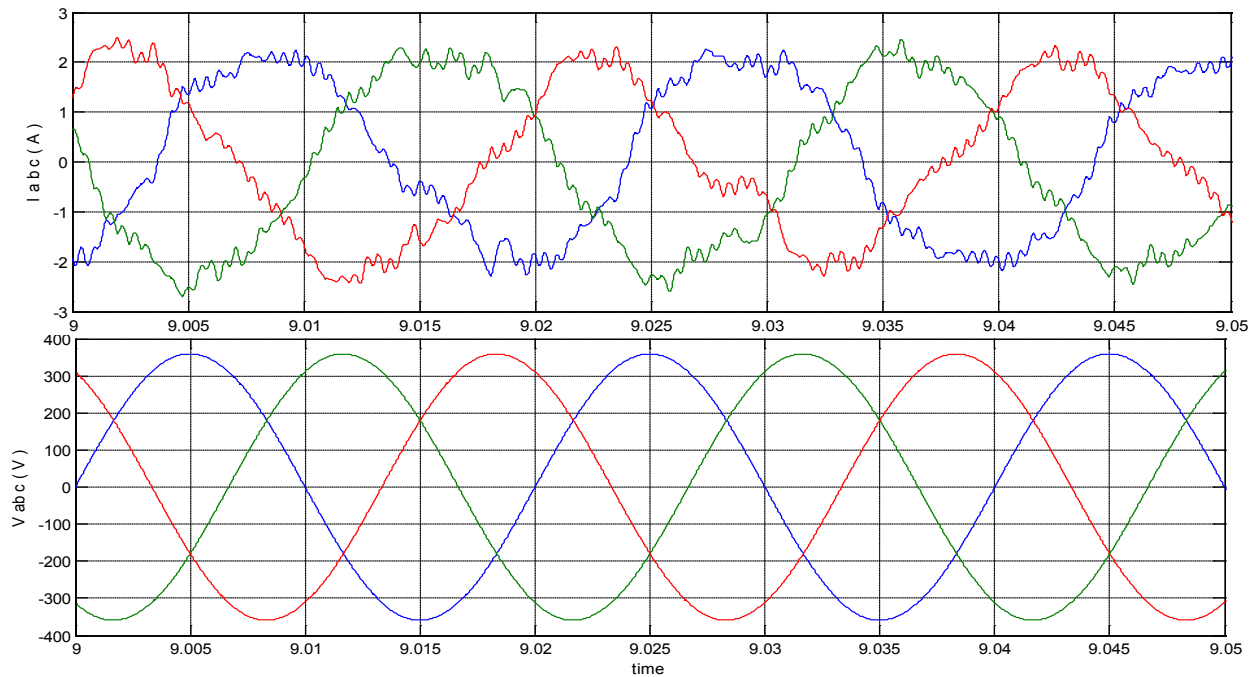
**Σχ. 4.13** Προσομοίωση τάσης εξόδου αντιστροφέα.



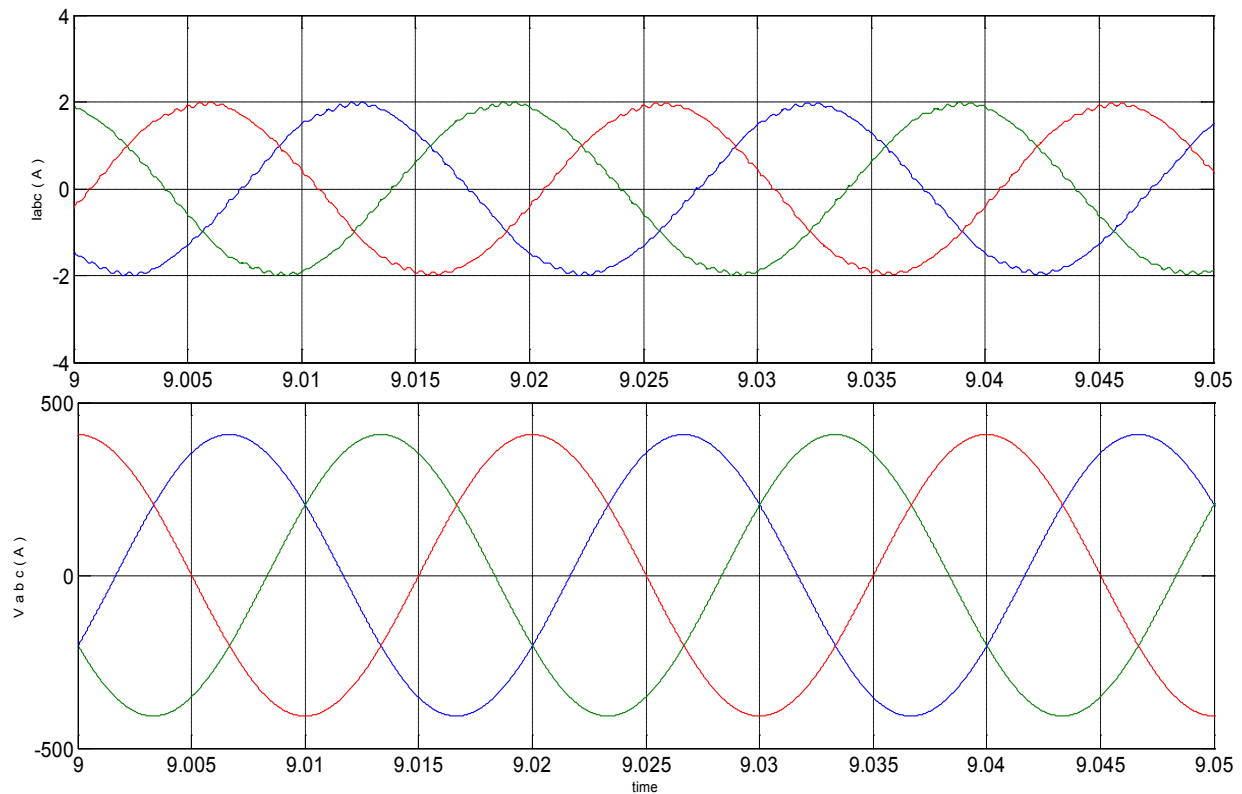
Σχ. 4.14 Μέτρηση τάσης εξόδου αντιστροφέα.

Ο συγκεκριμένος αντιστροφέας εκτός από την έγχυση ενεργού ισχύος στο δίκτυο έχει την **ικανότητα ρύθμισης και της άεργου ισχύος** που ανταλλάσει με αυτό όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Έτσι ο συντελεστής ισχύος του αντιστροφέα μπορεί να ρυθμίζεται ανάλογα με τις απαιτήσεις του δικτύου. Τα όρια ρύθμισης του συντελεστή ισχύος είναι καθορισμένα σε σημείο που να μην επηρεάζεται σημαντικά η ενεργός ισχύς του.

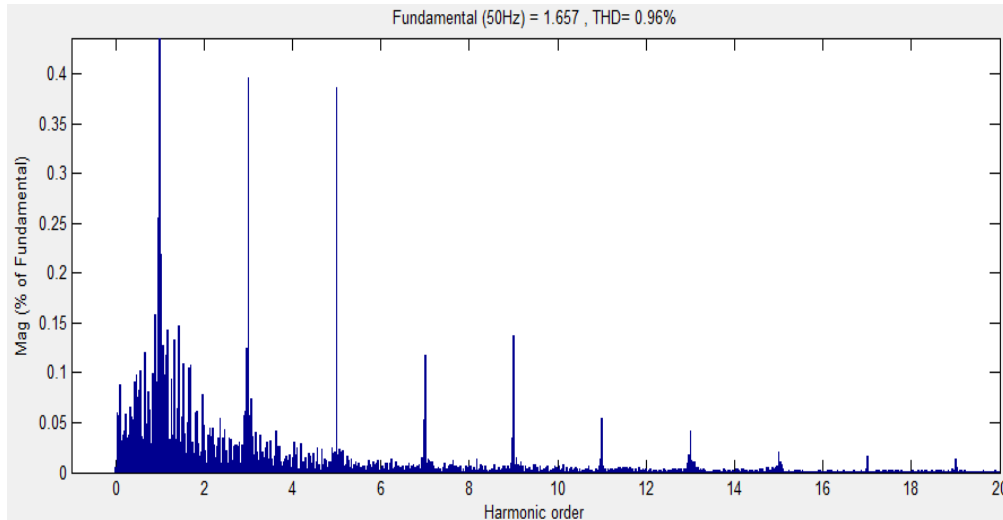
Αρχικά ρυθμίζεται ο αντιστροφέας να λειτουργεί με συντελεστή ισχύος επαγωγικό. Αυτό πραγματοποιείται με κατάλληλη ρύθμιση της  $q$  συνιστώσας του ρεύματος με τον τρόπο που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Στο Σχ. 4.15 φαίνεται το ρεύμα και η τάση στην έξοδο φίλτρου που παρεμβάλλεται μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου, για ταχύτητα ανέμου 6m/s. Από την μορφή του ρεύματος παρατηρείται ότι φέρει ανώτερης τάξης αρμονικές συνιστώσες σχετικά μεγάλου πλάτους. Για το λόγο αυτό θεωρήθηκε αναγκαίο να τοποθετηθεί μεγαλύτερο φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα με μικρότερη συχνότητα αποκοπής. Η επιλογή του φίλτρου πρέπει να γίνει με τρόπο, ώστε να μην επηρεάζεται η λειτουργία του αντιστροφέα υπό χωρητικό συντελεστή ισχύος. Αυτό, γιατί εάν επιλεγεί μεγάλο πηνίο τότε λόγω της κατανάλωσης άεργου ισχύος δυσχεραίνεται η λειτουργία υπό χωρητικό συντελεστή ισχύος, όταν αυτό είναι επιθυμητό. Έτσι, επιλέχθηκε πηνίο 30mH και τα αποτελέσματα τάσεως και ρευμάτων φαίνονται στο Σχ. 4.16. Στο Σχ. 4.17 φαίνεται το φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος. Από τις αποκρίσεις είναι φανερό ότι η τάση προηγείται του ρεύματος, υποδηλώνοντας σαφώς τον επαγωγικό συντελεστή ισχύος. Όσον αφορά στα επίπεδα της άεργου ισχύος που απορροφάται, ανέρχεται οριακά στα 1100 VAr, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.18.



**Σχ. 4.15** Ρεύματα και τάσεις στην εξόδο του αντιστροφέα για 6 m/s ταχύτητα ανέμου, συντελεστή ισχύος επαγωγικό. Περίπτωση επαγωγικού φίλτρου 10mH.

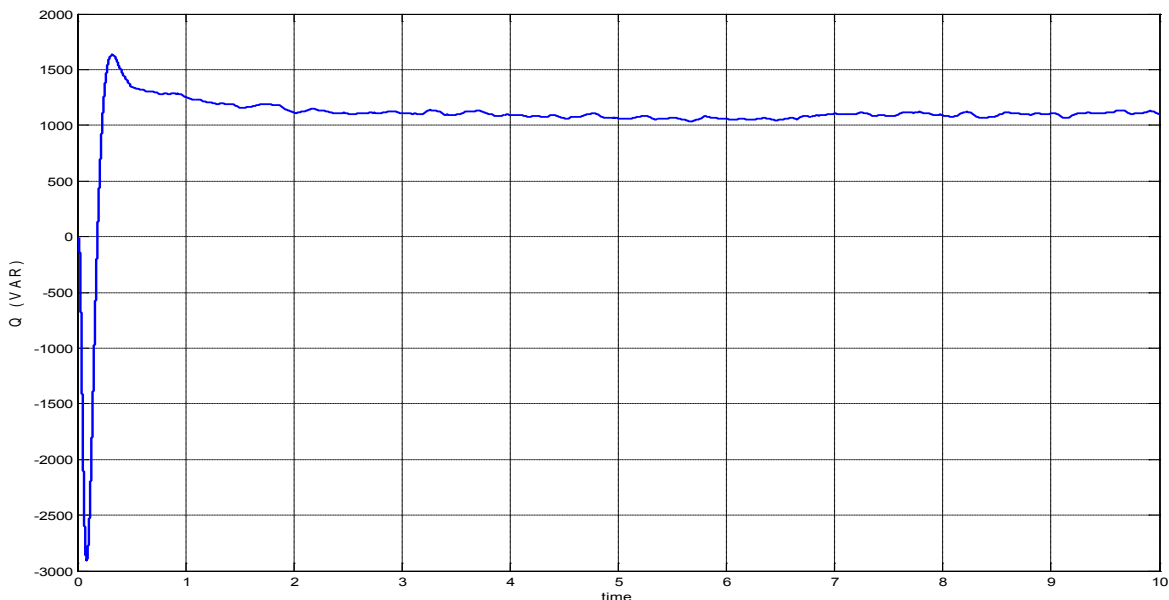


**Σχ. 4.16** Ρεύματα και τάσεις στην εξόδο του αντιστροφέα για 6 m/s ταχύτητα ανέμου, συντελεστή ισχύος επαγωγικό. Περίπτωση επαγωγικού φίλτρου 30mH.

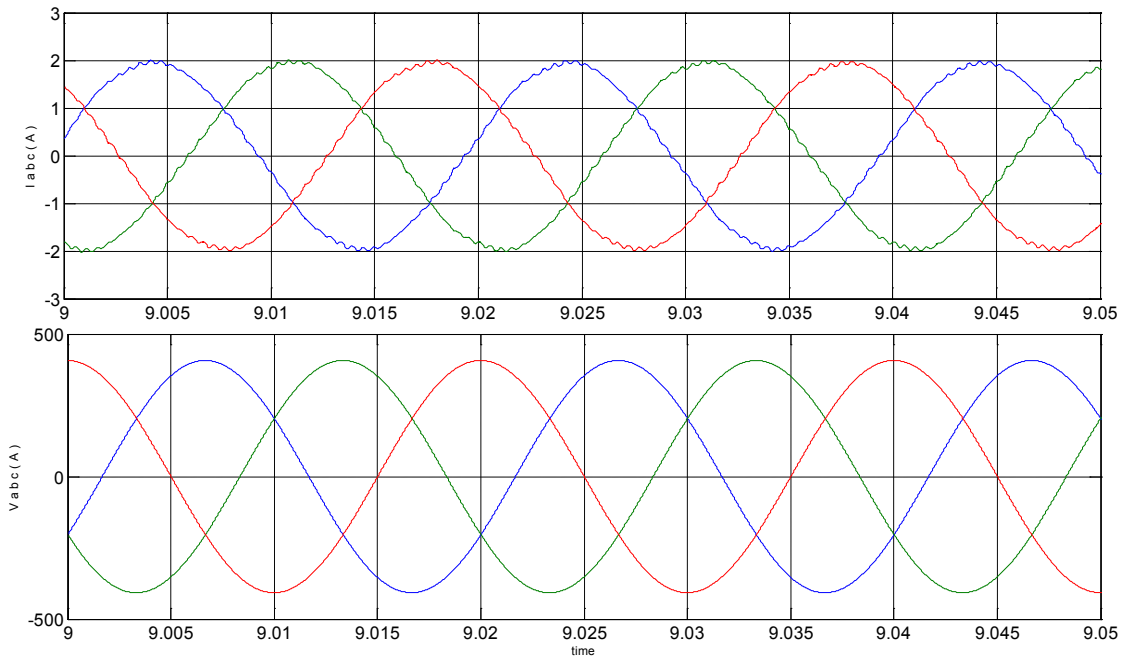


**Σχ. 4.17** Φάσμα συχνότητας ρεύματος εξόδου για 6 m/s ανέμου, συντελεστή ισχύος επαγωγικό.

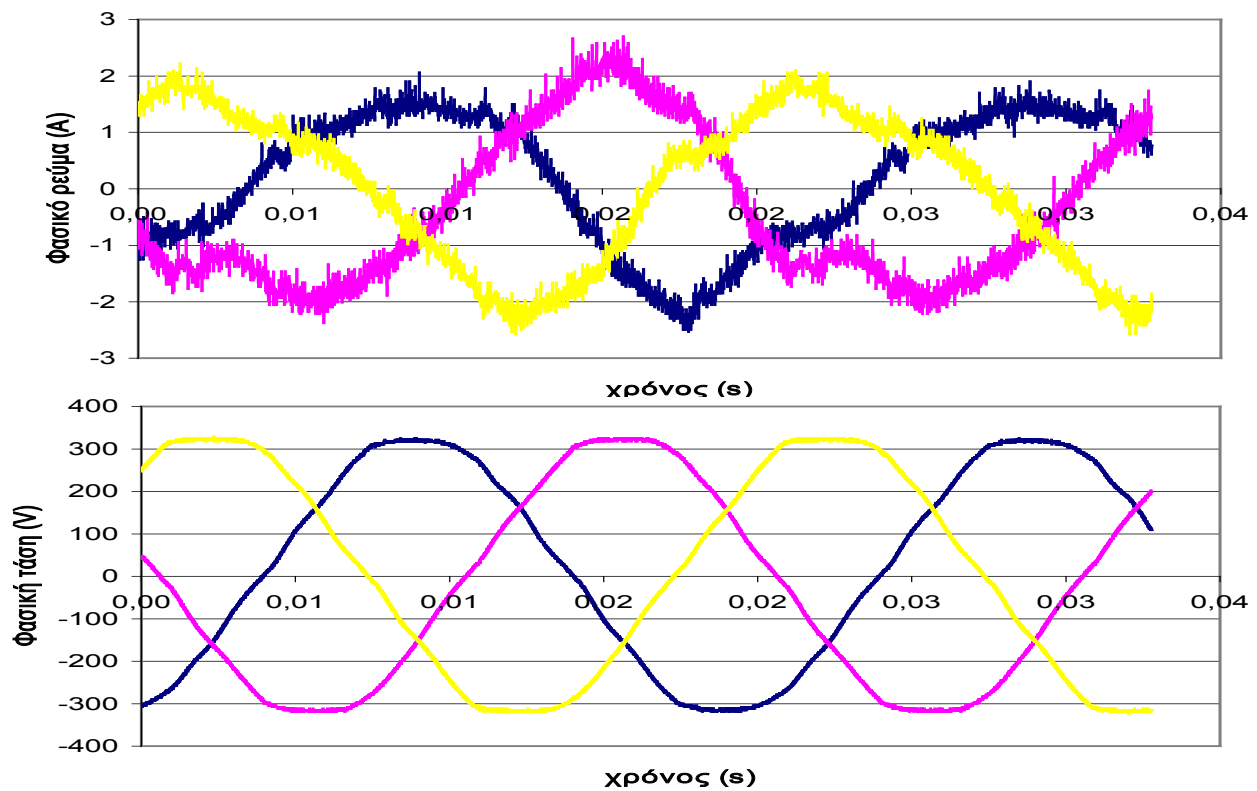
Για συντελεστή ισχύος χωρητικό, ο αντιστροφέας έχει την ικανότητα να εγγχεί στο δίκτυο άεργο ισχύ και με τον τρόπο αυτό να πραγματοποιεί υποστήριξη της τάσης χωρίς να σταματά την έγχυση ενεργού ισχύος. Αντίστοιχα, λοιπόν λαμβάνονται οι αποκρίσεις τάσης και ρεύματος που φαίνονται στο Σχ. 4.19. Τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα φαίνονται στο Σχ. 4.20. Όσον αφορά στα επίπεδα της άεργου ισχύος που εγγχεί ο αντιστροφέας, ανέρχεται οριακά στα 1000 VAR, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.21. Για να αποτυπωθεί η εξάρτηση της ενεργού με την άεργο ισχύ πραγματοποιήθηκε πλήθος προσομοιώσεων και καταγράφηκαν τιμές ενεργού και άεργου ισχύος, για χωρητικό συντελεστή ισχύος. Οι δοκιμές αυτές έγιναν για ταχύτητα ανέμου 10 m/s ρυθμίζοντας την ποσότητα έγχυσης άεργου ισχύος, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.22.



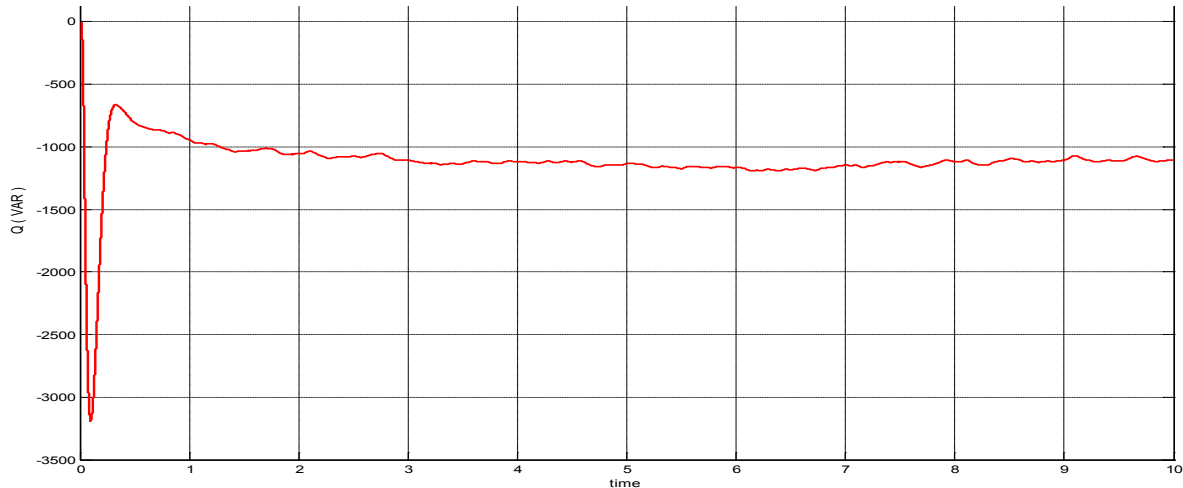
**Σχ. 4.18** Αέργος ισχύς. Ρύθμιση του αντιστροφέα για μέγιστη απορρόφηση.



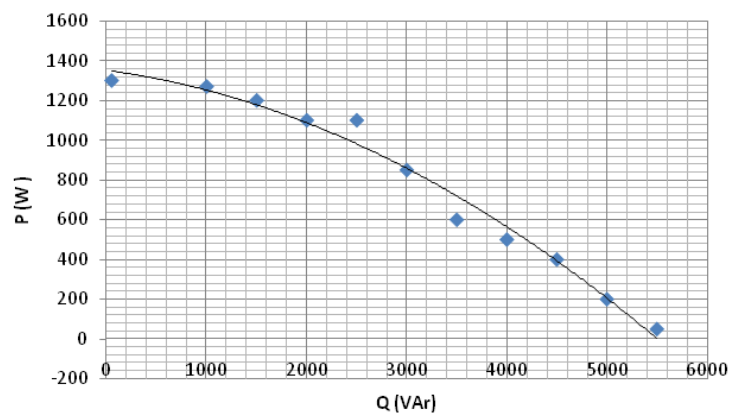
**Σχ. 4.19** Προσομοίωση ρευμάτων και τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα για 6 m/s ταχύτητα ανέμου. Συντελεστή ισχύος χωρητικό.



**Σχ. 4.20** Μέτρηση ρευμάτων και τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα για 6 m/s ταχύτητα ανέμου συντελεστή ισχύος χωρητικό.



Σχ. 4.21 Στιγμαία τιμή άεργου ισχύος που απορροφά από το δίκτυο.



Σχ. 4.22 Εξάρτηση ενεργού-άεργου ισχύος για χωρητικό συντελεστή ισχύος, ταχύτητα ανέμου 10m/s.

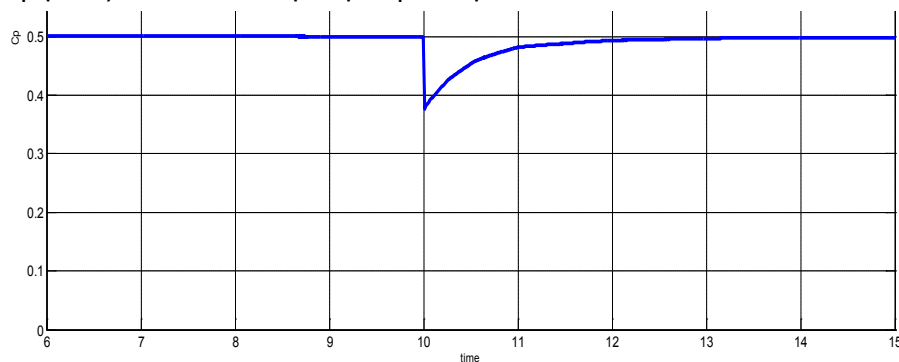
Από την καμπύλη, φαίνεται ότι η έγχυση άεργου ισχύος στο δίκτυο χωρίς σημαντική επίπτωση στην ενεργό γίνεται μέχρι 1000Var. Αύξηση της τιμής της αέργου πέρα του σημείου αυτού θα οδηγήσει σε μείωση της παραγόμενης ενεργού ισχύος.

### 4.3.2 Αποκρίσεις σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας

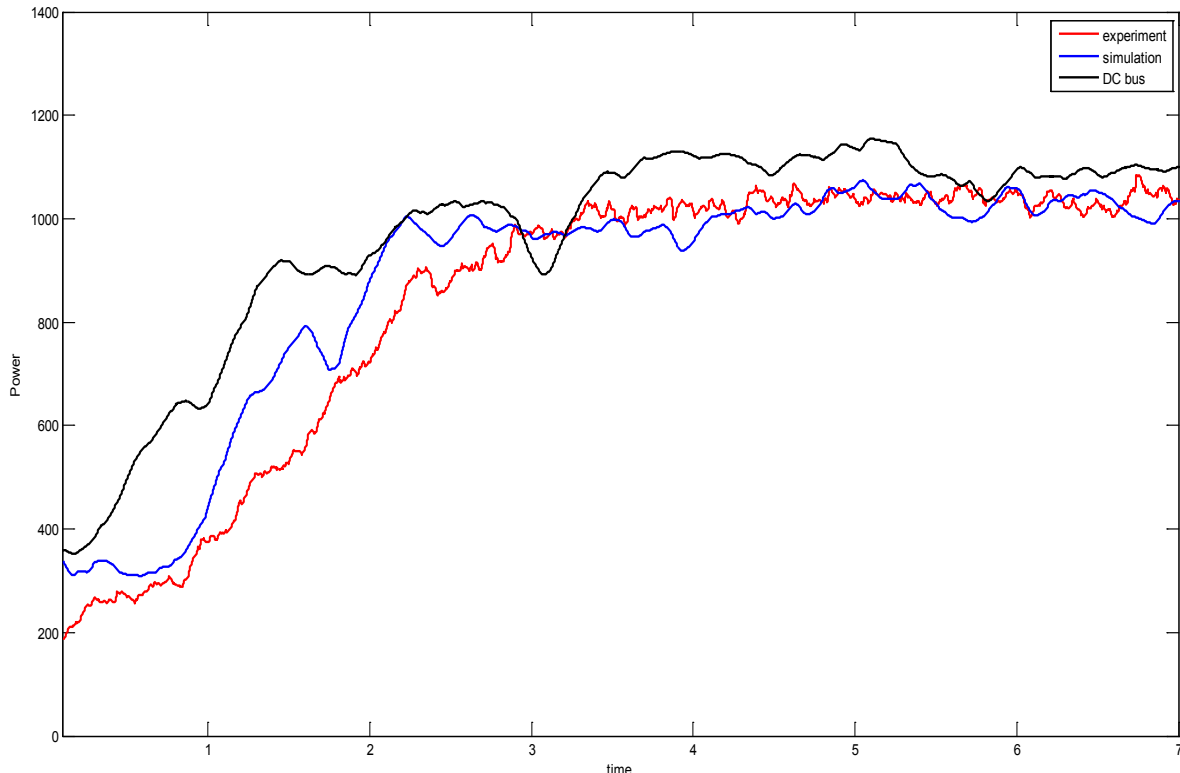
Στη παράγραφο αυτή μελετάται **σε πρώτο στάδιο** η συμπεριφορά του συστήματος σε **βηματικές μεταβολές** της ταχύτητας του ανέμου. Σκοπός είναι αφενός να ελεγχθεί η λειτουργία του αντιστροφέα ως προς τη διατήρηση της τάσης στο δίαυλο συνεχούς και τη μεταγωγή ενεργού ισχύος και αφετέρου η ίδια η ορθότητα του μοντέλου αφού διαφέρει από αυτό που χρησιμοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Έτσι, γίνεται δοκιμή για βηματική μεταβολή της ταχύτητας ανέμου από τα 6 στα 9 m/s , καταγράφονται οι αποκρίσεις της ισχύος εξόδου τόσο σε πειραματικό όσο και σε επίπεδο προσομοίωσης καθώς και ο αεροδυναμικός συντελεστής  $C_p$ . **Σε δεύτερο στάδιο** εισάγεται **δεδομένη χρονοσειρά ανέμου** και καταγράφονται οι αντίστοιχες αποκρίσεις.



Στο Σχ. 4.23 φαίνεται η απόκριση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$ . Ο χρόνος απόκρισης είναι περίπου 5sec, ενώ η βύθισή του τη στιγμή της μετάβασης περίπου 0.12. Ο ελεγκτής MRPT ο οποίος χρησιμοποιήθηκε είναι ο ελεγκτής με δεδομένη χαρακτηριστική ροπής-στροφών. Στο Σχ. 4.24 φαίνονται η απόκριση της ενεργού ισχύος τόσο στο πείραμα όσο και στην προσομοίωση. Συγκεκριμένα, φαίνονται η προσομοιωμένη ισχύς στο δίαυλο συνεχούς, η προσομοιωμένη ισχύς εξόδου του αντιστροφέα και η αντίστοιχη πειραματική. Η απόκλιση της προσομοιωμένης ισχύος στο δίαυλο συνεχούς σε σχέση με την αντίστοιχη του δικτύου οφείλεται στις απώλειες του αντιστροφέα οι οποίες έχουν ληφθεί υπ' όψη στη μοντελοποίηση. Η προσομοιωμένη ενεργός ισχύς που εγχέεται σε σχέση με την αντίστοιχη πειραματική εμφανίζουν ικανοποιητική σύγκλιση.



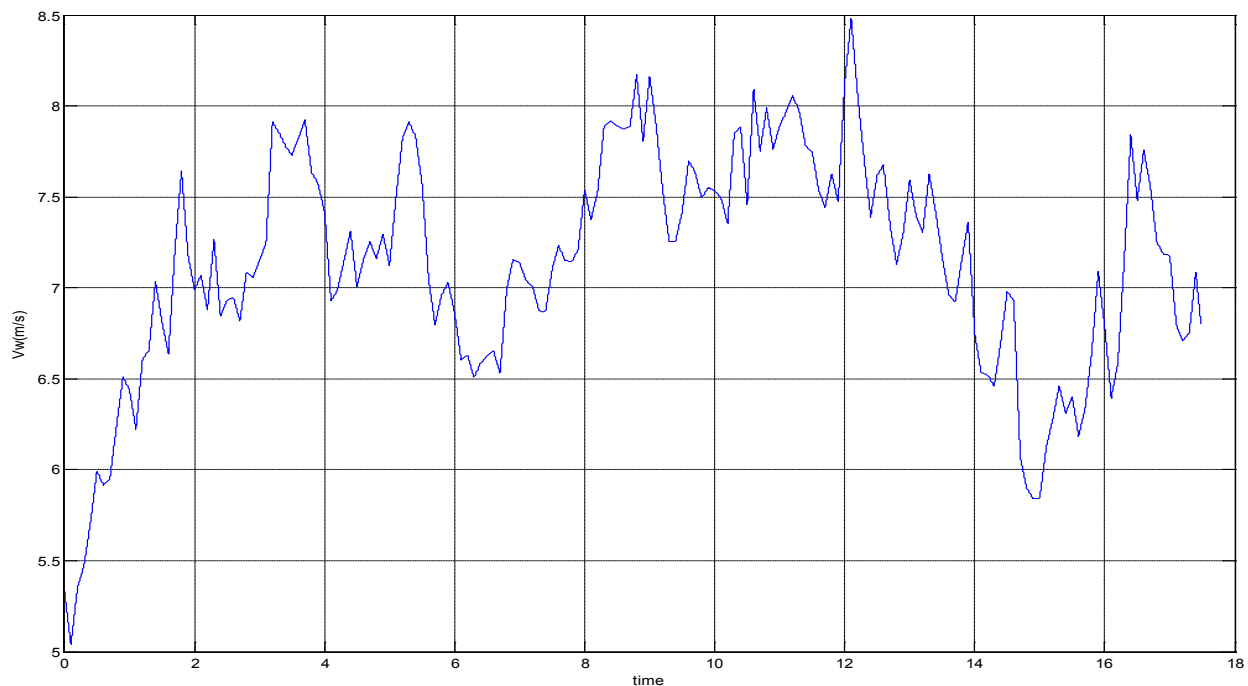
**Σχ. 4.23** Μεταβολή  $C_p$  για βηματική μεταβολή ταχύτητας ανέμου από 6 σε 9 m/s.



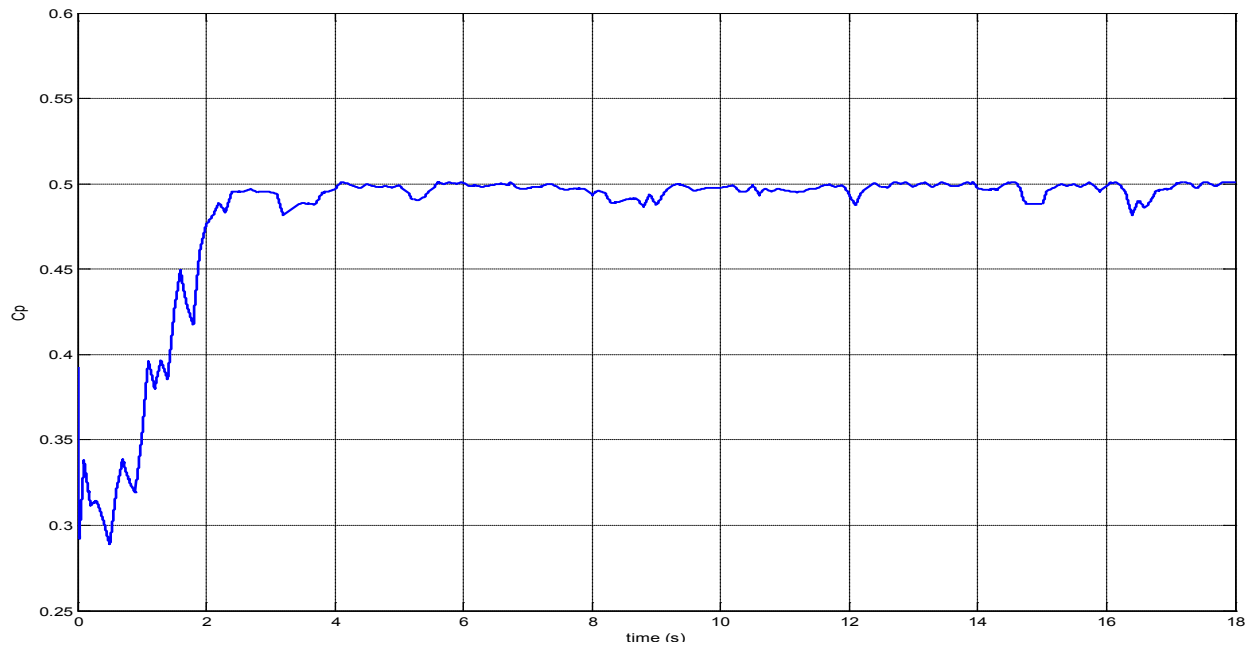
**Σχ. 4.24** Ενεργός ισχύς στο δίαυλο συνεχούς και η προσομοιωμένη και πειραματική ισχύς στο φορτίο για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου από 6 σε 9 m/s.

Στη συνέχεια εφαρμόζεται η χρονοσειρά ανέμου του Σχ. 4.25 στο μοντέλο και η λειτουργία του προσομοιώνεται για 18sec το οποίο είναι το μέγιστο χρονικό διάστημα προσομοίωσης το οποίο επιτεύχθηκε με την παρούσα υπολογιστική ισχύ. Στο Σχ. 4.26 φαίνεται η αντίστοιχη απόκριση του αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$ , ενώ στο Σχ. 4.27 φαίνεται η ισχύς εξόδου του αντιστροφέα. Παρατηρείται ότι η Α/Γ λειτουργεί πολύ κοντά στο μέγιστο αεροδυναμικό συντελεστή για την εφαρμοζόμενη χρονοσειρά ανέμου, πράγμα που συνηγορεί στο να χαρακτηριστεί εύρυθμη η λειτουργία του ΜΡΡΤ ελεγκτή στη συγκεκριμένη μοντελοποίηση.

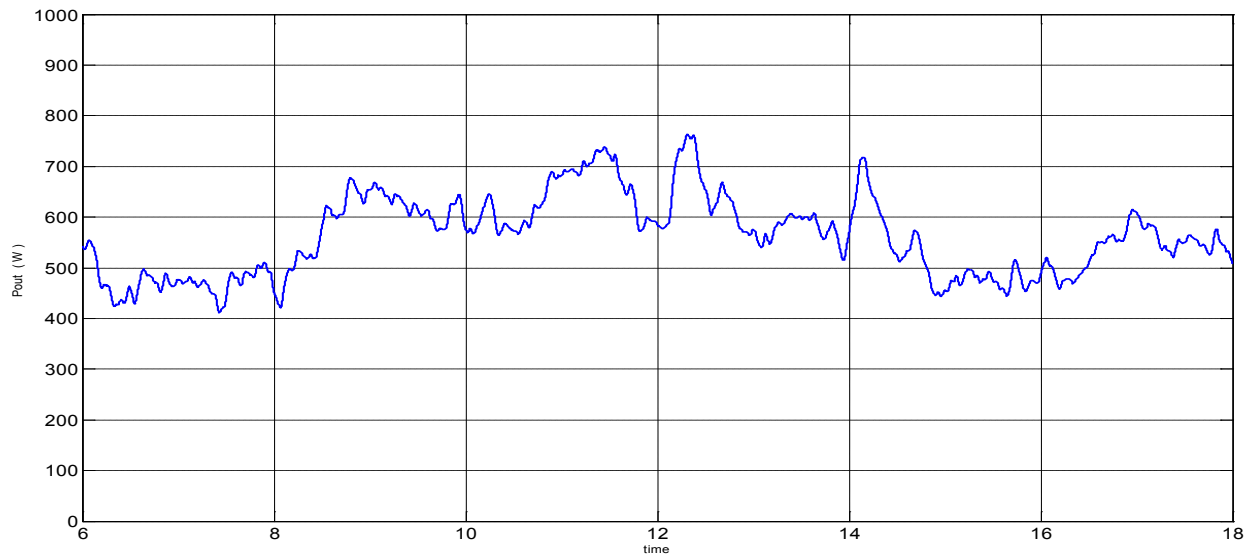
Συνοψίζοντας, συμπεραίνεται ότι το μοντέλο το οποίο αναπτύχθηκε για να προσομοιώσει την λειτουργία της Α/Γ δίνει αποτελέσματα τα οποία προσεγγίζουν τα αντίστοιχα πειραματικά όσον αφορά στη βηματική απόκριση του συστήματος. Συγκεκριμένα τόσο οι χρόνοι απόκρισης όσο και οι τιμές της ισχύος εξόδου προσεγγίζουν σε ικανοποιητικό βαθμό τις πειραματικές.



**Σχ. 4.25** Χρονοσειρά ταχύτητας ανέμου.



Σχ. 4.26 Απόκριση αεροδυναμικού συντελεστή  $C_p$  στην εφαρμοζόμενη χρονοσειρά ανέμου



Σχ. 4.27 Ισχύς εξόδου αντιστροφέα για χρονοσειρά ανέμου

#### 4.4 Λειτουργία υπό διαταραχές της τάσης του δικτύου

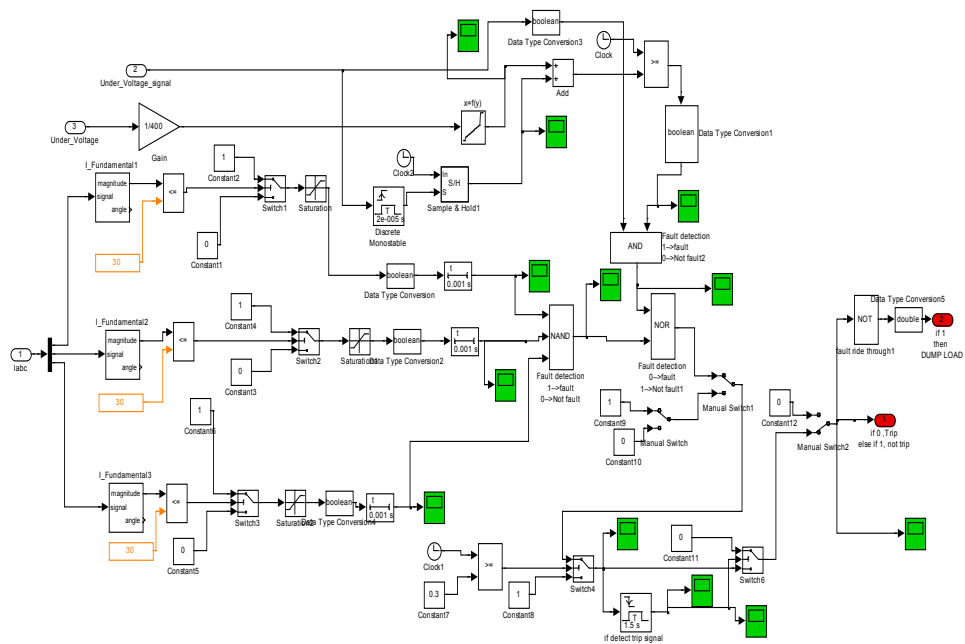
Στην ενότητα αυτή γίνεται παρουσίαση των αποκρίσεων του μοντέλου προσομοίωσης συστήματος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών κάτω από συγκεκριμένες διαταραχές της τάσης του δικτύου. Ο έλεγχος του αντιστροφέα συμπληρώνεται από ένα σύστημα προστασίας με σκοπό την πλήρωση των κριτηρίων ανοχής σε σφάλματα (Fault ride Through capability, FRT) και διαταραχές βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through capability, LVRT), καθώς και για τον περιορισμό των ρευμάτων στις αντίστοιχες περιπτώσεις. Το σύστημα προστασίας αποτελείται

από έναν ελεγκτή προστασίας υπερρεύματος-υπότασης σε συνδυασμό με κατάλληλη λειτουργία του ελεγκτή του αντιστροφέα.

#### **4.4.1 Σχεδίαση συστήματος ελέγχου Α/Γ για ανοχή σε σφάλματα και διαταραχές βύθισης τάσης**

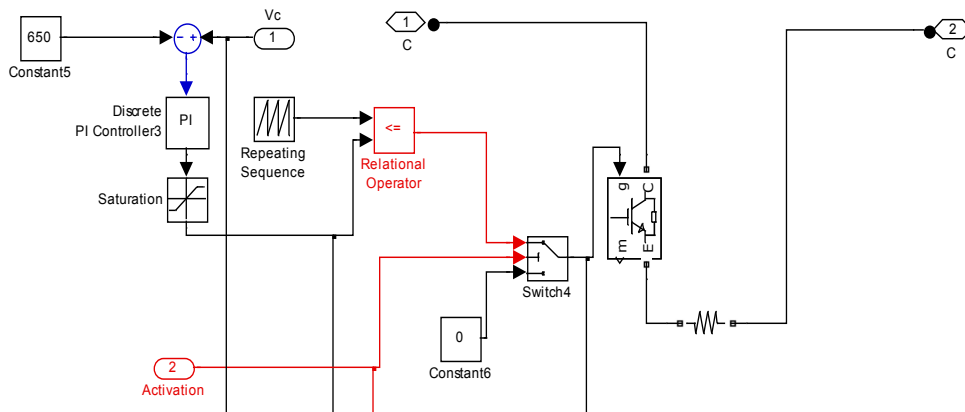
Με στόχο την πλήρωση των κριτηρίων LVRT - FRT υλοποιείται ελεγκτής ο οποίος παρακολουθεί την τάση του δικτύου και επιτρέπει την **παραμονή της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο** για όσο χρόνο επιβάλλουν οι καμπύλες ανοχής. Ο ελεγκτής λειτουργεί σε συνεργασία με τον ελεγκτή του αντιστροφέα ο οποίος βελτιώνεται με στόχο **να περιορίζει** στο μέγιστο δυνατό **την υπερένταση που εμφανίζεται**, όταν λαμβάνει χώρα κάποια βύθιση στην τάση του δικτύου. Σε περίπτωση που ο χρόνος διάρκειας της βύθισης είναι μεγαλύτερος από τα όρια ανοχής, τότε πραγματοποιείται άμεση αποσύνδεση από το δίκτυο και μεταγωγή σε απομονωμένη λειτουργία μέσω ενός φορτίου έκτακτης ανάγκης.

Εξετάζοντας, λοιπόν, το σύστημα FRT ιεραρχικά, πρωτεύοντα ρόλο έχει ο ελεγκτής υπότασης - υπερρεύματος (undervoltage – overcurrent) ο οποίος δίνει ουσιαστικά την εντολή για άνοιγμα και κλείσιμο του διακόπτη ζεύξης της Α/Γ με το δίκτυο. Ο ρόλος του ελεγκτή είναι διττός: αφενός παρακολουθεί την τάση και ανάλογα με την βύθιση **υπολογίζει** ποιός είναι ο **χρόνος παραμονής** της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο. Μόλις ο χρόνος αυτός περάσει και η βύθιση εξακολουθεί να υφίσταται τότε **αποσυνδέει την ανεμογεννήτρια από το δίκτυο**. Αφετέρου, ο ελεγκτής παρακολουθεί το ρεύμα που διέρχεται από τα IGBTs και αν αυτό για οποιοδήποτε λόγο ξεπερνά τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή **προκαλεί άμεση αποσύνδεση ανεξαρτήτως χρόνου παραμονής**. Κατά τη διάρκεια της βύθισης της τάσης, ο ελεγκτής υπότασης - υπερρεύματος δίνει σήμα σε ένα εσωτερικό ελεγκτή στον κύριο βρόχο ελέγχου του αντιστροφέα ο οποίος περιορίζει με τη σειρά του, τα ρεύματα που αναπτύσσονται ελέγχοντας κατάλληλα την αγωγή των IGBTs. Επίσης, αν χρειαστεί να γίνει αποσύνδεση τότε ο ελεγκτής υπότασης - υπερρεύματος ενεργοποιεί το φορτίο έκτακτης ανάγκης και ανοίγει το διακόπτη ζεύξης. Έτσι, το σύστημα περνά σε απομονωμένη λειτουργία και μόλις η διαταραχή εκκαθαριστεί, επανασυνδέεται στο δίκτυο εκπληρώνοντας τις συνθήκες συγχρονισμού. Στο Σχ. 4.28 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελεγκτή υπότασης - υπερρεύματος. Είσοδοι του είναι η στιγμιαία τιμή των ρευμάτων του αντιστροφέα, η τάση του δικτύου και ένα λογικό σήμα που δηλώνει την ύπαρξη βύθισης της τάσης. Συνοψίζοντας, ο συγκεκριμένος ελεγκτής εφαρμόζει, αρχικά **προστασία από υπερένταση των IGBTs** και σε δεύτερο στάδιο **ανίχνευση βύθισης τάσης και παραμονή στο δίκτυο με βάση τα όρια ανοχής μιας τυπικής καμπύλης** όπως αυτή του Σχ. 4.1.



Σχ. 4.28 Δομικό διάγραμμα ελεγκτή υπότασης - υπερρεύματος.

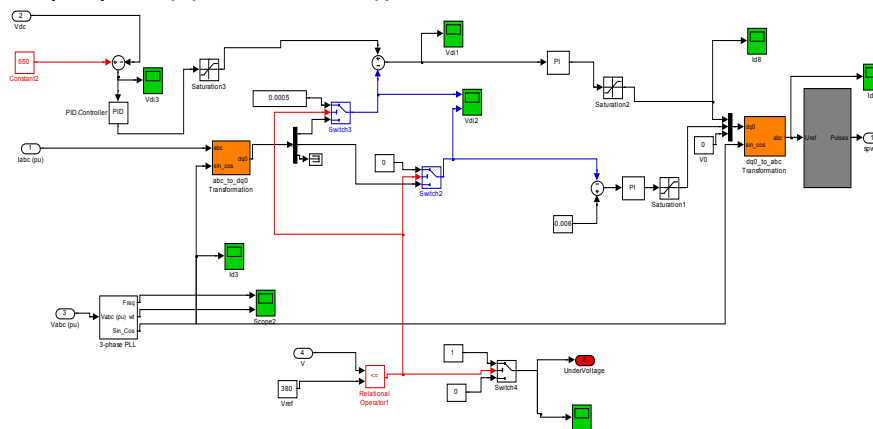
Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, εάν απαιτηθεί η αποσύνδεση της ανεμογεννήτριας από το δίκτυο τότε το σύστημα περνάει σε απομονωμένη λειτουργία. Αυτό επιτυγχάνεται με την βοήθεια του φορτίου έκτακτης ανάγκης (Dump Load). Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει ένα ωμικό φορτίο, συνδεδεμένο εν σειρά με ένα IGBT. Η αγωγή του IGBT γίνεται με στόχο να διατηρείται σταθερή η τάση του πυκνωτή, ώστε το σύστημα να επανασυνδεθεί άμεσα στο δίκτυο όταν γίνει η αποκατάσταση της τάσης του δικτύου. Για το λόγο αυτό η στιγμιαία τιμή της τάσης του πυκνωτή συγκρίνεται με την επιθυμητή, το σφάλμα περνάει από έναν PI ελεγκτή και αποτελεί τη σχετική διάρκεια αγωγής των PWM παλμών του IGBT. Στο Σχ. 4.29 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του φορτίου έκτακτης ανάγκης. Με το φορτίο αποφεύγεται η υπέρταση στον πυκνωτή εισόδου του αντιστροφέα καθώς και η υπερτάχυνση της γεννήτριας όταν γίνεται η αποσύνδεση δεδομένου, ότι σε διαφορετική περίπτωση η ηλεκτρική ισχύς της γεννήτριας δε μπορούσε να διοχετευθεί σε κάποιο άλλο σημείο του κυκλώματος.



Σχ. 4.29 Φορτίο έκτακτης ανάγκης (Dump Load) και αντίστοιχος ελεγκτής.

#### 4.4.2 Ελεγκτής περιορισμού ρεύματος

Κατά την διάρκεια της βύθισης ο ελεγκτής υπότασης – υπερρεύματος ενεργοποιεί ένα εσωτερικό ελεγκτή στον κύριο βρόχο ελέγχου του αντιστροφέα ο οποίος περιορίζει με τη σειρά του, τα ρεύματα που αναπτύσσονται ελέγχοντας κατάλληλα την αγωγή των IGBTs. Συγκεκριμένα, όταν εντοπιστεί κάποια βύθιση της τάσης τότε ο ελεγκτής θα σταματήσει να δειγματοληπτεί τα ρεύματα στην έξοδο και θα λειτουργεί με σταθερή d και q συνιστώσα. Η επιλογή των συνιστωσών γίνεται ώστε ο ελεγκτής να διαβάσει ρεύματα όμοια με εκείνα προ της διαταραχής. Με τον τρόπο αυτό επιδιώκεται η ομαλή λειτουργία του ελεγκτή και η έγχυση ισχύος σε προ της διαταραχής επίπεδα. Μόλις η τάση επανέλθει τότε ο ελεγκτής περνάει σε κανονική λειτουργία παρακολουθώντας τα ρεύματα εξόδου. Το διάγραμμα του ελεγκτή περιορισμού του ρεύματος φαίνεται στο Σχ. 4.30.

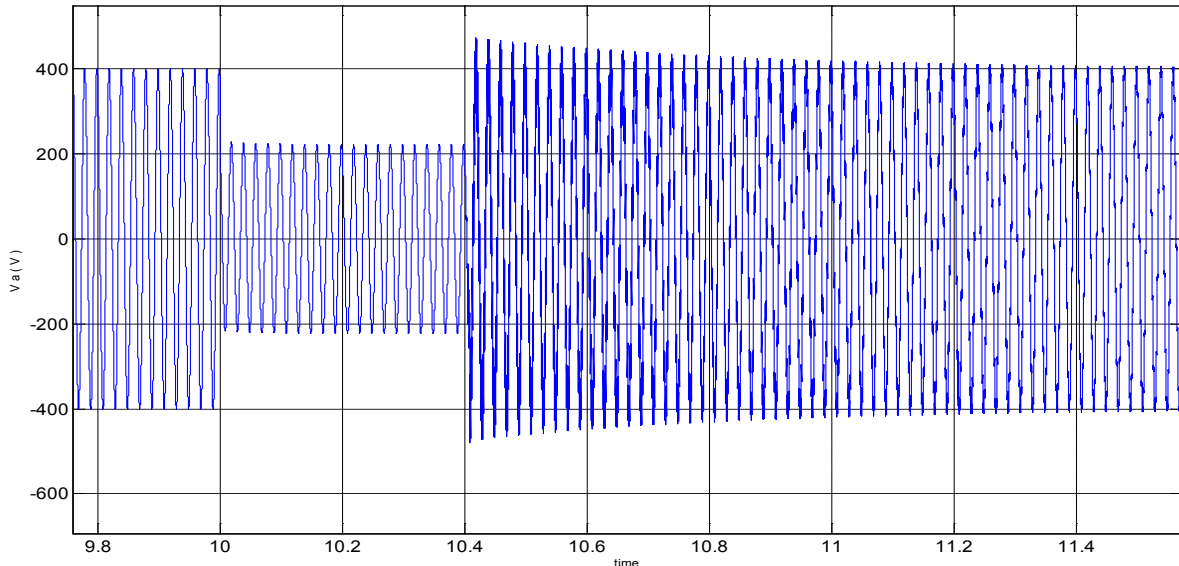


Σχ. 4.30 Αναπροσαρμοσμένος ελεγκτής του αντιστροφέα

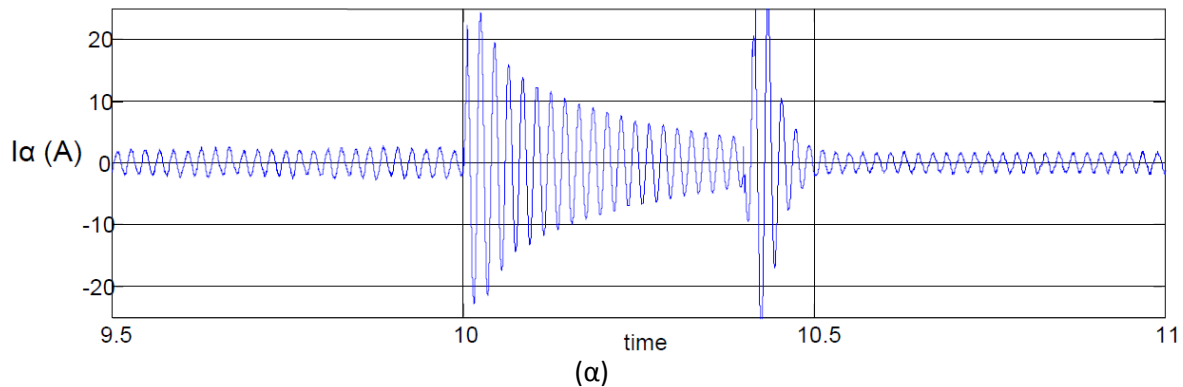
Στη συνέχεια εξετάζεται η αντίδραση του συστήματος της ανεμογεννήτριας σε μια βύθιση της τάσης στο 50% της ονομαστικής τιμής διάρκειας 400ms, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.31. Όπως ορίζεται από την καμπύλη του σχήματος 4.1, για βύθιση διάρκειας έως και 1.9sec η ανεμογεννήτρια οφείλει να παραμένει συνδεδεμένη στο δίκτυο. Στο Σχ. 4.32α φαίνεται το ρεύματα του αντιστροφέα κατά την διάρκεια της βύθισης, χωρίς τον ελεγκτή περιορισμού του ρεύματος. Σε αντιπαράθεση στο Σχ. 4.31β φαίνεται το ρεύμα για την ίδια βύθιση στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ο ελεγκτής περιορισμού του ρεύματος.

Συγκρίνοντας τις αποκρίσεις παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής καταφέρνει να **περιορίσει το μέγιστο ρεύμα στα 12A**, τιμή περίπου μισή σε σχέση με το μέγιστο ρεύμα της περίπτωσης που δε χρησιμοποιείται. Σημαντική βελτίωση παρατηρείται στην τιμή του μεταβατικού ρεύματος που εκδηλώνεται όταν η τάση επιστρέφει στην ονομαστική της τιμή. Αυτό οφείλεται εν μέρει στο γεγονός ότι λόγω η μείωση του ρεύματος περιορίζεται τη μεταβατική συμπεριφορά όλου του συστήματος όπως φαίνεται και στο Σχ. 4.33 όπου φαίνονται χαρακτηριστικά η μεταβολή των στροφών της γεννήτριας. Στην περίπτωση που το ρεύμα περιοριστεί η μείωση των

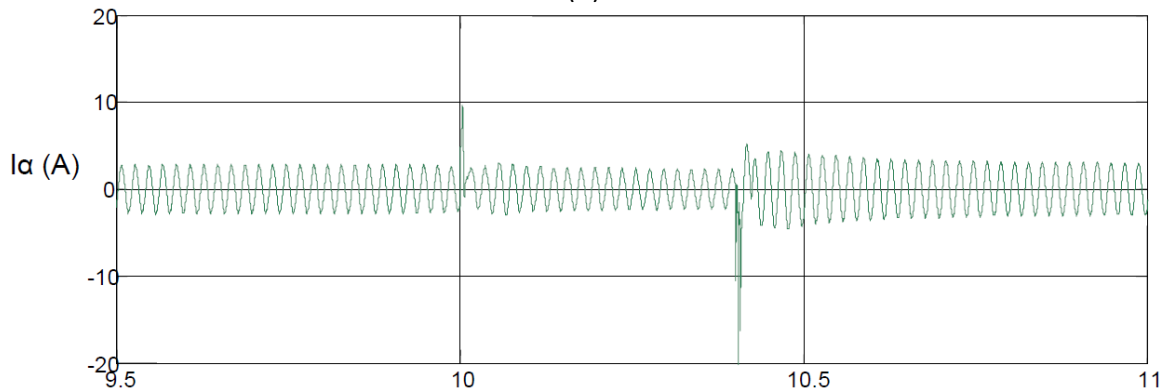
στροφών της γεννήτριας είναι μικρότερη, επομένως, όταν η τάση του δικτύου επανέλθει στην ονομαστική της τιμή, το σύστημα θα μπορέσει να επιστρέψει νωρίτερα στις στροφές που είχε προ της διαταραχής. Παρόμοια αποτελέσματα φαίνονται στο Σχ. 4.34 όπου απεικονίζεται το ρεύμα στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος.



Σχ. 4.31 Τάση δικτύου. Βύθιση 50% για 400ms.

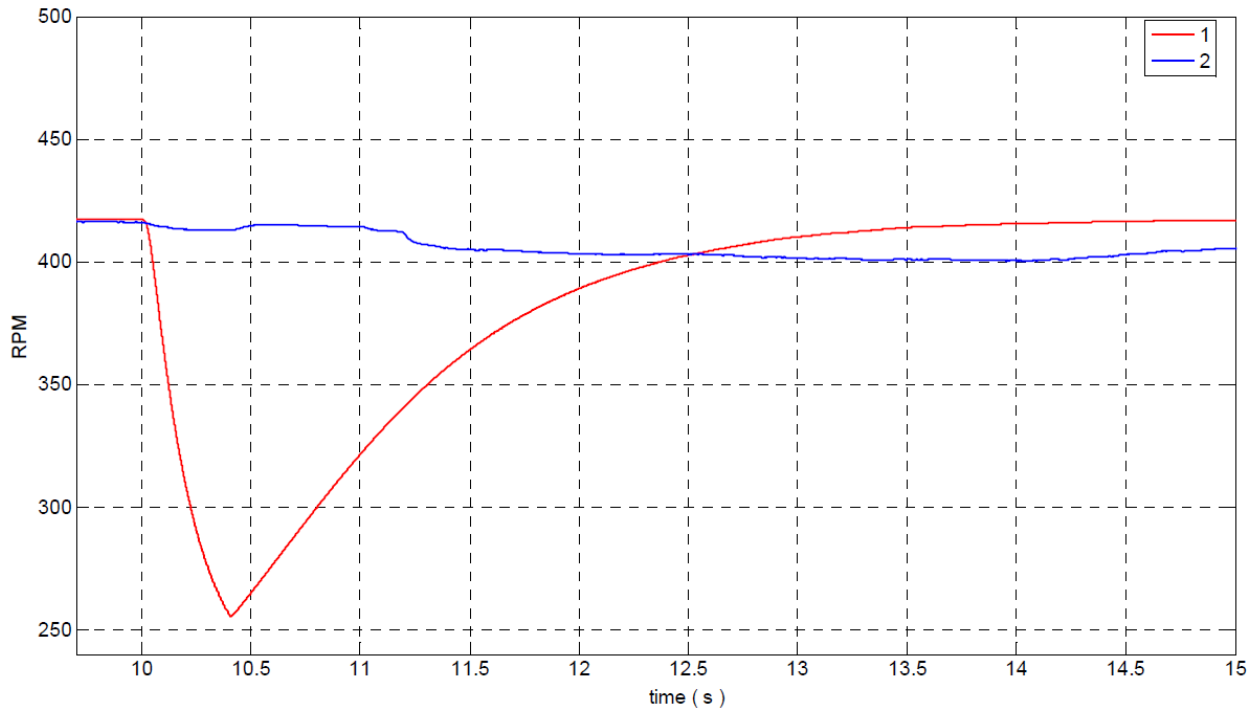


(α)

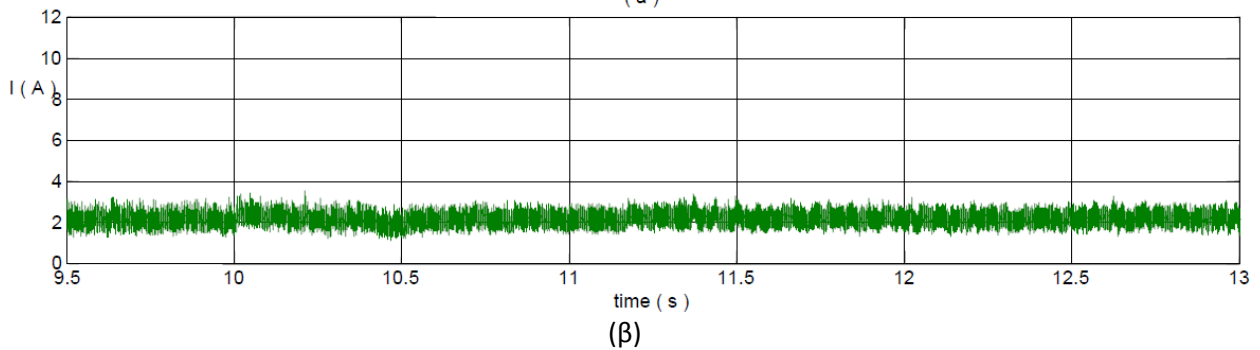
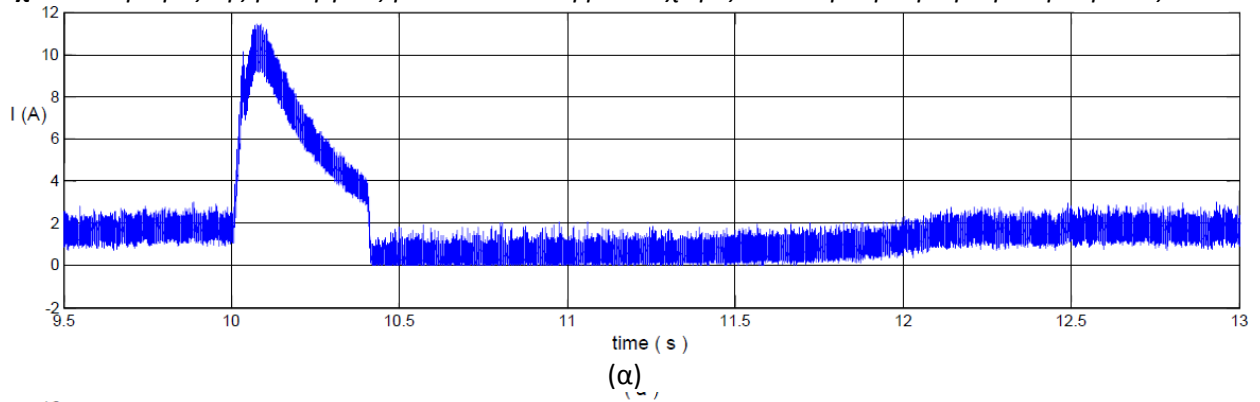


(β)

Σχ. 4.32 Ρεύμα αντιστροφέα για 50% βύθιση, (α) με τον απλό ελεγκτή (β) με τον ελεγκτή περιορισμού.



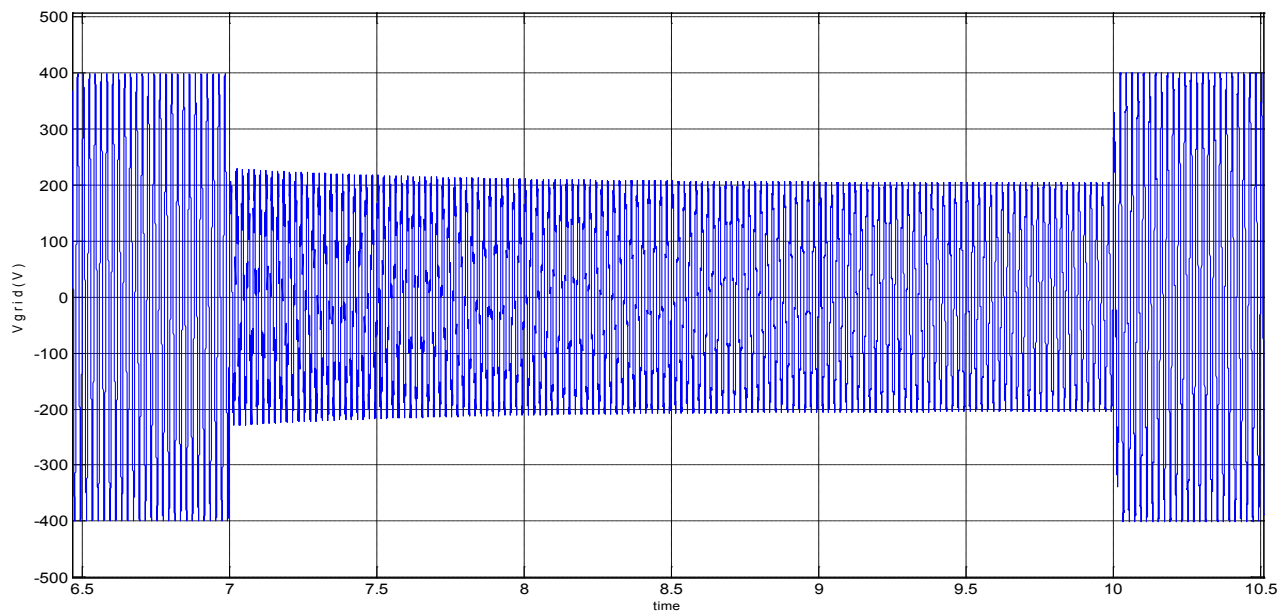
Σχ. 4.33 Στροφές της γεννήτριας για 50% βύθιση με και χωρίς τον ελεγκτή περιορισμού ρεύματος.



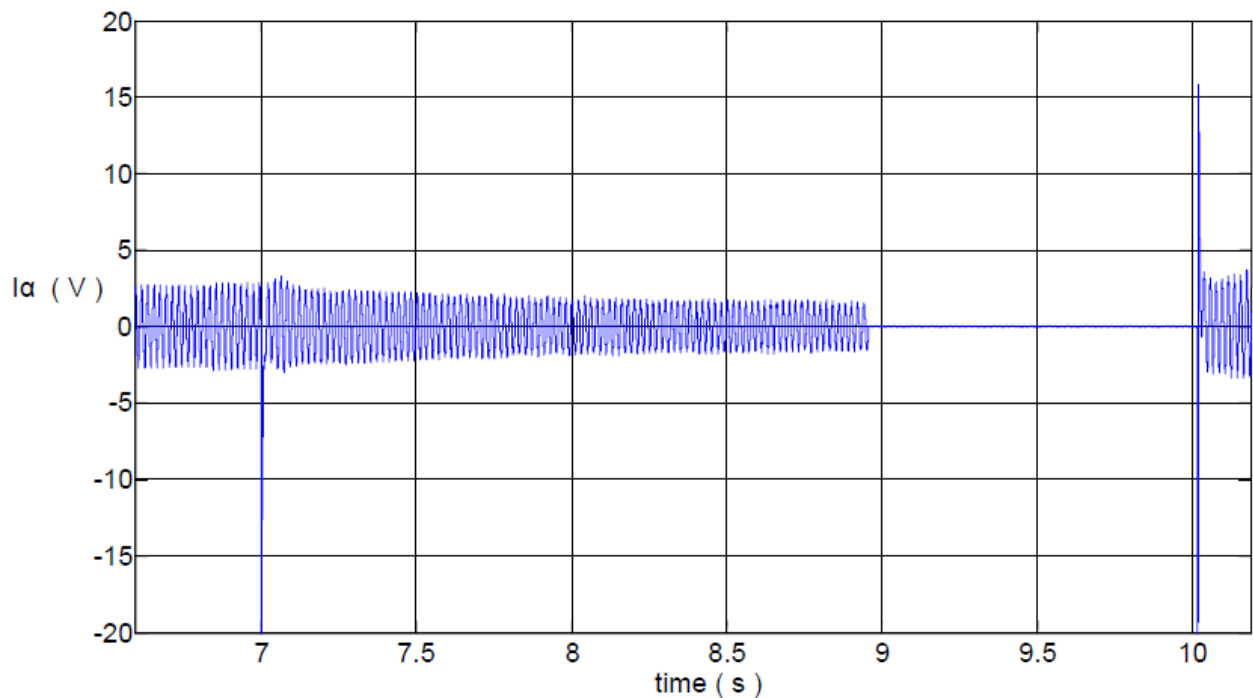
Σχ. 4.34 Ρεύμα ανυψωτή για 50% βύθιση, (α) με τον απλό ελεγκτή (β) με τον ελεγκτή περιορισμού.



Στη συνέχεια θεωρείται βύθιση της τάσης στο 50% της ονομαστικής τιμής διάρκειας 3sec. Ο χρόνος αυτός είναι μεγαλύτερος από τα όρια αντοχής που επιβάλλει η τυπική καμπύλη και το σύστημα οφείλει να μείνει συνδεδεμένο για χρόνο που επιβάλουν τα όρια και στη συνέχεια μπορεί να αποσυνδεθεί εάν η βύθιση εξακολουθεί να υφίσταται. Στο Σχ. 4.35 παρουσιάζεται η μορφή της τάσης του δικτύου. Για την βύθιση αυτή η τιμή του ρεύματος στην έξοδο του φίλτρου φαίνεται στο Σχ. 4.36. Από την απόκριση αυτή είναι φανερό ότι ο ελεγκτής του αντιστροφέα περιορίζει τα ρεύματα και μένει συνδεδεμένος για χρόνο 1.9sec που επιβάλει το όριο της καμπύλης του Σχ. 4.27. Στη συνέχεια αποσυνδέει την ανεμογεννήτρια από το δίκτυο και λειτουργεί δίνοντας την ενεργό ισχύ του στο φορτίο έκτακτης ανάγκης.



Σχ. 4.35 Βύθιση της τάσης του δικτύου στο 50% της ονομαστικής τιμής για 3sec.



Σχ. 4.36 Ρεύμα στη έξοδο του φίλτρου για βύθιση 50% της ονομαστικής τιμής για 3sec.

## 4.5 Σύνοψη

Στο παρόν κεφάλαιο έγινε μελέτη των επιπτώσεων που έχουν στην ανεμογεννήτρια οι διαταραχές του πλάτους της τάσης του δικτύου. Αρχικά επιβεβαιώθηκε η ορθότητα της μοντελοποίησης μέσω προσομοιώσεων τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση μέσω συγκρίσεων με τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα. Στη συνέχεια εξετάστηκε η

λειτουργία του συστήματος σε περιπτώσεις διαφορετικής συμμετρικής βύθισης της τάσης σε επίπεδα που προτείνονται από τις δοκιμές συμβατότητας των ανεμογεννητριών. Από τις αποκρίσεις της προσομοίωσης, παρατηρείται αύξηση του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα, η οποία υπερέβαινε τα όρια αντοχής του. Η αύξηση των ρευμάτων στην έξοδο του αντιστροφέα οδηγεί αρχικά σε εσφαλμένη λειτουργία του αντίστοιχου ελεγκτή και εν τέλει στην καταστροφή των διακοπών ισχύος.

Για να αντιμετωπιστούν τέτοιου είδους φαινόμενα και να προστατευτεί το σύστημα σχεδιάστηκε ελεγκτής, ο οποίος παρέχει σε πρώτο στάδιο **προστασία από υπερένταση των IGBTs** και σε δεύτερο στάδιο **ανίχνευση βύθισης τάσης και παραμονή στο δίκτυο με βάση τα όρια ανοχής μιας τυπικής καμπύλης**.

## 4.6 Βιβλιογραφία

- [1] Ι. Καμπούρης, Διευθυντής ανάπτυξης συστήματος ΔΕΣΜΗΕ “ Εφαρμογές και προβλήματα διεύθυνσης μεγάλης κλίμακας, Χαλκίδα 2009 ”
- [2]. T. Ackermann, “Wind Power in Power Systems”. John Wiley & Sons,Ltd., 2005.
- [3]. F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, , “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, issue 5, pp. 1398-1409, October 2006.
- [4]. J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galván, R. C. P Guisado, Á M Prats, J I. León, and N. Moreno-Alfonso, “Power- Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, August 2006.
- [5]. P. Rodriguez, A. V. Timbus , R. Teodorescu, M. Liserre, F. Blaabjerg, “Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, issue 5, pp. 2583-2592, October 2007.
- [6] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, “A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator”, IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99, Hong Kong , July 1999.
- [7] Σ. Παπαθανασίου, Μ. Τσίλη “Τεχνικές απαιτήσεις για τη σύνδεση αιολικών σταθμών στα συστήματα ηλεκτρική ενέργειας – Επισκόπηση κωδίκων άλλων χωρών και διαθέσιμων τεχνολογιών”
- [8] Siegfried Heier, “Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems”, 2nd ed., John Wiley & Sons, England, 2006.
- [9] Kinnunen J., Pyrhonen J., Liukkonen O., Kurronen P., “Analysis of directly network connected non-salient pole permanent magnet synchronous machines” Proc. International Symposium on Industrial Electronics, pp. 2217-2222 ISIE 2006, 9-3 July 2006, Montreal, Canada.
- [10] S. Kim, and E. Kim, “PSCAD/EMTDC – Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine”, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [11] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, “A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator”, IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99, Hong Kong , July 1999.
- [12] F.Santjer, “The New Philosophy for Grid Connection and how to Verify the Behaviour of Wind Farms,” in EWEC 2004, London, November 2004.
- [13] J. G. Sloopweg; H. Polinder; W. L. Kling, “Representing Wind Turbine Electrical Generating Systems in Fundamental Frequency Simulations”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no.4, pp. 516–524, 2003.
- [14] Μ. Β. Ντρέκο, “Ανάλυση Λειτουργίας και Έλεγχος Συστήματος Ανεμογεννήτριας Μεταβλητών Στροφών Διασυνδεδεμένης στο Δίκτυο ”Ελληνική επιτροπή CIGRE, σύνοδος Αθήνα 2009.
- [15] Α. Χανιώτης ,Διδακτορική διατριβή "Ανάπτυξη, προσομοίωση και κατασκευή συστήματος ελέγχου ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών με γεννήτρια μόνιμων μαγνητών για απομονωμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία"

---

## Κεφάλαιο 5

---

### **Ένταξη Α/Γ σε υβριδικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που συνδυάζει Α/Γ, Φ/Β και διατάξεις υδρογόνου**

Στο παρόν κεφάλαιο προτείνεται μία **μεθοδολογία ελέγχου ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος** παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, το οποίο συνδυάζει διάφορες ενεργειακές πηγές και συσκευές αποθήκευσης. Το υπό μελέτη σύστημα περιλαμβάνει μία ανεμογεννήτρια και μία φωτοβολταϊκή γεννήτρια, οι οποίες αποτελούν τις κύριες ενεργειακές πηγές, ενώ μία κυψέλη καυσίμου χρησιμοποιείται για να τροφοδοτεί την ισχύ του φορτίου που υπερβαίνει την ισχύ της παραγωγής. Μια συστοιχία υπερπυκνωτών λειτουργεί επικουρικά, για να καλύψει ταχείες μεταβολές του φορτίου, καθώς και της παραγωγής, οι οποίες μπορεί να οφείλονται σε πιθανές διακυμάνσεις της ταχύτητας ανέμου και της ηλιακής ακτινοβολίας. Η λειτουργία του συστήματος δε βασίζεται μόνο στο ισοζύγιο παραγωγής και ζήτησης, αλλά εξασφαλίζει, παράλληλα, την **εύρυθμη λειτουργία της κυψέλης καυσίμου**, αυξάνοντας τη διάρκεια ζωής της. Ακόμη, λαμβάνει υπόψη θέματα **ενεργειακής απόδοσης**, καθώς και **περιορισμούς ασφαλείας στη λειτουργία του ηλεκτρολύτη**, ενώ δίνεται έμφαση **στην ποιότητα της παραγόμενης ισχύος**. Η συμπεριφορά του συστήματος μελετάται σε 24ωρους κύκλους λειτουργίας με έντονα μεταβατική συμπεριφορά του φορτίου. Προτείνεται μια συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου της ροής ισχύος, η οποία εξασφαλίζει **ευσταθή λειτουργία και αδιάλειπτη παροχή ισχύος** στο φορτίο.

#### **5.1 Εισαγωγή**

Το συνεχώς αυξανόμενο ενδιαφέρον για τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και την ενεργειακή διαφοροποίηση της ηλεκτροπαραγωγής οδήγησε στην ανάπτυξη εφαρμογών, οι οποίες συνδυάζουν διάφορες ενεργειακές πηγές για την κάλυψη φορτίων. Αυτά τα φορτία μπορεί να αποτελούν απομακρυσμένες οικιακές καταναλώσεις, φορτία ειδικού σκοπού ή φορτία διασυνδεδεμένα σε ασθενή δίκτυα. Σε κάθε περίπτωση, πρωταρχικός στόχος του συστήματος παραγωγής είναι η **κάλυψη της ζήτησης**, ανεξάρτητα των καιρικών συνθηκών, καθώς και η **ποιότητα της παρεχόμενης ισχύος**. Η αυτόνομη λειτουργία σταθμών παραγωγής ΑΠΕ μικρής κλίμακας συνήθως απαιτεί τουλάχιστον ένα σύστημα αποθήκευσης, καθώς και μία επιπλέον ενεργειακή πηγή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατά βούληση. Με βάση αυτές τις απαιτήσεις, η **χρησιμοποίηση του υδρογόνου** μέσω κυψελών καυσίμου αποτελεί μία **ελκυστική επιλογή**. Διάφορες εφαρμογές οι οποίες συνδυάζουν το υδρογόνο με άλλες

τεχνολογίες ΑΠΕ, όπως ανεμογεννήτριες και φωτοβολταϊκά, συναντώνται στη βιβλιογραφία [1] – [4]. Σε αυτές τις εφαρμογές, μία κυψέλη καυσίμου, συνήθως τεχνολογίας μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων (*Proton Exchange Membrane, PEM*), χρησιμοποιείται για να καλύψει το έλλειμμα ισχύος, σε συνδυασμό με πηγές ταχείας απόκρισης ισχύος, όπως υπερπυκνωτές. Ακόμη, χρησιμοποιείται μία μονάδα ηλεκτρόλυσης (ηλεκτρολύτης), για να αποθηκεύει την περίσσεια ισχύος σε υδρογόνο, το οποίο θα καταναλωθεί αργότερα από την κυψέλη καυσίμου. Συνήθως, η μεταγωγή της ισχύος γίνεται μέσω ενός ζυγού συνεχούς ρεύματος (ΣΡ). Αν και οι εφαρμογές των κυψελών καυσίμου και των ηλεκτρολυτών τεχνολογίας PEM σε αυτόνομα συστήματα έχουν δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα, υπάρχουν ορισμένα μειονεκτήματα από τη χρήση τους, τα οποία θα πρέπει να ληφθούν υπόψη.

Από τη μία πλευρά, η πρόσφατη βιβλιογραφία στον τομέα των κυψελών καυσίμου αποφαίνεται πως η **διάρκεια ζωής** και η **απόδοση μίας κυψέλης PEM** εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τον **τύπο του φορτίου**, το οποίο τροφοδοτεί. Στην αναφορά [5] οι συγγραφείς έκαναν μια εκτίμηση της αντοχής μίας κυψέλης καυσίμου PEM σε έντονα μεταβατικό φορτίο τύπου on/off (*on/off cycling*) και παρατήρησαν μείωση στην κινητική δραστηριότητα, καθώς και αύξηση των απωλειών μεταφοράς για διαφόρους τύπους ηλεκτροδίων. Στην αναφορά [6] οι συγγραφείς διαπίστωσαν σημαντική μείωση της απόδοσης μιας κυψέλης PEM μετά από 500 ώρες λειτουργίας σε φορτίο τύπου on/off. Αντίστοιχα αποτελέσματα αναφέρονται στην αναφορά [7].

Από την άλλη πλευρά, σημαντικά προβλήματα μπορεί να προκαλέσει η **λειτουργία των ηλεκτρολυτών με έντονη κυμάτωση της ισχύος εισόδου**. Στην αναφορά [8] αναφέρονται διάφορα προβλήματα που ενδέχεται να προκύψουν από τη **διακοπτόμενη λειτουργία ενός ηλεκτρολύτη**, ο οποίος τροφοδοτείται από μία πηγή μεταβαλλόμενης ισχύος (π.χ. φωτοβολταϊκή γεννήτρια), όπως κίνδυνοι ανάμειξης υδρογόνου και οξυγόνου σε χαμηλές τιμές της πυκνότητας ρεύματος ή μειωμένη απόδοση για θερμοκρασίες λειτουργίας μικρότερες της ονομαστικής. Στην αναφορά [2] οι συγγραφείς αναφέρουν πως όταν οι αλλαγές της ισχύος εισόδου του ηλεκτρολύτη είναι γρηγορότερες από το ρυθμό επεξεργασίας των αερίων, η πίεση δε μπορεί να ελεγχθεί, δημιουργώντας προβλήματα ασφαλείας. Για αυτό το λόγο, προτείνουν την τροφοδότηση της ισχύος εισόδου σε ελεγχόμενα πλαίσια με τη χρήση περιοριστών κλίσης. Ακόμη, η **απόδοση του ηλεκτρολύτη** εξαρτάται άμεσα **από το ρεύμα που διαρρέει τα ηλεκτρολυτικά κελιά**, το οποίο είναι ανάλογο με το ρυθμό παραγωγής υδρογόνου [8], πράγμα το οποίο σημαίνει πως ο έλεγχος της ηλεκτρόλυσης θα πρέπει να γίνεται με γνώμονα το συμβιβασμό μεταξύ μέγιστης απόδοσης και μέγιστου ρυθμού παραγωγής H<sub>2</sub>.

Στην αναφορά [9] οι συγγραφείς προτείνουν ένα αυτόνομο σύστημα παραγωγής ΑΠΕ με αποθήκευση υδρογόνου. Παρόλο που το σύστημα επιτυγχάνει αυτόνομη λειτουργία, η **τάση** του ζυγού συνεχούς ρεύματος εμφανίζει **μεγάλες διακυμάνσεις**, οι οποίες έχουν **επιπτώσεις**

**στην ποιότητα ισχύος.** Στην αναφορά [1] οι συγγραφείς περιγράφουν ένα αντίστοιχο αυτόνομο υβριδικό σύστημα και προτείνουν μια μεθοδολογία ελέγχου, η οποία έχει ως στόχο το ισοζύγιο παραγωγής και ζήτησης με σταθεροποίηση της τάσης του ζυγού. Παρόλα αυτά, δεν έχει ληφθεί υπόψη η κατάλληλη μέριμνα που θα αποτρέψει την **αλόγιστη χρήση της κυψέλης καυσίμου σε διακοπτόμενη λειτουργία**, ενώ η ηλεκτρολύτης λειτουργεί σαν ελεγχόμενο φορτίο έκτακτης ανάγκης (*dump load*), χωρίς να ληφθούν υπόψη τα προβλήματα που προκύπτουν από τη διακοπτόμενη λειτουργία του ή τη λειτουργία του κάτω από συνθήκες έντονης κυμάτωσης της ισχύος εισόδου, τα οποία αναφέρθηκαν παραπάνω.

Στο παρόν κεφάλαιο προτείνεται μία στρατηγική ελέγχου και η αντίστοιχη ανάλυση λειτουργίας ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος ΑΠΕ – υδρογόνου, που έχει ως κύριες ενεργειακές πηγές μία ανεμογεννήτρια και μία φωτοβολταϊκή γεννήτρια. Μια κυψέλη καυσίμου χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσει το έλλειμμα ισχύος, ενώ μία συστοιχία υπερπυκνωτών περιορισμένης χωρητικότητας χρησιμοποιείται για να καλύψει τα μεταβατικά φαινόμενα της ζήτησης, αλλά και της παραγωγής λόγω διακυμάνσεων της ταχύτητας ανέμου και της ηλιακής ακτινοβολίας. Η στρατηγική ελέγχου που αναπτύχθηκε εξασφαλίζει αδιάλειπτη παροχή της ισχύος του φορτίου, υψηλή ποιότητα ισχύος εξόδου και υψηλή ενεργειακή απόδοση, ενώ εστιάζει στον έλεγχο της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη με τέτοιο τρόπο, ώστε να αποφεύγεται η άσκοπη χρήση των συσκευών σε διακοπτόμενη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας.

## 5.2 Σχεδιασμός του συστήματος

Η αυτόνομη λειτουργία ενός υβριδικού συστήματος βρίσκει εφαρμογή σε μικρής κλίμακας φορτία, όπως τηλεπικοινωνιακές εγκαταστάσεις ή οικιακές καταναλώσεις. Η βέλτιστη διαστασιολόγηση του συστήματος συνήθως απαιτεί μακροχρόνιες μελέτες της συμπεριφοράς του αιολικού και ηλιακού δυναμικού στη θέση εγκατάστασης. Βασικός στόχος της διαστασιολόγησης είναι η κάλυψη της ζήτησης, αν αυτό είναι εφικτό, με το ελάχιστο δυνατό κόστος [23], [24]. Σ' ένα πρώτο βήμα θα πρέπει να **γίνει διερεύνηση της διάστασης των παραμέτρων** του συστήματος χρησιμοποιώντας δεδομένα για συγκεκριμένη τοποθεσία και για μεγάλα χρονικά διαστήματα. Σ' ένα δεύτερο βήμα θα πρέπει **να αποφασιστεί η συγκεκριμένη τοπολογία** η οποία θα χρησιμοποιηθεί ούτως ώστε να καλυφθεί, αδιάλειπτα εάν αυτό είναι δυνατόν, η ζήτηση, με το ελάχιστο λειτουργικό κόστος.

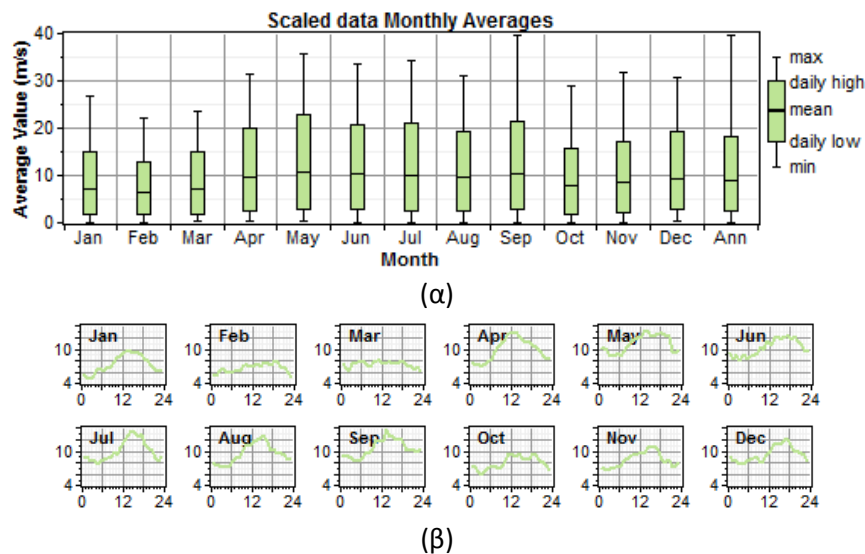
### 5.2.1 Διαστασιολόγηση των παραμέτρων του συστήματος

Για το σκοπό της επιλογής του βέλτιστου επιπέδου ισχύος για την κάθε διάταξη του συστήματος χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό HOMER<sup>®</sup> αξιοποιώντας μετρήσεις ταχύτητας ανέμου και ηλιακής ακτινοβολίας για μια περίοδο 4 ετών για την περίπτωση ενός τυπικού οικιακού καταναλωτή σ' ένα νησί του Β.Α. Αιγαίου. Το λογισμικό HOMER (Hybrid Optimization

Model for Electric Renewables) είναι ένα από τα πιο διαδεδομένα προγράμματα για τη διαστασιολόγηση και ανάλυση υβριδικών συστημάτων [10]. Αναπτύσσεται από το National Renewable Energy Laboratory (NREL) των ΗΠΑ με σκοπό να βοηθήσει το σχεδιασμό συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ και να διευκολύνει τη σύγκριση των τεχνολογιών ηλεκτροπαραγωγής μέσα από ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών. Το HOMER διαμορφώνει τη φυσική συμπεριφορά ενός ηλεκτρικού συστήματος και το κόστος κύκλου ζωής του, το οποίο είναι το κόστος εγκατάστασης και το κόστος λειτουργίας. Επίσης, επιτρέπει στο χρήστη να συγκρίνει πολλές διαφορετικές επιλογές βασισμένες στις τεχνικές και οικονομικές αξίες του προγράμματος [11].

### 5.2.1.1 Δεδομένα προσομοίωσης

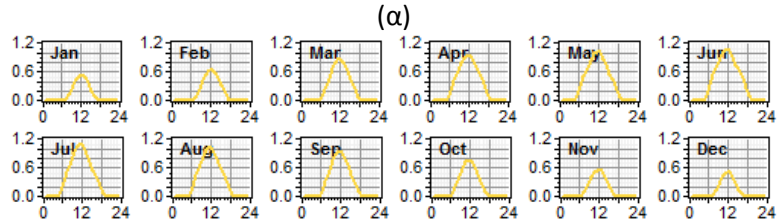
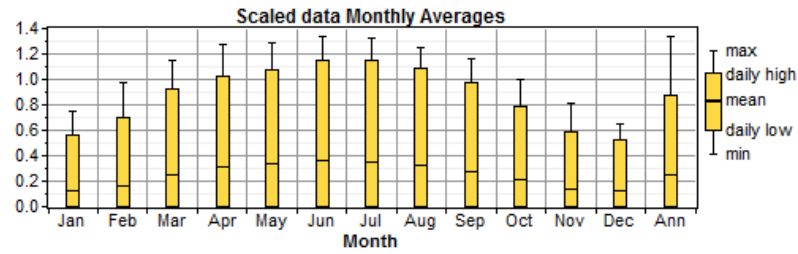
Στο Σχ. 5.1α φαίνεται η ελάχιστη, η μέση και η μέγιστη ταχύτητα ανέμου σε m/s ανά μήνα και ανά έτος, για ένα χρόνο, που χρησιμοποιείται στην προσομοίωση, ενώ στο Σχ. 5.1β φαίνεται η μέση ημερήσια χρονοσειρά ανέμου ανά μήνα.



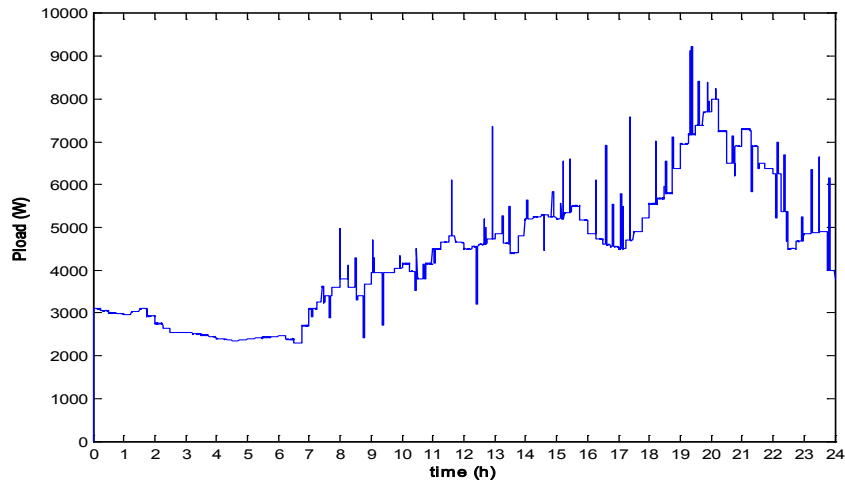
**Σχ. 5.1** Μετρήσεις ταχύτητας ανέμου α) Ελάχιστη, μέση και μέγιστη ταχύτητα ανέμου ανά μήνα και ανά έτος, β) Μέση ημερήσια χρονοσειρά ανέμου ανά μήνα.

Αντίστοιχα, στο Σχ. 5.2α φαίνεται η ελάχιστη, η μέση και η μέγιστη ηλιακή ακτινοβολία σε  $\text{kW/m}^2$  ανά μήνα και ανά έτος και στο Σχ. 5.2β φαίνεται η μέση ημερήσια χρονοσειρά ηλιακής ακτινοβολίας ανά μήνα. Για τον προσδιορισμό του φορτίου χρησιμοποιήθηκε η ημερήσια καμπύλη φορτίου του Σχ. 5.3 και στη συνέχεια το λογισμικό μετέβαλλε κατάλληλα την ημερήσια καμπύλη των άλλων μηνών, όπως φαίνεται στα Σχ. 5.4α και 5.4β. Αξίζει να σημειωθεί ότι το φορτίο που προέκυψε έχει αιχμή 7.4 kW και ημερήσια ζήτηση ενέργειας 100 kWh/ημέρα.

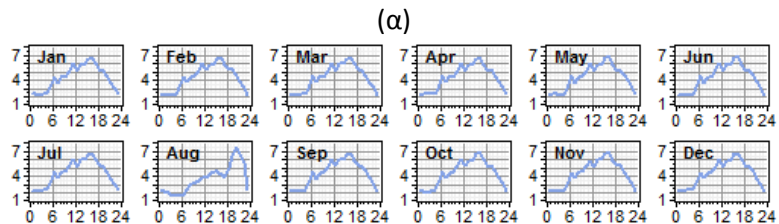
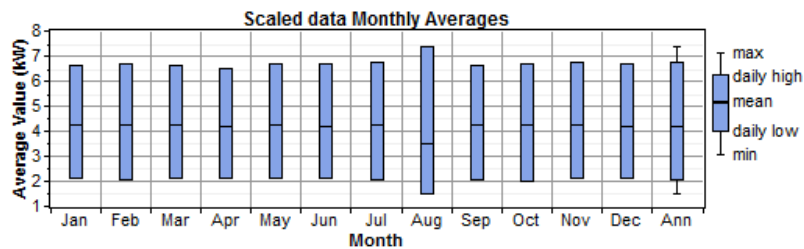




Σχ. 5.2 Μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας α) Ελάχιστη, μέση και μέγιστη ηλιακή ακτινοβολία ανά μήνα και ανά έτος β) Μέση ημερήσια χρονοσειρά ηλιακής ακτινοβολίας ανά μήνα



Σχ. 5.3 Ημερήσια καμπύλη φορτίου



Σχ. 5.4 Το φορτίο που χρησιμοποιήθηκε από το λογισμικό HOMER α)Ελάχιστο, μέσο και μέγιστο φορτίο ανά μήνα και ανά έτος β) Ημερήσια καμπύλη φορτίου ανά μήνα

Με στόχο τη βελτιστοποίηση της διαστασιολόγησης του συστήματος όσον αφορά στο κόστος λειτουργίας και στην κάλυψη του φορτίου, πραγματοποιήθηκε σειρά προσομοιώσεων επιλέγοντας μια Α/Γ ισχύος 20kW και μία συστοιχία πυκνωτών χωρητικότητας 220Wh. Η αρχική ποσότητα υδρογόνου στη δεξαμενή τέθηκε στο 10% και ο σχεδιασμός του συστήματος έγινε με στόχο η τελική ποσότητα υδρογόνου μετά την πάροδο ενός έτους να είναι ίση ή μεγαλύτερη από 10%. Τέλος, η μέγιστη επιτρεπόμενη μη τροφοδοτούμενη ενέργεια ανά έτος τέθηκε στο 2% της συνολικής ετήσιας ζήτησης. Τα κόστη των επιμέρους μονάδων σύμφωνα με το λογισμικό φαίνονται στον Πίνακα 5.1. Το επιτόκιο αναγωγής τέθηκε στο 6% και η διάρκεια της επένδυσης στα 25 έτη. Κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων το μέγεθος του Φ/Β, της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη κυμαίνεται από 0 έως 10 kW με βήμα 1 kW και το μέγεθος της δεξαμενής κυμαίνεται από 0 έως 10 kg H<sub>2</sub> με βήμα 1 kg H<sub>2</sub>. Στον Πίνακα 5.2 συνοψίζονται τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης διαστασιολόγησης των παραμέτρων του συστήματος.

Πίνακας 5.1  
Δεδομένα κόστους μονάδων

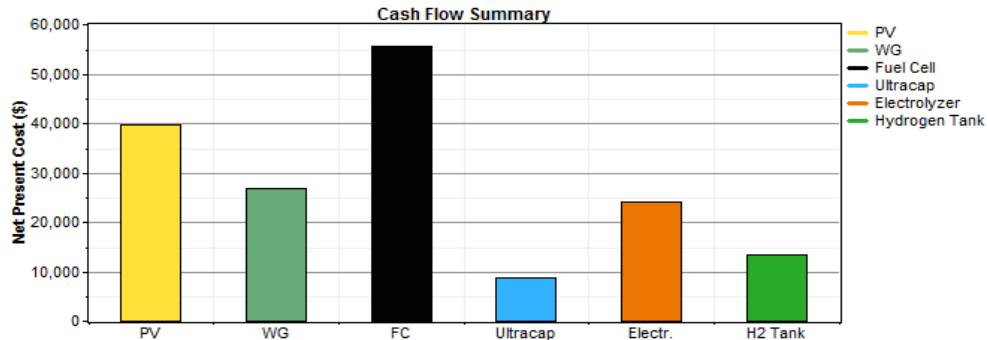
| Παράμετρος                  | Τιμή       | Διάρκεια ζωής    | Κόστος αντικατάστασης |
|-----------------------------|------------|------------------|-----------------------|
| <b>Α/Γ</b>                  | 1000 \$/kW | 15 έτη           | 1000 \$/kW            |
| <b>Φ/Β</b>                  | 7000 \$/kW | 20 έτη           | 7000 \$/kW            |
| <b>Κυψέλη καυσίμου</b>      | 3000 \$/kW | 40000 ώρες λειτ. | 3000 \$/kW            |
| <b>Ηλεκτρολύτης</b>         | 2000 \$/kW | 15 έτη           | 2000 \$/kW            |
| <b>Δεξαμενή αποθήκευσης</b> | 1500 \$/kg | 25 έτη           | 1500 \$/kg            |
| <b>Υπερπυκνωτές</b>         | 10 \$/Wh   | 10 έτη           | 10 \$/Wh              |

Πίνακας 5.2  
Βέλτιστο μέγεθος παραμέτρων του συστήματος

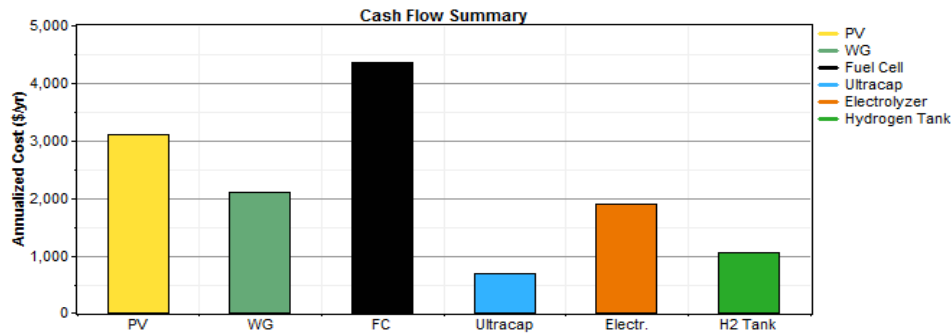
| Παράμετρος              | Μέγεθος |
|-------------------------|---------|
| Ανεμογεννήτρια          | 20kW    |
| Φωτοβολταϊκά            | 5kW     |
| Κυψέλη Καυσίμου         | 5kW     |
| Υπερπυκνωτές            | 220Wh   |
| Δεξαμενή H <sub>2</sub> | 9kg     |

### 5.2.1.2 Τεχνο–οικονομικά αποτελέσματα

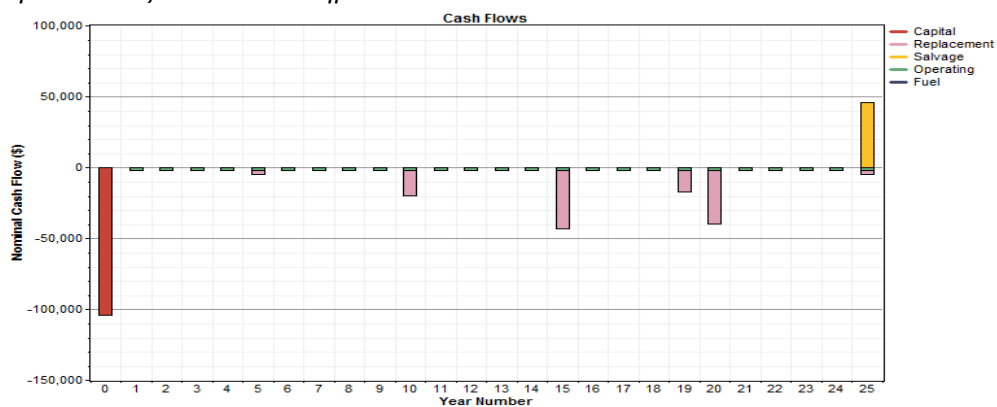
Αναλύοντας τα τεχνο – οικονομικά αποτελέσματα της προσομοίωσης, στο Σχ. 5.5 παρατίθεται το συνολικό ανηγμένο κόστος ανά υποσύστημα και στο Σχ. 5.6 το ετήσιο κόστος ανά υποσύστημα. Το συνολικό ανηγμένο κόστος της επένδυσης ανέρχεται στα 168,694 \$ και το συνολικό ετήσιο κόστος στα 13,196 \$.



Σχ. 5.5 Συνολικό ανηγμένο κόστος ανά υποσύστημα



Σχ. 5.6 Ετήσιο κόστος ανά υποσύστημα



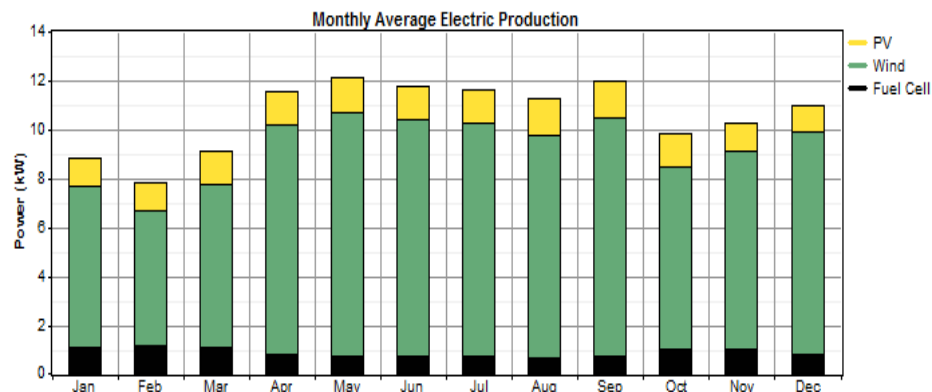
Σχ. 5.7 Ταμειακές ροές

Όπως παρατηρείται, η κυψέλη καυσίμου έχει τη μεγαλύτερη συνεισφορά στο κόστος του συστήματος λόγω της συχνής της αντικατάστασης, ενώ το Φ/Β είναι το δεύτερο πιο ακριβό υποσύστημα λόγω του υψηλού του κόστους. Στο Σχ. 5.7 φαίνονται οι ταμειακές ροές της επένδυσης και συγκεκριμένα το αρχικό κόστος, οι δαπάνες αντικατάστασης, οι δαπάνες

συντήρησης και η υπολειπόμενη αξία. Η αντικατάσταση της κυψέλης καυσίμου εξαρτάται από τις ώρες λειτουργίας της και στη συγκεκριμένη περίπτωση γίνεται κάθε 10 έτη, όπως και η αντικατάσταση των υπερπυκνωτών. Η αντικατάσταση του ηλεκτρολύτη και της Α/Γ έγινε στα 15 έτη, ενώ του Φ/Β στα 20 έτη. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι το κόστος της παραγόμενης ενέργειας (COE) ανέρχεται στα 0.365 \$/kWh και το ετήσιο λειτουργικό κόστος στα 5,031 \$/yr.

### 5.2.1.3 Ενεργειακά αποτελέσματα

Εξετάζοντας τα ενεργειακά αποτελέσματα της προσομοίωσης, στο Σχ. 5.8 παρατίθεται η μέση μηνιαία παραγωγή από άνεμο, ήλιο και υδρογόνο. Όπως φαίνεται από το σχήμα και τον πίνακα 5.3, η αιολική παραγωγή έχει τη μεγαλύτερη συνεισφορά στην ενεργειακή παραγωγή (79%) λόγω του υψηλού αιολικού δυναμικού και της αυξημένης εγκατεστημένης αιολικής ισχύος, ενώ η συνεισφορά της ηλιακής παραγωγής είναι 12% και της κυψέλης καυσίμου 8%. Επίσης, παρατηρείται αύξηση της αιολικής-ηλιακής παραγωγής κατά τους θερινούς μήνες λόγω ευνοϊκών καιρικών συνθηκών, ενώ η παραγωγή της κυψέλης καυσίμου αυξάνεται τους φθινοπωρινούς και χειμερινούς μήνες, όπου η παραγωγή από τις άλλες ΑΠΕ είναι μειωμένη.



Σχ. 5.8 Μέση μηνιαία παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας

Πίνακας 5.3

Παραγωγή ενεργειακών πηγών

| Component    | Production (kWh/yr) | Fraction |
|--------------|---------------------|----------|
| PV array     | 11,511              | 12%      |
| Wind turbine | 73,880              | 79%      |
| Fuel Cell    | 7,573               | 8%       |
| Total        | 92,964              | 100%     |

Από τον πίνακα 5.4 παρατηρείται ότι το 63% της παραγόμενης ενέργειας καταναλώνεται από φορτίο, ενώ το υπόλοιπο 37% καταναλώνεται από τη μονάδα ηλεκτρόλυσης. Στη συνέχεια, στον πίνακα 5.5 παρατίθεται η περίσσεια και το έλλειμμα ενέργειας στο τέλος ενός

έτους. Η περίσσεια ενέργειας, η οποία είναι αποθηκευμένη σε υδρογόνο, αποτελεί το 38% της συνολικής παραγωγής, ήτοι 35,365 kWh/yr. Αυτή η περίσσεια υδρογόνου μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κάλυψη άλλων αναγκών, π.χ. η ηλεκτροκίνηση οχημάτων με κυψέλη καυσίμου, όπως προτείνεται στην αναφορά [12]. Ένας σημαντικός παράγοντας για την ανάλυση του συστήματος είναι η καταπόνηση της κυψέλης καυσίμου. Από τον πίνακα 5.6 παρατηρείται ότι η κυψέλη καυσίμου λειτουργεί 4,346 ώρες ετησίως, πραγματοποιώντας 943 εκκινήσεις. Η διάρκεια ζωής της υπολογίζεται στα 9.2 έτη και ο συντελεστής δυναμικότητας στα 17.3%.

Πίνακας 5.4  
Καταναλώσεις

| Load              | Consumption (kWh/yr) | Fraction |
|-------------------|----------------------|----------|
| DC primary load   | 36,133               | 63%      |
| Electrolyzer load | 21,463               | 37%      |
| Total             | 57,595               | 100%     |

Πίνακας 5.5  
Περίσσεια – Έλλειμμα

| Quantity           | Value         | Fraction |
|--------------------|---------------|----------|
| Excess electricity | 35,365 kWh/yr | 38.0%    |
| Unmet load         | 367 kWh/yr    | 1%       |
| Capacity shortage  | 741 kWh/yr    | 2%       |
| Renewable fraction | 1.000         |          |

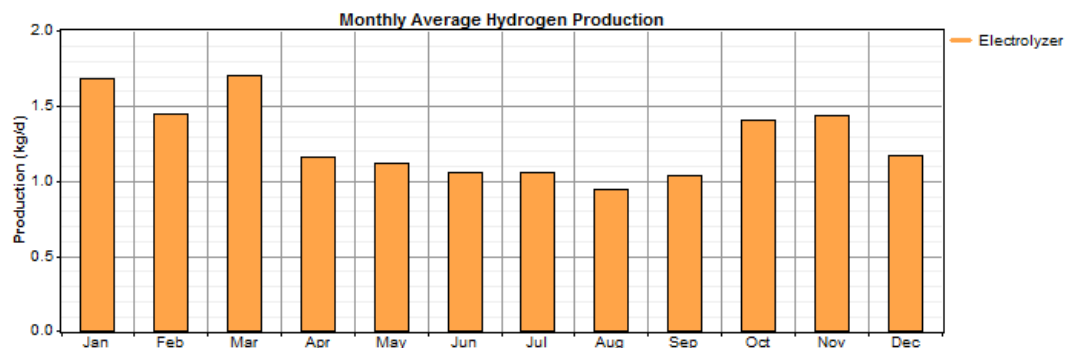
Πίνακας 5.6  
Φόρτιση κυψέλης καυσίμου

| Quantity                 | Value | Units     |
|--------------------------|-------|-----------|
| Hours of operation       | 4,346 | hr/yr     |
| Number of starts         | 943   | starts/yr |
| Operational life         | 9.20  | yr        |
| Capacity factor          | 17.3  | %         |
| Fixed generation cost    | 0.875 | \$/hr     |
| Marginal generation cost | 0.00  | \$/kWhyr  |

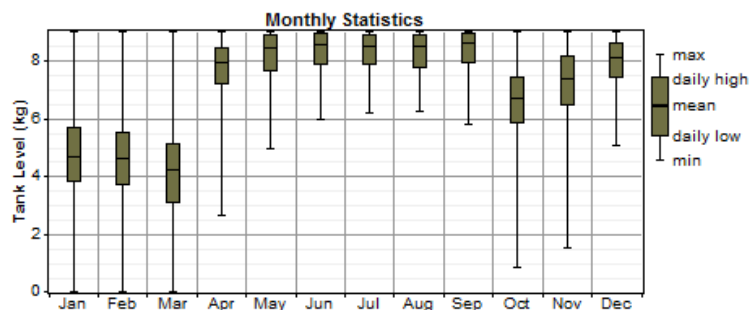
Στη συνέχεια, στο Σχ. 5.9 φαίνεται η μέση μηνιαία παραγωγή υδρογόνου από τη μονάδα ηλεκτρόλυσης και στο Σχ. 5.10 η ελάχιστη, μέση και μέγιστη ποσότητα αποθηκευμένου υδρογόνου ανά μήνα. Όπως παρατηρείται, η παραγωγή υδρογόνου περιορίζεται κατά τους

θερινούς μήνες λόγω πληρότητας της δεξαμενής (αυξημένη περίσσεια ενέργειας), ενώ αυξάνεται τους χειμερινούς μήνες λόγω των αυξημένης κατανάλωσης υδρογόνου από την κυψέλη καυσίμου.

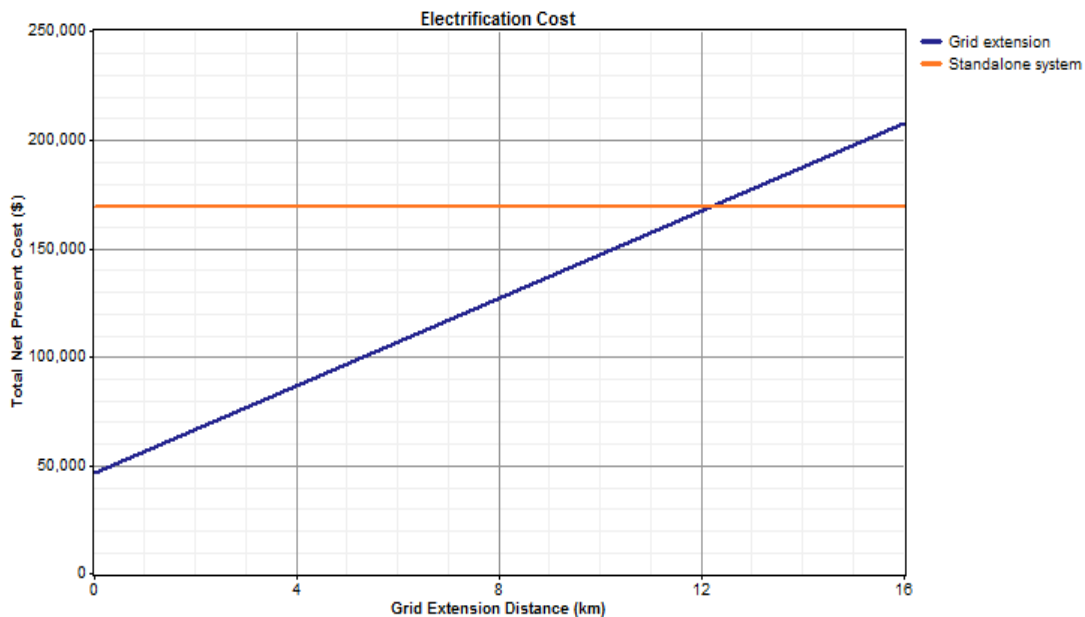
Τέλος, ένας σημαντικός παράγοντας για την ανάλυση ενός αυτόνομου συστήματος είναι η σύγκριση του κόστους του με το κόστος της επέκτασης του ηλεκτρικού δικτύου για τη διασύνδεση του απομακρυσμένου φορτίου. Στο Σχ. 5.11 φαίνεται η αντιπαράθεση του κόστους του αυτόνομου συστήματος με το κόστος της επέκτασης του υπάρχοντος δικτύου μέχρι το απομακρυσμένο φορτίο. Όπως είναι φυσικό, το κόστος επέκτασης του δικτύου εξαρτάται από την απόσταση. Το σημείο τομής των δύο ευθειών χαρακτηρίζεται ως ισοδύναμη απόσταση επέκτασης δικτύου (Breakeven Grid Extension Distance) και ανέρχεται στα 12.1 km. Αυτό σημαίνει ότι αν η απόσταση του φορτίου από το δίκτυο ξεπερνά τα 12.1 km, τότε η επένδυση σε ένα αυτόνομο σύστημα παραγωγής είναι βιώσιμη.



Σχ. 5.9 Μέση μηνιαία παραγωγή υδρογόνου



Σχ. 5.10 Ελάχιστη, μέση και μέγιστη ποσότητα υδρογόνου ανά μήνα



Σχ. 5.11 Κόστος επέκτασης δικτύου συναρτήσει της απόστασης – Κόστος αυτόνομης λειτουργίας

### 5.2.2 Διάταξη του συστήματος

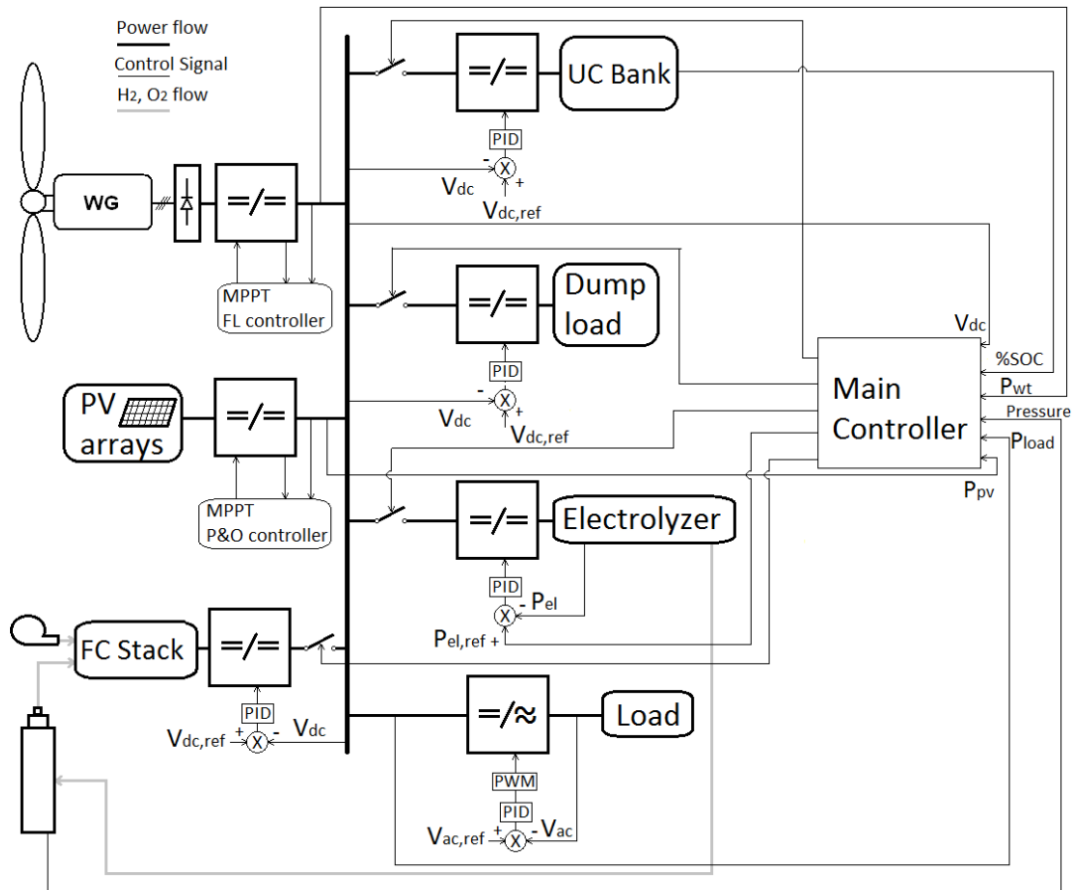
Με βάση την ανάλυση της προηγούμενης παραγράφου η διάταξη που επιλέχθηκε για το προτεινόμενο σύστημα φαίνεται στο Σχ. 5.12. Η ισχύς ρέει μέσω ενός κοινού ζυγού ΣΡ, του οποίου η τάση σταθεροποιείται στα 550 V, και μεταφέρεται από τις πηγές προς τις καταναλώσεις με τη βοήθεια μετατροπέων ΣΡ/ΣΡ (*DC/DC converters*). Η ανεμογεννήτρια μονίμων μαγνητών – μεταβλητών στροφών έχει ονομαστική ισχύ 20 kW και ονομαστική τάση εξόδου 400 V<sub>p-p</sub>. Η τάση εξόδου της ανεμογεννήτριας ανορθώνεται μέσω μη ελεγχόμενης τριφασικής γέφυρας και στη συνέχεια μέσω ενός μετατροπέα ΣΡ ανυψώνεται στα 550 V. Η διακοπτική λειτουργία του μετατροπέα ελέγχεται με μέθοδο ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*), αναπροσαρμόζοντας την ηλεκτρική ροπή της γεννήτριας για τις διάφορες ταχύτητες ανέμου. Ο έλεγχος MPPT υλοποιείται μέσω ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής (*Fuzzy Logic - FL*), ο οποίος παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3. Η φωτοβολταϊκή γεννήτρια έχει ισχύ 5 kW<sub>p</sub> και συνδέεται στο ζυγό ΣΡ μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης ΣΡ, ο οποίος ελέγχεται μέσω ενός ελεγκτή MPPT, ο αλγόριθμος λειτουργίας του οποίου βασίζεται στη μέθοδο των συνεχών αλλαγών και συγκρίσεων (*Perturbation and Observation - P&O*). Πιο συγκεκριμένα, η φωτοβολταϊκή (φ/β) γεννήτρια αποτελείται από 10 παράλληλα συνδεδεμένες φ/β συστοιχίες, οι οποίες με τη σειρά τους αποτελούνται από 6 εν σειρά φ/β πλαίσια. Κάθε φ/β πλαίσιο έχει ονομαστικό ρεύμα εξόδου 5 A για τάση 17 V σε συνθήκες μέγιστης ισχύος.

Η μέση ισχύς της κυψέλης καυσίμου κυμαίνεται στα 5 kW. Τροφοδοτείται με υδρογόνο μέσω της δεξαμενής αποθήκευσης και διασυνδέεται με το ζυγό μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης ΣΡ. Ο αλγόριθμος ελέγχου του συστήματος ρυθμίζει τη σύνδεση και την αποσύνδεση της κυψέλης σε περιπτώσεις ελλείμματος και περίσσειας ισχύος αντίστοιχα. Παρόλα αυτά, **οι αλληπάλληλες εκκινήσεις** (λειτουργία on/off) **αποφεύγονται**, δίνοντας προτεραιότητα, σε ορισμένο βαθμό, στη συστοιχία υπερπυκνωτών. Η κυψέλη καυσίμου τίθεται σε λειτουργία μόνο όταν το επίπεδο φόρτισης των υπερπυκνωτών πέσει χαμηλότερα ενός ορίου. Έτσι, η κυψέλη καυσίμου δεν τροφοδοτεί μεταβατικά φορτία, των οποίων η ισχύς καλύπτεται από τους υπερπυκνωτές.

Η μέγιστη ισχύς λειτουργίας του ηλεκτρολύτη είναι 5 kW. Η σύνδεσή του με το ζυγό ΣΡ γίνεται μέσω ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης ΣΡ, ο οποίος τον τροφοδοτεί με διάφορα επίπεδα σταθερής ισχύος, ανάλογα με την περίσσεια. Η μετάβαση από το ένα επίπεδο στο άλλο γίνεται **με τη χρήση περιοριστών κλίσης** (*rate limiters*) για να **αποφευχθούν οι κίνδυνοι** που περιγράφηκαν στην εισαγωγή. Το υδρογόνο που παράγεται από τον ηλεκτρολύτη αποθηκεύεται στη δεξαμενή αποθήκευσης υδρογόνου, δημιουργώντας κλειστό βρόχο λειτουργίας με την κυψέλη καυσίμου. Εφόσον η ισχύς του ηλεκτρολύτη περιορίζεται στα 5 kW, σε πολλές περιπτώσεις θα υπάρχει αναξιοποίητη περίσσεια ισχύος. Παρόλα αυτά, η συσκευή θα λειτουργεί με υψηλότερο συντελεστή χρησιμοποίησης (*capacity factor*), πράγμα το οποίο είναι σημαντικό για την τεchnο-οικονομική απόδοση ενός συστήματος, ιδιαίτερα όταν περιλαμβάνει συσκευές υψηλού κόστους, όπως κυψέλες καυσίμου και ηλεκτρολύτες [6].

Η συστοιχία υπερπυκνωτών αποτελείται από 4 παράλληλα συνδεδεμένους υπερπυκνωτές, ο καθένας εκ των οποίων έχει χωρητικότητα 165 F, ονομαστική τερματική τάση 48.6 V και μπορεί να αποθηκεύσει ενέργεια μέχρι 54.13 Wh. Διασυνδέονται στο ζυγό ΣΡ μέσω ενός αμφίδρομου μετατροπέα ΣΡ, εξασφαλίζοντας έτσι την αμφίδρομη ροή της ισχύος στις διαδικασίες φόρτισης – εκφόρτισης. Το ελεγχόμενο φορτίο είναι ωμικού τύπου και χρησιμοποιείται για την κατανάλωση της ισχύος, όταν αυτή δε μπορεί να απορροφηθεί από τις υπόλοιπες συνιστώσες του συστήματος. Το φορτίο συνδέεται με το ζυγό μέσω ενός αντιστροφέα.





Σχ. 5.12 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος

### 5.3 Μοντελοποίηση

Η μοντελοποίηση που χρησιμοποιήθηκε για την αναπαράσταση των διαφόρων διατάξεων του συστήματος έχει ως εξής:

#### 5.3.1 Μοντελοποίηση ανεμογενήτριας

Το μοντέλο της ανεμογενήτριας περιλαμβάνει το μηχανικό μέρος της μηχανής, δηλαδή το αεροδυναμικό μέρος και την εξίσωση ροπών του άξονα, και το ηλεκτρικό μέρος, δηλαδή τη γεννήτρια μονίμων μαγνητών και την ανόρθωση της τάσης εξόδου. Η αεροδυναμική ισχύς του ανέμου που μετατρέπεται σε μηχανική από τον ανεμοκινητήρα υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (5.1)$$

Όπου  $\rho$  η πυκνότητα του αέρα,  $A = \pi R^2$  η επιφάνεια που διαπερνά κάθετα ο άνεμος,  $C_p(\lambda, \theta)$  ο αεροδυναμικός συντελεστής,  $R$  η ακτίνα της έλικας,  $\theta$  η γωνία pitch και  $V_w$  η ταχύτητα ανέμου. Ο λόγος ταχυτήτων  $\lambda$  ορίζεται ως εξής:

$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (5.2)$$

Όπου  $\Omega$  η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής της έλικας. Επομένως, η αεροδυναμική ροπή υπολογίζεται ως εξής:

$$T_m = \frac{P}{\Omega} \quad (5.3)$$

Το αεροδυναμικό μοντέλο λαμβάνει υπόψη τον αεροδυναμικό συντελεστή ισχύος και υπολογίζει την αεροδυναμική ροπή για δεδομένη ταχύτητα ανέμου. Το ηλεκτρικό μέρος της ανεμογεννήτριας περιγράφηκε στο κεφάλαιο 2 και πρόκειται για μοντέλο μέσης τιμής.

### 5.3.2 Μοντελοποίηση φωτοβολταϊκής συστοιχίας

Το μοντέλο της φωτοβολταϊκής γεννήτριας αποτελείται από  $\phi/\beta$  πλαίσια διασυνδεδεμένα σε σειρά ή παράλληλα. Κάθε πλαίσιο αποτελείται από μερικά  $\phi/\beta$  στοιχεία συνδεδεμένα σε σειρά. Βάσει του ηλεκτρικού ισοδύναμου κυκλώματος του  $\phi/\beta$  στοιχείου, η τάση  $V_{PV}$  στα άκρα του υπολογίζεται από τον τύπο:

$$V_{PV} = \frac{mkT}{e} \ln\left(\frac{I_{sc} - I_{PV}}{I_0}\right) - R_S I_{PV} \quad (5.4)$$

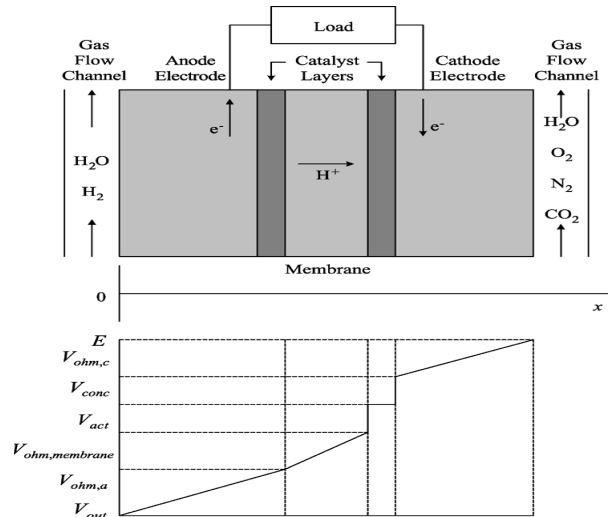
Όπου  $T_C$  η απόλυτη θερμοκρασία του  $\phi/\beta$  στοιχείου,  $m$  ο ιδεατός παράγοντας της διόδου,  $e$  το φορτίο του ηλεκτρονίου,  $k$  η σταθερά Boltzmann,  $I_{sc}$  το ρεύμα βραχυκύκλωσης,  $I_0$  το ρεύμα εξόδου του  $\phi/\beta$  στοιχείου και  $R_S$  η αντίσταση σειράς.

### 5.3.3 Μοντελοποίηση κυψέλης καυσίμου

Σκοπός αυτή της ενότητας είναι η ανάπτυξη ενός δυναμικού μοντέλου που προσομοιώνει την λειτουργία μιας κυψέλης καυσίμου PEM. Η μοντελοποίηση της κυψέλης βασίστηκε στην αναφορά [18]. Για την απλοποίηση της ανάλυσης έγιναν οι εξής παραδοχές:

- Ιδανικά και ομοιόμορφα διανεμημένα αέρια
- Σταθερές πιέσεις στα κανάλια ροής των αερίων
- Το καύσιμο είναι υγρό υδρογόνο και το οξειδωτικό είναι υγροποιημένος αέρας. Η ενεργός πίεση του ατμοποιημένου νερού στην άνοδο είναι το 50% της πίεσης του κορεσμένου ατμού, ενώ η ενεργός πίεση του νερού στην κάθοδο είναι 100%.
- Η κυψέλη καυσίμου λειτουργεί σε θερμοκρασίες κατώτερες των 100°C και το προϊόν της αντίδρασης είναι σε υγρή μορφή.
- Οι θερμοδυναμικές ιδιότητες υπολογίζονται στη μέση θερμοκρασία της συστοιχίας, ενώ τυχόν διακυμάνσεις της θερμοκρασίας αγνοούνται. Η συνολική ειδική θερμοχωρητικότητα της συστοιχίας θεωρείται σταθερή.
- Οι παράμετροι της κάθε κυψέλης συνυπολογίζονται για να περιγράψουν την λειτουργία της συστοιχίας κυψελών καυσίμου.

Ένα σχηματικό διάγραμμα της κυψέλης καυσίμου PEM και των πτώσεων τάσης που λαμβάνουν χώρα σε αυτήν φαίνεται στο Σχ. 5.13 και στη συνέχεια ακολουθούν οι εξισώσεις πάνω στις οποίες βασίστηκε η μοντελοποίηση της κυψέλης.



Σχ. 5.13 Σχηματικό διάγραμμα κυψέλης καυσίμου PEM και πτώσεων τάσης σε αυτήν. [18]

#### A. Διάχυση των αερίων στα ηλεκτρόδια

Για τον υπολογισμό της τάσης μιας κυψέλης καυσίμου απαιτείται η γνώση των μερικών πιέσεων του οξυγόνου και του υδρογόνου. Στην περίπτωση των αερίων που διαχέονται διαμέσου της πλάκας διάχυσης, το φαινόμενο μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση Stefan – Maxwell:

$$\nabla x_i = \frac{RT}{P} \sum_{j=1}^N \frac{x_i N_j - x_j N_i}{D_{i,j}} \quad (5.5)$$

Όπου  $N$  ο μοριακός ρυθμός (molar flux),  $x$  το μοριακό κλάσμα (mole fraction),  $D_{i,j}$  ο συντελεστής διάχυσης μάζας (mass diffusivity),  $R$  η σταθερά των αερίων,  $T$  η θερμοκρασία και  $P$  η πίεση. Στην άνοδο το αέριο που διαχέεται, το υδρογόνο, είναι αναμειγμένο με ατμοποιημένο νερό και η εξίσωση 2.16 γράφεται:

$$\frac{dx_{H_2O}}{dx} = \frac{RT}{P_a} \left( \frac{x_{H_2O} N_{H_2} - x_{H_2} N_{H_2O}}{D_{H_2O,H_2}} \right) \quad (5.6)$$

Αν υποθεθεί ότι ο μοριακός ρυθμός  $N_{H_2O}$  (σε αέρια μορφή) ισούται με μηδέν, τότε θα έχουμε:

$$\frac{dx_{H_2O}}{dx} = \frac{RT}{P_a} \left( \frac{x_{H_2O} N_{H_2}}{D_{H_2O,H_2}} \right) \quad (5.7)$$

Ο μοριακός ρυθμός  $N_{H_2}$  μπορεί να υπολογιστεί με το νόμο του Faraday

$$N_{H_2} = \frac{I_{den}}{2F} \quad (5.8)$$

Όπου  $I_{den}$  η πυκνότητα ρεύματος και  $F$  η σταθερά του Faraday (96487 C/mol).

Ολοκληρώνοντας τη σχέση 5.7 και συνδυάζοντας την με τη σχέση 5.8, από την περιοχή του καναλιού εισόδου έως την επιφάνεια του ηλεκτρολύτη (απόσταση  $l_a$ ), παίρνουμε:

$$x_{H_2O}^* = x_{H_2O}^{channel} \exp\left(\frac{RTI_{den}l_a}{2FP_aD_{H_2O,H_2}}\right) \quad (5.9)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση που συνδέει την ολική πίεση  $P_a$  με τη μερική πίεση

$$p_a = x_a P_a \quad (5.10)$$

και τη σχέση

$$x_{H_2O}^* + x_{H_2}^* = 1 \quad (5.11)$$

η μερική ενεργός πίεση του υδρογόνου υπολογίζεται

$$p_{H_2}^* = 0.5p_{H_2O}^{sat} \left( \frac{1}{x_{H_2O}^{channel} \exp\left(\frac{RTI_{den}l_a}{2FP_aD_{H_2O,H_2}}\right)} - 1 \right) \quad (5.12)$$

Τα αέρια που διαχέονται στη κάθοδο είναι:  $O_2$ ,  $N_2$ ,  $H_2O_{(g)}$  και  $CO_2$ . Η εξίσωση διάχυσης στην κάθοδο δίνει:

$$\frac{dx_{H_2O}}{dx} = \frac{RT}{P_c} \left( \frac{x_{O_2}N_{H_2O} - x_{H_2O}N_{O_2}}{D_{H_2O,O_2}} \right) = \frac{RT}{P_c} \left( \frac{-x_{H_2O}N_{O_2}}{D_{H_2O,O_2}} \right) \quad (5.13)$$

και το μοριακό κλάσμα του νερού στην ενεργή επιφάνεια του καταλύτη στην κάθοδο ισούται με:

$$x_{H_2O}^* = x_{H_2O}^{channel} \exp\left(\frac{RTI_{den}l_c}{4FP_cD_{H_2O,O_2}}\right) \quad (5.14)$$

Ομοίως για το  $N_2$  και το  $CO_2$

$$x_{N_2}^* = x_{N_2}^{channel} \exp\left(\frac{RTI_{den}l_c}{4FP_cD_{N_2,O_2}}\right) \quad (5.15)$$

$$x_{CO_2}^* = x_{CO_2}^{channel} \exp\left(\frac{RTI_{den}l_c}{4FP_cD_{CO_2,O_2}}\right) \quad (5.16)$$

Συνεπώς, το μοριακό κλάσμα του οξυγόνου  $O_2$  είναι

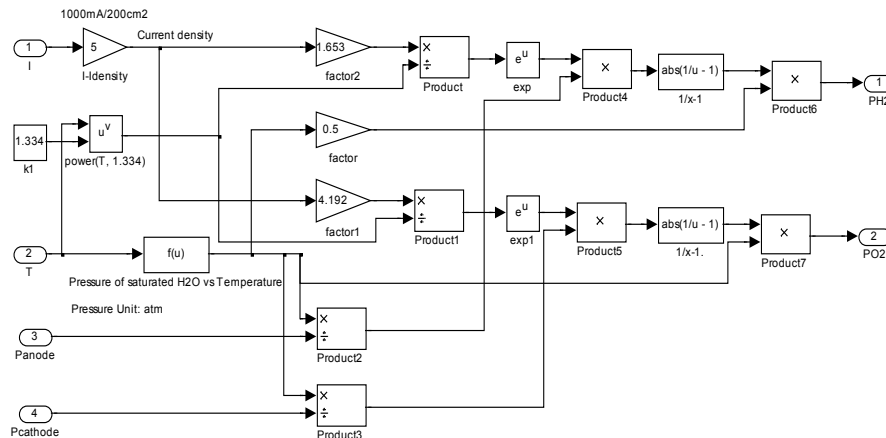
$$x_{O_2}^* = 1 - x_{H_2O}^* - x_{N_2}^* - x_{CO_2}^* \quad (5.17)$$

Η μερική ενεργός πίεση του οξυγόνου υπολογίζεται ως εξής:

$$p_{O_2}^* = \frac{p_{H_2O}^*}{x_{H_2O}^*} x_{O_2}^* = \frac{p_{H_2O}^*}{x_{H_2O}^*} (1 - x_{H_2O}^* - x_{N_2}^* - x_{CO_2}^*) \quad (5.18)$$

$$p_{O_2}^* = p_{H_2O}^{sat} \left( \frac{1 - x_{N_2}^* - x_{CO_2}^*}{x_{H_2O}^*} - 1 \right) \quad (5.19)$$

Οι σχέσεις 5.12 και 5.19 υπολογίζουν τις μερικές πιέσεις του υδρογόνου και του οξυγόνου, οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν στην εξίσωση του Nernst για τον καθορισμό της τάσης εξόδου της κυψέλης. Στο Σχ. 5.14 φαίνεται το υποσύστημα που υλοποιεί τις ανωτέρω εξισώσεις.



Σχ. 5.14 Υποσύστημα Active Pressures

### B. Μηχανικές καθυστερήσεις

Η στιγμιαία μεταβολή των μερικών ενεργών πιέσεων του υδρογόνου και του οξυγόνου περιγράφονται από την καταστατική εξίσωση των ιδανικών αερίων ως εξής:

$$\frac{V_a}{RT} \frac{dp_{H_2}^*}{dt} = M_{H_2,in} - M_{H_2,out} - \frac{i}{2F} = M_{H_2,net} - \frac{i}{2F} \quad (5.20)$$

$$\frac{V_c}{RT} \frac{dp_{O_2}^*}{dt} = M_{O_2,in} - M_{O_2,out} - \frac{i}{4F} = M_{O_2,net} - \frac{i}{4F} \quad (5.21)$$

Όπου  $M_{H_2,in}$ ,  $M_{H_2,out}$ ,  $M_{O_2,in}$ ,  $M_{O_2,out}$  οι μοριακές ροές εισόδου και εξόδου του υδρογόνου και του οξυγόνου σε mol/s και  $i$  το ρεύμα φόρτισης της κυψέλης.

Στην μόνιμη κατάσταση όλες οι μερικές πιέσεις θεωρούνται σταθερές, δηλαδή

$$\frac{dp_{H_2}^*}{dt} = \frac{dp_{O_2}^*}{dt} = 0 \quad (5.22)$$

και, επομένως, οι μοριακές ροές των αντιδρώντων  $H_2$  και  $O_2$  είναι:

$$M_{H_2,net} = 2M_{O_2,net} = \frac{I}{2F} \quad (5.23)$$

Στη μεταβατική κατάσταση υπάρχουν καθυστερήσεις μεταξύ των μεταβολών του φορτίου και της ροής του καυσίμου και του οξειδωτικού. Οι επόμενες εξισώσεις χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιήσουν αυτές τις καθυστερήσεις:

$$\tau_\alpha \frac{dM_{H_2,net}}{dt} = \frac{i}{2F} - M_{H_2,net} \quad (5.24)$$

$$\tau_c \frac{dM_{O_2,net}}{dt} = \frac{i}{4F} - M_{O_2,net} \quad (5.25)$$

Όπου  $\tau_\alpha$  και  $\tau_c$  οι σταθερές χρόνου της μοριακής ροής του υδρογόνου και του οξυγόνου σε s, οι οποίες ορίζονται ως εξής:

$$\tau_\alpha = \frac{V_\alpha}{K_{H_2}RT} \quad (5.26)$$

$$\tau_c = \frac{V_c}{K_{O_2}RT} \quad (5.27)$$

Όπου  $K_{H_2}$  και  $K_{O_2}$  οι μοριακές σταθερές βαλβίδας υδρογόνου και οξυγόνου σε mol/(atm\*s).

### C. Τάση εξόδου κυψέλης καυσίμου

Η εξίσωση Nernst δίνει την τάση της κυψέλης συναρτήσει των μερικών πιέσεων των στοιχείων

$$E_{cell} = E_{0,cell} + \frac{RT}{2F} \ln(p_{H_2}^* \cdot (p_{O_2}^*)^{0.5}) \quad (5.28)$$

Όπου  $E_{0,cell}$  είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας και ορίζεται ως εξής:

$$E_{0,cell} = E_{0,cell}^\circ - k_E(T - 298) \quad (5.29)$$

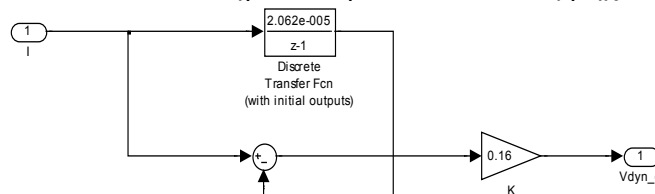
Όπου  $E_{0,cell}^\circ$  το δυναμικό αναφοράς σε κανονικές συνθήκες πίεσης και θερμοκρασίας (298 K, 1atm) και  $k_E$  μια εμπειρική σταθερά. Για την απλοποίηση της ανάλυσης, η πτώση τάσης  $E_{d,cell}$  χρησιμοποιείται για να μοντελοποιήσει την ολική καθυστέρηση λόγω ροής καυσίμου και οξειδωτικού, που αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή της  $E_{d,cell}$  είναι μηδέν, αλλά σε μεταβατικά φορτία χαρακτηρίζεται από την εξίσωση:

$$E_{d,cell} = \lambda_e \left[ i(t) - i(t) * \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) \right] \quad (5.30)$$

Όπου  $\lambda_e$  μια εμπειρική σταθερά και  $\tau_e$  η συνολική σταθερά χρόνου των μηχανικών καθυστερήσεων σε s. Μετασχηματίζοντας στο πεδίο της συχνότητας η σχέση 5.30 γίνεται:

$$E_{d,cell}(s) = \lambda_e I(s) \frac{\tau_e s}{\tau_e s + 1} \quad (5.31)$$

Στο Σχ. 5.15 φαίνεται το υποσύστημα που μοντελοποιεί τις μηχανικές καθυστερήσεις.



**Σχ. 5.15** Υποσύστημα Drop delay block

Επομένως, η εξίσωση 5.28 γίνεται:

$$E_{cell} = E_{0,cell} + \frac{RT}{2F} \ln \left( p_{H_2}^* \cdot (p_{O_2}^*)^{0.5} \right) - E_{d,cell} \quad (5.32)$$

Το δυναμικό  $E_{cell}$  είναι στην πραγματικότητα η τάση ανοικτοκύκλωσης της κυψέλης καυσίμου. Παρόλα αυτά, σε συνθήκες φόρτισης η τάση είναι μικρότερη. Αυτό οφείλεται στους εξής παράγοντες:

- Απώλειες ενεργοποίησης (Activation loss)
- Ωμικές απώλειες (Ohmic loss)
- Μείωση στη συγκέντρωση των αντιδρώντων (Concentration loss)

Άρα, η τερματική τάση ενός κελιού υπολογίζεται ως εξής:

$$V_{cell} = E_{cell} - V_{act,cell} - V_{ohm,cell} - V_{conc,cell} \quad (5.33)$$

και η συνολική τάση εξόδου της συστοιχίας είναι:

$$V_{out} = N_{cell} V_{cell} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \quad (5.34)$$

Όπου  $N_{cell}$  ο αριθμός των κυψελών.

Αναλύοντας τις επιμέρους απώλειες, έχουμε:

- *Απώλειες ενεργοποίησης*

Οι απώλειες ενεργοποίησης προκύπτουν από την ανάγκη να κινηθούν ηλεκτρόνια και από τη διάσπαση και ένωση χημικών δεσμών στην άνοδο και στην κάθοδο της κυψέλης καυσίμου. Ένα μέρος της διαθέσιμης ενέργειας χάνεται ώστε να πραγματοποιηθούν οι απαραίτητες χημικές αντιδράσεις που θα μεταφέρουν τα ηλεκτρόνια. Οι απώλειες ενεργοποίησης συμβαίνουν, σύμφωνα με τα παραπάνω, όχι μόνο στην άνοδο αλλά και στην κάθοδο. Οι αντίδραση της οξειδωσης του υδρογόνου στην άνοδο είναι πολύ γρήγορη, ενώ η αναγωγή του οξυγόνου στην κάθοδο ολοκληρώνεται με πολύ αργούς ρυθμούς [13]. Οι απώλειες ενεργοποίησης εκφράζονται μαθηματικά με μια εμπειρική εξίσωση, που βασίζεται σε ηλεκτροχημικές παρατηρήσεις, γνωστή ως εξίσωση Tafel:

$$V_{act} = \frac{RT}{azF} \ln \left( \frac{I}{I_0} \right) = T \cdot [a + b \cdot \ln(I)] \quad (5.35)$$

Όπου  $a$  ο συντελεστής μεταφοράς (coefficient transfer),  $z$  ο αριθμός των ηλεκτρονίων που μεταφέρονται ανά αντίδραση και  $I_0$  το ρεύμα ανταλλαγής (exchange current).

Μια άλλη εμπειρική εξίσωση είναι η εξής:

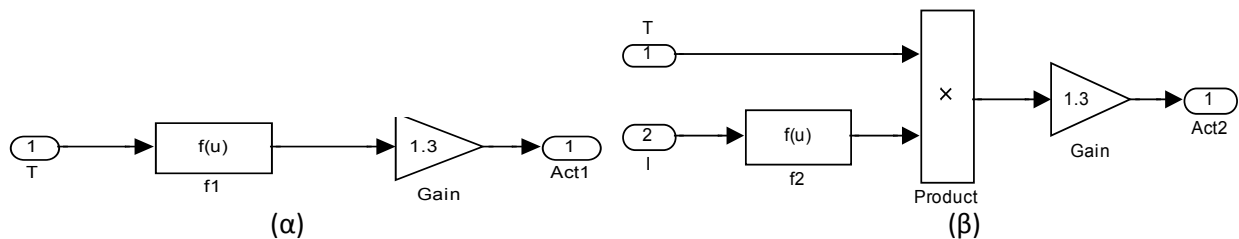
$$V_{act} = \eta_0 + (T - 298) \cdot a + T \cdot b \cdot \ln(I) = V_{act1} + V_{act2} \quad (5.36)$$

Όπου  $V_{act1} = \eta_0 + (T - 298) \cdot a$  η πτώση τάσης ενεργοποίησης συναρτήσει της εσωτερικής θερμοκρασίας της κυψέλης και  $V_{act2} = T \cdot b \cdot \ln(I)$  συναρτήσει της θερμοκρασίας και της έντασης ρεύματος.

Η ισοδύναμη αντίσταση ενεργοποίησης, που οφείλεται στην  $V_{act2}$ , είναι:

$$R_{act} = \frac{V_{act2}}{I} = \frac{T \cdot b \cdot \ln(I)}{I} \quad (5.37)$$

Στα Σχ. 5.16 φαίνονται τα υποσύστημα που μοντελοποιούν τις απώλειες ενεργοποίησης:



Σχ. 5.16 α) Υποσύστημα Activation 1 β) Υποσύστημα Activation 2

- Ωμικές απώλειες

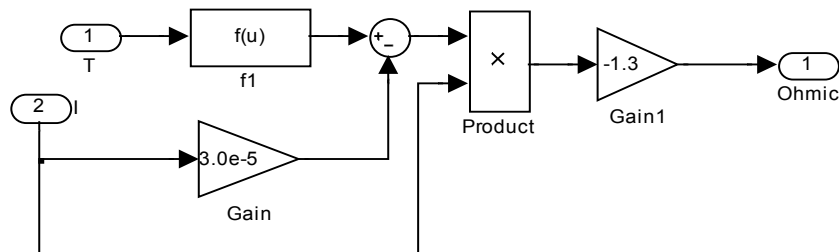
Η ωμική αντίσταση της κυψέλης αποτελείται από την αντίσταση της μεμβράνης, την αγωγιμότητα μεταξύ μεμβράνης και ηλεκτροδίων και την αντίσταση των ηλεκτροδίων. Επομένως, η πτώση τάσης λόγω ωμικών απωλειών είναι:

$$V_{ohm} = V_{ohm,a} + V_{ohm,membrane} + V_{ohm,c} = IR_{ohm} \quad (5.38)$$

Όπου  $R_{ohm}$  η συνολική ωμική αντίσταση της κυψέλης, που είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας και του ρεύματος

$$R_{ohm} = R_{ohm0} + k_{RI}I - k_{RT}T \quad (5.39)$$

Όπου  $R_{ohm0}$  η σταθερή ωμική αντίσταση και  $k_{RI}$ ,  $k_{RT}$  εμπειρικές σταθερές. Το Σχ. 5.17 δείχνει το υποσύστημα μοντελοποίησης των ωμικών απωλειών:



Σχ. 5.17 Υποσύστημα Ohmic

- Απώλειες μειωμένης συγκέντρωσης αντιδρώντων

Η πτώση τάσεως λόγω μείωσης της συγκέντρωσης των αντιδρώντων εμφανίζεται σε όλο το φάσμα της πυκνότητας ρεύματος, όμως σε υψηλές πυκνότητες ρεύματος γίνεται πολύ πιο



αισθητή. Οι χημικές αντιδράσεις πραγματοποιούνται στην περιοχή ακριβώς μεταξύ μεμβράνης και ηλεκτροδίου. Το υδρογόνο, όπως και το οξυγόνο, πρέπει μέσω της διαδικασίας της διάχυσης να βρεθεί στο συγκεκριμένο αυτό σημείο. Στην κυψέλη καυσίμου όμως το υδρογόνο και το οξυγόνο διέρχονται μέσα από το στρώμα διάχυσης των αερίων (gas diffusion layer). Όταν δεν υπάρχει φορτίο, συνεπώς ούτε και ρεύμα, η συγκέντρωση των αντιδρώντων είναι ίδια με αυτή που εμφανίζεται και στην περιοχή του συλλέκτη (flow field pattern). Όταν όμως ρέει ρεύμα, η διάχυση των στοιχείων στην περιοχή που πραγματοποιούνται οι χημικές αντιδράσεις επιβραδύνεται και εμποδίζεται από τη ροή του ρεύματος. Το πρόβλημα αυτό είναι ακόμη πιο έντονο στην κάθοδο, όπου το οξυγόνο συναντά αντίσταση που οφείλεται στην παραγόμενη ποσότητα του νερού που κλείνει τις λεπτές διαδρομές του στρώματος διάχυσης. Η μαθηματική έκφραση της απώλειας είναι η ακόλουθη:

$$V_{conc} = -\frac{RT}{zF} \ln \frac{C_S}{C_B} \quad (5.40)$$

Όπου  $C_S$  η επιφανειακή συγκέντρωση και  $C_B$  η χωρική συγκέντρωση.

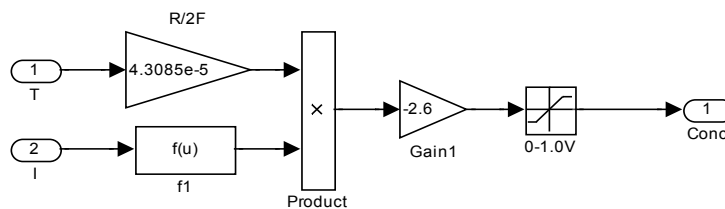
Σύμφωνα με τον πρώτο νόμο του Fick και το νόμο του Faraday, η εξίσωση 5.38 ξαναγράφεται:

$$V_{conc} = -\frac{RT}{zF} \ln \left( 1 - \frac{I}{I_{limit}} \right) \quad (5.41)$$

Όπου  $I_{limit}$  η μέγιστη τιμή του ρεύματος και αντιστοιχεί στο μέγιστο ρυθμό παροχής καυσίμου στην κυψέλη. Η ισοδύναμη ωμική αντίσταση, που μοντελοποιεί τις απώλειες συγκέντρωσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$R_{conc} = \frac{V_{conc}}{I} = -\frac{RT}{zFI} \ln \left( 1 - \frac{I}{I_{limit}} \right) \quad (5.42)$$

Στο Σχ. 5.18 φαίνεται το υποσύστημα, που μοντελοποιεί τις απώλειες συγκέντρωσης.

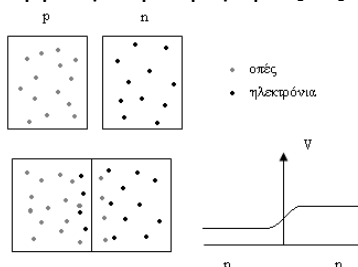


Σχ. 5.18 Υποσύστημα Concentration

#### D. Φαινόμενο ηλεκτρικής διπλοστιβάδας (Double-layer charging effect)

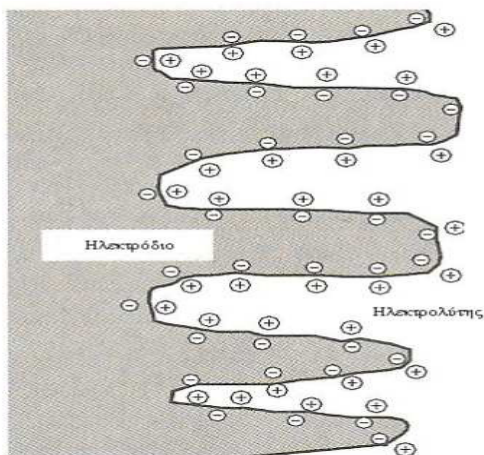
Το φαινόμενο της ηλεκτρικής διπλοστιβάδας προκύπτει καθώς δύο διαφορετικά υλικά έρχονται σε επαφή. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η διάοδος επαφής p-n. Καθώς έρχονται σε επαφή τα δύο αυτά υλικά παρουσιάζεται διάχυση των οπών από τη μία πλευρά στην άλλη και ροή των ηλεκτρονίων από την αντίθετη πλευρά (βλ. Σχ. 5.19). Από την

παραπάνω ροή των φορτίων δημιουργείται μία επιφάνεια, ένα στρώμα διπλής στρώσης αρνητικού και θετικού φορτίου, γεγονός που δημιουργεί μία διαφορά δυναμικού στην περιοχή μετάβασης των δύο περιοχών. Στη θέση ισορροπίας, η διαφορά δυναμικού αποτρέπει τη ροή άλλων φορτίων. Αυτό το φαινόμενο χαρακτηρίζει τη δυναμική συμπεριφορά ημιαγωγών και παρουσιάζει μη γραμμική συμπεριφορά [13].



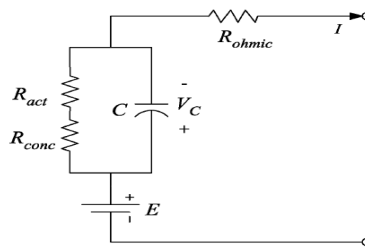
**Σχ. 5.19** Φαινόμενο διπλού στρώματος σε ένωση p-n.

Το φαινόμενο του διπλού στρώματος παρουσιάζεται και στα ηλεκτροχημικά συστήματα, στην επιφάνεια επαφής του ηλεκτροδίου και του ηλεκτρολύτη. Στη μεμβράνη ανταλλαγής πρωτονίων συγκεντρώνονται στην επιφάνεια της καθόδου τα ηλεκτρόνια, που προέρχονται από το εξωτερικό κύκλωμα, και τα ιόντα  $H^+$ , που έχουν διαπεράσει τον ηλεκτρολύτη (Σχ. 5.20). Η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων και των κατιόντων σε αυτή την περιοχή έχει ως αποτέλεσμα το σχηματισμό δύο στρωμάτων αντίθετης πολικότητας (διπλό ηλεκτροχημικό στρώμα) που αποθηκεύουν ηλεκτρική ενέργεια και συνεπώς συμπεριφέρονται σαν πυκνωτές. Η διαφορά δυναμικού που επάγεται ταυτίζεται με την πτώση τάσεως ενεργοποίησης  $V_{act}$ . Το ηλεκτροχημικό αυτό φαινόμενο επιδρά στη δυναμική συμπεριφορά της κυψέλης, προκαλώντας μία χρονική καθυστέρηση. Η μοντελοποίηση του στο αντίστοιχο ηλεκτρικό ισοδύναμο της κυψέλης επιτυγχάνεται με έναν πυκνωτή. Στο Σχ. 5.21 απεικονίζεται το φαινόμενο αυτό.



**Σχ. 5.20** Διπλό ηλεκτροχημικό στρώμα.[18]

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της κυψέλης είναι:



**Σχ. 5.21** Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα κυψέλης καυσίμου

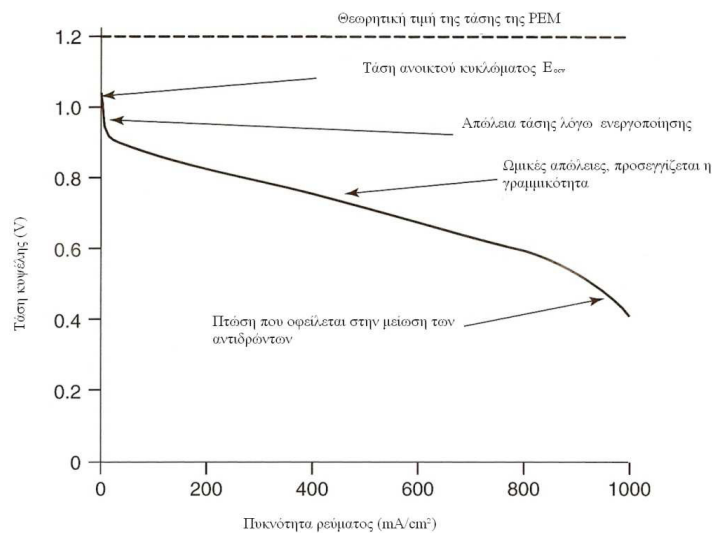
Η τάση στα άκρα του πυκνωτή, που μοντελοποιεί το φαινόμενο της διπλοστοιβάδας, υπολογίζεται ως εξής:

$$V_C = \left( I - C \frac{dV_C}{dt} \right) (R_{act} + R_{conc}) \quad (5.43)$$

Επομένως, χρησιμοποιείται η τάση  $V_C$  αντί των τάσεων  $V_{act2}$  και  $V_{conc}$  για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου ως εξής:

$$V_{out} = E - V_C - V_{act1} - V_{ohm} \quad (5.44)$$

Συνυπολογίζοντας όλες τις απώλειες της κυψέλης, η χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος φαίνεται στο Σχ. 5.22:



**Σχ. 5.22** Χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος μίας κυψέλης. [13]

### Ε. Θερμοδυναμική προσέγγιση

Έχουν ήδη αναφερθεί οι χημικές αντιδράσεις, που λαμβάνουν χώρα σε μια κυψέλη καυσίμου. Το προϊόν αυτών των αντιδράσεων είναι το νερό με παράλληλη έκλυση θερμότητας. Η κυψέλη καυσίμου μετατρέπει τη χημική ενέργεια των αερίων αντιδρώντων σε ηλεκτρική. Συνεπώς, για να αναλύσουμε τη λειτουργία μίας κυψέλης καυσίμου πρέπει να παρατηρήσουμε τα θερμοδυναμικά φαινόμενα που παρουσιάζονται. Η μελέτη των θερμοδυναμικών φαινομένων είναι αναγκαία, διότι παρουσιάζει τη μεταβολή της ενέργειας από τη μία μορφή στην άλλη. Επιπρόσθετα, επιτρέπει τον θεωρητικό υπολογισμό της τάσεως

που δημιουργείται σε μία κυψέλη και επιδεικνύει την εξάρτηση της από την πίεση των αντιδρώντων και τη θερμοκρασία λειτουργίας της.

Η ηλεκτροχημική μετατροπή της ενέργειας χαρακτηρίζει την άμεση μετατροπή της ελεύθερης ενέργειας Gibbs  $\Delta G$ , που συνοδεύει μία χημική αντίδραση, σε ηλεκτρική ενέργεια. Αυτή η ενέργεια Gibbs αποτελεί το μέγιστο μέτρο της ηλεκτρικής ενέργειας, που ένα σύστημα υπό σταθερή θερμοκρασία και πίεση μπορεί να παράγει. Το ηλεκτρικό αυτό έργο  $W_{el}$  δίνεται από την αρνητική μεταβολή της ενέργειας Gibbs σύμφωνα με τη σχέση:

$$W_{el} = -\Delta G \quad (5.45)$$

Η καθαρή θερμότητα που παράγεται από την χημική αντίδραση, η οποία λαμβάνει χώρα στην κυψέλη και προκαλεί τις αυξομειώσεις της θερμοκρασίας υπολογίζεται ως εξής:

$$\dot{q}_{net} = \dot{q}_{chem} - \dot{q}_{elec} - \dot{q}_{sens+latent} - \dot{q}_{loss} \quad (5.46)$$

Όπου  $\dot{q}_{chem}$ ,  $\dot{q}_{elec}$ ,  $\dot{q}_{loss}$  και  $\dot{q}_{sens+latent}$  οι παράγωγοι της χημικής και ηλεκτρικής θερμότητας, της θερμότητας απωλειών και της αισθητής και λανθάνουσας θερμότητας αντίστοιχα.

Η διαθέσιμη ισχύς που απελευθερώνεται από την χημική αντίδραση είναι:

$$\dot{q}_{chem} = \dot{n}_{H_2,consumed} \cdot \Delta G \quad (5.47)$$

Όπου  $\dot{n}_{H_2,consumed}$  η μοριακή ροή του καταναλισκόμενου υδρογόνου και  $\Delta G$  η ενέργεια Gibbs, η οποία μεταβάλλεται συναρτήσει της θερμοκρασίας ως εξής:

$$\Delta G = \Delta G_0 - RT \cdot \ln \left( p_{H_2}^* \cdot (p_{O_2}^*)^{0.5} \right) \quad (5.48)$$

Όπου  $\Delta G_0$  η ενέργεια Gibbs σε κανονικές συνθήκες.

Η ηλεκτρική ισχύς εξόδου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής

$$\dot{q}_{elec} = V_{out} \cdot I \quad (5.49)$$

Η αισθητή και η λανθάνουσα θερμότητα που απορροφάται από τη διαδικασία είναι:

$$\begin{aligned} \dot{q}_{sens+latent} = & (\dot{n}_{H_2,out} \cdot T - \dot{n}_{H_2,in} \cdot T_{room}) \cdot C_{H_2} \\ & + (\dot{n}_{O_2,out} \cdot T - \dot{n}_{O_2,in} \cdot T_{room}) \cdot C_{O_2} \\ & + \dot{n}_{H_2O,generated} \cdot (T - T_{room}) \cdot C_{H_2O,l} \\ & + \dot{n}_{H_2O,generated} \cdot H_V \quad (6.50) \end{aligned} \quad (5.50)$$

Όπου  $C_{H_2}$ ,  $C_{O_2}$ ,  $C_{H_2O,l}$  οι ειδικές θερμοχωρητικότητες του υδρογόνου, του οξυγόνου και του νερού,  $T_{room}$  η θερμοκρασία δωματίου και  $H_V$  η θερμότητα εξατμίσεως του νερού. Οι απώλειες θερμότητας, που οφείλονται κατά κύριο λόγο στην μεταγωγή του αέρα, μπορούν να υπολογιστούν από την εξίσωση:

$$\dot{q}_{loss} = h_{cell} (T - T_{room}) N_{cell} A_{cell} \quad (5.51)$$

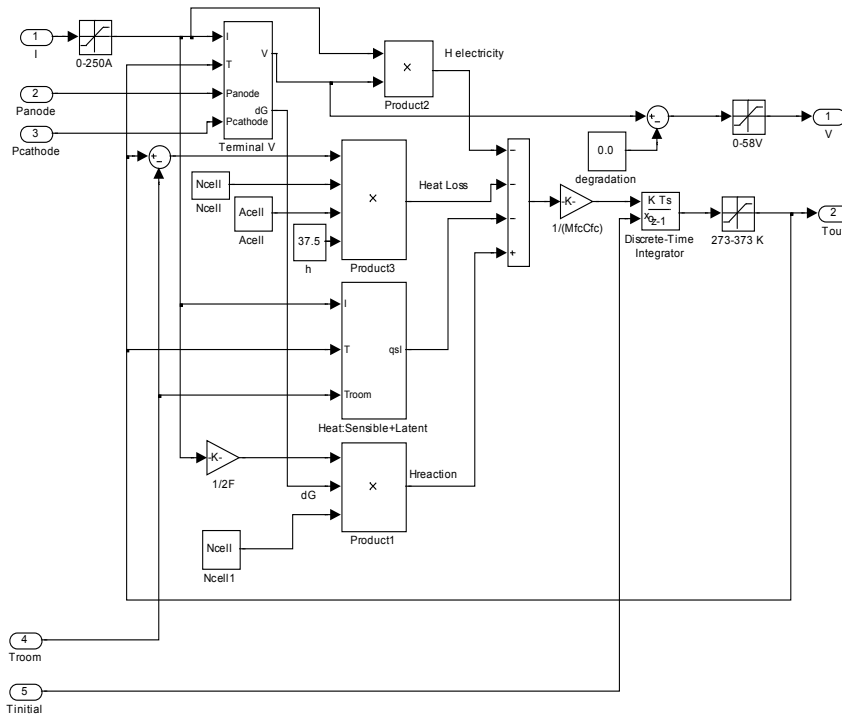
Όπου  $h_{cell}$  ο συντελεστής θερμοπερατότητας μιας κυψέλης και  $A_{cell}$  η επιφάνεια μιας κυψέλης.

Στη μόνιμη κατάσταση ισχύει  $\dot{q}_{net} = 0$  και η κυψέλη καυσίμου λειτουργεί υπό σταθερή θερμοκρασία. Όμως, κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων, η θερμοκρασία της κυψέλης αυξομειώνεται ως εξής:

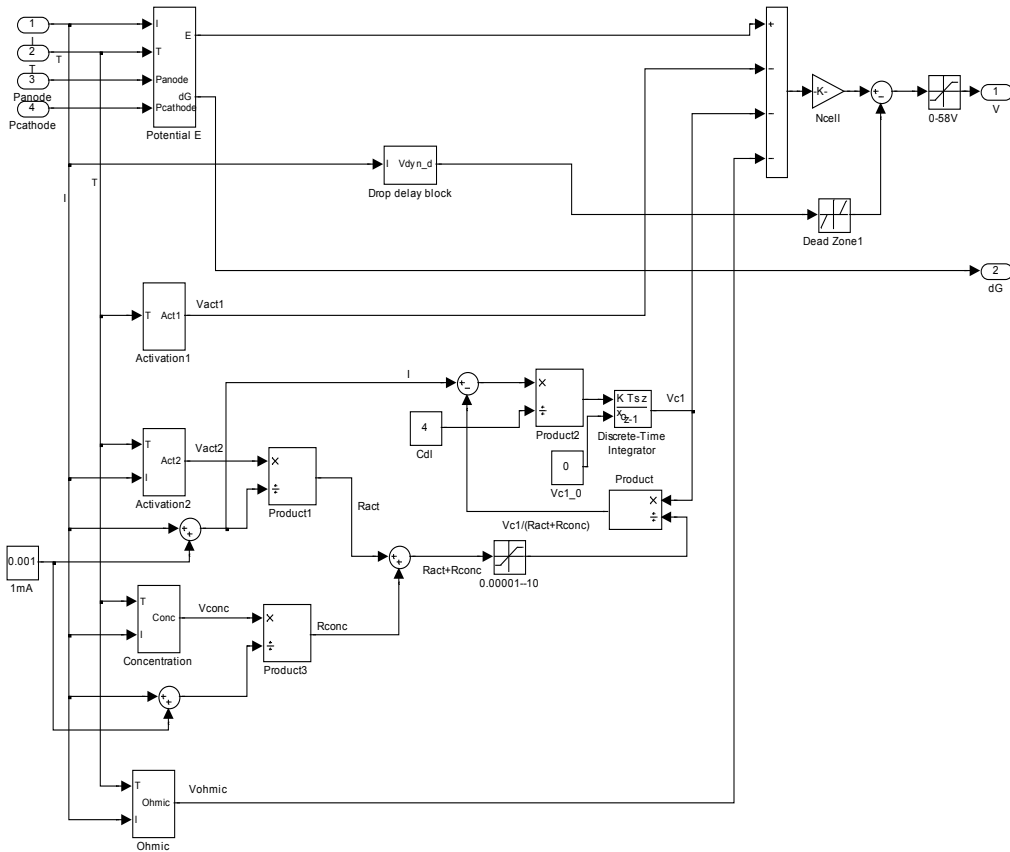
$$M_{FC} C_{FC} \frac{dT}{dt} = \dot{q}_{net} \quad (5.52)$$

Όπου  $M_{FC}$  η συνολική μάζα της συστοιχίας και  $C_{FC}$  η συνολική ειδική θερμοχωρητικότητα της συστοιχίας.

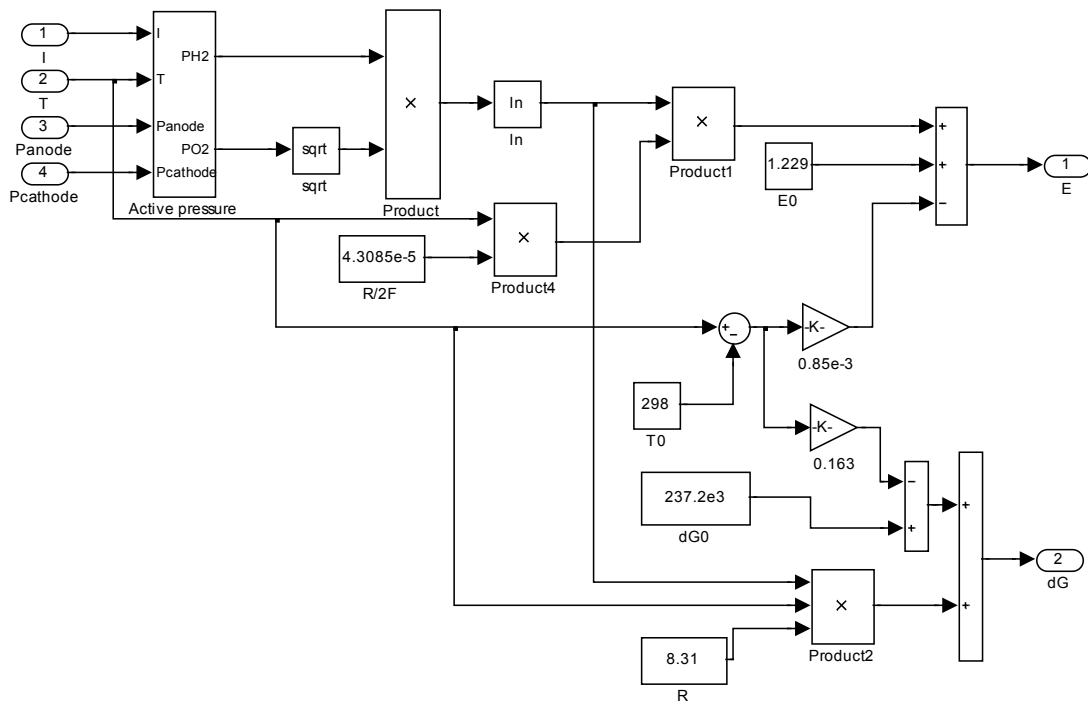
Οι ανωτέρω εξισώσεις περιγράφουν πλήρως τα ηλεκτροχημικά και θερμοδυναμικά χαρακτηριστικά της κυψέλης καυσίμου. Στο Σχ. 5.23 παρατίθεται το μοντέλο της κυψέλης καυσίμου που αναπτύχθηκε στο περιβάλλον SIMULINK/MATLAB ενώ στα Σχ. 5.24, 5.25, 5.26, τα διάφορα υποσυστήματα. Όπως φαίνεται, οι είσοδοι του μοντέλου είναι το ρεύμα φόρτισης της κυψέλης, οι πιέσεις ανόδου και καθόδου, η αρχική θερμοκρασία της κυψέλης και η θερμοκρασία δωματίου. Οι έξοδοι είναι η τερματική τάση και η θερμοκρασία της κυψέλης. Στα επόμενα σχήματα παρατίθενται τα επιμέρους υποσυστήματα. Στο υποσύστημα Terminal V μοντελοποιούνται οι επιμέρους απώλειες που περιγράφηκαν παραπάνω και οι μηχανικές καθυστερήσεις. Στο υποσύστημα Potential E μοντελοποιείται η εξίσωση του Nernst (εξ. 5.28) και υπολογίζεται η ενέργεια Gibbs (εξ. 5.48). Τέλος, στο υποσύστημα Sensible+Latent Heat υπολογίζεται το άθροισμα της αισθητής και της λανθάνουσας θερμότητας, όπως έχει περιγραφεί από την εξίσωση 5.50.



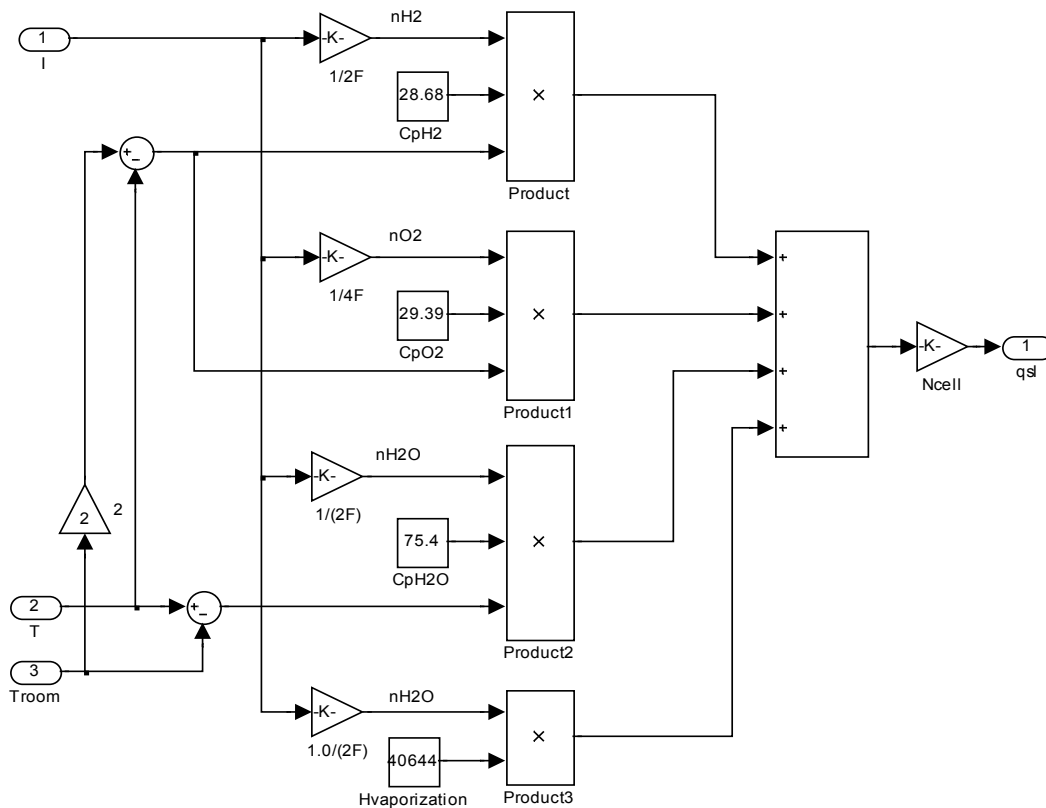
Σχ. 5.23 Μοντέλο κυψέλης καυσίμου PEM



Σχ. 5.24 Υποσύστημα Terminal V

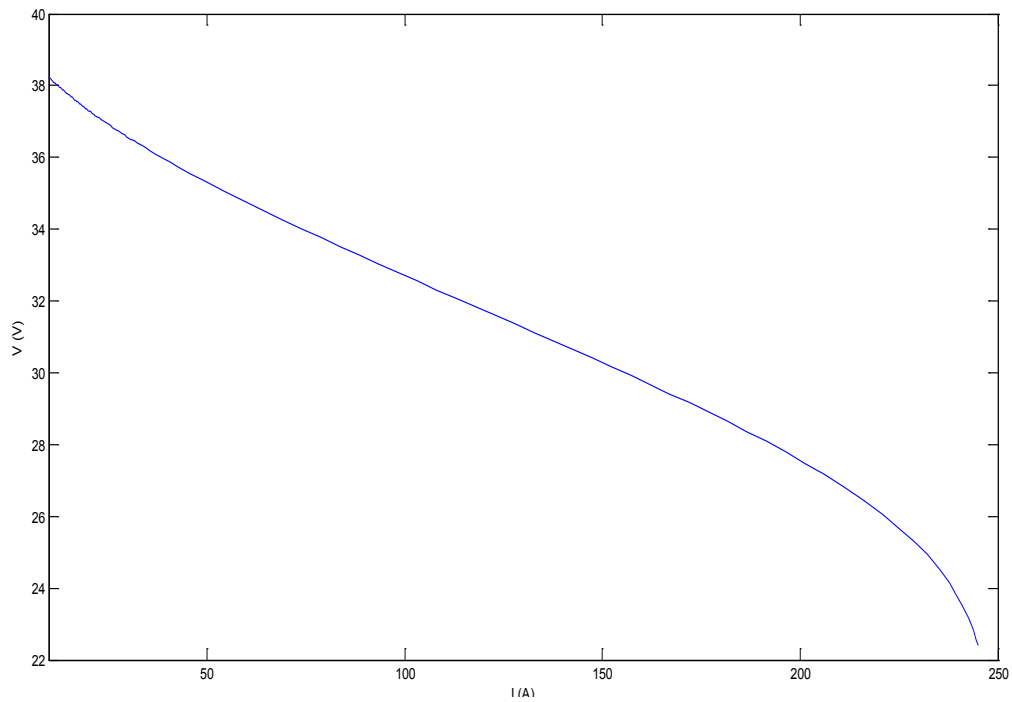


Σχ. 5.25 Υποσύστημα Potential E

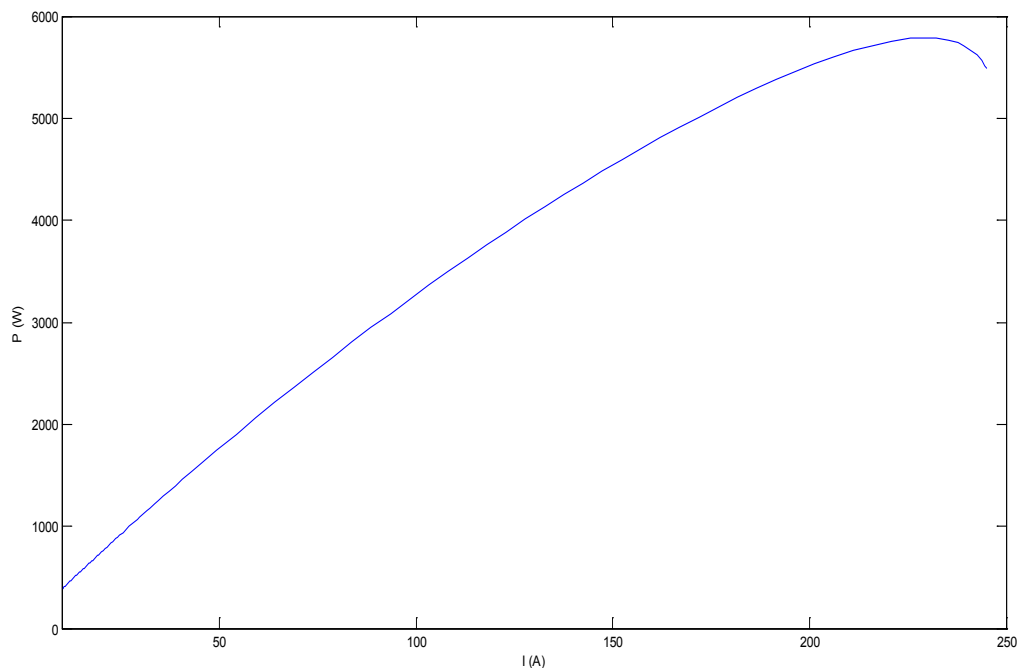


Σχ. 5.26 Υποσύστημα Sensible+Latent Heat

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες τάσης – ρεύματος και ισχύος – ρεύματος του μοντέλου φαίνονται στα Σχ. 5.27 και Σχ. 5.28:



Σχ. 5.27 Χαρακτηριστική  $V$ - $I$  κυψέλης καυσίμου



Σχ. 5.28 Χαρακτηριστική  $P$ - $I$  κυψέλης καυσίμου

Όπως παρατηρούμε, επαληθεύεται η θεωρητική χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος.



### 5.3.4 Μοντελοποίηση ηλεκτρολύτη

#### A. Ηλεκτρικό Μοντέλο

Η χαρακτηριστική ρεύματος τάσης για κάθε κελί του ηλεκτρολύτη περιγράφεται μαθηματικά από τη μη γραμμική σχέση:

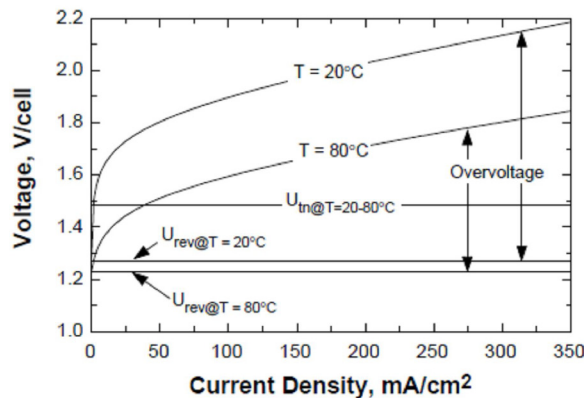
$$U_{cell} = U_{ref} + \frac{r_1 + r_2 \cdot T_{el}}{A} \cdot I_{el} + (s_1 + s_2 \cdot T_{el} + s_3 \cdot T_{el}^2) \cdot \log \left( \frac{t_1 + \frac{t_2}{T_{el}} + \frac{t_3}{T_{el}^2}}{A} \cdot I_{el} + 1 \right) \quad (5.53)$$

Όπου  $U_{cell}$  η τάση στα άκρα καθενός από τα εν σειρά κελιά,  $U_{ref}$  η αντιστρέψιμη τάση,  $I_{el}$  το ρεύμα που διαρρέει τα κελιά του ηλεκτρολύτη,  $T_{el}$  η θερμοκρασία λειτουργίας του ηλεκτρολύτη,  $A$  η επιφάνεια των ηλεκτροδίων της ανόδου και της καθόδου,  $r_i$  οι παράμετροι ωμικής αντίστασης του ηλεκτρολύτη και  $s_i, t_i$  οι παράμετροι υπερδυναμικού (overvoltage) στα ηλεκτρόδια. Επομένως, τάση στα άκρα του ηλεκτρολύτη  $U_{el}$  υπολογίζεται ως εξής:

$$U_{el} = n_C \cdot U_{cell} \quad (5.54)$$

Όπου  $n_C$  το πλήθος των εν σειρά συνδεδεμένων κελιών.

Όπως φαίνεται από τις παραπάνω εξισώσεις, ο ηλεκτρολύτης μπορεί να θεωρηθεί ως ένας μεταβλητός, μη γραμμικός αντιστάτης. Η επίδραση της θερμοκρασίας στον τρόπο λειτουργίας του σχετίζεται με τη μεταβολή των υπερδυναμικών στα ηλεκτρόδια. Πιο συγκεκριμένα, η αύξηση της θερμοκρασίας επιφέρει ελάττωση των υπερδυναμικών και συνεπώς της τάσης λειτουργίας του κελιού. Αν θεωρήσουμε ότι η ισχύς εισόδου διατηρείται σταθερή, η ελάττωση της τάσης συνεπάγεται αύξηση του ρεύματος λειτουργίας και κατ' επέκταση του ρυθμού παραγωγής υδρογόνου. Επομένως η αύξηση της θερμοκρασίας βελτιώνει τη λειτουργική συμπεριφορά του ηλεκτρολύτη. Στο Σχ. 5.29 δίνεται η τάση κελιού ως συνάρτηση της πυκνότητας ρεύματος για χαμηλή και υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας [14].



Σχ. 5.29 Καμπύλες  $U - I$  για ένα κελί ηλεκτρολύτη σε χαμηλή και υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας.[14]

### B. Ηλεκτροχημικό Μοντέλο

Ο ρυθμός παραγωγής υδρογόνου είναι ευθέως ανάλογος της έντασης του ρεύματος λειτουργίας του ηλεκτρολύτη. Ο βαθμός απόδοσης Faraday ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της πραγματικής προς τη θεωρητική μέγιστη ποσότητα υδρογόνου που παράγεται στη μονάδα του χρόνου από τον ηλεκτρολύτη. Η μείωση της απόδοσης που περιγράφεται από το βαθμό απόδοσης Faraday οφείλεται σε απώλειες λόγω παρασιτικών ρευμάτων κατά μήκος των αγωγών των αερίων και για αυτό συχνά αναφέρεται ως βαθμός απόδοσης ρεύματος. Τα παρασιτικά ρεύματα αυξάνονται με τη μείωση της πυκνότητας ρεύματος που διαρρέει τον ηλεκτρολύτη λόγω της αύξησης της ενεργούς επιφάνειας του αγωγίμου διαλύματος και άρα ελάττωση της ηλεκτρικής του αντίστασης. Επιπρόσθετα, το μέγεθος των παρασιτικών ρευμάτων σε κάθε κελί είναι ανάλογο της τάσης του κελιού και επομένως το κλάσμα των παρασιτικών ρευμάτων προς το συνολικό ρεύμα του ηλεκτρολύτη αυξάνεται όσο μικρότερη είναι η πυκνότητα ρεύματος. Παράλληλα, αύξηση της θερμοκρασίας επιφέρει ελάττωση της αντίστασης του διαλύματος, που μεταφράζεται σε υψηλότερες απώλειες παρασιτικών ρευμάτων και συνεπώς μικρότερο βαθμό απόδοσης Faraday.

Ο βαθμός απόδοσης Faraday δίνεται από την παρακάτω εξίσωση [14]:

$$n_F = \frac{\left(\frac{I_{el}}{A}\right)^2}{f_1 + \left(\frac{I_{el}}{A}\right)^2} \cdot f_2 \quad (5.55)$$

Όπου  $f_1$ ,  $f_2$  παράμετροι που εξαρτώνται από τη θερμοκρασία και προσεγγίζονται από γραμμικές συναρτήσεις:

$$f_1 = 2.5 \cdot T_{el} + 50 \quad f_2 = -0.00075 \cdot T_{el} + 1 \quad (5.56)$$

Εναλλακτικά, η απόδοση Faraday μπορεί να προσεγγιστεί από μία σύνθετη εκθετική συνάρτηση:

$$n_F = a_1 \cdot \exp \left[ \frac{a_2 + a_3 \cdot T_{el}}{(I_{el}/A)} + \frac{a_4 + a_5 \cdot T_{el}}{(I_{el}/A)^2} \right] \quad (5.57)$$

Όπου  $a_i$  παράμετροι που υπολογίζονται πειραματικά.

Πιο συγκεκριμένα, η απόδοση Faraday του μοντέλου υπολογίζεται από τη συνάρτηση (για θερμοκρασία λειτουργίας 40 °C) [1]:

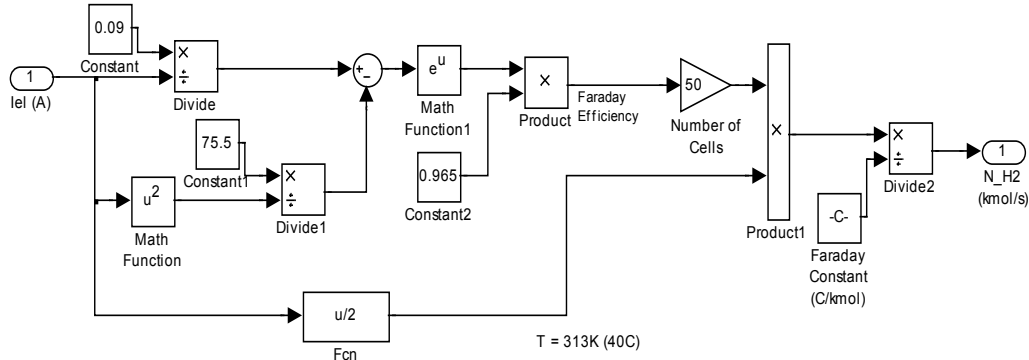
$$n_F = 96.5 \cdot \exp \left( \frac{0.09}{I_{el}} - \frac{75.5}{I_{el}^2} \right) (\%) \quad (5.58)$$

Έχοντας ορίσει το βαθμό απόδοσης Faraday, ο ρυθμός παραγωγής υδρογόνου σύμφωνα με τον νόμο του Faraday είναι ευθέως ανάλογος του ρυθμού μεταφοράς ηλεκτρονίων στα

ηλεκτρόδια, δηλαδή του ρεύματος που ρέει από το εξωτερικό κύκλωμα. Ο ρυθμός παραγωγής υδρογόνου σε mol/s υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$n_{H_2} = \frac{n_F n_C I_{el}}{2F} \quad (5.59)$$

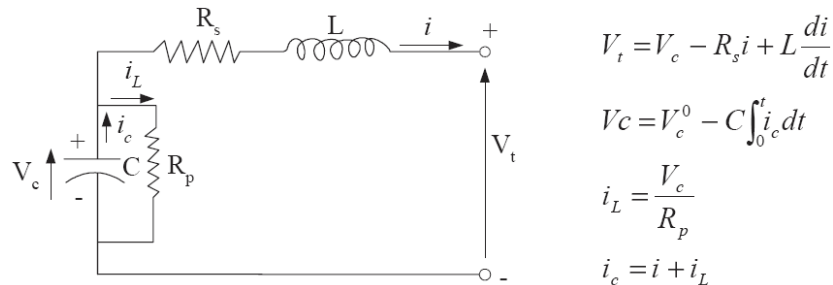
Το μοντέλο προσομοίωσης του ηλεκτρολύτη φαίνεται στο Σχ. 5.30.



Σχ. 5.30 Μοντέλο Ηλεκτρολύτη PEM

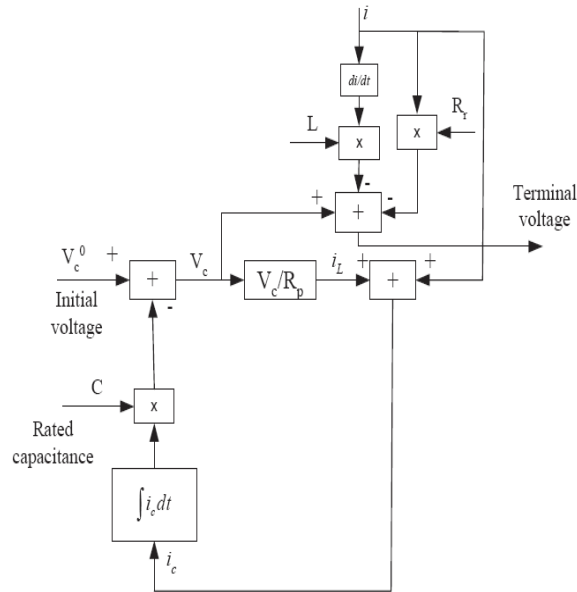
### 5.3.5 Μοντελοποίηση συστοιχίας υπερπυκνωτών

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του υπερπυκνωτή, καθώς και οι εξισώσεις που περιγράφουν το μοντέλο ακολουθούν στο Σχ. 5.31 [15].



Σχ. 5.31 Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα υπερπυκνωτή και εξισώσεις μοντέλου

Το κύκλωμα περιλαμβάνει μία χωρητικότητα  $C$ , μία αυτεπαγωγή  $L$ , μία ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά  $R_s$  που μοντελοποιεί την αντίσταση φόρτισης και εκφόρτισης και μία ισοδύναμη αντίσταση παράλληλα που μοντελοποιεί τις απώλειες αυτοεκφόρτισης. Το Σχ. 5.32 δείχνει το δομικό διάγραμμα του μοντέλου του υπερπυκνωτή.



Σχ. 5.32 Δομικό διάγραμμα μοντέλου υπερπυκνωτή

Το επίπεδο φόρτισης του υπερπυκνωτή (State Of Charge - SOC) υπολογίζεται ως εξής:

$$SOC = \frac{V_c}{V_{c,max}} \cdot 100\% \quad (5.60)$$

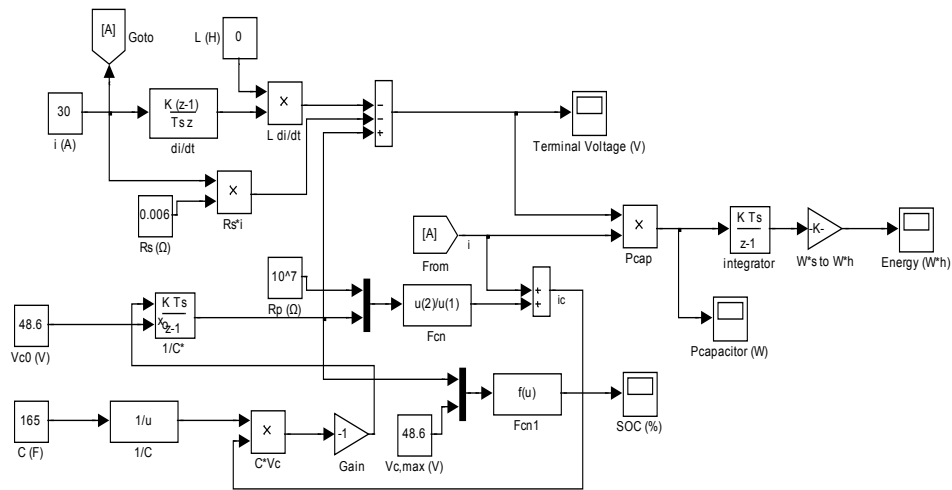
Όπου  $V_c$  η τάση του πυκνωτή και  $V_{c,max}$  η μέγιστη τάση του πυκνωτή (βλέπε πίνακα 5.7).

Η μοντελοποίηση του υπερπυκνωτή βασίστηκε στις παραμέτρους του μοντέλου Maxwell Boostcap BMOD0165 – 48.6 V [16]:

Πίνακας 5.7  
Παράμετροι υπερπυκνωτή

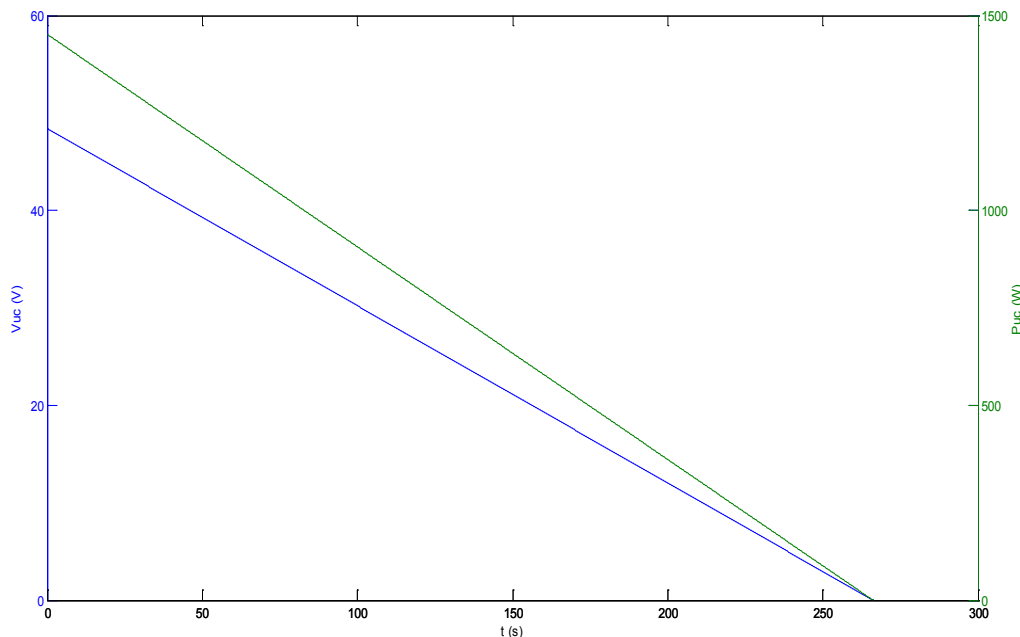
| Παράμετροι                        | Τιμή              |
|-----------------------------------|-------------------|
| Χωρητικότητα (F)                  | 165               |
| Εσωτερική αντίσταση σε σειρά (mΩ) | 6.1               |
| Ρεύμα διαρροής (A)                | 0.0052, 72h, 25°C |
| Θερμοκρασία λειτουργίας (°C)      | -40 – 65          |
| Τάση (V)                          | 48.6              |
| Ρεύμα βραχυκύκλωσης (A)           | 4800              |
| Πυκνότητα ισχύος (W/kg)           | 7900              |
| Πυκνότητα ενέργειας (Wh/kg)       | 3.81              |
| Όγκος (l)                         | 12.6              |
| Βάρος (kg)                        | 14.2              |

Βάσει των ανωτέρω εξισώσεων και παραμέτρων, αναπτύχθηκε το μοντέλο του υπερπυκνωτή στο περιβάλλον SIMULINK/MATLAB (Σχ. 5.33).

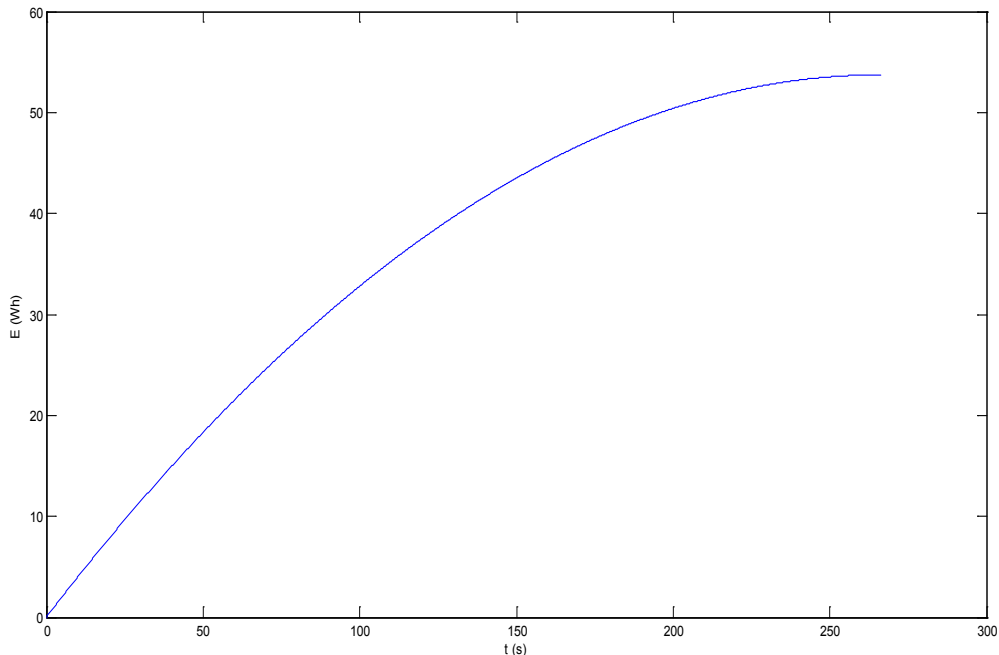


**Σχ. 5.33** Μοντέλο υπερπυκνωτή

Αξιοποιώντας το μοντέλο, εξήχθησαν οι καμπύλες εκφόρτισης  $V - t$  και  $P - t$  για ρεύμα 30 A, καθώς η ενέργεια του υπερπυκνωτή, ολοκληρώνοντας την ισχύ οι οποίες φαίνονται στα Σχ. 5.34 και Σχ. 5.35. Για εφαρμογές που απαιτούν μεγαλύτερη τερματική τάση ή χωρητικότητα, δημιουργούνται συστοιχίες υπερπυκνωτών (UC bank), οι οποίοι διασυνδέονται σε σειρά ή παράλληλα [1].



**Σχ. 5.34** Καμπύλες εκφόρτισης υπερπυκνωτή  $V - t$  και  $P - t$  για ρεύμα 30 A



Σχ. 5.35 Ενέργεια υπερπυκνωτή

## 5.4 Έλεγχος του συστήματος

Ο έλεγχος του υβριδικού συστήματος στοχεύει αφενός στην **κάλυψη της ζήτησης σε ισχύ** και αφετέρου στην **ομαλή** αλλά και **αποδοτική λειτουργία του**. Η εξυπηρέτηση του φορτίου και η ελαχιστοποίηση του κόστους λειτουργίας αποτελούν παραμέτρους οι οποίες επηρεάζονται κατά κόρον από τις διατάξεις υδρογόνου και ιδιαίτερα της κυψέλης καυσίμου, αφού η τελευταία διέπεται από συγκεκριμένους περιορισμούς. Οι περιορισμοί αυτοί σχετίζονται αφενώς με την εύρυθμη λειτουργία της κυψέλης και αφετέρου με τη δυνατότητα εξυπηρέτησης φορτίου. Η μη-τήρηση των περιορισμών από το σύστημα ελέγχου δύναται να οδηγήσει τόσο σε **υποβάθμιση του βαθμού απόδοσης** και **μείωση της διάρκειας ζωής** της κυψέλης όσο και σε **απώλεια του ίδιου του φορτίου**. Το σύστημα ελέγχου το οποίο υλοποιήθηκε λαμβάνει υπόψη τους λειτουργικούς περιορισμούς των διατάξεων υδρογόνου και ικανοποιεί κριτήρια αποδοτικής λειτουργίας με ταυτόχρονη προστασία τους από συνθήκες οι οποίες μπορούν να οδηγήσουν στην υποβάθμιση των χαρακτηριστικών τους πέραν της προβλεπόμενης.

### 5.4.1 Λειτουργικοί περιορισμοί κυψέλης καυσίμου PEM

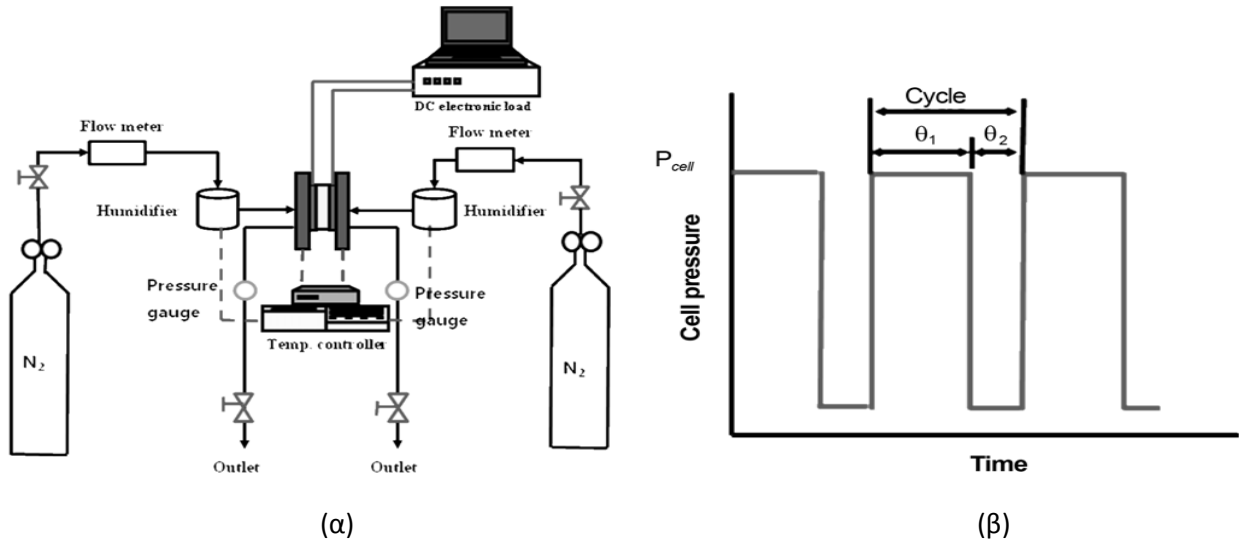
Στην παράγραφο που ακολουθεί εξετάζονται οι κύριοι λειτουργικοί περιορισμοί που διέπουν τη λειτουργία της κυψέλης καυσίμου με σκοπό την κατάλληλη προσαρμογή του ελέγχου του συστήματος. Αρχικά εξετάζεται η **υποβάθμιση της απόδοσης** της κυψέλης με το χρόνο και συγκεκριμένα η **επίδραση της εναλλαγής καταστάσεων λειτουργίας από ενεργή σε**

**μη (αλληπάλληλες εκκινήσεις, on/off cycling)** και στη συνέχεια η δυνατότητα απόκρισης της κυψέλης σε μεταβατικά φορτία.

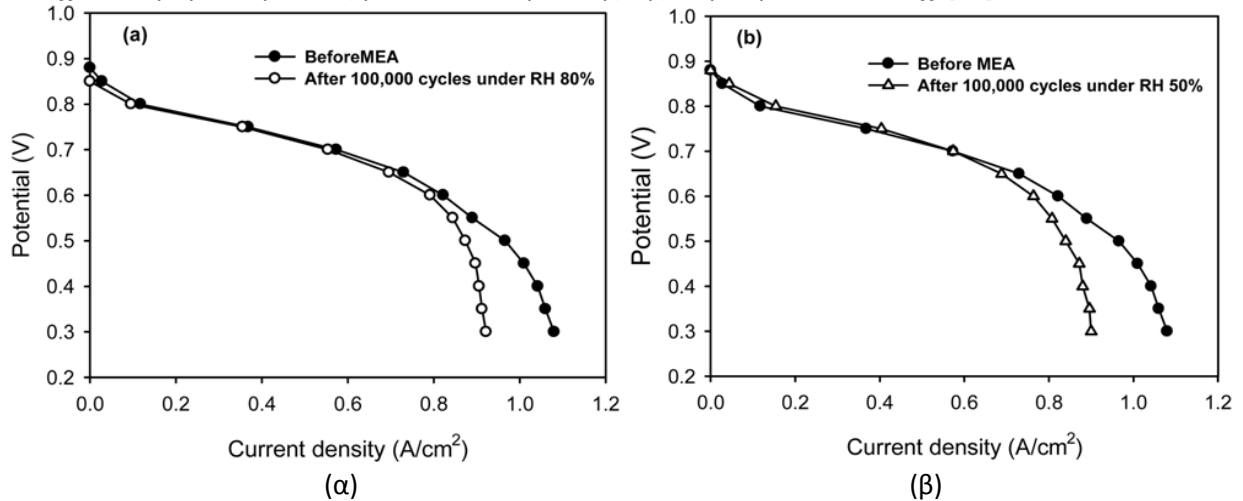
- **Διάρκεια ζωής και υποβάθμιση της απόδοσης με το χρόνο (degradation)**

Τα τελευταία χρόνια, είναι πλέον αποδεκτό ότι για να γίνει δυνατή η μαζική χρησιμοποίηση κυψελών καυσίμου PEM σε εφαρμογές ηλεκτροπαραγωγής ή ηλεκτροκίνησης πρέπει να βελτιωθεί κατά πολύ η αντοχή τους (durability) σε αλληπάλληλες εκκινήσεις (μεταβατικά φορτία τύπου on/off, on/off cycling) τα οποία έχουν και ως αποτέλεσμα τις αλληπάλληλες εναλλαγές καταστάσεων λειτουργίας της από ενεργή σε μη. Μελέτες [5] – [7] έχουν αποδείξει ότι η αυξομείωση του δυναμικού της κυψέλης επιταχύνει τη **διάλυση του καταλύτη** (πλατίνα) στα ηλεκτρόδια. Ακόμη, η έκθεση της συνδεσμολογίας μεμβράνη – ηλεκτρόδιο (Membrane Electrode Assembly - MEA) σε μίγμα υδρογόνου και αέρα υπό συνθήκες ανοικτοκύκλωσης (Open Circuit Voltage - ORV) συμβάλλει στη **χημική υποβάθμιση της μεμβράνης**. Επιπρόσθετα, η περιεκτικότητα του νερού εμφανίζει διακυμάνσεις ανάλογα με το ρεύμα φόρτισης, οδηγώντας στη **μηχανική υποβάθμιση της μεμβράνης**. Τέλος, η διαδικασία της διάλυσης του καταλύτη και η διαδικασία της υποβάθμισης της μεμβράνης μπορούν να ενισχύουν η μία την άλλη [13].

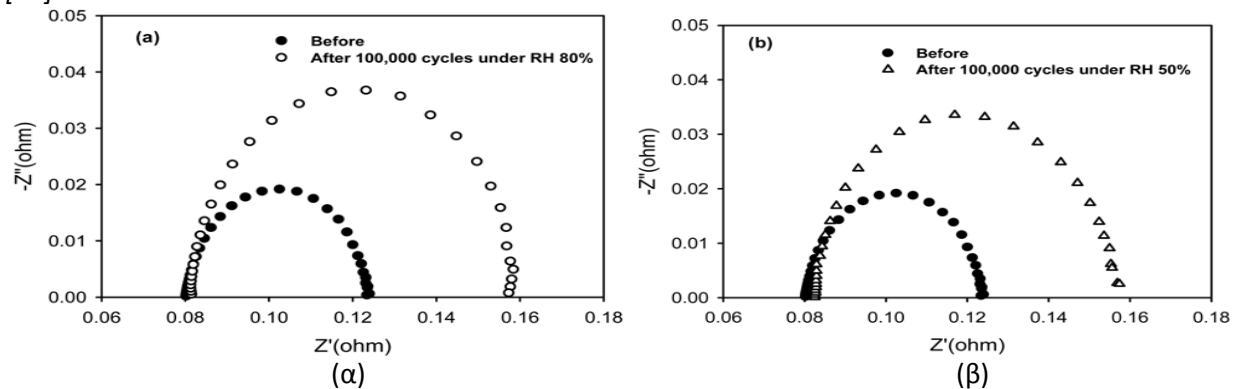
Στο πείραμα που περιγράφεται στην αναφορά [17], εξετάζεται η υποβάθμιση της λειτουργίας της κυψέλης σε περιβάλλον αζώτου ( $N_2$ ) για φορτία τύπου on/off. Στο Σχ. 5.36α φαίνεται η πειραματική διάταξη. Το φορτίο τύπου on/off αντικατοπτρίζεται στην πίεση της κυψέλης (Σχ. 5.38β). Στο πρώτο βήμα ( $\theta_1$ ), παρέχεται άζωτο στην άνοδο και στην κάθοδο για 9 s και οι βαλβίδες εξόδου είναι κλειστές. Στο δεύτερο βήμα ( $\theta_2$ ), οι βαλβίδες εξόδου ανοίγουν για 1 s. Μετά από 100.000 τέτοιους κύκλους λειτουργίας, η υποβάθμιση της καμπύλης τάσης – ρεύματος σε συνθήκες μέσης υγρασίας 50% και 80% φαίνεται στο Σχ. 5.37. Παρατηρείται σημαντική πτώση τάσης σε πυκνότητες ρεύματος ανώτερες των  $0.8 \text{ A/cm}^2$ . Ο κύκλος λειτουργίας on/off επηρεάζει αρνητικά την MEA, συμπεριλαμβανομένου του στρώματος διάχυσης αερίων και της διεπιφανειακής δομής μεμβράνης – ηλεκτροδίου, οδηγώντας σε **μείωση στην απόδοση της κυψέλης**. Στο Σχ. 5.38 φαίνεται η διεύρυνση του φάσματος της σύνθετης αντίστασης της MEA, η οποία εξαρτάται άμεσα από την καμπύλη τάσης - ρεύματος. Σε υψηλές πυκνότητες ρεύματος, η σύνθετη αντίσταση επηρεάζεται από το μηχανικό φαινόμενο ροής των αερίων, ενώ σε χαμηλές πυκνότητες ρεύματος επηρεάζεται από το φαινόμενο της ενεργοποίησης. Στον πίνακα 5.8 φαίνεται η αύξηση του πάχους των σωματιδίων του καταλύτη, η οποία οφείλεται στη μείωση της ενεργούς επιφάνειας του καταλύτη [7].



Σχ. 5.36 Μελέτη υποβάθμισης της λειτουργίας της κυψέλης σε περιβάλλον αζώτου για φορτία τύπου on/off α) Πειραματική διάταξη β) Μεταβολή πίεσης της κυψέλης τύπου on/off.[17]



Σχ. 5.37 Καμπύλες  $V - I$  πριν και μετά από 100.000 κύκλους λειτουργίας για υγρασία (α) 80% (β) 50% [17]



Σχ. 5.38 Φάσμα σύνθετης αντίστασης MEA πριν και μετά από 100.000 κύκλους λειτουργίας σε συνθήκες υγρασίας (α) 80% (β) 50% [17]



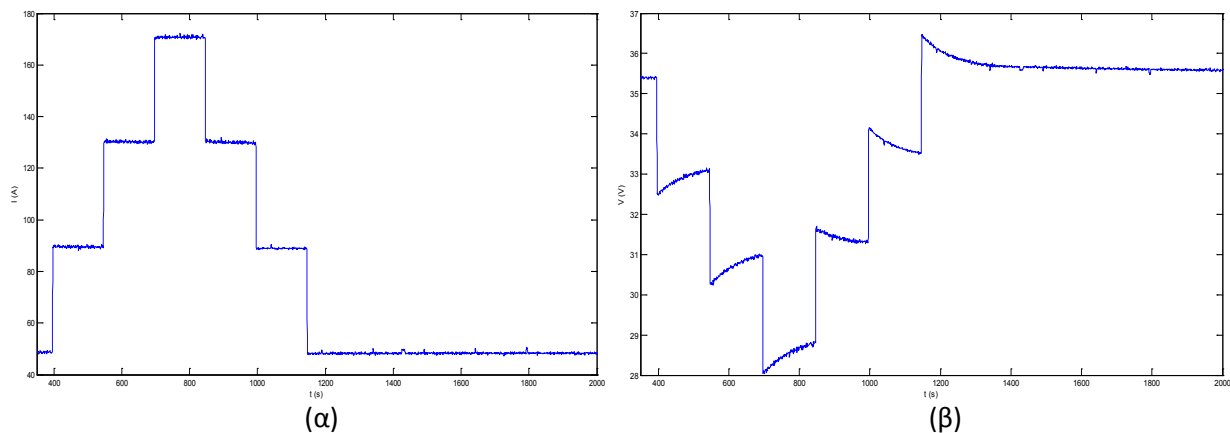
Πίνακας 5.8  
Μέγεθος σωματιδίων καταλύτη (Pt) πριν και μετά από 100.000 κύκλους λειτουργίας σε συνθήκες υγρασίας 80% και 50% [17]

| MEAs                              | Anode(nm) | Cathode(nm) |
|-----------------------------------|-----------|-------------|
| Fresh                             | 2,53      | 2,53        |
| After 100,000 cycles under RH 80% | 3,79      | 3,78        |
| After 100,000 cycles under RH 50% | 2,93      | 3,47        |

Από τα παραπάνω, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η λειτουργία της κυψέλης καυσίμου σε μεταβατικά φορτία τύπου on/off επιταχύνει την υποβάθμιση της απόδοσής της και μειώνει το χρόνο ζωής της.

### • Δυναμική απόκριση σε μεταβατικά φορτία

Σημαντική παράμετρος για τη σωστή λειτουργία του συστήματος είναι η δυναμική απόκριση της κυψέλης σε μεταβατικά φορτία λόγω των καθυστερήσεων, οι οποίες έχουν αναφερθεί στη μοντελοποίηση. Χρησιμοποιώντας το μοντέλο που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα, πραγματοποιήθηκαν βηματικές αλλαγές στο φορτίο και ελήφθησαν τα αποτελέσματα του Σχ. 5.39:



Σχ. 5.39 Δυναμική απόκριση κυψέλης σε μεταβατικά φορτία α) Μεταβατικό ρεύμα β) τάση .

Η δυναμική απόκριση της κυψέλης καυσίμου PEM εξαρτάται κατά κύριο λόγο από [18]:

- Το φαινόμενο ηλεκτρικής διπλοστοιβάδας
- Τις μηχανικές καθυστερήσεις ροής του καυσίμου/οξειδωτικού
- Τα θερμοδυναμικά χαρακτηριστικά κυψέλης

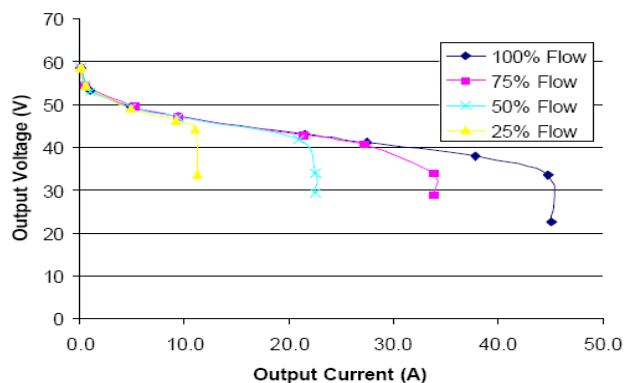
Παρόλο που η χωρητικότητα  $C$ , η οποία μοντελοποιεί το φαινόμενο της διπλοστοιβάδας, είναι αρκετά μεγάλη (μερικά Farads για κάθε κυψέλη), η σταθερά χρόνου  $\tau = (R_{act} + R_{conc}) \cdot C$  είναι σχετικά μικρή (λιγότερο από 1 s), καθώς η ποσότητα  $(R_{act} + R_{conc})$  είναι αρκετά μικρή (λιγότερο από 0.05  $\Omega$  για κάθε κυψέλη), όταν η κυψέλη λειτουργεί στη γραμμική περιοχή.

Επομένως, η χωρητικότητα C επηρεάζει τη δυναμική απόκριση σε μικρή κλίμακα χρόνου. Από την άλλη πλευρά, η ροή του καυσίμου και του οξειδωτικού δε μπορεί να ακολουθήσει τις απότομες αλλαγές του φορτίου ακαριαία, με αποτέλεσμα να δημιουργούνται μηχανικές καθυστερήσεις. Οι μηχανικές καθυστερήσεις κυμαίνονται από μερικά δεκάδες έως εκατοντάδες δευτερόλεπτα. Επίσης, η θερμοκρασία λειτουργίας της κυψέλης δε μπορεί να αλλάξει ακαριαία. Η θερμοδυναμική σταθερά χρόνου μιας κυψέλης καυσίμου PEM είναι της τάξης των λεπτών. Επομένως, οι μηχανικές καθυστερήσεις και τα θερμοδυναμικά χαρακτηριστικά της κυψέλης υπερκαλύπτουν το φαινόμενο της διπλοστοιβιάδας σε μεγάλη κλίμακα χρόνου. Αυτό το γεγονός επιβεβαιώνεται και από την προσομοίωση (σχήμα 5.39). Όπως φαίνεται, σε απότομη αύξηση του ρεύματος του φορτίου η τάση πέφτει χαμηλότερα της τιμής μόνιμης κατάστασης και στη συνέχεια σταθεροποιείται στη μόνιμη κατάσταση με σχετικά μεγάλη καθυστέρηση (μερικά εκατοντάδες δευτερόλεπτα), λόγω των φαινομένων που περιγράφηκαν παραπάνω.

Στη συνέχεια, σύμφωνα με την αναφορά [19] θα αναλυθούν περαιτέρω τα φαινόμενα καθυστερήσεων στις μεταβολές του φορτίου που οφείλονται στα μηχανικά μέρη:

- Επεξεργαστής καυσίμου.
- Συμπιεστές.
- Αντλίες τροφοδοσίας οξυγόνου και υδρογόνου.

Για μία δεδομένη συστοιχία κυψέλων καυσίμου η ισχύς εξόδου είναι αύξουσα συνάρτηση του ρυθμού τροφοδοσίας με καύσιμο. Στο Σχ. 5.40 παρατηρείται ότι σε κάθε επίπεδο ρυθμού παροχής υδρογόνου αντιστοιχεί και μια, διαφορετική κάθε φορά, καμπύλη V-I. Αυξάνοντας το ρυθμό τροφοδοσίας επιτυγχάνεται αύξηση του ρεύματος και της ισχύος που μπορεί να δώσει η συστοιχία. Όμως, για να επιτευχθεί αυτό θα πρέπει να μεταβληθεί η ταχύτητα με την οποία λειτουργεί η αντλία, διαδικασία που απαιτεί μερικά δευτερόλεπτα. Κατά τη χρονική διάρκεια αυτή, το ρεύμα και η τάση θα καθυστερήσουν να φτάσουν στην τελική τους τιμή και η ισχύς εξόδου δε θα μπορέσει να ακολουθήσει τις απαιτήσεις του φορτίου, δηλαδή δε θα έχει βηματική απόκριση, αλλά εκθετική. Η σταθερά χρόνου ποικίλει από μερικά δευτερόλεπτα μέχρι μερικές δεκάδες δευτερόλεπτα.



Σχ. 5.40 Καμπύλες V – I κυψέλης καυσίμου για διάφορους ρυθμούς τροφοδοσίας.[5]

Οι μερικές πιέσεις των αντιδρώντων συναρτήσει των ρυθμών τροφοδοσίας δίνονται από τις σχέσεις:

$$p_{H_2} = \frac{1/K_{H_2}}{1 + \tau_{H_2} \cdot s} (q_{H_2}^{in} - 2 \cdot K_r \cdot i) \quad (5.61)$$

$$p_{O_2} = \frac{1/K_{O_2}}{1 + \tau_{O_2} \cdot s} (q_{O_2}^{in} - K_r \cdot i) \quad (5.62)$$

$$p_{H_2O} = \frac{1/K_{H_2O}}{1 + \tau_{H_2O} \cdot s} (2 \cdot K_r \cdot i) \quad (5.63)$$

Όπου  $i$  το ρεύμα εξόδου της κυψέλης,  $q_{H_2}^{in}$  και  $q_{O_2}^{in}$  οι μοριακές ροές εισόδου του υδρογόνου και του οξυγόνου (mol/s),  $K_{H_2}$ ,  $K_{O_2}$ ,  $K_{H_2O}$  οι μοριακές σταθερές των βαλβίδων και  $\tau_{H_2}$ ,  $\tau_{O_2}$ ,  $\tau_{H_2O}$  οι σταθερές χρόνου που σχετίζονται με τις ροές των αντιδρώντων:

$$\tau_{H_2} = \frac{V_a}{K_{H_2} RT} \quad (5.64)$$

$$\tau_{O_2} = \frac{V_c}{K_{O_2} RT} \quad (5.65)$$

$$\tau_{H_2O} = \frac{V_c}{K_{H_2O} RT} \quad (5.66)$$

Η σταθερά  $K_r$  υπολογίζεται ως εξής:

$$K_r = \frac{N_{cell}}{4F} \quad (5.67)$$

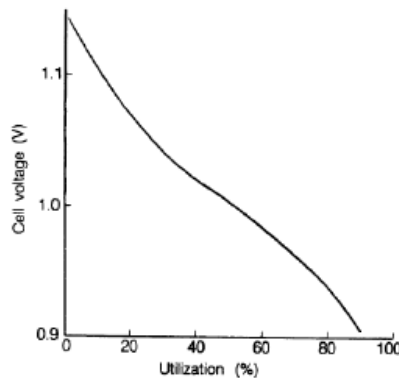
Η ροή του αντιδρώντος υδρογόνου δίνεται από τη σχέση:

$$q_{H_2}^r = 2 \cdot K_r \cdot i \quad (5.68)$$

Ο βαθμός χρησιμοποίησης του καυσίμου ορίζεται ως ο λόγος της ροής του αντιδρώντος υδρογόνου προς τη συνολική ροή:

$$U_f = \frac{q_{H_2}^r}{q_{H_2}^{in}} \quad (5.69)$$

Γενικά, είναι επιθυμητό ο βαθμός χρησιμοποίησης του καυσίμου να έχει υψηλή τιμή, έτσι ώστε να έχουμε το ελάχιστο δυνατό κόστος καυσίμου και να επαρκούν μικρότεροι και φθηνότεροι συμπιεστές για το σύστημα. Όμως, από κάποιο σημείο και μετά δε συμφέρει η αύξησή του, επειδή οδηγεί σε μεγάλη πτώση τάσης της εξόδου των κυψελών, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.41. Ως ιδανική συχνά θεωρείται η τιμή,  $U_{f,opt} = 0.85$ .



**Σχ. 5.41** Τάση ανοικτοκύκλωσης κυψέλης καυσίμου συναρτήσει του βαθμού χρησιμοποίησης καυσίμου.

Επομένως, από τις σχέσεις 5.69 και 5.70 λαμβάνεται η επιθυμητή ροή καυσίμου:

$$q_{H_2}^{in} = \frac{2 \cdot K_r}{0.85} \cdot i \quad (5.70)$$

Η μοριακή ροή του εισερχόμενου οξυγόνου υπολογίζεται ως ένα κλάσμα της ροής του υδρογόνου, σύμφωνα με τη σχέση:

$$q_{O_2}^{in} = \frac{q_{H_2}^{in}}{r_{H-O}} \quad (5.71)$$

Όπου  $r_{H-O}$  μια σταθερά μεταξύ των τιμών 1.1 και 1.2.

Δεδομένου ότι για να γίνει η χημική αντίδραση απαιτείται η μισή ποσότητα σε mol οξυγόνου από υδρογόνο, στον επεξεργαστή καυσίμου εισάγεται αρκετά μεγαλύτερη ποσότητα οξυγόνου. Με αυτό τον τρόπο (αύξηση της συγκέντρωσης ενός αντιδρώντος, εδώ του οξυγόνου) εξασφαλίζεται καλύτερος βαθμός χρησιμοποίησης του υδρογόνου και μεγαλύτερη ταχύτητα στην πραγματοποίηση της αντίδρασης.

Για την προστασία της συστοιχίας, ο συντελεστής χρησιμοποίησης του καυσίμου πρέπει να περιορίζεται. Σε αντίθετη περίπτωση παρατηρούνται τα εξής φαινόμενα [20]:

- **Υποχρησιμοποίηση καυσίμου:** Η τάση της κυψέλης θα αυξηθεί απότομα. Για αυτό, το ρεύμα της κυψέλης δεν επιτρέπεται να πέσει πιο κάτω από το κατώτατο ρεύμα της συστοιχίας.
- **Υπερχρησιμοποίηση καυσίμου:** Έλλειψη καυσίμου και μόνιμες βλάβες στις κυψέλες. Για αυτό, το ρεύμα της κυψέλης δεν επιτρέπεται να ξεπεράσει το ανώτατο ρεύμα της συστοιχίας.
- **Υποτάση:** Υπάρχει μια κατώτατη τιμή τάσης (0.5 V), κάτω από την οποία η τάση της κυψέλης μειώνεται απότομα με την αύξηση του ρεύματος.

Επομένως, είναι επιθυμητό ο συντελεστής χρησιμοποίησης να παίρνει τιμές από 0.8 έως 0.9. Αυτό θέτει του εξής περιορισμούς για το ρεύμα φόρτισης:

$$0.8 \leq U_f \leq 0.9 \Rightarrow 0.8 \leq \frac{q_{H_2}^r}{q_{H_2}^{in}} \leq 0.9 \Rightarrow 0.8 \cdot q_{H_2}^{in} \leq 2 \cdot K_r \cdot i \leq 0.9 \cdot q_{H_2}^{in} \Rightarrow \frac{0.8 \cdot q_{H_2}^{in}}{2 \cdot K_r} \leq i \leq \frac{0.9 \cdot q_{H_2}^{in}}{2 \cdot K_r} \quad (5.72)$$

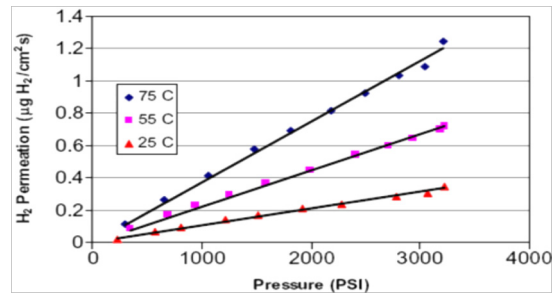
Συνοψίζοντας συμπεραίνεται ότι η όταν η κυψέλη λειτουργεί εξυπηρετώντας μεταβατικά φορτία και ιδιαίτερα όταν αυτά οδηγούν σε αλληπάλληλες εναλλαγές καταστάσεων λειτουργίας της από ενεργή σε μη προκαλούνται φαινόμενα όπως **καθυστερήσεις στην απόκριση της ισχύος της, μείωση της απόδοσής της, υποβάθμιση των λειτουργικών χαρακτηριστικών** της και **μείωση του προσδοκίμιου ζωής** της. Επομένως, είναι απαραίτητη η ύπαρξη μιας επιπλέον ενεργειακής πηγής, η οποία θα μειώσει τη διακύμανση της τάσης της κυψέλης καυσίμου και θα ικανοποιήσει το φορτίο, σε περιπτώσεις που η ισχύ δε μπορεί να αποκριθεί άμεσα. Αυτό το ρόλο έχουν οι υπερπυκνωτές στην παρούσα εργασία.

#### 5.4.2 Λειτουργικοί περιορισμοί ηλεκτρολύτη PEM

- **Διακοπτόμενη λειτουργία (intermittent operation) και κυμάτωση ισχύος**

Υπάρχουν πολλές περιπτώσεις στη βιβλιογραφία [1], [4], [9], όπου ο ηλεκτρολύτης χρησιμοποιείται σαν ελεγχόμενο φορτίο (dump load), δηλαδή τροφοδοτείται με οποιαδήποτε περίσσεια ισχύος υπάρχει στο σύστημα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να λειτουργεί διακοπτόμενα, αλλά και με μεγάλη κυμάτωση ισχύος.

Ένα πρόβλημα που θα μπορούσε να προκύψει είναι ότι, σε μεγάλη περίσσεια ισχύος, ο ρυθμός με τον οποίο παράγονται το υδρογόνο και το οξυγόνο (ο οποίος είναι ανάλογος της πυκνότητας ρεύματος) μπορεί να είναι μικρότερος του ρυθμού με τον οποίο τα αέρια διαπερνούν τον ηλεκτρολύτη, με αποτέλεσμα να αναμιγνύονται το ένα με το άλλο. Αυτό μπορεί να δημιουργήσει επικίνδυνες συνθήκες στο εσωτερικό του ηλεκτρολύτη. Τα όρια ανάφλεξης του υδρογόνου αναμεμιγμένο με οξυγόνο είναι μεταξύ 4.6% και 93.9%, αλλά η αυτόματη απενεργοποίηση της συσκευής ενεργοποιείται σε πολύ χαμηλότερες συγκεντρώσεις. Ο ρυθμός διεύδυσης του υδρογόνου μέσα από Nafion 117 στους 80 °C σε ένα τυπικό ηλεκτρολύτη PEM είναι λιγότερο από  $1.25 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^3/\text{cm}^2\text{s}$  υπό ατμοσφαιρική πίεση, που αντιστοιχεί σε πυκνότητα ρεύματος  $0.002 \text{ A}/\text{cm}^2$ . Αυτή η τιμή είναι μάλλον αμελητέα συγκρινόμενη με την τυπική πυκνότητα ρεύματος ενός ηλεκτρολύτη PEM σε μέγιστη ισχύ,  $1 \text{ A}/\text{cm}^2$ . Παρόλα αυτά, ο ρυθμός διαπερατότητας του υδρογόνου αυξάνεται γραμμικά με την πίεση, το οποίο σημαίνει ότι σε πίεση 200 bar οι απώλειες υδρογόνου θα είναι περίπου  $0.4 \text{ A}/\text{cm}^2$ . Το Σχ. 5.42 δείχνει τη διαπερατότητα του υδρογόνου σε συνάρτηση της πίεσης και της θερμοκρασίας. Η διαπερατότητα του οξυγόνου είναι κατά λίγο μικρότερη [8].



Σχ. 5.42 Διαπερατότητα υδρογόνου μέσα από Nafion 117 συναρτήσει πίεσης και θερμοκρασίας. [8]

Ένα άλλο πρόβλημα που σχετίζεται με την κυμάτωση της ισχύος είναι η θερμική διαχείριση. Ο ηλεκτρολύτης χρειάζεται κάποιο χρόνο για να φτάσει την κανονική θερμοκρασία λειτουργίας, αλλά εξαιτίας της διακοπτόμενης λειτουργίας, μπορεί να λειτουργεί σε θερμοκρασίες κατώτερες της ονομαστικής, με αποτέλεσμα τη μειωμένη απόδοση. Τέλος, στην αναφορά [2] σημειώνεται ότι αν οι αλλαγές της ισχύος είναι γρηγορότερες από το ρυθμό επεξεργασίας των αερίων, η πίεση δε μπορεί να ελεγχθεί, δημιουργώντας προβλήματα ασφαλείας. Επομένως, προτείνεται η αυξομείωση της ισχύος του ηλεκτρολύτη με τη χρήση περιοριστών κλίσης (rate limiters). Για παράδειγμα, ένας τυπικός ηλεκτρολύτης 20 kW μπορεί να αυξήσει την ισχύ του από το 16% έως το 100% της ονομαστικής του τιμής μέσα σε 40 s, δηλαδή με κλίση 500 W/s.

- **Πίεση υδρογόνου**

Ένας ηλεκτρολύτης PEM μπορεί να σχεδιαστεί για να παράγει υδρογόνο υψηλής πίεσης. Αυτό απαιτεί την αντίστοιχη αντοχή της πολυμερούς μεμβράνης και την κατάλληλη επιλογή των υλικών. Οι ηλεκτρολύτες του εμπορίου μπορούν να παράγουν υδρογόνο υπό πίεση 14 bar (200 psi) και πειραματικά μπορούν να φτάσουν έως και 200 bar (3000 psi). Η διαδικασία της συμπίεσης κατά τη διάρκεια της ηλεκτρόλυσης αυξάνει ελαφρά την τάση των κελιών, όπως έχει προβλεφθεί από την εξίσωση του Nernst. Η μόνη απώλεια είναι η διάχυση του υδρογόνου στην πολυμερή μεμβράνη. Το υδρογόνο υψηλής πίεσης είναι απαραίτητο σε εφαρμογές αποθήκευσης σε δεξαμενές υψηλής πίεσης και σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Παρόλα αυτά, απαιτείται ο κατάλληλος έλεγχος, που θα διακόπτει την τροφοδοσία του ηλεκτρολύτη, όταν η πίεση του υδρογόνου φτάσει σε απαγορευτικές τιμές.

- **Παραγωγή οξυγόνου**

Ο ηλεκτρολύτης παράγει στοιχειομετρικές ποσότητες οξυγόνου ως εξής: για κάθε 2 mol υδρογόνου παράγεται 1 mol οξυγόνου. Το παραγόμενο οξυγόνο απελευθερώνεται στην ατμόσφαιρα, εκτός εάν υπάρχει η ανάγκη αποθήκευσης του οξυγόνου για επόμενη χρήση, όπως στην περίπτωση της κυψέλης καυσίμου. Σε αυτήν την περίπτωση, η αποθήκευση οξυγόνου και μάλιστα σε υψηλή πίεση απαιτεί τη δέουσα προσοχή.

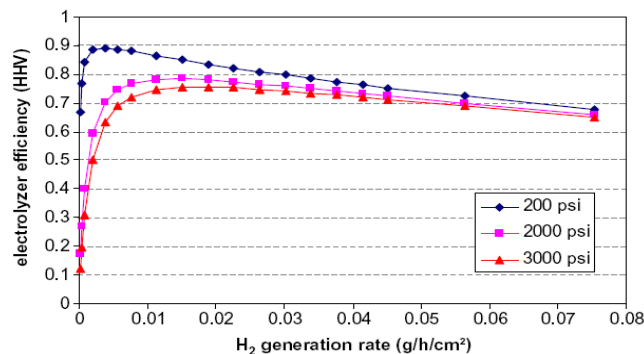
- **Κατανάλωση νερού**

Θεωρητικά, 1 lt νερού μπορεί να παράγει 1.24 Nm<sup>3</sup> υδρογόνου. Η πραγματική κατανάλωση νερού είναι κατά 25% αυξημένη, καθώς και τα δύο αέρια που παράγονται είναι ενυδατωμένα και κάποια ποσότητα νερού χάνεται λόγω της διαφυγής του οξυγόνου και λόγω του περιοδικού καθαρισμού του υδρογόνου. Αυτό είναι πολύ σημαντικό για συστήματα ηλεκτρόλυσης που δουλεύουν σε κλειστό βρόχο με κυψέλες καυσίμου.

- **Απόδοση**

Η απόδοση του ηλεκτρολύτη είναι αντιστρόφως ανάλογη της τάσης του κελιού, η οποία εξαρτάται από την πυκνότητα ρεύματος, που είναι ανάλογη με το ρυθμό παραγωγής υδρογόνου ανά μονάδα ενεργού επιφάνειας του ηλεκτροδίου. Υψηλότερη τάση έχει σαν αποτέλεσμα μεγαλύτερη παραγωγή υδρογόνου, αλλά με χαμηλότερη απόδοση. Τυπική τιμή τάσης του κελιού είναι τα 2 V, αλλά συνήθως η ονομαστική τιμή είναι μικρότερη (~ 1.6 V), ιδιαίτερα αν η απόδοση είναι σημαντικότερη του κόστους και του μεγέθους του ηλεκτρολύτη.

Μία άλλη αιτία μείωσης της απόδοσης είναι οι απώλειες διάχυσης του υδρογόνου μέσα από την πολυμερή μεμβράνη. Αυτές οι απώλειες είναι αμελητέες για χαμηλές πιέσεις, αλλά μπορεί να επηρεάσουν τη συνολική απόδοση για υψηλές πιέσεις (> 100 bar). Επίσης, σημαντικές είναι και οι απώλειες ισχύος που οφείλονται στα βοηθητικά συστήματα. Οι τυπικοί ηλεκτρολύτες του εμπορίου έχουν κατανάλωση ενέργειας από 4.5 έως 6.0 kWh/Nm<sup>3</sup>, που αντιστοιχεί σε απόδοση 65 – 80%. Το Σχ. 5.43 δείχνει τις καμπύλες απόδοσης συναρτήσεως της παραγωγής υδρογόνου για διάφορες πιέσεις σε ένα τυπικό ηλεκτρολύτη PEM [8].



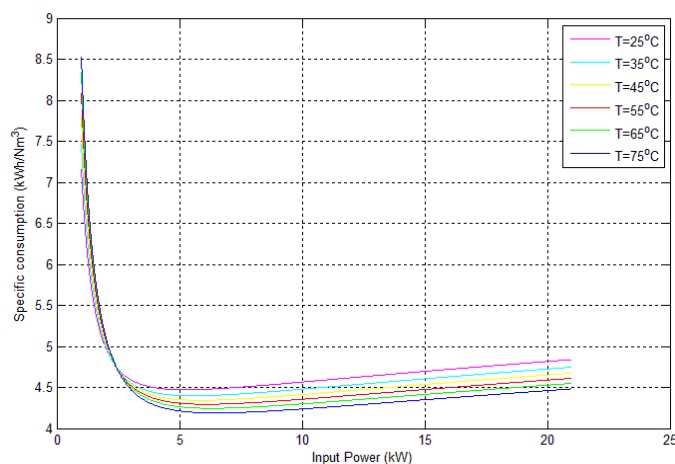
**Σχ. 5.43** Καμπύλες απόδοσης συστοιχίας ηλεκτρολύτη για διάφορες πιέσεις. [8]

Επομένως, η συνολική απόδοση ενός ηλεκτρολύτη μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\eta_{EL} = \frac{1.482 i - i_{loss}}{V_{cell}} \frac{\eta_{DC}}{1 + \xi} \quad (5.73)$$

Όπου  $V_{cell}$  η τάση ενός κελιού,  $i$  η πυκνότητα ρεύματος λειτουργίας,  $i_{loss}$  οι απώλειες,  $\eta_{DC}$  η απόδοση του μετατροπέα ΣΡ και  $\xi$  ο λόγος της παρασιτικής προς την καθαρή ισχύ που καταναλώνει ο ηλεκτρολύτης.

Στο Σχ. 5.44 φαίνεται η ειδική κατανάλωση ενός ηλεκτρολύτη 26 kW χωρίς βοηθητικά υποσυστήματα συναρτήσει της καθαρής ισχύος εισόδου για διάφορες θερμοκρασίες [21]. Παρατηρούμε πως αύξηση της θερμοκρασίας συνεπάγεται ελάττωση της ειδικής κατανάλωσης και πως αν ο ηλεκτρολύτης λειτουργούσε κάτω από το 12% της ονομαστικής ισχύος του, τότε η ειδική κατανάλωση ενέργειας θα αυξάνονταν ραγδαία. Ούτως ή άλλως, δεν επιτρέπεται η λειτουργία της μονάδας σε ισχύ μικρότερη από το 20% της ονομαστικής λόγω προβλημάτων στην καθαρότητα του παραγόμενου υδρογόνου.

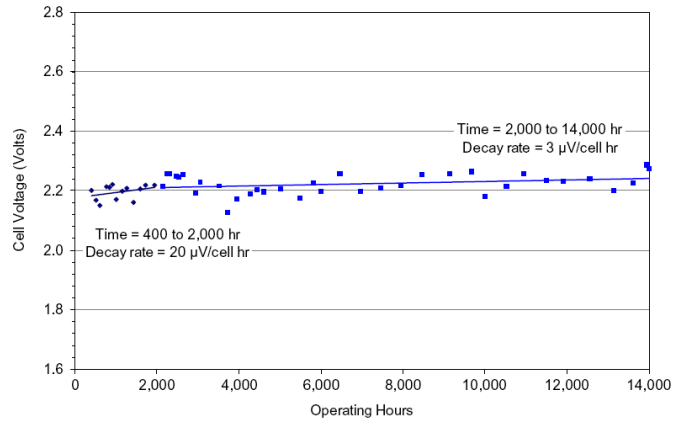


**Σχ. 5.44** Ειδική κατανάλωση ενέργειας ηλεκτρολύτη 26 kW χωρίς βοηθητικά συστήματα συναρτήσει της καθαρής ισχύος εισόδου για διάφορες θερμοκρασίες.[21]

- **Διάρκεια ζωής και υποβάθμιση απόδοσης με το χρόνο (degradation)**

Σημαντική παράμετρος για την απόδοση, αλλά και για την τεχνοοικονομική ανάλυση του υβριδικού συστήματος είναι η διάρκεια ζωής ενός ηλεκτρολύτη, καθώς και η υποβάθμιση των λειτουργικών του χαρακτηριστικών με το χρόνο. Η τάση του ηλεκτρολύτη παρουσιάζει μία αύξηση ανάλογα με το χρόνο λειτουργίας του, όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.45 [8]. Αυτή η αύξηση είναι απότομη τις πρώτες 2.000 ώρες λειτουργίας, 20 – 50 μV/h, αλλά στη συνέχεια ελαττώνεται (< 3 μV/h). Οι κύριοι λόγοι αυτής της αύξησης είναι η εξισορρόπηση της περιεκτικότητας του νερού στη μεμβράνη και η οξείδωση του καταλύτη και άλλων μεταλλικών μερών. Η λειτουργία της μονάδας υπό αυξημένη τάση έχει σα συνέπεια τη μείωση της απόδοσης, όπως έχει ήδη αναφερθεί.

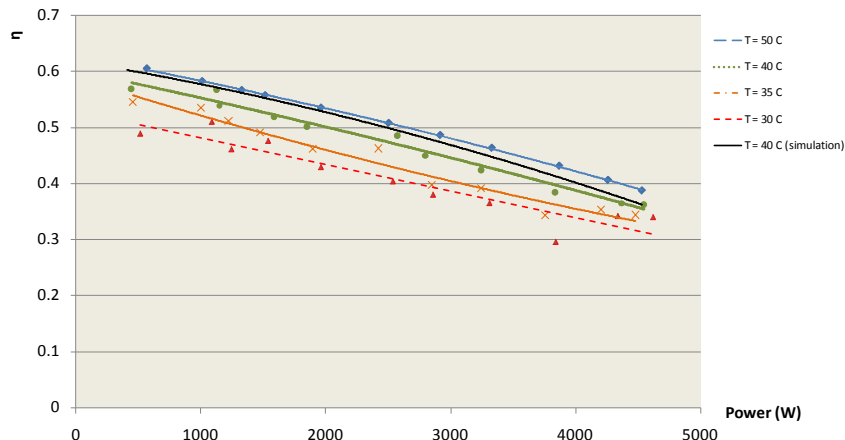




Σχ. 5.45 Αύξηση της τάσης ενός ηλεκτρολυτικού κελιού συναρτήσει του χρόνου λειτουργίας. [8]

### 5.4.3 Παραμετροποίηση του ελέγχου λαμβάνοντας υπόψη την απόδοση της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη

Με στόχο τη μεγιστοποίηση του βαθμού απόδοσης του συστήματος και όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα η Α/Γ και οι φωτοβολταϊκές γεννήτριες λειτουργούν μέσω ελέγχου MPPT. Ωστόσο, όσον αφορά στην κυψέλη καυσίμου, η απόδοση εξαρτάται κατά κόρον από το επίπεδο φόρτισης αλλά και τη θερμοκρασία. Η μοντελοποίηση της κυψέλης η οποία παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.3.3 δύναται να αναπαραστήσει με ακρίβεια τις χαρακτηριστικές λειτουργίας τάσης - ρεύματος, ωστόσο, παρουσιάζει σημαντικές αποκλίσεις στην εκτίμηση της απόδοσης. Συγκεκριμένα για θερμοκρασία κυψέλης 40°C η μέγιστη απόκλιση μεταξύ προσομοιωμένης και πραγματικής απόδοσης αγγίζει το 9%. Έτσι, ακολουθήθηκε μια διαδικασία για την αναπαράσταση των χαρακτηριστικών απόδοσης της κυψέλης βασισμένη σε μετρήσεις η οποία και εντάχθηκε στην παραμετροποίηση του ελέγχου του συστήματος. Για την ακριβή αναπαράσταση των χαρακτηριστικών λειτουργίας της σε σχέση με την απόδοση πραγματοποιήθηκε μια σειρά μετρήσεων της σε βιομηχανική κυψέλη με παράμετρο τη θερμοκρασία. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχ. 5.46.

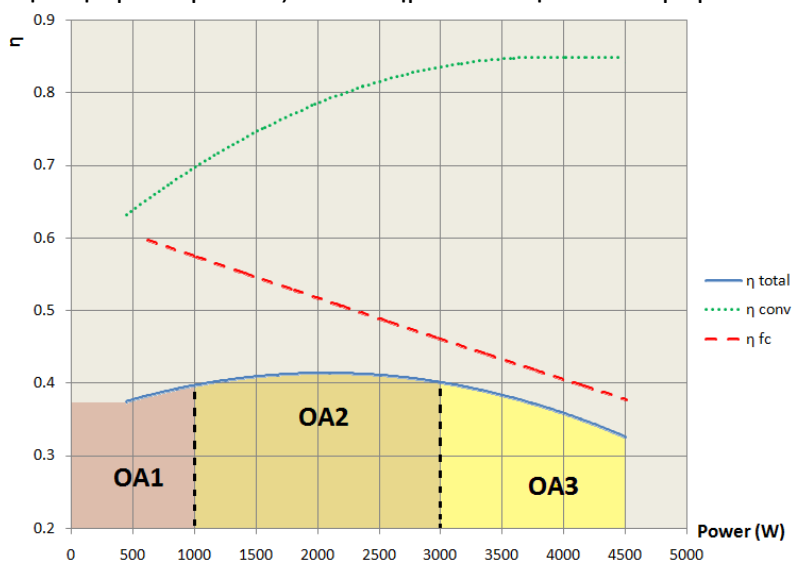


Σχ. 5.46 Μετρήσεις βαθμού απόδοσης - ισχύος της κυψέλης με παράμετρο τη θερμοκρασία

Οι μετρήσεις δείχνουν πως η απόδοση της κυψέλης είναι αντιστρόφως ανάλογη με τη ισχύ την οποία αποδίδει αλλά και τη θερμοκρασία της. Στην προηγούμενη ενότητα εξηγήθηκε πως η εξυπηρέτηση φορτίων μικρής διάρκειας μπορεί να επιδράσει αρνητικά στη γήρανση της κυψέλης. Επιπρόσθετα, με βάση τα αποτελέσματα του Σχ. 5.46 φαίνεται πως η εξυπηρέτηση τέτοιων φορτίων μειώνει αισθητά το βαθμό απόδοσης της διάταξης εξαιτίας του γεγονότος πως η κυψέλη δε θα έχει το χρόνο να φτάσει σε μεγάλες θερμοκρασίες.

Συνδυάζοντας τις καμπύλες του βαθμού απόδοσης της κυψέλης με τις αντίστοιχες τυπικές καμπύλες του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ο οποίος χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της δύναται να εξαχθούν οι καμπύλες του συνολικού βαθμού απόδοσης για το σύστημα κυψέλη - μετατροπέας. Οι καμπύλες του βαθμού απόδοσης για κάθε διάταξη ξεχωριστά αλλά και για το συνδυασμό τους φαίνονται στο Σχ. 5.47.

Εξαιτίας των περιορισμών οι οποίοι αναφέρθηκαν παραπάνω, ο έλεγχος του συστήματος θα πρέπει να διασφαλίζει πως η κυψέλη καυσίμου θα τροφοδοτεί φορτία μέσης και μακράς διάρκειας, έχοντας έτσι χρόνο να φτάσει σε θερμοκρασίες που οδηγούν σε ικανοποιητικές τιμές βαθμού απόδοσης αλλά και αποφεύγοντας διακοπόμενη λειτουργία, ενώ η αποδιδόμενη ισχύς θα πρέπει να διατηρείται, αν αυτό είναι δυνατόν, στο σημείο όπου η καμπύλη βαθμού απόδοσης για το συνδυασμό κυψέλη - μετατροπέας εμφανίζει μέγιστο. Η πρώτη συνθήκη διασφαλίζεται δίνοντας ορισμένη προτεραιότητα στην κάλυψη του φορτίου μέσω των υπερπυκνωτών. Η δεύτερη συνθήκη διασφαλίζεται χωρίζοντας την καμπύλη απόδοσης του συνδυασμού κυψέλη - μετατροπέας σε τρία τμήματα, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.46. Στην περιοχή 1 (OA1) το φορτίο εξυπηρετείται, αν αυτό είναι δυνατόν, μόνο από τους υπερπυκνωτές, στην περιοχή 2 (OA2) το φορτίο εξυπηρετείται αποκλειστικά από την κυψέλη καυσίμου, ενώ στην περιοχή 3 (OA3) από το συνδυασμό τους, έτσι ώστε ο βαθμός απόδοσης του συνδυασμού κυψέλη - μετατροπέας να διατηρείται πλησίον του μεγίστου.



**Σχ. 5.47** Σχέση βαθμού απόδοσης - αποδιδόμενης ισχύος για την κυψέλη καυσίμου, το μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ και το συνδυασμό τους.

Η λειτουργία του ηλεκτρολύτη υλοποιείται με βηματικές αυξομειώσεις της ισχύος του και οι μεταβάσεις από το ένα επίπεδο στο άλλο γίνονται με περιοριστή κλίσης (rate limiter) έτσι ώστε να προστατεύεται αφενός από τις επικίνδυνες για τη λειτουργία του συνθήκες οι οποίες δημιουργούνται σε περιπτώσεις κυμάτωσης της ισχύος εισόδου, αφετέρου να μη λειτουργεί υπό χαμηλή απόδοση όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 5.4.3. Πιο συγκεκριμένα, αντί να χρησιμοποιείται ο ηλεκτρολύτης ως ελεγχόμενο φορτίο (dump load), τροφοδοτείται με βήματα ισχύος των 500 W, από 500 W έως 5000 W, με περιορισμό κλίσης 125 W/s.

#### 5.4.4 Αλγόριθμος ελέγχου

Κύριος σκοπός του συστήματος ελέγχου είναι η αδιάλειπτη παροχή ισχύος στο φορτίο σε αυτόνομη λειτουργία. Σε αυτήν τη μελέτη, η χρονική περίοδος αξιολόγησης του ελέγχου είναι ένα 24ωρο. Οι βασικοί στόχοι του ελέγχου του συστήματος είναι οι εξής:

1. Η ζήτηση ισχύος των διασυνδεδεμένων φορτίων θα πρέπει πάντα να ικανοποιείται, τουλάχιστον για φορτία τα οποία θεωρούνται συνηθισμένα.
2. Όλες οι συνιστώσες του συστήματος οφείλουν να λειτουργούν με τέτοιο τρόπο, ώστε να μην υποβαθμίζονται τα λειτουργικά τους χαρακτηριστικά και να αποφεύγονται προβλήματα που μπορεί να θέσουν σε κίνδυνο την ασφάλειά τους.
3. Η συνολική αποθηκευμένη ενέργεια (*υδρογόνο, υπερπυκνωτές*) που καταναλώνεται θα πρέπει να αποκαθίσταται μετά από ένα κύκλο λειτουργίας, αν αυτό είναι δυνατό.
4. Η υψηλή ποιότητα της παραγόμενης ισχύος είναι απαραίτητη, ελλείψει άλλου συστήματος σταθεροποίησης τάσης από το δίκτυο (*αυτόνομη λειτουργία*).

Ο διαχειριστικός έλεγχος του συστήματος που προτείνεται σε αυτήν τη μελέτη έχει ως στόχο την ικανοποίηση των παραπάνω κριτηρίων.

Ο αλγόριθμος λειτουργίας του βασικού ελεγκτή (*main controller*) φαίνεται στο Σχ. 5.48. Δύο ξεχωριστοί ελεγκτές MPPT χρησιμοποιήθηκαν για να ελέγξουν τη λειτουργία των μετατροπέων ΣΡ της ανεμογεννήτριας και της φωτοβολταϊκής γεννήτριας. Η λειτουργία του ελεγκτή MPPT της ανεμογεννήτριας βασίζεται στην ασαφή λογική, ενώ η λειτουργία του ελεγκτή MPPT της φωτοβολταϊκής γεννήτριας βασίζεται στη μέθοδο *P&O*. Ο αλγόριθμος λειτουργίας του βασικού ελεγκτή διαχειρίζεται τη ροή της ισχύος στο ζυγό ΣΡ με πρωταρχικό στόχο τη κάλυψη του φορτίου. Η περιγραφή του αλγορίθμου γίνεται παρακάτω:

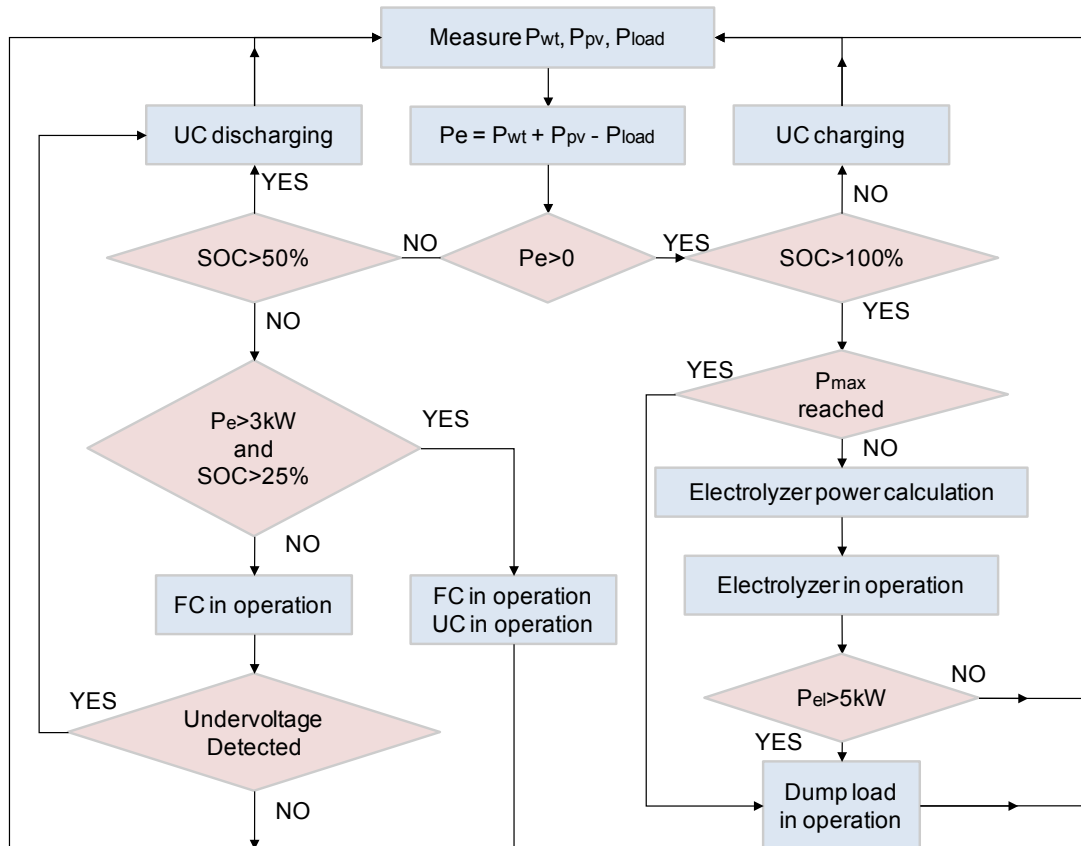
Ο βασικός ελεγκτής μετράει δειγματοληπτικά την ισχύ που παράγεται από τις κύριες ενεργειακές πηγές, δηλαδή την ισχύ της ανεμογεννήτριας,  $P_{wt}$ , και την ισχύ της φ/β γεννήτριας,  $P_{pv}$ , καθώς και την ισχύ του φορτίου,  $P_{load}$ , και στη συνέχεια υπολογίζει το έλλειμμα ή την περίσσεια ισχύος. Εάν υπάρχει περίσσεια ισχύος, αυτή διοχετεύεται σε πρώτο επίπεδο στον υπερπυκνωτή. Εάν το επίπεδο φόρτισης του υπερπυκνωτή (*State Of Charge - SOC*) είναι μικρότερο του 100%, τότε η ενέργεια διοχετεύεται σε αυτόν μέχρι να φορτιστεί πλήρως

(βραχυπρόθεσμη αποθήκευση). Εάν το επίπεδο φόρτισης είναι 100%, τότε συνδέεται ο ηλεκτρολύτης για την παραγωγή υδρογόνου (μακροπρόθεσμη αποθήκευση), εάν, φυσικά, η πίεση της δεξαμενής δεν έχει πάρει τη μέγιστη τιμή της  $P_{max}$  (πλήρης δεξαμενή). Η λειτουργία του ηλεκτρολύτη υλοποιείται με βηματικές αυξομειώσεις της ισχύος του και οι μεταβάσεις από το ένα επίπεδο στο άλλο γίνονται με περιοριστή κλίσης (*rate limiter*) έτσι ώστε να προστατεύεται από τις επικίνδυνες για τη λειτουργία του συνθήκες οι οποίες δημιουργούνται σε περιπτώσεις κυμάτωσης της ισχύος εισόδου, όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 5.1. Πιο συγκεκριμένα, αντί να χρησιμοποιείται ο ηλεκτρολύτης ως ελεγχόμενο φορτίο (*dump load*), τροφοδοτείται με βήματα ισχύος των 500 W, από 500 W έως 5000 W, με περιορισμό κλίσης 125 W/s. Έτσι, ο βασικός ελεγκτής υπολογίζει το επίπεδο φόρτισης του ηλεκτρολύτη ανάλογα με την περίσσεια ισχύος και μεταβάλλει κατάλληλα την τιμή αναφοράς του ελεγκτή που ελέγχει την ισχύ παροχής του  $P_{el,ref}$ . Ο ηλεκτρολύτης θα συνεχίσει να παράγει υδρογόνο, μέχρι η πίεση της δεξαμενής να φτάσει τη μέγιστη τιμή της  $P_{max}$  (πλήρης δεξαμενή). Εάν η περίσσεια ισχύος δε μπορεί να απορροφηθεί ούτε από τον υπερπυκνωτή (πλήρης φόρτιση), ούτε από τον ηλεκτρολύτη (πληρότητα δεξαμενής ή περίσσεια ισχύος μεγαλύτερη της ονομαστικής ισχύος του ηλεκτρολύτη), τότε αυτή διοχετεύεται στο ελεγχόμενο φορτίο (*dump load*) για την αποφυγή υπερτάσεων.

Στον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου δίδεται **προτεραιότητα στη λειτουργία των υπερπυκνωτών** για την εξυπηρέτηση του φορτίου σε περίπτωση ελλείμματος. Η κυψέλη καυσίμου θα συνδεθεί μόνο όταν το επίπεδο φόρτισης του υπερπυκνωτή πέσει κάτω από 50%. Με αυτόν τον τρόπο, **αποφεύγεται η άσκοπη χρήση της κυψέλης καυσίμου** σε μεταβατικά φορτία μικρής διάρκειας, εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα **υψηλή ενεργειακή απόδοση**: η απόδοση του υπερπυκνωτή (~95%) είναι σαφώς υψηλότερη της κυψέλης καυσίμου (~50%). Όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.45 η εξυπηρέτηση του μικρής διάρκειας φορτίων από την κυψέλη καυσίμου μπορεί να οδηγήσει σε χαμηλές αποδόσεις αφού η διάταξη δε θα έχει χρόνο να θερμανθεί επαρκώς. Επιπρόσθετα όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.46 ο βαθμός απόδοσης του συνδυασμού μετατροπέας - κυψέλη καυσίμου είναι μειωμένος για φορτίο κάτω του 1kW.

Όταν το επίπεδο φόρτισης του υπερπυκνωτή πέσει **κάτω από 50%**, τότε συνδέεται η κυψέλη καυσίμου, για να καλύψει το έλλειμμα ισχύος. Το υπόλοιπο 50% της ενέργειας του υπερπυκνωτή χρησιμοποιείται σα βοηθητική πηγή της κυψέλης καυσίμου μόνο σε **μεταβατικά φορτία** ή σε **περιπτώσεις που το έλλειμμα ξεπερνά τα 3kW** έτσι ώστε ο **βαθμός απόδοσης** του συνδυασμού μετατροπέας - κυψέλη καυσίμου να διατηρείται στην περιοχή **ΟΑ2 κοντά στο μέγιστο**. Η συστοιχία των υπερπυκνωτών σε αυτή την περίπτωση θα συνεχίσει να λειτουργεί έως ότου το επίπεδο φόρτισης πέσει **κάτω από 25%** οπότε και χρησιμοποιείται **μόνο σαν εφεδρεία** σε περίπτωση που η κυψέλη καυσίμου δεν μπορεί να εξυπηρετήσει το φορτίο.

Η λειτουργία των μετατροπέων ΣΡ των υπερπυκνωτών, της κυψέλης καυσίμου και του ελεγχόμενου φορτίου βασίζεται σε λογική σταθεροποίησης τάσης, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.12. Η σύνδεση και η αποσύνδεση της κυψέλης καυσίμου, των υπερπυκνωτών, του ηλεκτρολύτη και του ελεγχόμενου φορτίου πραγματοποιούνται με ιδανικούς διακόπτες οι οποίοι ελέγχονται από τον κύριο ελεγκτή.



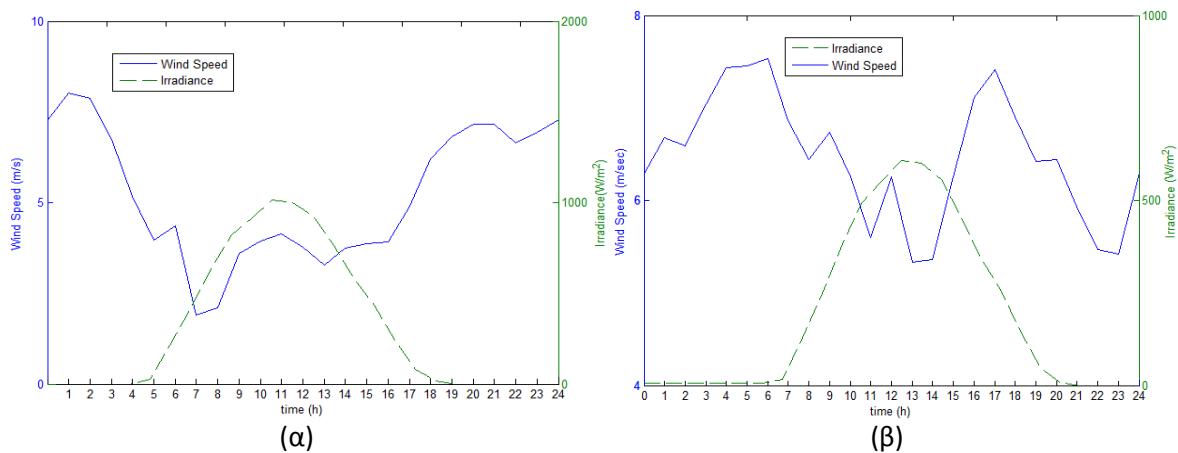
Σχ. 5.48 Αλγόριθμος ελέγχου

## 5.5 Αποτελέσματα

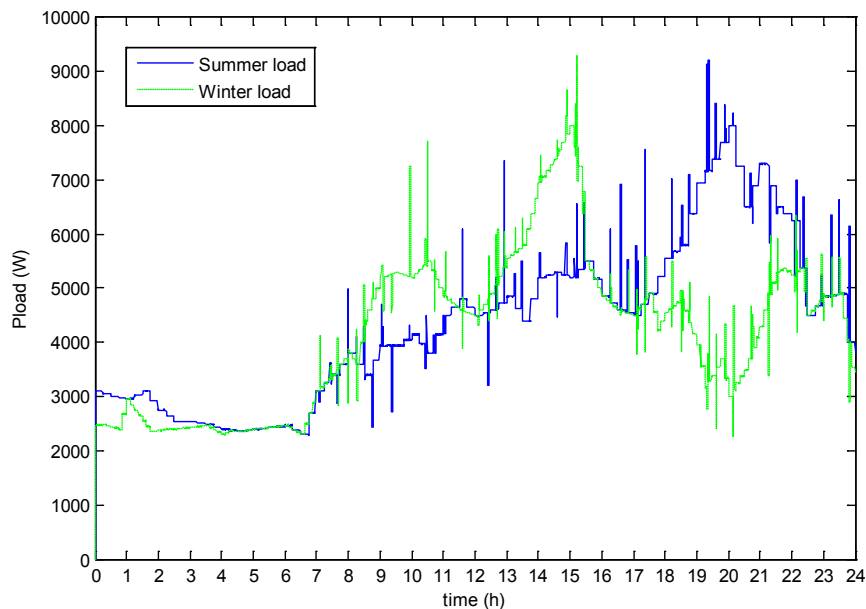
Σ' ένα πρώτο στάδιο το σύστημα προσομοιώνεται για δύο ξεχωριστές περιπτώσεις: μια τυπική θερινή και μια αντίστοιχη χειμερινή μέρα, χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο ο οποίος περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα έτσι ώστε να αξιολογηθεί η επίδοσή του σε μεταβαλλόμενες συνθήκες. Σε δεύτερο στάδιο το σύστημα προσομοιώνεται για την ίδια θερινή μέρα χωρίς τη χρήση του προτεινόμενου αλγορίθμου και τ' αποτελέσματα συγκρίνονται έτσι ώστε να αναδειχθεί η αποτελεσματικότητά του.

### 5.5.1 Αξιολόγηση του συστήματος για μια τυπική θερινή και χειμερινή μέρα χρησιμοποιώντας τον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου

Με στόχο την αξιολόγηση της συμπεριφοράς του συστήματος χρησιμοποιώντας την προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου επιλέγονται δύο τυπικές, όσον αφορά στις καιρικές συνθήκες, ημέρες καλοκαιριού και χειμώνα αντίστοιχα. Τα δεδομένα για την ταχύτητα ανέμου και την ηλιοφάνεια φαίνονται στο Σχ. 5.49. Το φορτίο που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται Σχ. 5.50 και είναι βασισμένο στο προφίλ ενός τυπικού οικιακού καταναλωτή και έχει δειγματοληπτηθεί ανά 15 λεπτά. Αιχμές έχουν προστεθεί οι οποίες προσομοιώνουν απότομες μεταβολές του φορτίου όπως εκκινήσεις ή παύσεις κινητήρων.



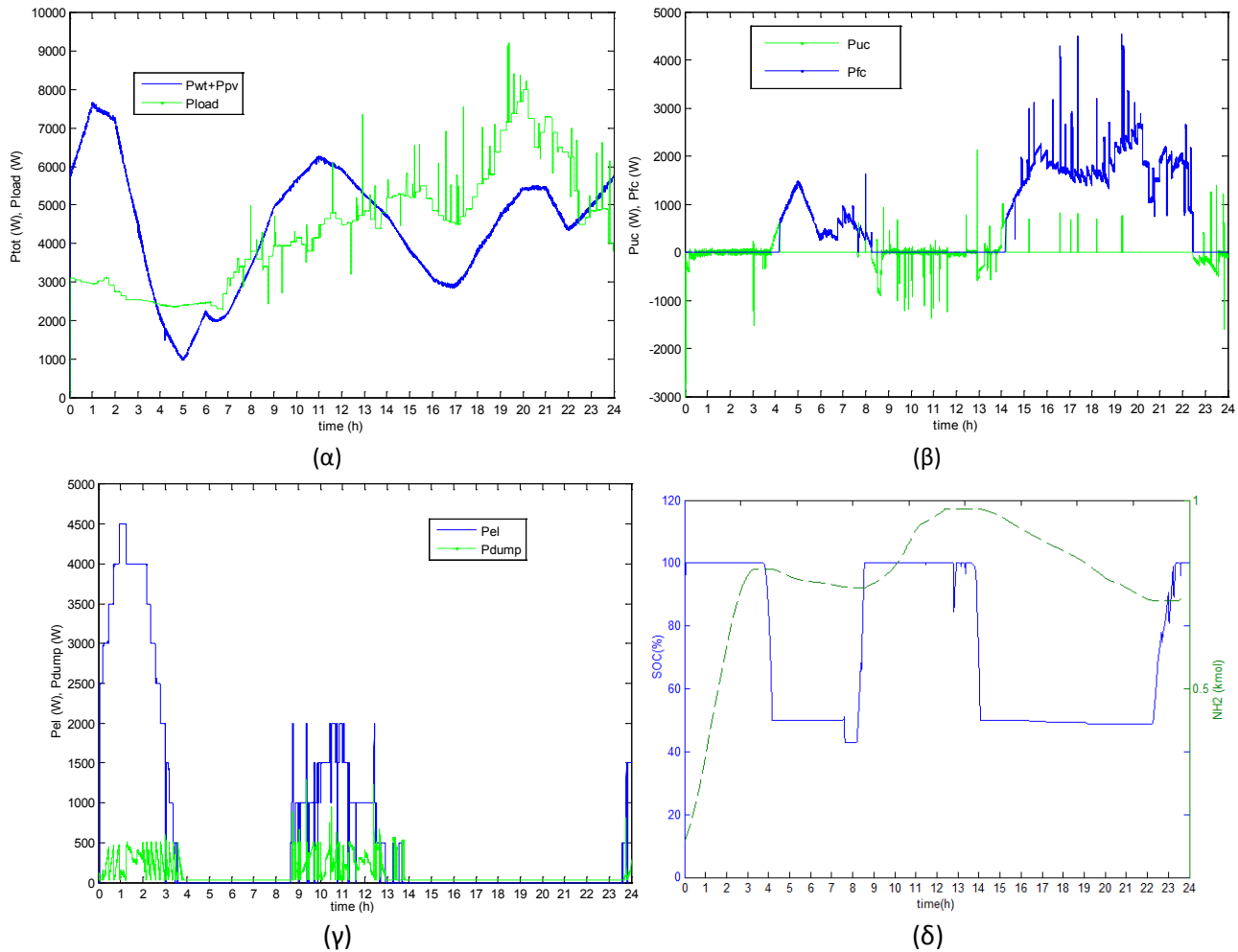
Σχ. 5.49 Μετρημένη ταχύτητα ανέμου και ηλιακή ακτινοβολία σε ημερήσια βάση (α) καλοκαίρι (β) χειμώνας.



Σχ. 5.50 Ημερήσιο χειμερινό και θερινό φορτίο

Αρχικά το σύστημα προσομοιώνεται για τα δεδομένα του Σχ. 5.48α. Το άθροισμα της παραγόμενης ισχύος από την ανεμογεννήτρια  $P_{wt}$  και από τη φ/β γεννήτρια  $P_{pv}$ , καθώς και η ισχύς του φορτίου φαίνονται στο Σχ. 5.51α. Όπως παρατηρείται από το ισοζύγιο παραγωγής – ζήτησης, υπάρχουν δύο χρονικά διαστήματα με έλλειμμα ισχύος: ένα κατά τη διάρκεια της βραδινής αιχμής και ένα μικρότερης κλίμακας κατά τη διάρκεια των πρώτων πρωινών ωρών. Η μέγιστη περίσσεια ισχύος παρατηρείται μεταξύ 0.00 h και 3.30 h.

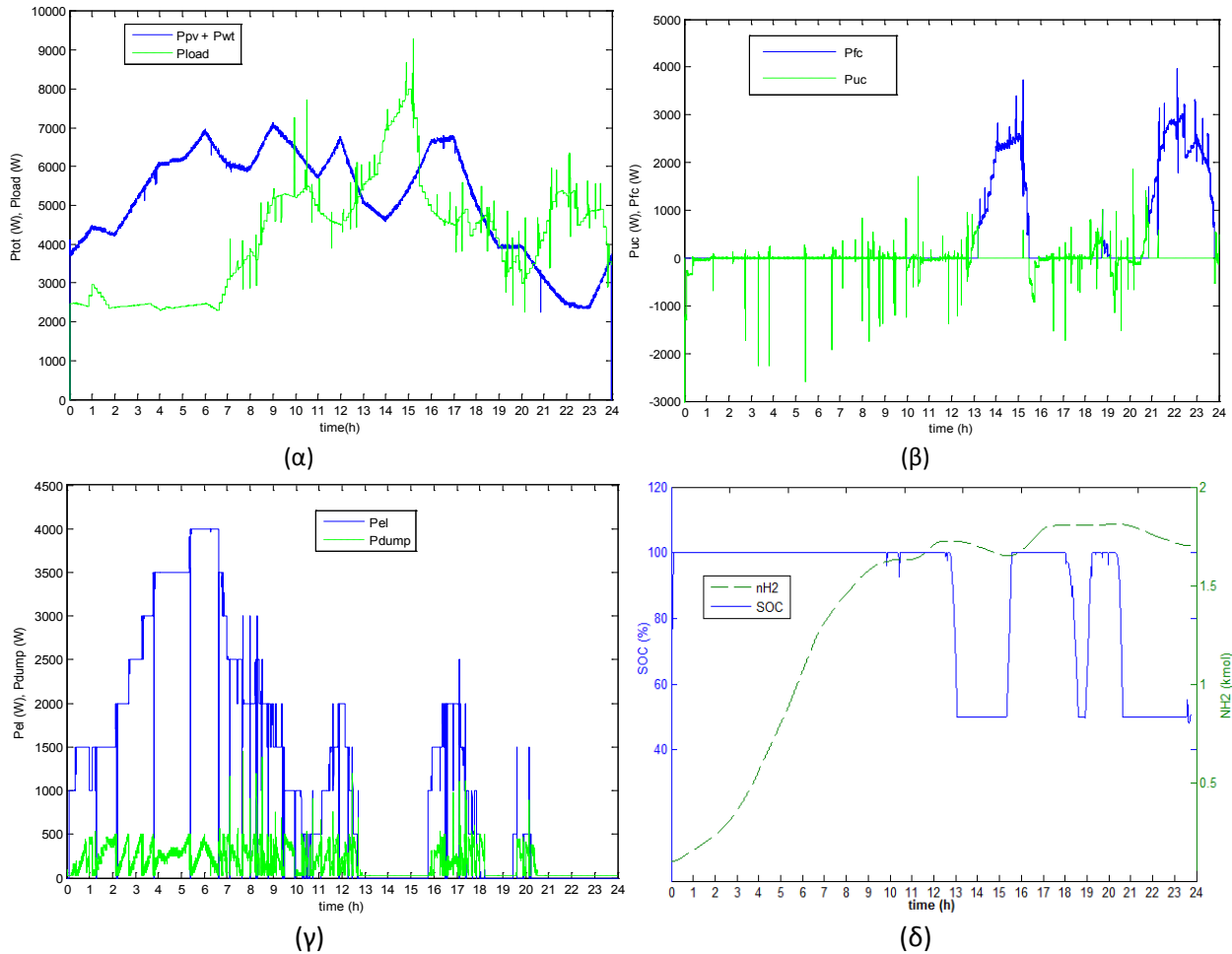
Το Σχ. 5.51β δείχνει την ισχύ εξόδου των υπερπυκνωτών,  $P_{uc}$ , και της κυψέλης καυσίμου,  $P_{fc}$ , ενώ το Σχήμα 5.51γ δείχνει την ισχύ που καταναλώνονται από τον ηλεκτρολύτη,  $P_{el}$ , και το ελεγχόμενο φορτίο,  $P_{dump}$ . Στο Σχ. 5.51δ φαίνεται το επίπεδο φόρτισης των υπερπυκνωτών,  $SOC$ , και η ποσότητα του αποθηκευμένου υδρογόνου  $H_2$ . Έχει θεωρηθεί ότι το επίπεδο φόρτισης των υπερπυκνωτών στην αρχή του 24ωρου είναι 50%, λόγω προηγούμενης εκφόρτισης. Η συστοιχία υπερπυκνωτών φορτίζεται για ένα μικρό χρονικό διάστημα μικρότερο των τριών λεπτών, μέχρι να τεθεί σε λειτουργία ο ηλεκτρολύτης. Έχοντας δώσει προτεραιότητα στην εξυπηρέτηση του φορτίου από τους υπερπυκνωτές στον αλγόριθμο ελέγχου, η κυψέλη καυσίμου τίθεται σε λειτουργία μόνο δύο φορές κατά τη διάρκεια ενός 24ωρου, αποφεύγοντας έτσι τις αλλεπάλληλες μεταβάσεις από ενεργή σε μη-ενεργή (on/off cycling). Οι υπερπυκνωτές τροφοδοτούν το έλλειμμα ισχύος που δεν καλύπτεται από την κυψέλη. Πιο συγκεκριμένα, ικανοποιούν διάφορα αιχμακικά φορτία μεταξύ 8.00 h και 15.00 h, αφού το επίπεδο φόρτισης παραμένει πάνω από 50%, ενώ διακόπτεται η εκφόρτισή τους όταν το επίπεδο φόρτισης πέσει κάτω από 50% και στη συνέχεια χρησιμοποιούνται για την κάλυψη των μεταβατικών φορτίων που δε μπορεί να τροφοδοτήσει η κυψέλη για το χρονικό διάστημα μεταξύ 14.00 h και 20.00 h. Όπως φαίνεται στο Σχ. 5.51γ, ο ηλεκτρολύτης τροφοδοτείται από βηματικά επίπεδα ισχύος και οι μεταβάσεις από το ένα επίπεδο στο άλλο γίνονται με περιορισμό κλίσης 125 W/s, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Η ισχύς που δεν απορροφάται από τον ηλεκτρολύτη κατά τη διάρκεια της μετάβασης καταναλώνεται από το ελεγχόμενο φορτίο.



**Σχ. 5.51** Θερινή μέρα (α) Ισχύς κύριων ενεργειακών πηγών και φορτίου, (β) Ισχύεις εξόδου κυψέλης καυσίμου και υπερπυκνωτών, (γ) Ισχύς ηλεκτρολύτη και ελεγχόμενου φορτίου και (δ) Επίπεδο φόρτισης υπερπυκνωτών και ποσότητα αποθηκευμένου υδρογόνου.

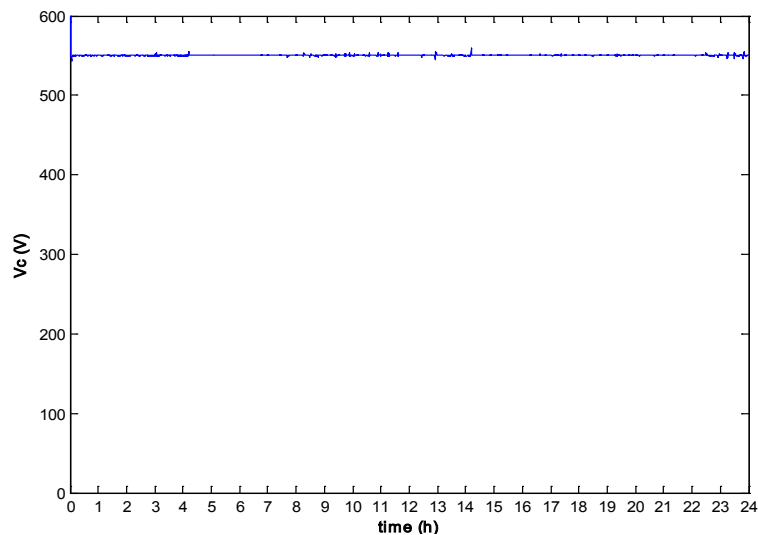
Σε αυτήν την ανάλυση, το βήμα ισχύος του ηλεκτρολύτη τέθηκε στα 500 W. Παρόλα αυτά, για διαφορετική ονομαστική ισχύ ηλεκτρολύτη μπορεί να επιλεγεί μεγαλύτερο ή μικρότερο βήμα, ανάλογα με την περίπτωση. Στο Σχ. 5.51δ φαίνεται ότι η τελική ποσότητα υδρογόνου είναι μεγαλύτερη από την αρχική και το τελικό επίπεδο φόρτισης των υπερπυκνωτών είναι 100%, ενώ στην αρχή του 24ωρου ήταν 50%. Αυτό σημαίνει ότι η αποθηκευμένη ενέργεια αυξήθηκε μετά από έναν κύκλο λειτουργίας και ότι η λειτουργία του συστήματος μπορεί να επαναληφθεί για το ίδιο ή και για μεγαλύτερο φορτίο. Παρόλα αυτά, μια τέτοια προσέγγιση ξεφεύγει από τους στόχους αυτής της μελέτης.





**Σχ. 5.52** Χειμερινή μέρα (α) Ισχύς κύριων ενεργειακών πηγών και φορτίου, (β) Ισχύεις εξόδου κυψέλης καυσίμου και υπερπυκνωτών, (γ) Ισχύς ηλεκτρολύτη και ελεγχόμενου φορτίου και (δ) Επίπεδο φόρτισης υπερπυκνωτών και ποσότητα αποθηκευμένου υδρογόνου

Χρησιμοποιώντας την ίδια διάταξη, το σύστημα προσομοιώνεται για μια τυπική χειμωνιάτικη μέρα χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του Σχ. 5.49β. Όπως φαίνεται στο Σχ. 5.52 η κυψέλη χρειάζεται να λειτουργήσει τρεις φορές και μάλιστα νωρίτερα τις μεσημεριανές ώρες λόγω της χαμηλότερης ηλιοφάνειας. Τα επίπεδα  $H_2$  στο τέλος του 24ωρου είναι περίπου 2.2 φορές υψηλότερα από τα αντίστοιχα της θερινής μέρας εξαιτίας των περισσότερων ωρών λειτουργίας του ηλεκτρολύτη τις πρωινές ώρες, ενώ το αντίστοιχο επίπεδο φόρτισης των υπερπυκνωτών στο τέλος του 24ωρου είναι 50% έχοντας εκκινήσει από το ίδιο επίπεδο. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι το προτεινόμενο σύστημα δύναται να λειτουργήσει ανεξαρτήτως εποχής του χρόνου, ωστόσο, μικρές μεταβολές στη διαστασιολόγηση των πηγών αλλά και των διατάξεων αποθήκευσης μπορούν να γίνουν σε περίπτωση που χρησιμοποιηθούν διαφορετικά προφίλ καιρικών συνθηκών ή φορτίου. Στο Σχ. 5.53 φαίνεται η τάση στο ζυγό ΣΡ. Είναι εμφανές ότι παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια του 24ώρου.

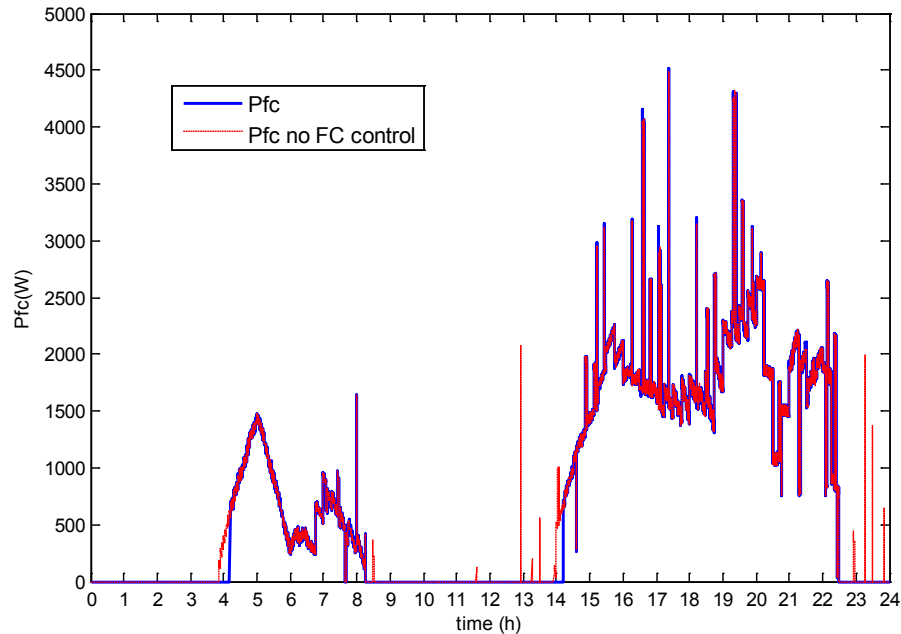


Σχ. 5.53 Τάση ζυγού ΣΡ.

### 5.5.2 Αξιολόγηση του συστήματος για μια τυπική θερινή μέρα χωρίς τη χρήση του προτεινόμενου ελέγχου

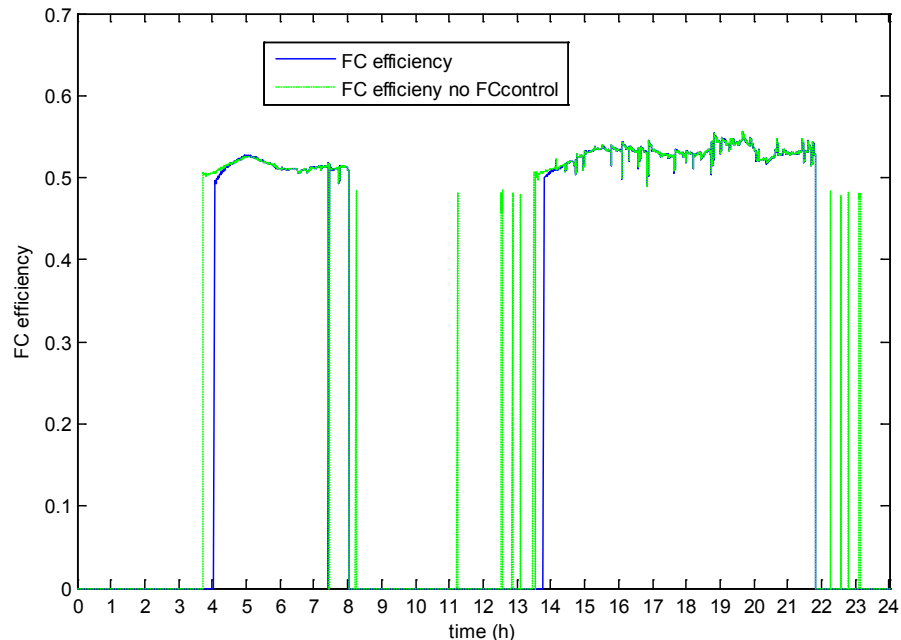
Για να γίνει εμφανής η αποτελεσματικότητα του προτεινόμενου ελεγκτή για το παρόν σύστημα πραγματοποιείται προσομοίωση του για την ίδια θερινή μέρα και τις συνθήκες που φαίνονται στο Σχ. 5.49α, ωστόσο, αυτή τη φορά η λειτουργία της κυψέλης και των υπερπυκνωτών καθορίζεται μόνο από τους μετατροπείς ΣΡ/ΣΡ στη λογική σταθεροποίησης τάσης όπως συμβαίνει συνήθως στη βιβλιογραφία [1], [22]. Κάτι τέτοιο σημαίνει πως οι συγκεκριμένες πηγές θα αποκριθούν στη ζήτηση που δεν μπορεί να καλυφθεί από την Α/Γ και τα φωτοβολταϊκά με τρόπο που εξαρτάται από τις φυσικές σταθερές χρόνου τους. Στο Σχ. 5.54 παρουσιάζονται τ' αποτελέσματα της σύγκρισης της λειτουργίας της κυψέλης με τ' αντίστοιχα του Σχ. 5.51 όπου χρησιμοποιήθηκε ο προτεινόμενος ελεγκτής. Στο Σχ. 5.55 φαίνεται η αντίστοιχη σύγκριση του βαθμού απόδοσης της κυψέλης.

Είναι εμφανές πως στην περίπτωση στην οποία δεν υπάρχει έλεγχος της φόρτισης της κυψέλης τότε αυτή απαιτείται να λειτουργήσει αρκετές φορές μέσα στη μέρα κυρίως μεταξύ των ωρών 08:00 έως 14:00 και 22:00 έως 24:00 για μικρό χρονικό διάστημα πράγμα που όπως εξηγήθηκε στην ενότητα 5.4.1 οδηγεί σε ταχύτερη υποβάθμιση των χαρακτηριστικών της. Επίσης, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.55 ο βαθμός απόδοσης της κυψέλης στην περίπτωση μικρής διάρκειας φόρτισης είναι σχετικά μικρός, περίπου 48%, σε σχέση με τη μέση τιμή του για το 24ωρο η οποία αγγίζει το 53%, εξαιτίας του γεγονότος ότι σε αυτά τα διαστήματα αποδίδεται μεγάλη ισχύς υπό χαμηλή θερμοκρασία λειτουργίας.

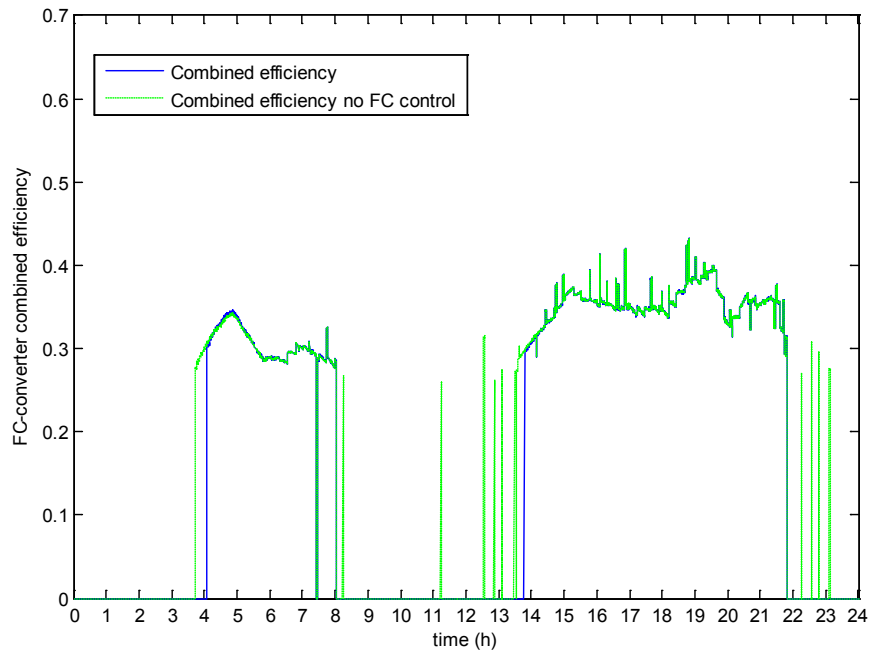


**Σχ. 5.54** Λειτουργία κυψέλης με και χωρίς τη χρησιμοποίηση του προτεινόμενου ελεγκτή.

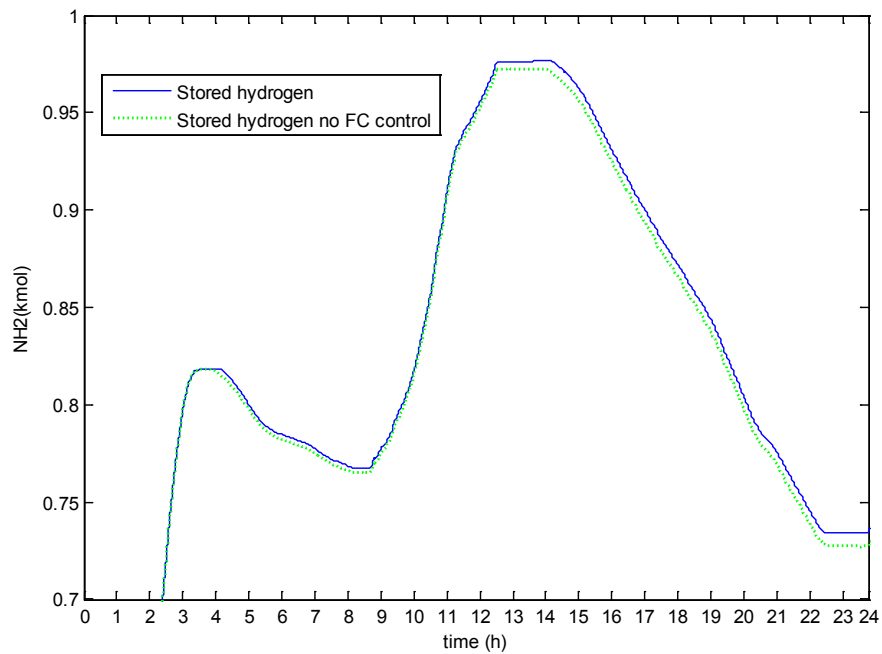
Στο Σχ. 5.56 φαίνονται τ' αντίστοιχα αποτελέσματα του βαθμού απόδοσης για το συνδυασμό κυψέλης - μετατροπέα, ενώ στο Σχ. 5.57 φαίνεται η ποσότητα του  $H_2$  η οποία αποθηκεύεται σε κάθε περίπτωση. Παρατηρείται μία μικρή διαφορά 0.01 kmol στην τελική αποθηκευμένη ποσότητα, ωστόσο, αφορά σε μία και μόνο μέρα και ως συνέπεια θα είναι σωρευτική για περαιτέρω λειτουργία του συστήματος.



**Σχ. 5.55** Βαθμός απόδοσης κυψέλης με και χωρίς τη χρησιμοποίηση του προτεινόμενου ελεγκτή.



**Σχ. 5.56** Βαθμός απόδοσης συνδυασμού κυψέλης-μετατροπέα με και χωρίς τη χρησιμοποίηση του προτεινόμενου ελεγκτή.



**Σχ. 5.57** Αποθηκευμένο  $H_2$  με και χωρίς τη χρησιμοποίηση του προτεινόμενου ελεγκτή.

## 5.6 Συμπεράσματα

Το κεφάλαιο πραγματεύεται τη λειτουργία ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος που συνδυάζει ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και τεχνολογίες υδρογόνου. Προτείνεται μία συγκεκριμένη μεθοδολογία ελέγχου με βασικό στόχο την αδιάλειπτη παροχή ισχύος στο φορτίο, καθώς και την αυξημένη αξιοπιστία και απόδοση του συστήματος. Συγκεκριμένα, αποφεύγεται η άσκοπη χρήση της κυψέλης καυσίμου με αλληπάλληλες εκκινήσεις (on/off cycling) και περιορίζονται τα μεταβατικά φαινόμενα στην ισχύ παροχής του ηλεκτρολύτη. Η απόδοση του συστήματος αξιολογήθηκε σε 24ωρους κύκλους λειτουργίας, χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα για την ταχύτητα ανέμου, την ηλιακή ακτινοβολία και την ημερήσια καμπύλη φορτίου. Το σύστημα ικανοποίησε τις απαιτήσεις που τέθηκαν, επιτυγχάνοντας αύξηση της αποθηκευμένης ενέργειας και βελτιωμένη απόδοση. Ακόμη, η τάση του ζυγού ΣΡ παρέμεινε σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια λειτουργίας του συστήματος συμβάλλοντας έτσι στη βελτίωση της ποιότητας της παρεχόμενης ισχύος στο φορτίο.

## 5.7 Βιβλιογραφία

- [1] M. Uzunoglu, O.C. Onar, M.S. Alam, “Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications”, *Renewable Energy*, Vol. 34, Issue 3, pp. 509-520, Mar. 2009.
- [2] T. Zhou, B. Francois, “Modeling and control design of hydrogen production process for an active hydrogen/wind hybrid power system”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 34, Issue 1, pp. 21-30, Jan. 2009
- [3] T. Monai, I. Takano, H. Nishikawa, Y. Sawada, “A Collaborative Operation Method between New Energy-Type Dispersed power supply and EDLC”, *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 19, pp.590-598, Sep. 2004.
- [4] T. F. El-Shatter, M. N. Eskander, M. T. El-Hagry, “Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system”, *Energy Conversion and Management*, Vol. 47, Issues 9-10, pp. 1264-1280, Jun. 2006.
- [5] G.J.M. Janssen, E.F. Sitters, A. Pfrang, “Proton-exchange-membrane fuel cells durability evaluated by load-on/off cycling”, *Journal of Power Sources*, Vol. 191, Issue 2, 15, pp. 501-509, Jun. 2009.
- [6] D. Liu, S. Case, “Durability study of proton exchange membrane fuel cells under dynamic testing conditions with cyclic current profile”, *Journal of Power Sources*, Vol. 162, Issue 1, pp. 521-531, Nov. 2006.
- [7] Ferreira, P.J., G.J. la O', Y. Shao-Horn, D. Morgan, R. Makharia, S. Kocha and H. Gasteiger, “Instability of Pt/C Electrocatalysts in Proton Exchange Membrane Fuel Cells: A Mechanistic Investigation”, *J. Electrochem. Soc.*, 152, A2256-A2271, 2005.
- [8] F. Barbir, “PEM electrolysis for production of hydrogen from renewable energy sources”, *Solar Energy*, Vol. 78, pp. 661–669, 2005.
- [9] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, T K. Bose, “Performance of a Stand-Alone Renewable Energy System Based on Energy Storage as Hydrogen”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 19, pp. 633-640,

Sep. 2004.

[10] <http://www.homerenergy.com/>

[11] Κ. Σφακιανιάκης, “Εξομοίωση υβριδικού συστήματος παραγωγής ενέργειας συνδεδεμένου σε δίκτυο υψηλής τάσης”, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2009.

[12] Γ. Τζάμαλης, Ε. Ζούλιας, Ε. Σταματάκης, Ο. Παρίση, Α. Βλάσης, “Τεχνολογίες υδρογόνου ως μέσο αύξησης της διείσδυσης των ΑΠΕ και ως μέσο κάλυψης ενεργειακών αναγκών στον τομέα των μεταφορών. Η μελέτη περίπτωσης της Μήλου”, 4ο Εθνικό Συνέδριο: Η Εφαρμογή των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας προς ένα Φιλόδοξο και Αξιοπίστο Εθνικό Πρόγραμμα Δράσης, Αθήνα, 10-12 Μαΐου, 2010.

[13] Η. Γκούγκας, “Ανάλυση λειτουργίας και ισοδύναμων ηλεκτρικών κυκλωμάτων για τη μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς κυψελών καυσίμου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων (PEMFC)”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2009.

[14] O. Ullenberg, “Modeling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach”, International Journal of Hydrogen Energy, vol. 28, pp. 21-33, 2003.

[15] M. Ehnsani, Y. Gao, A. Emadi, “Modern electric, Hybrid electric and Fuel cell vehicles”, CRC Press, 2010.

[16] [http://www.maxwell.com/pdf/uc/datasheets/mc\\_power\\_series\\_48\\_1009365\\_rev3.pdf](http://www.maxwell.com/pdf/uc/datasheets/mc_power_series_48_1009365_rev3.pdf)

[17] D. Seo, S. Park, Y. Jeon S.W. Choi, Y.G. Shul, “Physical degradation of MEA in PEM fuel cell by on/off operation under nitrogen atmosphere”, Korean J. Chem. Eng., Vol. 27, Issue 1, pp. 104-109, 2010.

[18] C. Wang, M. Hashem Nehrir, S.R. Shaw, “Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits”, IEEE Trans. on energy conversion, vol. 20, pp. 442-451, Jun. 2005.

[19] Γ. Μεξής, “Τεχνικές Προσομοίωσης Συστημάτων Κυψελών Υδρογόνου”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2006.

[20] D. Georgakis, S. Papathanassiou, “Modeling of grid-connected fuel cell plants”, School of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens.

[21] Ε. Βρεττός, “Ενεργειακή Προσομοίωση και Βέλτιστη Διαστασιολόγηση Υβριδικού Συστήματος ΑΠΕ – Συσσωρευτών – Υδρογόνου”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2010.

[22] M.J. Khan, M.T. Iqbal, “Analysis of a small wind-hydrogen stand-alone hybrid energy system”, Journal of Applied Energy, Vol. 86, pp. 2429-2442, April 2009.

[23] Μιχάλης Αντωνικόπουλος, “Ανάλυση Υβριδικού Συστήματος Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας που συνδυάζει ΑΠΕ και Τεχνολογίες Υδρογόνου”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2010.

[24] C. Patsios, M. Antonakopoulos, A. Chaniotis, A. Kladas, “Control and analysis of a hybrid renewable energy-based power system”, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), September 6 – 8, 2010, Rome, Italy.

---

## Κεφάλαιο 6

---

### Συμπεράσματα

---

#### 6.1 Κύρια συμπεράσματα της εργασίας

Στην εργασία αυτή εξετάστηκαν η διαμόρφωση και τα λειτουργικά χαρακτηριστικά συστημάτων ανεμογεννητριών τόσο σε απομονωμένη, όσο και σε διασυνδεδεμένη λειτουργία. Αναπτύχθηκαν μοντέλα για την κατάλληλη διερεύνηση της λειτουργίας συστημάτων ελέγχου και συγκρίθηκαν εναλλακτικές στρατηγικές ελέγχου ανεμογεννητριών. Μελετήθηκαν φαινόμενα που προκαλούν ανώτερες αρμονικές συνιστώσες των ηλεκτρικών μεγεθών και διερευνήθηκε η δυνατότητα βελτίωσης της συμπεριφοράς σε συνθήκες σφαλμάτων μέσω του συστήματος ελέγχου της Α/Γ. Ειδικά, εξετάστηκε στην περίπτωση μικρής ισχύος αυτόνομων υβριδικών σταθμών παραγωγής, η συνεργασία της Α/Γ με άλλες διατάξεις και ιδιαίτερα με κυψέλες καυσίμου τύπου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων.

Τα κύρια συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

- Αναπτύχθηκε ένα **νέο συζευγμένο δυναμικό μοντέλο** συγκεντρωμένων παραμέτρων και πεδιακής ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία για την αναπαράσταση σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ανεμογεννητριών. Το μοντέλο αυτό περιλαμβάνει τη θεώρηση **αρμονικών φαινομένων ανώτερης τάξης** με πολύ καλή ακρίβεια οι οποίες οφείλονται τόσο στο μαγνητικό κορεσμό όσο και στη γεωμετρική διαμόρφωση του μαγνητικού κυκλώματος. Με δεδομένο ότι ο κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής έχει καθοριστική επίδραση στην κυμάτωση της τάσης λόγω εκκεντρότητας, φαινόμενο το οποίο και μελετήθηκε εκτενώς, το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων ενσωμάτωσε καμπύλες κορεσμού οι οποίες προήλθαν από **μοντέλα κορεσμού-υστέρησης τύπου Preisach - Neel** τα οποία βασίστηκαν σε μετρήσεις μαγνητικών υλικών που χρησιμοποιούνται στη μηχανή. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε πρότυπη διάταξη Epstein.

- Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιήθηκε στη μελέτη φαινομένων εκκεντρότητας της μηχανής μονίμων μαγνητών μέσω της ενσωμάτωσης των αποτελεσμάτων της πεδιακής ανάλυσης, σε κατάλληλο μοντέλο πραγματικού χρόνου. Υπολογίστηκαν οι ταλαντώσεις στην τάση της γεννήτριας εξαιτίας της εκκεντρότητας και σχεδιάστηκε ελεγκτής ο οποίος ενσωματώθηκε στον κύριο βρόχο ελέγχου του ρεύματος της γεννήτριας με σκοπό της εξάλειψη των αντίστοιχων ταλαντώσεων στην ενεργό ισχύ εξόδου της γεννήτριας. Με τον τρόπο αυτό επιτεύχθηκε **μείωση του πλάτους της αντίστοιχης κυμάτωσης έως και 80%**.

- Κατά τη διερεύνηση του ελέγχου MPPT αναδείχθηκαν μέσω προσομοίωσης και επιβεβαιώθηκαν πειραματικά **αδυναμίες του κλασσικού ελέγχου** οι οποίες σχετίζονται με αποκλίσεις από τη βέλτιστη λειτουργία λόγω μεταβολών στα μηχανικά χαρακτηριστικά του συστήματος. Σε συγκριτικές πειραματικές δοκιμές παρατηρήθηκε μεταβολή του χρόνου απόκρισης της ενεργού ισχύος σε βηματική μεταβολή του ανέμου, **από 6.15 σε 9.88sec**, η οποία αντιστοιχεί σε **αύξηση 38%**. Ταυτόχρονα η μέση τιμή της ισχύος εξόδου **μειώθηκε από 463W σε 379W** για δεδομένη χρονοσειρά ανέμου, που αντιστοιχεί σε **μείωση 18%**.

- Με σκοπό την ανεξαρτητοποίηση του ελέγχου από δεδομένη χαρακτηριστική ροπής – στροφών υλοποιήθηκε ελεγκτής λογικής συνεχών μεταβολών και συγκρίσεων (P&O) και αξιολογήθηκε η απόκρισή του σε αντίστοιχες μεταβολές. Στα πειράματα τα οποία πραγματοποιήθηκαν ο χρόνος απόκρισης της ενεργού ισχύος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας ανήλθε σε **35sec** ενώ η μέση ισχύς για την ίδια χρονοσειρά ανέμου ήταν **419W**. Ωστόσο, διαπιστώθηκε **έντονη ευαισθησία του συστήματος στις παραμέτρους αρχικοποίησης αλλά και στο βήμα μεταβολής** της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycle) του μετατροπέα ανύψωσης.

- Διαπιστώθηκε ότι η εφαρμογή της προαναφερθείσας μεθόδου ελέγχου υστερεί σε συστήματα στα οποία η είσοδος μεταβάλλεται γρήγορα όπως στην περίπτωση συστημάτων Α/Γ. Για την αντιμετώπιση των προβλημάτων τα οποία σχετίζονται με την αδυναμία παρακολούθησης ταχέων μεταβολών του ανέμου υλοποιήθηκε **υβριδικός ελεγκτής**, ο οποίος συνδυάζει τη μέθοδο P&O με χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής πέτυχε βελτιωμένη σύγκλιση στο σημείο μέγιστης ισχύος **αυξάνοντας** σε ορισμένες περιπτώσεις **τη μέση τιμή της ισχύος της Α/Γ έως και 31%**, ενώ ο **χρόνος απόκρισης** της ισχύος σε βηματική μεταβολή **μειώθηκε κατά 77%**.

- Επιπλέον, υλοποιήθηκε ελεγκτής MPPT βασιζόμενος στην **ασαφή λογική**. Ο προτεινόμενος ελεγκτής παρουσίασε **τις καλύτερες επιδόσεις** σε σύγκριση με τους ελεγκτές οι οποίοι αξιολογήθηκαν. Ο χρόνος απόκρισης της ενεργού ισχύος σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας ανέμου ανήλθε σε **μόλις 3.8sec**, ενώ η μέση ισχύς εξόδου για δεδομένη χρονοσειρά μετρήθηκε **ίση με 476W**. Τα πλεονεκτήματα του ελεγκτή που υλοποιήθηκε σε σχέση με τους αντίστοιχους οι οποίοι απαντώνται στη βιβλιογραφία εστιάζονται αφενός στο ότι είναι **πλήρως ανεξαρτητοποιημένος από μία δεδομένη χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας** και αφετέρου στην εύκολη προσαρμογή των παραμέτρων εξόδου του, η οποία βελτίωσε **τόσο την ταχύτητα απόκρισης όσο και την ακρίβεια σύγκλισης του συστήματος στο σημείο μέγιστης ισχύος**.

- Για τη διασύνδεση της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο σχεδιάστηκε τροποποίηση του **συστήματος ελέγχου ώστε να προσφέρει προστασία** σε περιπτώσεις σφαλμάτων σύμφωνα



με πρότυπα ικανότητας ανοχής σφαλμάτων (Fault Ride Through, FRT) και διαταραχών βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through, LVRT). Ο ελεγκτής του αντιστροφέα βελτιώθηκε εφαρμόζοντας **διανυσματικό έλεγχο** τάσης και ρεύματος επιτρέποντας το διαχωρισμό της **διαχείρισης ενεργού και αέργου ισχύος** η οποία εγχέεται στο δίκτυο. Το σύστημα περιλαμβάνει **ελεγκτή προστασίας υπερρεύματος-υπότασης** ο οποίος ενσωματώνεται στη λειτουργία του ελεγκτή του αντιστροφέα. Ο προτεινόμενος ελεγκτής διατηρεί την ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη στο δίκτυο για προκαθορισμένο από τα πρότυπα χρόνο σε περιπτώσεις σφαλμάτων, περιορίζοντας παράλληλα το μεταβατικό ρεύμα **έως και 100%**, ενώ το αντίστοιχο ρεύμα μετά το σφάλμα **έως και 300%**. Με τον τρόπο αυτό, η ανεμογεννήτρια αφενός προστατεύεται από σφάλματα στην πλευρά του δικτύου αφετέρου εναρμονίζεται με τα πρότυπα ικανότητας ανοχής σφαλμάτων και διαταραχών βύθισης τάσης.

- Τέλος, προτείνεται μία στρατηγική ελέγχου και η αντίστοιχη ανάλυση λειτουργίας ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος Α.Π.Ε. – διατάξεων υδρογόνου, που έχει ως κύριες ενεργειακές πηγές μία ανεμογεννήτρια και μία φωτοβολταϊκή γεννήτρια. Εξετάζοντας το σύστημα για 24ωρη λειτουργία τόσο σε θερινές όσο και σε χειμερινές συνθήκες λειτουργίας αποφεύχθηκε η πολύ μικρής διάρκειας λειτουργία της κυψέλης καυσίμου για την εξυπηρέτηση μεταβατικών φορτίων **επεκτείνοντας, έτσι, τη διάρκεια ζωής της**, ενώ εξασφαλίσθηκε **ασφαλής τροφοδότηση του ηλεκτρολύτη** εφαρμόζοντας βήματα ισχύος κλίσεως 125W/sec. Το επίπεδο φόρτισης του πυκνωτή ξεκινώντας από **50% στην αρχή** του 24ώρου **ανήλθε σε 100%** στο πέρας του, ενώ η ποσότητα του αποθηκευμένου υδρογόνου **αυξήθηκε** αντίστοιχα **κατά 65%**. Συγκρίνοντας την συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου με αντίστοιχες οι οποίες εμφανίζονται στη βιβλιογραφία, παρατηρήθηκε ότι η χρήση της οδήγησε σε **αύξηση της απόδοσης** της κυψέλης καυσίμου **έως και 5%** για ορισμένα διαστήματα λειτουργίας ενώ το **αποθηκευμένο υδρογόνο αυξήθηκε κατά 0.01kmol** στη διάρκεια μίας μέρας λειτουργίας. Για την τυπική χαρακτηριστική διάρκεια φορτίου που χρησιμοποιήθηκε δεν παρατηρήθηκε διακοπή της τροφοδοσίας του φορτίου ενώ η τάση στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος παρέμεινε καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης σταθερή.

## 6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Στην εργασία αυτή περιλαμβάνονται τα παρακάτω σημεία καινοτομίας:

- η **ανάπτυξη ενός νέου συζευγμένου ηλεκτρικού δικτύου - μαγνητικού μοντέλου** ηλεκτρογεννήτριας με θεώρηση των ανώτερων αρμονικών φαινομένων επέτρεψε τη λεπτομερή περιγραφή των ταλαντώσεων της ανεμογεννήτριας και την εισαγωγή **κατάλληλου ελεγκτή** για την αντιμετώπισή τους.

- η **προσαρμογή των παραμέτρων ελεγκτή MPPT** βασισμένου σε **ασαφή λογική** μετά από διερεύνηση της συμπεριφοράς τεσσάρων διαφορετικών ελεγκτών MPPT και διεξοδική αποτίμηση των επιδόσεων σε βηματικές μεταβολές και τυπικές χρονοσειρές ανέμου.
- η **ανάπτυξη ενός εύρωστου ελεγκτή** ο οποίος επιτρέπει, επικουρικά ως προς τη βελτιστοποίηση της απόδοσης της Α/Γ, τη βελτίωση της ικανότητας ανοχής σφαλμάτων (Fault ride Through capability, FRT) και διαταραχών βύθισης τάσης (Low Voltage Ride Through capability, LVRT).
- η **διαμόρφωση μιας στρατηγικής ελέγχου** κατά τη λειτουργία Α/Γ σε συνδυασμό με κυψέλη καυσίμου τύπου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων σε μικρό υβριδικό σύστημα, η οποία επιτρέπει την επέκταση ζωής της κυψέλης **χωρίς να παραβιάζεται το κριτήριο αδιάλειπτης τροφοδότησης** των φορτίων ενώ ταυτοχρόνως επιτυγχάνεται ασφαλής και αποδοτική λειτουργία του συστήματος.

### **6.3 Εργασίες για περαιτέρω έρευνα**

Με την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας αναδείχθηκε ότι η περαιτέρω διερεύνηση των παρακάτω σημείων θα μπορούσε να προσφέρει σημαντικές υπηρεσίες:

- **Βελτίωση του ελεγκτή που αναπτύχθηκε για τη βελτίωση της ικανότητας ανοχής της Α/Γ σε σφάλματα και διαταραχές βύθισης τάσης**, έτσι ώστε να περιοριστούν περαιτέρω τα ρεύματα κατά τη διάρκεια βραχυκυκλωμάτων.
- **Επέκταση του προτεινόμενου ελέγχου για διασυνδεδεμένη λειτουργία** έτσι ώστε να συνεισφέρει στη διόρθωση - εξομάλυνση μεταβολών της συχνότητας του δικτύου όπως προβλέπουν οι νέοι κώδικες συστημάτων οι οποίοι ήδη αρχίζουν να βρίσκουν εφαρμογή σε ορισμένες χώρες. Μία δυνατή λύση σε υβριδικούς σταθμούς παραγωγής προκειμένου να αντιμετωπιστούν μειώσεις της συχνότητας είναι η χρήση μέσων αποθήκευσης.
- **Βελτιστοποίηση της σύνθεσης του υβριδικού συστήματος** εξετάζοντας εναλλακτικές διαμορφώσεις τόσο των πηγών όσο και των μέσων αποθήκευσης.

## Λίστα των εργασιών στα πλαίσια εκπόνησης της διατριβής

### Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά:

- [1] C. Patsios, A. Kladas, "Permanent magnet and wound salient pole synchronous generator design comparison", *Journal Of Optoelectronics And Advanced Materials*, Vol. 10, No. 5, 2008, p. 1218 – 1221.
- [2] C. Patsios, A. Chaniotis, E. Tsampouris and A. Kladas: "Particular Electromagnetic Field Computation for Permanent Magnet Generator Wind Turbine Analysis" *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, Issue 8, 2010, pp. 2751-2754.
- [3] Ev. Tsambouris, C. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas, and J. Prousalidis: "Coupled Field and Circuit Model Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine for Direct Torque Control Optimization", *Materials Science Forum*, Vol. 670, December 2010, p. 265 - 272.
- [4] C. Patsios, E. Tsampouris, M. Beniakar, A. Kladas: "Dynamic Finite Element Hysteresis Model for Iron Loss Calculation in Non-Oriented Grain Iron Laminations under PWM Excitation", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 47 , Issue: 5, 2011, p. 1130 – 1133.

### Εργασίες σε πρακτικά συνεδρίων με κριτές:

- [1] Ch. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas: "A Hybrid Maximum Power Point Tracking System for Grid-Connected Variable Speed Wind-Generators", *Power Electronics Specialists Conference 2008, PESC08'*, June 15-19, 2008 Rhodes, Greece.
- [2] Ch. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas: "An Integrated System for Grid-Connected Variable-Speed Wind Power Applications", *6th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission and Distribution (MEDPOWER 2008)*, November 2-5, 2008, Thessaloniki, Greece, paper on CD.
- [3] Ch. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas, A. Kladas: "A comparison of maximum-power point-tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators" *Electromotion 2009 - EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium*, 1-3 July 2009 - Lille, France.
- [4] Μ. Ντρέκο, Χ. Πάσιος, Α. Χανιώτης, Α. Κλαδάς: "Ανάλυση Λειτουργίας και Έλεγχος Συστημάτων Ανεμογεννητριών Μεταβλητών Στροφών Διασυνδεδεμένων στο Δίκτυο", 25η Επιστημονική Συνάντησή της ελληνικής επιτροπής της CIGRE, Αθήνα 2009.
- [5] E. Tsampouris, Ch. Patsios, A. Chaniotis, A. and J. Prousalidis: "Coupled Field and Circuit Model Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine for Direct Torque Control Optimization", 5th Japanese-Mediterranean Workshop on applied electromagnetic engineering for magnetic, superconducting and nano materials (JAPMED'5), 2009, Bucharest, Romania.
- [6] Ch. Patsios, E. Tsampouris, M. Beniakar and Antonios Kladas: "Dynamic Finite Element Hysteresis Model for Iron Loss Calculation under PWM Excitation" 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, CEFC 2010, May 9-12, Chicago, USA.
- [7] Ch. Patsios, M. Antonakopoulos, A. Chaniotis, and A. Kladas: "Control and analysis of a hybrid renewable energy-based power system", *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010)*, Sep. 6-8, Rome, Italy.
- [8] Ev. Tsampouris, P. Kakosimos, Ch. Patsios, and A. Kladas: "Power quality considerations for microgrids integrating pairs of mechanically coupled electrical machines driven by power converters", 6th Japanese-Mediterranean Workshop on applied electromagnetic engineering for magnetic, superconducting and nano materials (JAPMED'6), 6-9 July 2011, Budapest, Hungary.
- [9] M. Beniakar, E. Tsampouris, Ch. Patsios, and A. Kladas: "Evolutionary optimization of Permanent Magnet machine design for traction applications" 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, CEFC 2010, May 9-12, Chicago, USA.

# Permanent magnet and wound salient pole synchronous generator design comparison

CH. PATSIOS, A. G. KLADAS\*

*Electric Power Division, Faculty of Electrical & Computer Engineering, National Technical University of Athens  
9, Iroon Polytechniou Street, 15780 Athens, Greece*

The paper presents the optimization procedure, and comparison of salient pole with field winding and of peripheral winding synchronous electrical machines, presenting important advantages in wind power generation and traction applications. Neodymium alloy magnet rotor structure has been considered and compared to the salient rotor case. Design optimization has been performed based on the finite element method and sensitivity analysis techniques.

(Received March 13, 2008; accepted May 5, 2008)

*Keywords:* Permanent magnet, Synchronous generator, Magnetic flux

## 1. Introduction

Permanent magnets have been extensively used to replace the excitation winding in synchronous machines with the well known advantages of simple rotor design without field windings, slip-rings and exciter generator, avoiding heat dissipation in the rotor and providing higher overall efficiency.

The rotor design can be distinguished in three main types according to the magnet position, namely the "interior", the "peripheral" and the "claw pole" type. For wind power applications in particular, multipole permanent magnet generators have become very attractive especially in small ratings. Recent advances in power electronics enabling energy efficient drives have aroused the interest in using permanent magnet generators in small and medium systems for both autonomous and parallel operation with the electrical grid.

## 2. Permanent magnet machine design

At the design stage, Neodymium alloy magnets with "peripheral" machine construction merits to be considered. The main generator dimensions of the machine configuration are derived by using classical formulae while the optimization of the permanent magnet dimensions is performed through a finite element modeling procedure.

A first estimation of the generator structure can be obtained by using standard formulae for the machine considered. The preliminary design of main dimensions is performed by means of the following procedure: the magnetic flux per pole is determined by considering the permanent magnet characteristics and the air gap geometry while the appropriate number of turns of the stator windings by applying the flux cutting rule in order to ensure the desired voltage level with respect to the rotor

speed; the loading current is then derived by the machine output characteristics while the flux per pole under nominal loading is determined by taking into consideration the demagnetization effects of the stator currents on the no load flux.

Once the basic structure of the machine has been determined the second step of the shape optimization is performed by introducing a finite element model. A 2D model is implemented enabling the performance determination of the machine through a detailed field analysis including the torque variation with the rotor rotation as well as the design improvement by means of the permanent magnet shape modification.

The optimization of the permanent magnet shape is performed by using a perturbation technique of the magnet main dimensions at the final design stage. Sensitivity analysis techniques enable fast and robust cost function extremum research. For the sake of simplicity only rectangular magnet cross sections have been considered here. The cost function used involves torque maximization for a given volume of permanent magnet by adopting the magnet cross-section, length and width as optimizing variables.

## 3. Salient pole synchronous machine design

A first estimation of the salient pole generator structure and determination of important parameters is achieved by considering classical machine design techniques. After determining the basic structure of the machine according to this procedure, 2D finite element model has been introduced for detailed design optimization. A stator winding involving one slot per pole and phase has been considered in the 2D finite element model. One pole part of the machine has been modeled by using appropriate anti-periodic lateral boundary conditions.

The same solution domain has been implemented in the case of the model used for the permanent magnet machine.

**4. Results and discussion**

The two models are compared regarding flux density distribution under maximum torque conditions. Fig. 1a depicts the magnetic flux for permanent magnet machine while Fig. 1b gives the same result in the salient rotor machine case. The comparison of the field calculation shows that both models are in quite good agreement and the main difference is that in the permanent magnet machine case the flux density distribution is less affected by the machine loading. Fig. 2 displays the magnetic flux density in the airgap against the airgap length. In the case of the synchronous machine the flux distribution at the airgap appears to involve less high harmonics content.

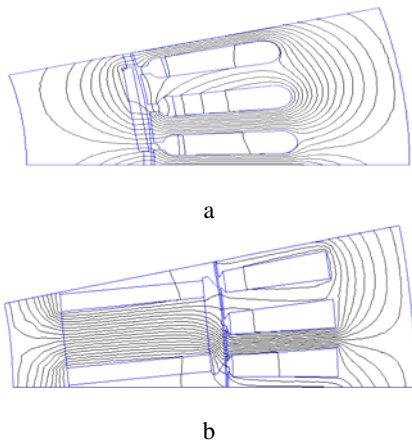


Fig. 1 Magnetic flux lines for maximum torque conditions. a: Permanent magnet machine. b: Salient pole synchronous machine.

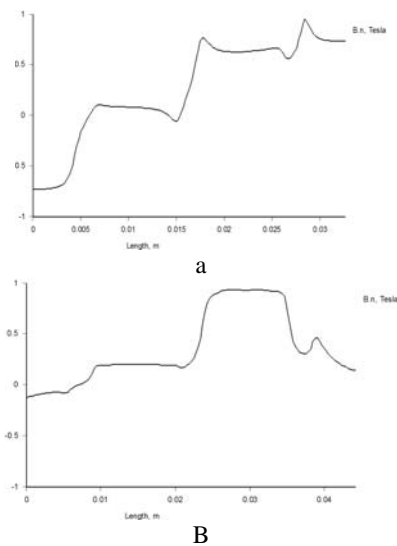


Fig. 2 Magnetic flux density B against airgap length. Full load conditions. a: Permanent magnet machine. b: Salient pole machine.

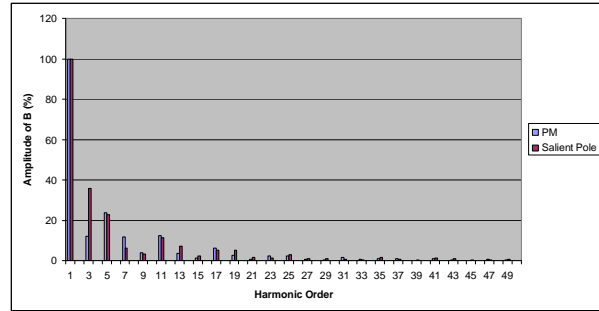


Fig. 3. Harmonic content comparison of PM and Salient Pole Synchronous machine airgap flux density B. Full load conditions.

However, an FFT analysis of the magnetic flux density for both machine types under full load conditions, displayed in Fig. 3, shows that the salient pole machine exhibits a stronger third harmonic component. Higher harmonics seem to be in agreement.

Respective to Fig. 1 and 2, Fig. 4 and Fig. 5 display magnetic flux lines and density B, for no load conditions. In this case, as shown in Fig. 6, the permanent magnet machine displays a higher third harmonic component compared to the salient pole structure, nevertheless, the latter shows a stronger 5<sup>th</sup>, 11<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> component.

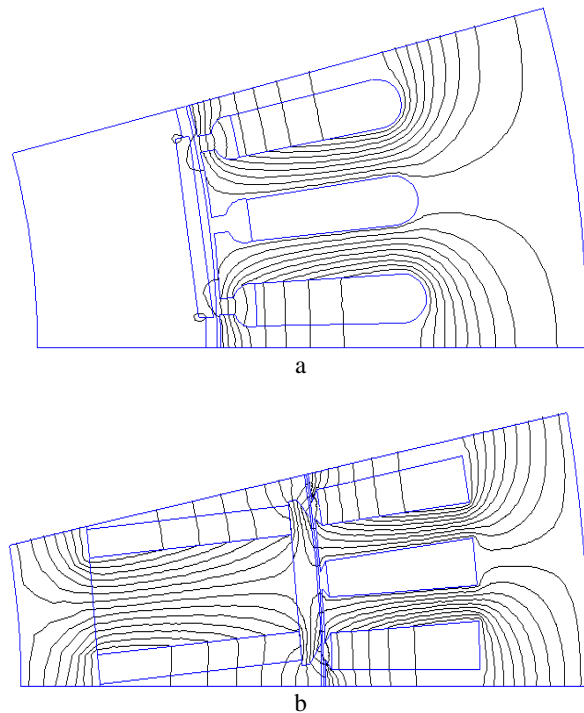


Fig. 4 Magnetic flux lines for no load conditions. a: Permanent magnet machine. b: Salient pole synchronous machine.

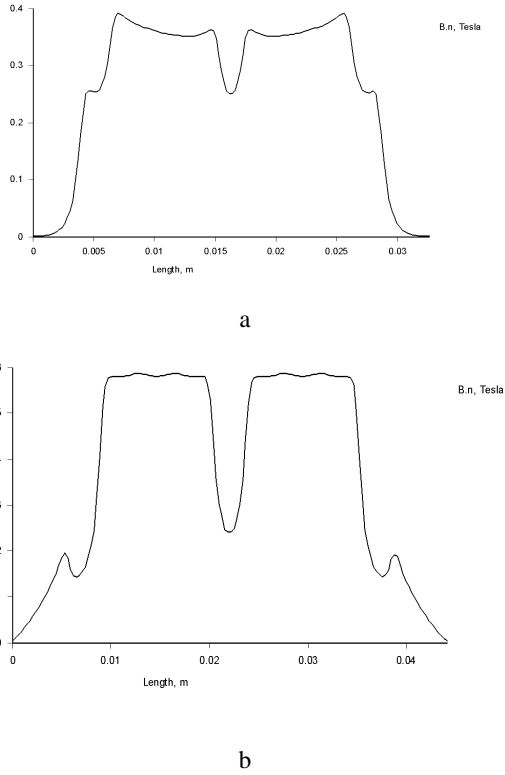


Fig. 5 Magnetic flux density  $B$  against airgap length. No load conditions. **a:** Permanent magnet machine. **b:** Salient pole machine.

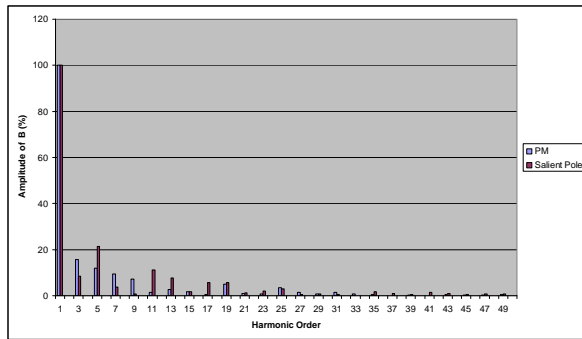


Fig. 6 Harmonic content comparison of PM and Salient Pole Synchronous machine airgap flux density  $B$ . No load conditions.

Simulations are also undertaken in order to measure the cogging torque of both machines under no load conditions. Fig. 7 exhibits p.u. simulation results for the cogging torque measured at the airgap against a rotor displacement of one pole. It is clear that in the case of the salient pole machine the cogging torque is notably smaller.

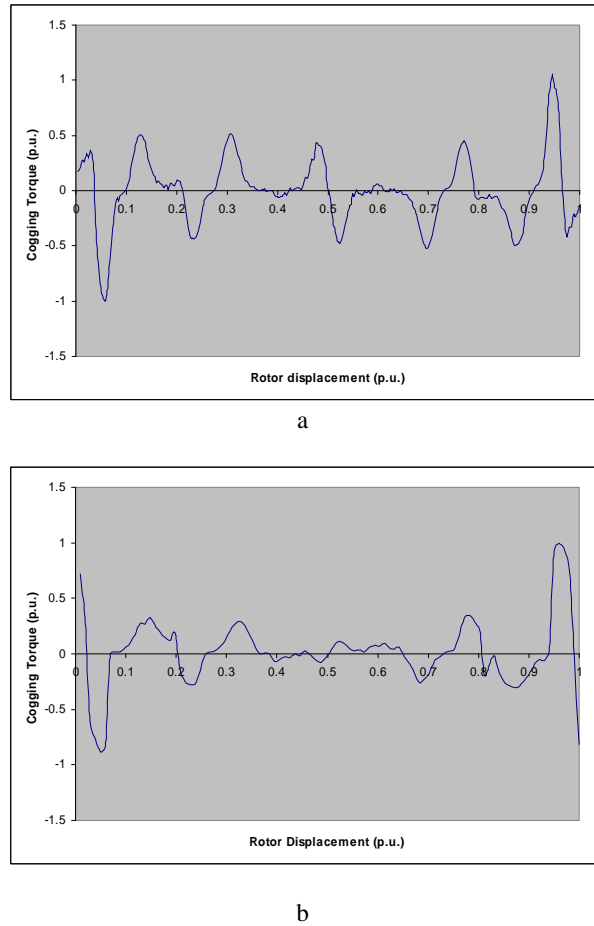


Fig. 7. Cogging torque for one pole displacement of the rotor under no load conditions. **a:** Permanent Magnet machine **b:** Salient Pole machine.

#### 4. Conclusion

A comparison of peripheral permanent magnet machine configuration with salient pole machine structure has been performed. The proposed design technique comprises a preliminary design stage by means of standard formulae and an optimization stage involving finite element models.

#### References

- [1] A. G. Kladas, J. A. Tegopoulos: IEEE Transactions on Magnetics **28**(2), 1103 (1992).
- [2] P. Di Barba, A. Kladas, P. Neittaanmaki, M. Rudnicki, A. Savini, Advances in Engineering Software, No 19, Elsevier Science Ltd, pp. 121-125, 1994.
- [3] T. Higuchi, J. Oyama, E. Yamada, E. Chiricozzi, F. Parasiliti and M. Villani, "Optimization procedure of surface permanent magnet synchronous motors", IEEE Transactions on Magnetics **33**(2), 1943 (1997).

- [4] A. G. Kladas, M. P. Papadopoulos, J. A. Tegopoulos, "Multipole permanent magnet generator design for gearless wind power applications", Proceedings ICEM'98, Istanbul, pp. 2055-9, 1998.
- [5] S. B. Yoon, I. S. Jung, D. S. Hyun, J. P. Hong, Y. J. Kim, IEEE Transactions on Magnetics **35**(3), 1710 (1999). A. G. Kladas, J. A. Tegopoulos: IEEE Transactions on Magnetics **28**(2), 1103 March 1992.
- [6] A. G. Kladas, M. P. Papadopoulos and J. A. Tegopoulos, "Multipole permanent magnet generator design for gearless wind power applications", Proceedings ICEM'98, Istanbul, pp. 2055-9, 1998.
- [7] B. Chalmers, W. Wu, E. Spooner, IEEE Transactions on Energy Conversion, **14**, (2), 251 (1999).
- [8] A. J. G. Westlake, J. R. Burnby, E. Spooner, IEE Proceedings - Electric Power Applications **143**(3), 269 (1996).
- [9] P. Lampola, J. Perho, J. Väänänen, Proceedings of the European Union Wind Energy Conference, Goteborg, Sweden, 20-24 May 1996.
- [10] A. G. Kladas, J. A. Tegopoulos Proceedings of the 3rd International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Liege, 1996, pp. 165-169.
- [11] A. G. Kladas, M. P. Papadopoulos, J. A. Tegopoulos *Compel*, **17**, (1/2/3), 151 (1998).
- [12] A. Grauers, O. Carlson, E. Hogberg, P. Lundmark, M. Johnsson, S. Svenning Proceedings of the European Union Wind Energy Conference, Dublin, Ireland, 5-9 October 1997.
- [13] S. Kiartzis, A. Kladas, Elsevier, Journal of Materials Processing Technology, pp. 232-236, 2001.
- [14] O. Honorati, F. Caricchi, F. Crescimbeni and G. Noia, Elsevier Science Publisher, pp. 814-818, 1991.
- [15] P. Rasmussen, N. Vilsboell and A. Larsen, European Community Wind Energy Conference, pp. 643-645, 1993.

---

\*Corresponding author: kladasel@central.ntua.gr

# Particular Electromagnetic Field Computation for Permanent Magnet Generator Wind Turbine Analysis

C. Patsios, A. Chaniotis, E. Tsampouris, and A. Kladas

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, National Technical University of Athens, Athens, 15773 Zografou, Greece

**Precise permanent magnet generator modeling requires a complex electromagnetic field analysis in order to account for rotor eccentricity and end-zone leakage field. The paper presents a particular technique that enables considering such phenomena through convenient 2-D and 3-D finite element models and incorporate electromotive force distributions including space harmonics in real time control systems. The proposed methodology has been validated by measurements on a permanent magnet wind generator prototype.**

**Index Terms**—Finite element methods, optimal machine design, permanent magnet generators, rotor eccentricity, wind power generation.

## I. INTRODUCTION

**R**ECENT literature in the field of wind generator systems (WGSs) thoroughly investigates problems of system control and management from a load-oriented point of view [1], [2]. However, the generator holds a key role both in actual systems, in sense of efficiency, as well as in simulation models in sense of representation accuracy [3]–[5]. More specifically in case of WGSs employing high power density—high performance permanent magnet generators (PMGs), system control has to account for efficiency drawbacks related to particularities of the machine design and manufacturing tolerances [6], [7]. This paper focuses on appropriate modeling of PMGs by employing results of a particular finite element model (FEM) analysis and producing harmonic representation of electromotive force and electromagnetic torque with loading and rotor speed. Such a model takes into account rotor eccentricity and end-zone leakage effects enabling efficient real time generator representation for control purposes. The proposed methodology's accuracy has been checked by measurements on a prototype set-up, both under steady state and transient operation.

## II. GENERATOR MODELING

High level WGS modeling involves several subsystems, i.e., generator, power electronics, and grid, thus, it is imperative to keep model accuracy high [8] while limiting computational cost. Regarding PMG the proposed model computes classical equivalent circuit parameters as well as generator output characteristics. The model introduces a particular computational technique accounting for rotor eccentricity and end-zone leakage effects.

Regarding rotor eccentricity, it has detrimental effects on operation especially in the case of PMG configurations where a nonsinusoidal flux distribution further increases relevant side effects [9]. A high degree of dynamic eccentricity usually results in output voltage ripple affecting the overall system power quality, which is a key property on renewable energy systems. Furthermore, the respective torque oscillations produce additional mechanical stresses.

A first estimation of PMG structure and determination of important parameters is achieved by considering classical machine

Manuscript received December 23, 2009; accepted February 07, 2010. Current version published July 21, 2010. Corresponding author: C. Patsios (e-mail: hpatsios@gmail.com).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2010.2043345

TABLE I  
MACHINE PROTOTYPE DESIGN CHARACTERISTICS (DIMENSIONS IN MM)

|               |                 |      |
|---------------|-----------------|------|
| Rotor         | radius          | 123  |
|               | inner radius    | 125  |
| Stator        | outer radius    | 175  |
|               | number of teeth | 72   |
| Tooth         | length          | 25   |
|               | width           | 7    |
|               | basis width     | 9    |
| Magnet        | length          | 24.2 |
|               | width           | 3    |
|               | depth           | 30   |
| Machine depth |                 | 30   |

design techniques. Table I summarizes basic properties of the 24-pole machine.

After determining the basic structure of the machine according to this procedure, 2-D FEM has been introduced for detailed output parameter calculation. A stator winding involving one slot per pole and phase has been considered in the 2-D FEM. One pole of the 24-pole machine has been modeled, as shown in Fig. 1, by using appropriate anti-periodic lateral boundary conditions. The mesh for the one pole 2-D FEM consists of 5543 nodes. Nonoriented silicon steel is used for the machine stator and rotor core while the permanent magnet is NdFeB.

In the above analysis it is important to account for rotor eccentricity, simulated through air gap variation as shown in Fig. 2. The model accounts for rotor eccentricity as explained in Fig. 3. In such a case, the center of rotation coincides with the center of the stator outer perimeter, while rotor shaft deviates from rotor center. The air gap variation,  $\Delta\epsilon(\alpha)$ , is a function of the angular displacement between the point of interest and the point 0, where  $\Delta\epsilon(\alpha) = \Delta\epsilon(0) = \Delta\epsilon_{\max}$  for the specific time instance.

On a first step, air-gap magnetic field distribution is calculated for different values of air gap length,  $\Delta\epsilon$ . Characteristic values of magnetic flux per pole normalized to the respective values without eccentricity as a function of angular displacement are depicted in Fig. 4(a). Fig. 4(b) shows the corresponding normalized induced EMF. Normalized flux,  $\Phi(\Delta\epsilon)/\Phi_0$ , and EMF,  $E(\Delta\epsilon)/E_0$ , can be expressed, for any rotor angle,  $\alpha$ , by means of second order polynomial curve fitting through relations (1) and (2), respectively

$$\Phi(\Delta\epsilon)/\Phi_0 = 117130\Delta\epsilon^2 - 455,36\Delta\epsilon + 1 \quad (1)$$

$$E(\Delta\epsilon)/E_0 = 118123\Delta\epsilon^2 - 465,1\Delta\epsilon + 1 \quad (2)$$



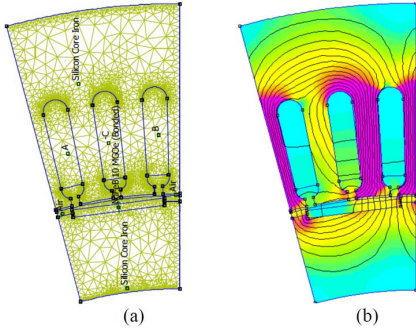


Fig. 1. Two-dimensional FEM of one pole of the PMG. (a) Triangular mesh employed. (b) Magnetic field distribution at nominal load.

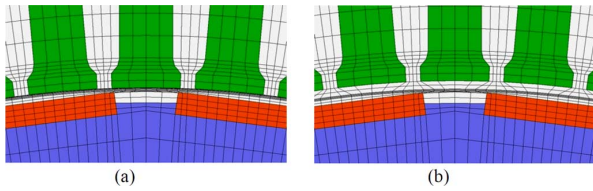


Fig. 2. Two-dimensional FEM model. (a) Region of reduced air-gap. (b) Region of increased air-gap.

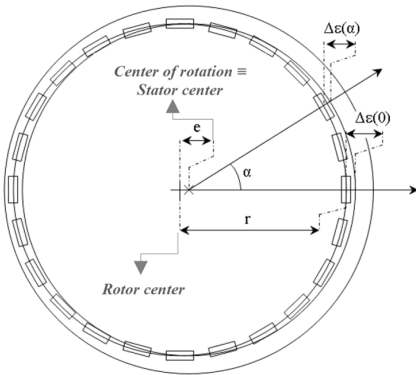


Fig. 3. Rotor eccentricity representation.

where  $\Phi_0 = \Phi(0)$  and  $E_0 = E(0)$ .

On a second step, the calculated EMF waveform,  $E_0$ , is incorporated in a PMG model simulating real time operation. The PMG model inputs rotor position and outputs machine EMF taking into account the effects of rotor eccentricity. Using  $E_0$  along with (2), the model calculates EMF per pole and integrates the respective results, taking into account relative angular displacement of each pole part, thus producing the total EMF per machine phase. The obtained results are shown in Fig. 5.

Besides the spatial-related effect on the EMF average value, rotor eccentricity has a time-related effect on EMF waveform. Fig. 6 shows machine EMF time variation during reduction of the rotor speed from 40 to 10 rad/s in cases of two extreme rotor eccentricity values (zero and 50% of air gap length, respectively). A voltage ripple can be observed, in a frequency depending on the rotor mechanical speed of rotation. As shown in Fig. 7, simulation results suggest that the ratio of voltage ripple amplitude,  $E_{max} - E_{min}$ , to average voltage,  $E_{avg}$ , appears to have a linear dependence with rotor eccentricity.

Eccentricity effects in conjunction with appropriate modeling of the end-zone machine parts are then represented by using a convenient 3-D FEM model shown in Fig. 8. Three-dimensional

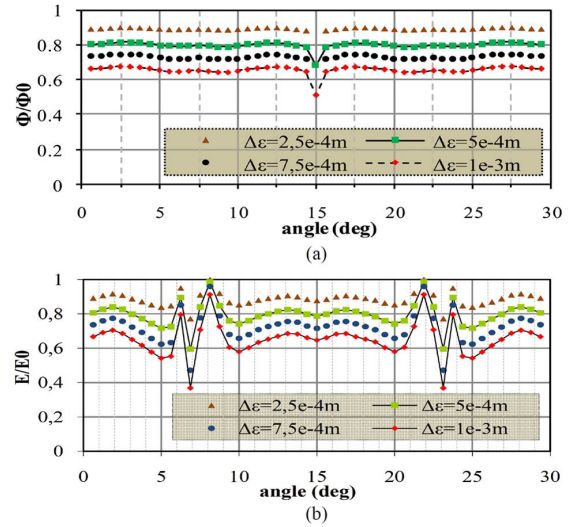


Fig. 4. Magnetic flux per pole and EMF variations for different air gap widths versus angular displacement. (a) Normalized flux. (b) Corresponding EMF.

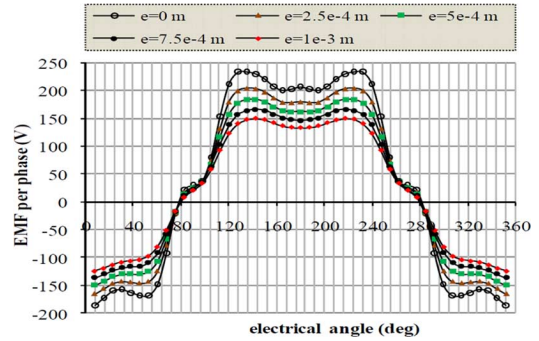


Fig. 5. Period of phase voltage for different eccentricity values.

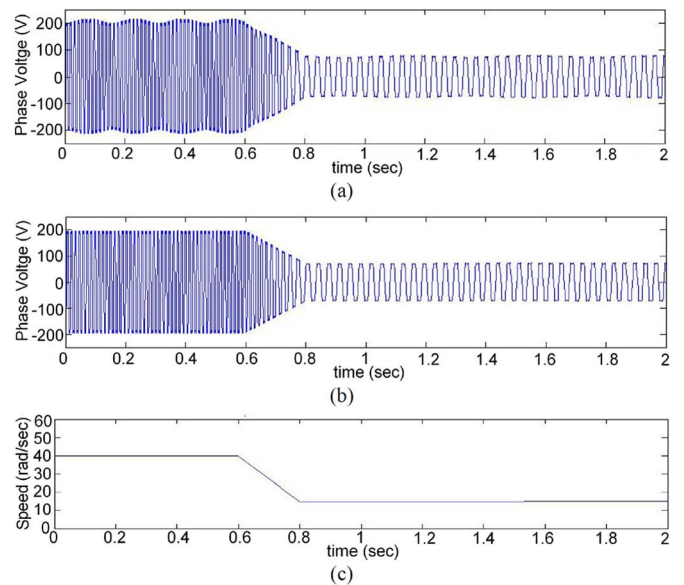


Fig. 6. Simulated phase voltage time variation in case of speed reduction. (a) Rotor eccentricity 50% of air gap length. (b) No rotor eccentricity. (c) Corresponding rotor speed time variation.

analysis yields accurate results regarding equivalent circuit parameter values. The computed phase inductance  $L_{phase}$  for zero eccentricity equals to 17.3 mH while the respective resistance

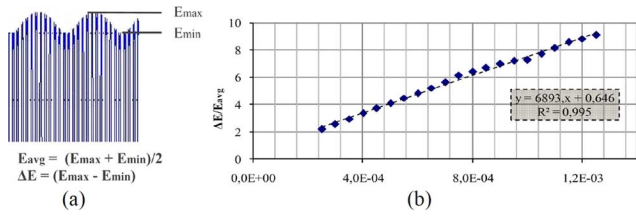


Fig. 7. Voltage ripple due to eccentricity. (a) Definition of quantities  $\Delta E$ ,  $E_{avg}$ . (b)  $\Delta E/E_{avg}$  ratio versus eccentricity.

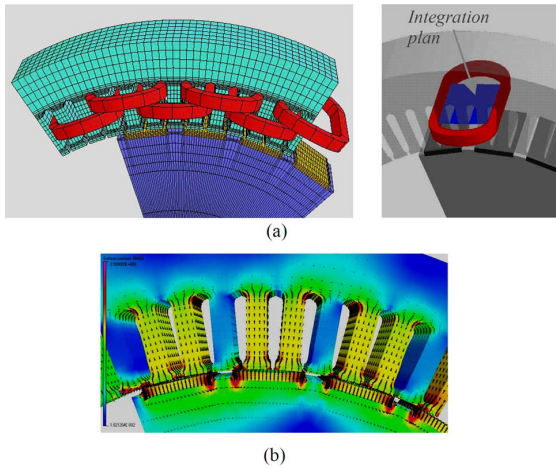


Fig. 8. Three-dimensional FEM model. (a) Modeled geometry; (b) simulation results.

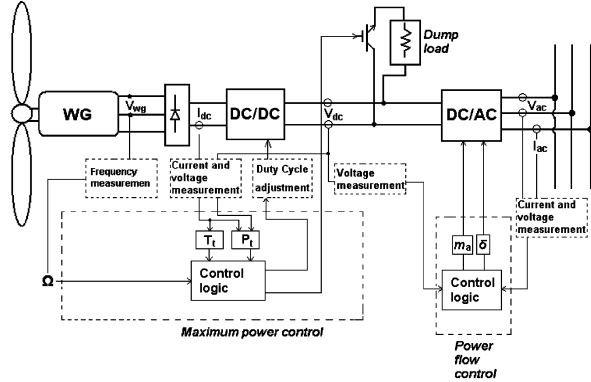


Fig. 9. Wind generator system.

$R_{phase}$  equals  $2.3 \Omega$ . Phase inductance varies with eccentricity up to 10%.

### III. MACHINE INTEGRATION ON A WG SYSTEM

The proposed methodology can be integrated in a real time model used in high level simulations of WG systems. In our case, the WG system of Fig. 9 is simulated. The system consists of a PM synchronous generator, a three phase rectifier, a boost converter responsible for maximum power point tracking and a three phase inverter handling grid interconnection. In such a configuration, generator design characteristics as well as defects such as eccentricity significantly affect power quality through voltage ripple, especially in high power WGs. Precise system simulation has to take into consideration these phenomena, in order to enable adequate compensating measures through convenient control strategies.

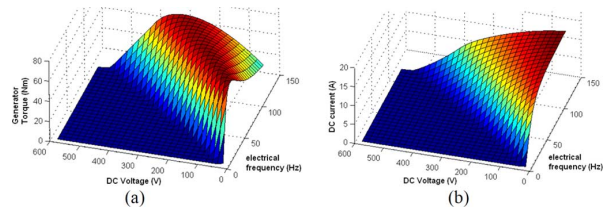


Fig. 10. Three-dimensional look-up tables. (a) Torque and (b) DC current, versus DC voltage and electrical frequency.

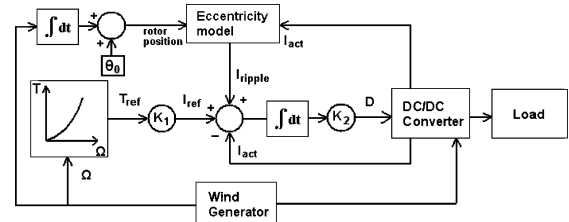


Fig. 11. Control block diagram for power ripple compensation.

### A. System Modeling

The FEM analysis discussed earlier enables to compute the electromotive force waveforms as a function of loading and rotor speed. Using these, it is possible to both simulate transient response and steady-state operation. In practice look-up tables, such as the ones plotted in Fig. 10, can be produced, in order to describe some of the basic aspects of system behavior. These sets input rectifier output voltage and machine frequency while outputting electromagnetic torque and rectifier current. The look-up tables can be parameterized according to the eccentricity value of each WG application.

When accurate data of voltage and current waveforms are available, it is possible to calculate power, the electromagnetic torque and associated losses with little error, therefore, predict and fine tune the system behavior.

### B. Control Strategy for Eccentricity Compensation

The rotor eccentricity in a WG system leads to the appearance of voltage ripple at the generator terminals, as shown in Fig. 6. The latter results in a ripple of the inverter DC input voltage and thus a ripple of the active power. In order to compensate this effect proper control countermeasures have to be applied. In addition to the maximum power point tracking process, the DC/DC converter is used for countering the effect of voltage ripple. In particular, the duty cycle and thus generator current is adjusted in order to maintain a maximum as well as harmonic-free output power. Fig. 11 shows the control logic implemented in this case. The controller inputs rotor position and current and calculates the machine EMF. According to the latter a current command is generated and superimposed to the current command of the MPP tracker. Thus, the DC/DC converter output is modulated in a way that preserves output power stability. Fig. 12 shows the results with and without the implementation of the eccentricity compensator respectively. A reduction of 80% of the power ripple can be observed.

### IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

On a final stage, the system of Fig. 9 is tested on a laboratory set-up in order to validate the model. Responses of basic system components, such as generator voltage, rectifier output current, and generator output power are measured and compared to the

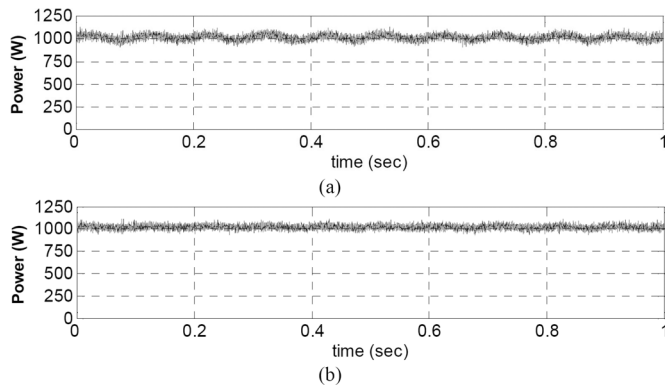


Fig. 12. Output power: (a) no compensation; (b) compensation.

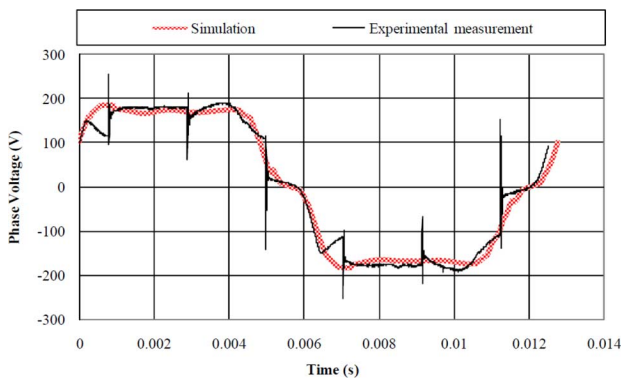


Fig. 13. Generator phase voltage waveforms.

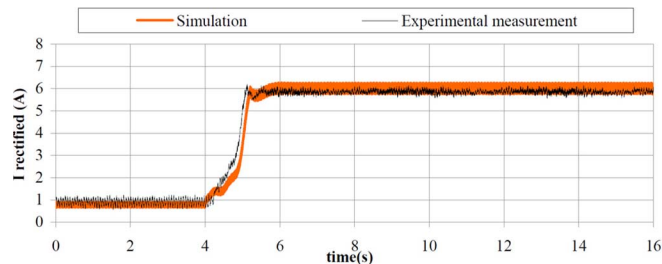


Fig. 14. Rectified generator current for mechanical step torque variation.

simulated ones both under steady-state and transient operating conditions.

#### A. Steady State Operation

Fig. 13 shows the computed and experimental phase voltages of the generator, respectively. The waveforms are in very good agreement, in both form and amplitude.

#### B. Dynamic Operation

Accurate prediction of operating points allows fine tuning of control parameters, which in turn results in optimal dynamic performance. Fig. 14 shows simulation and experimental results for the rectified generator current,  $I_{\text{rectified}}$ , for a nearly instant change of input mechanical torque from 4.9 N·m to 39.2 N·m. A good agreement is observed.

Further validation of the proposed model calls for operation under realistic stresses. The prototype system is tested under a specific measured wind time variation. Simulated and mea-

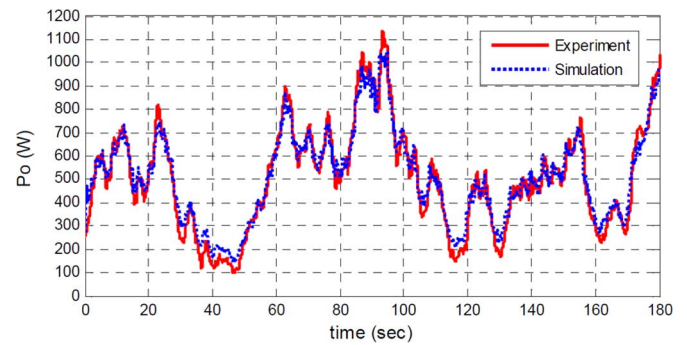


Fig. 15. Simulated and measured WG output power time variation,  $P_o$ .

sured WG output power,  $P_o$ , are in conformity as can be seen in Fig. 15.

## V. CONCLUSION

A new methodology has been proposed providing an appropriate model for the PMG representation. The method is based on a particular field analysis considering higher harmonics of electromotive forces and taking into account both rotor eccentricity and winding end-zone parts. The proposed model provides very good accuracy for both steady state and transient system response. Experimental validation on a prototype illustrated the method suitability for wind power applications.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the National Technical University of Athens Basic Research Support Program 2008 "PEBE 2008" for supporting this work.

## REFERENCES

- [1] Q. Zeng, L. Chang, and R. Shao, "Fuzzy-logic-based maximum power point tracking strategy for Pmsg variable-speed wind turbine generation systems," in *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering*, May 4–7, 2008, pp. 405–410.
- [2] C. Patsios, A. Chaniotis, and A. Kladas, "A hybrid maximum power point tracking system for grid-connected variable speed wind-generators," in *Proc. Power Electronics Specialists Conf.*, Jun. 15–19, 2008, pp. 1749–1754.
- [3] T. Higuchi, J. Oyama, E. Yamada, E. Chiricozzi, F. Parasiliti, and M. Villani, "Optimization procedure of surface permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 1943–1946, 1997.
- [4] G. Tsekouras, S. Kiartzis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, "Neural network approach compared to sensitivity analysis based on finite element technique for optimization of permanent magnet generators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, pp. 3618–3621, 2001.
- [5] S. Urata, M. Enokizono, T. Todaka, and H. Shimoji, "Magnetic characteristic analysis of the motor considering 2-D vector magnetic property," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, pp. 615–618, 2006.
- [6] E. Tsampouris, C. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas, and J. Prousalidis, "Coupled field and circuit model analysis of permanent magnet synchronous machine for direct torque control optimization," presented at the 6th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials, Jul. 27–29, 2009.
- [7] A. J. G. Westlake, J. R. Burnby, and E. Spooner, "Damping of power-angle oscillations of a permanent magnet synchronous generator with particular reference to wind power applications," *IEE Proc. Elect. Power Appl.*, vol. 143, pp. 269–280, 1996.
- [8] K.-C. Kim, J. Lee, H. J. Kim, and D.-H. Koo, "Multiobjective optimal design for interior permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 3, pp. 1780–1783, 2009.
- [9] A. Kioumars, M. Moallem, and B. Fahimi, "Mitigation of torque ripple in interior permanent magnet motors by optimal shape design," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, pp. 3706–3711, 2006.



# Coupled Field and Circuit Model Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine for Direct Torque Control Optimization

Evangelos Tsampouris<sup>1,a</sup>, Charalampos Patsios<sup>1</sup>, Antonios Chaniotis<sup>1</sup>,  
Antonios Kladas<sup>1</sup> and John Prousalidis<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Athens, Faculty of Electrical and Computer Engineering,  
Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics

<sup>2</sup>National Technical University of Athens, Faculty of Naval Engineering

9, Iroon Polytechniou street, 15780 Zografou, Athens, Greece

<sup>a</sup>etsab@central.ntua.gr

**Keywords:** Permanent magnet machine, torque ripple, finite element analysis.

**Abstract.** The pulsating torque of a permanent magnet motor has detrimental effects on the motor operation, resulting in speed perturbation, positioning error, vibration, and noise. Several efforts of countering the torque ripple focus on magnet pole shape optimization procedures while other efforts apply sophisticated modifications of control algorithms. In this paper a coupled field and circuit model of a permanent magnet synchronous machine (PMSM) is introduced in order to reduce the effects of pulsating torque. The model comprises of a 2D finite element model for detailed computation of the machine field distribution coupled with an external equivalent circuit for macroscopic parameter evaluation. Model results are then integrated in a direct torque control algorithm for the minimization of torque ripple in a PM machine prototype.

## Introduction

Pulsating torque amplitude is generally dependent on several major factors, such as, non-ideal spatial distribution of flux density in the airgap leading to field harmonic torque, reluctance torque that exists between permanent magnet and stator slots resulting in cogging torque and unequal permeances of the  $d$  and  $q$  axis. Shape optimization techniques applied [1], [2] tend to decrease the torque ripple, although not entirely, due to unavoidable non-ideal design features namely airgap non-uniformity and non-sinusoidal flux deriving from finite number of stator slots. Consequently, one way to fully eliminate torque pulsation is for the control algorithm to integrate a detailed motor torque profile [3], [4], [5].

In this paper a 2D finite element model (FEM) for detailed computation of the machine field distribution is introduced. The model is time stepping inputting motor currents and outputting instantaneous torque per pole for different loading conditions and rotor positions. Input currents are calculated with an external equivalent circuit model using experimental data acquired from a prototype PMSM. The two models are coupled resulting on a detailed calculation of the produced instantaneous torque which can be parameterized and integrated on a direct torque controller. The goal is to obtain a more detailed torque response profile to be used on an optimized direct-torque controller suitable for high performance drive applications.

Fig. 1 shows the block diagram of the proposed model. The external circuit model takes into account the measured machine EMF, inputs loading conditions and rotor position and outputs line currents. The timestepping FEM model inputs the latter together with rotor position and loading and outputs the electromagnetic torque  $T_e$ .

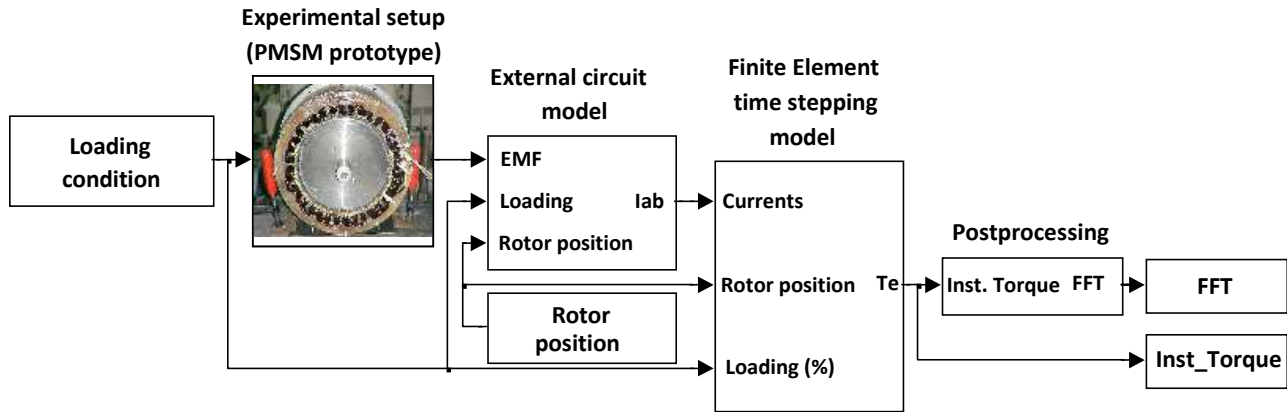


Fig. 1. Block diagram of the proposed coupled model.

## Modeling

The coupled model consists of a 2D finite element model and an external equivalent circuit model. Simulation software tools and experimental measurements from a PMSM prototype have been adopted.

**Machine Model.** A first estimation of PMSM structure and determination of important parameters is achieved by considering classical machine design techniques. After determining the basic structure of the machine according to this procedure, 2D finite element model has been introduced for detailed output parameter calculation. A stator winding involving one slot per pole and phase has been considered in the 2D finite element model. One pole of the 24-pole machine has been modeled, as shown in Fig. 2, by using appropriate anti-periodic lateral boundary conditions. The mesh for the one pole 2D finite element consists of 5543 nodes. Non oriented silicon steel is used for the machine stator and rotor core while the permanent magnet is NdFeB.

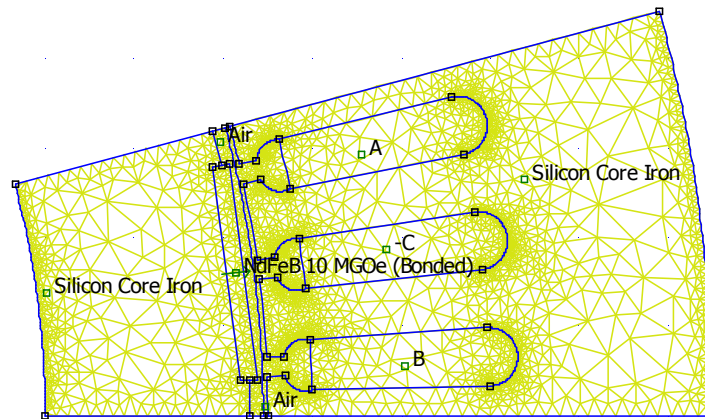


Fig. 2. 2D finite element model of one pole of the PMSM.

The stator currents shift depending on the rotor displacement in order to model a periodic time-space phenomenon. FEM iterative calls are generated through Matlab script, which modifies motor geometry and stator slot current densities. Regarding data acquisition, in order to achieve sufficient resolution of the computed parameters to be used as model outputs, a convenient rotor – input current space–time shift has been adopted. One degree rotor angular displacement is implemented which corresponds to 0.056 msec time shift of the input currents for a supply frequency of 50Hz. The above time step is a suitable trade-off between computational cost and precision of calculation needed for the phenomena under study.

Figure 3 shows three distinctive snapshots of the FEM iterative calls, assuming full load conditions, where motor geometry and stator slot current densities are properly modified.

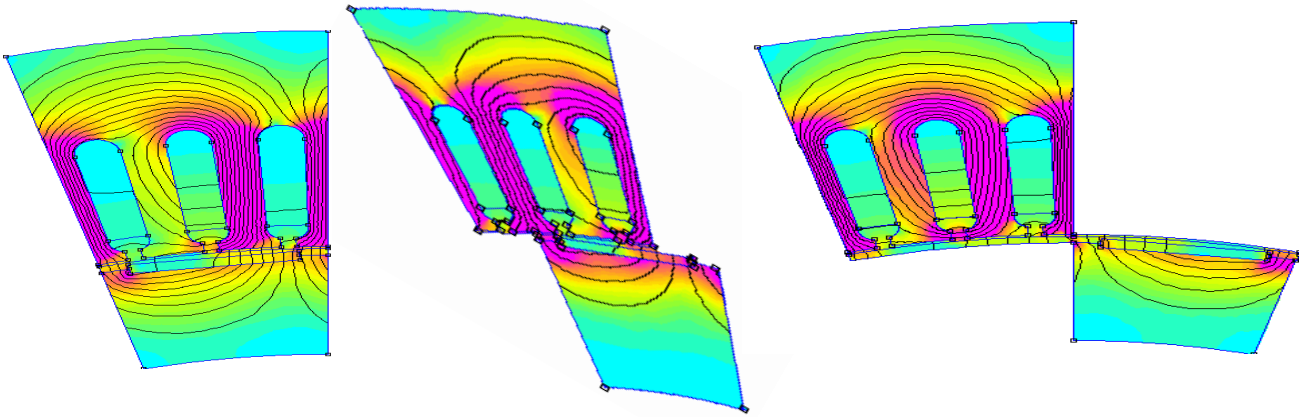


Fig. 3. Distinctive snapshots of the FEM iterative calls.

The model outputs the electromagnetic torque for both sinusoidal and non-sinusoidal input currents. Maxwell stress tensor is used for the calculation of the instantaneous torque. Current waveforms are generated through an external circuit model, discussed furthermore in the following paragraph.

**External circuit model.** The circuit model accounts for measured parameters and output voltage of the prototype PMSM used. Regarding the rotor topology, surface permanent magnets are used while machine power rates at 2kW. The stator is comprised of 24 poles. Phase inductance  $L_{\text{phase}}$  and resistance  $R_{\text{phase}}$  are rated at 17.3 mH and 1.2  $\Omega$  respectively.

The SPMSM prototype is operated as a generator at no load conditions, and output voltage waveform was recorded & stored in digital form. The latter is shown in Fig. 4.

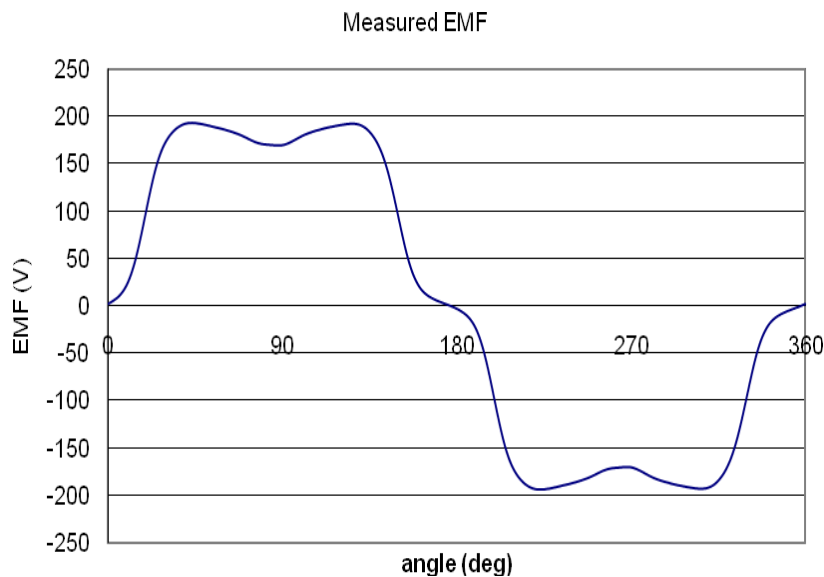


Fig. 4. Generator voltage under no load conditions.

The currents to be used as FEM model inputs are then calculated using an appropriate three phase circuit model. The per phase model comprises of an L-R branch linking measured EMF and input sinusoidal voltage controlled sources. By controlling EMF-input voltage phase and

amplitudes, input currents can be simulated under different operational conditions. Figs. 5 and 6 show input voltage, measured EMF and computed line current under full load and no load conditions respectively.

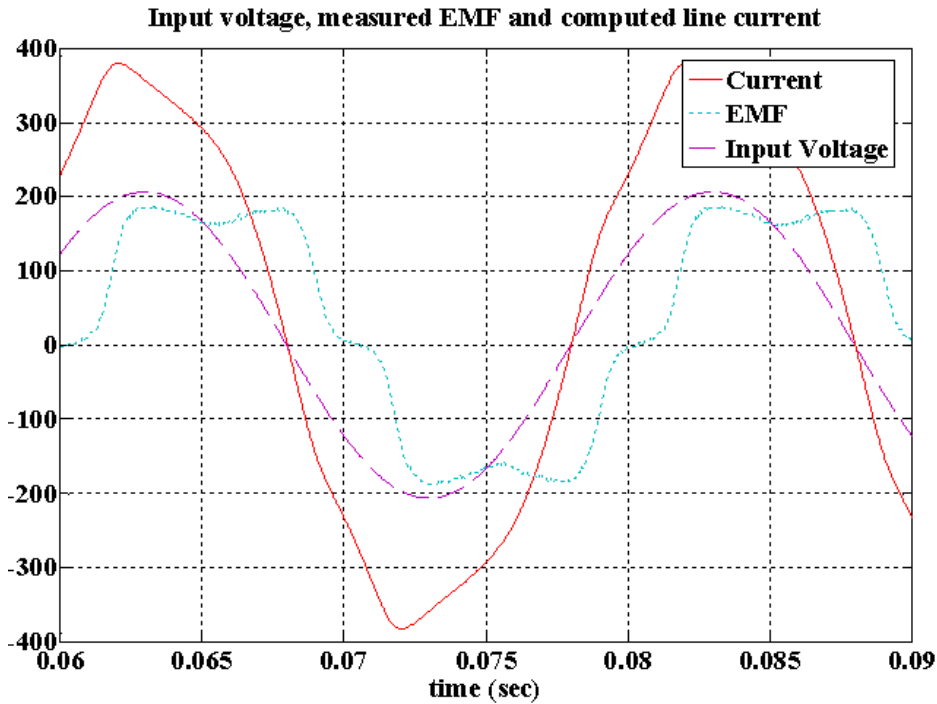


Fig. 5. Input voltage, measured EMF and computed line current for full load operation.

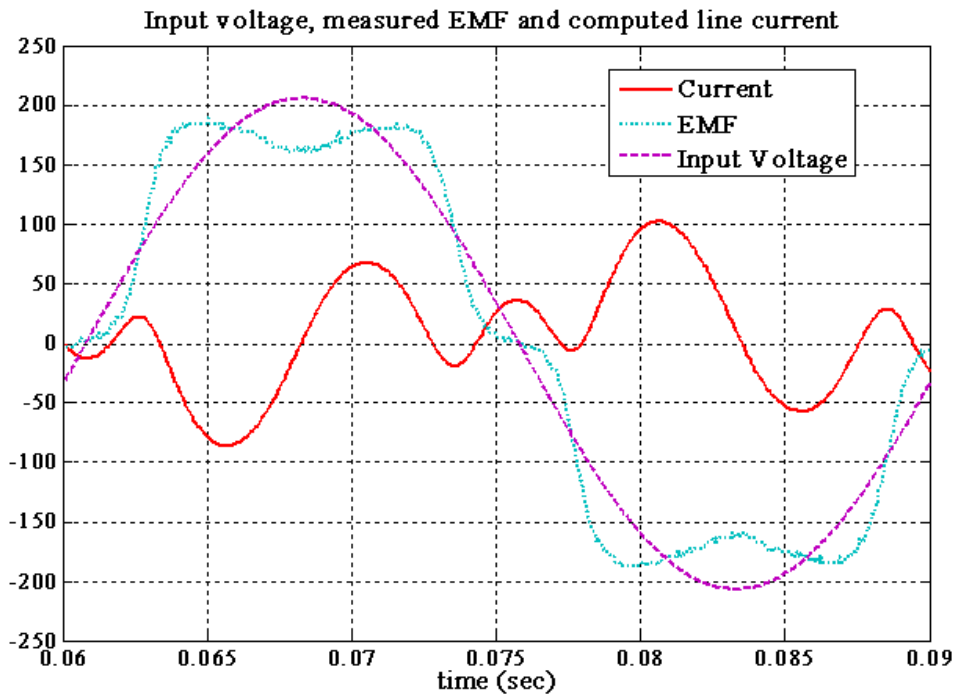


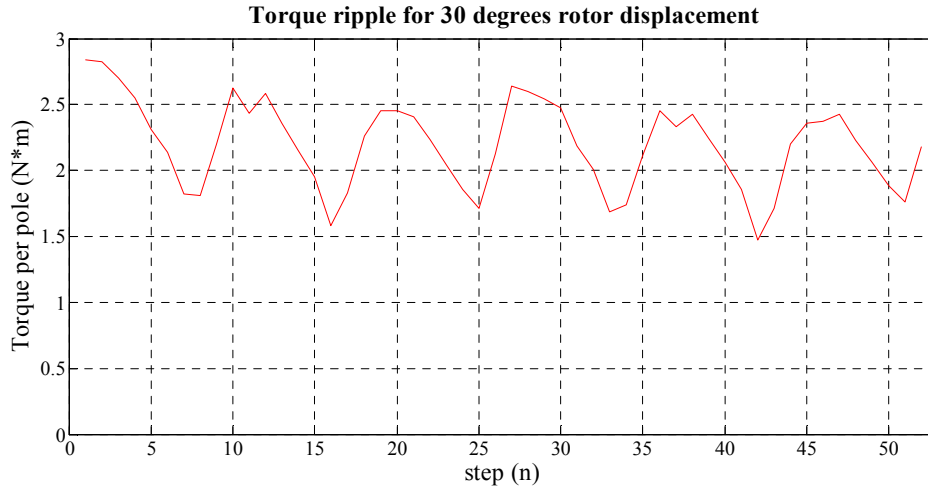
Fig. 6. Input voltage, measured EMF and computed line current for no load operation.

As depicted in Figs. 5 and 6 the simulated current waveform deviates remarkably from sinusoidal form as motor operates at lighter loads. Thus, coupling of FEM with an external circuit model enables more precise estimation of motor instantaneous torque under different loading conditions.

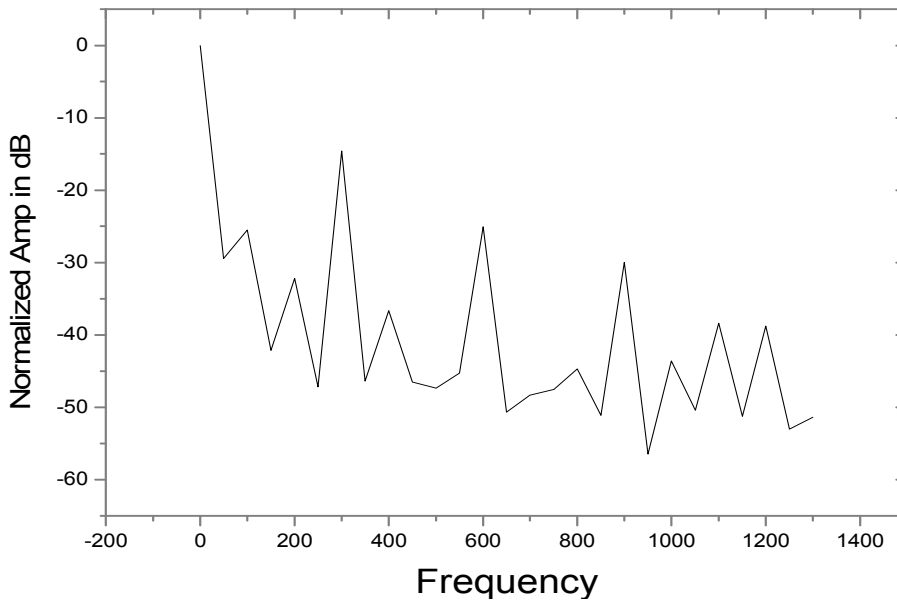
This is crucial for specific drive applications such as vehicle traction, where the motor load varies significantly.

## Results and discussion

**Torque profile.** Through iterative calls corresponding to one pole rotor step, the coupled model outputs the machine's electromagnetic torque. Instantaneous torque waveforms and their FFT analysis for different loading conditions are shown in Figs. 7 and 8.



(a)



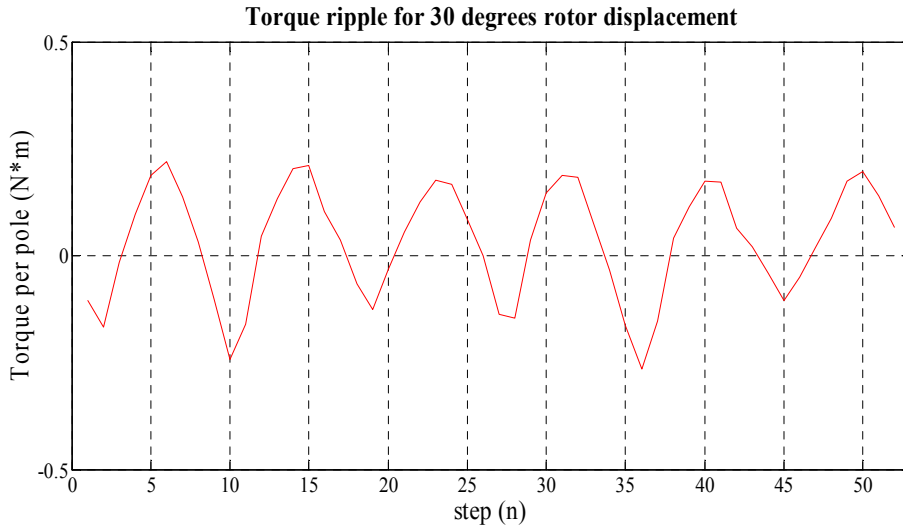
(b)

Fig. 7 Full load condition. (a) Output torque (b) FFT analysis

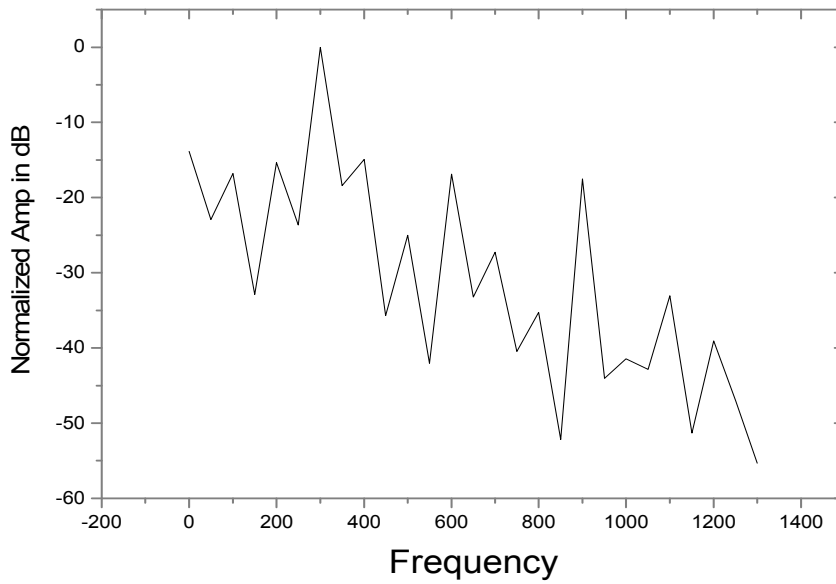
Fig. 9 summarizes torque results for three different power angles  $\delta$ . Results clearly demonstrate that the torque ripple reflects basic machine design characteristics e.g. number of stator slots per pole, magnet position and formation, so as to allow for its parameterization and convenient integration on a real time microprocessor-based control system. An increasing declination of the torque average value can be noticed as motor load increases owing to mutual interaction between rotor and stator fields.

The resulting torque ripple can be superimposed to the torque command of an optimized performance control algorithm so as to reduce output torque harmonics.





(a)



(b)

Fig. 8 No load condition. (a) Output torque (b) FFT analysis

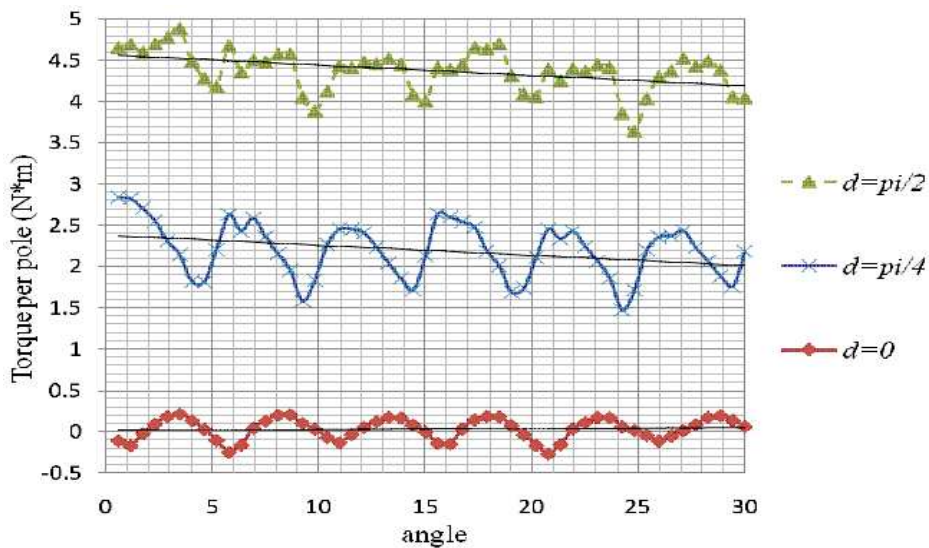


Fig. 9 Torque ripple for 30 degrees of rotor displacement under various power angles.

**Implementation on a control algorithm.** The machine's torque profile is integrated on a control algorithm as shown in Fig. 10 in order to evaluate its effectiveness in reducing the harmonic component of the output torque. The controller used accepts a speed command as its primary input. This is compared to the machine's actual speed and the result is passed through PI controller which outputs a torque command. Depending on the machine's loading conditions and rotor position, a torque signal, such as the ones depicted in Fig. 9, is then superimposed to the PI controller's output and a final torque command is exported. The latter is fed in a vector control algorithm operating on a maximum torque per ampere logic, controlling a three phase inverter and ultimately the PMSM.

On a first stage the controller is operated without the injection of the torque ripple and the results are shown in Fig. 11. The 330Hz dominant harmonic resulting from the stator geometry is apparent and rises to 0.16 compared to the base value corresponding to the DC torque component. On a second stage the torque ripple deriving from the coupled model analysis is superimposed to the torque command. The results are shown in Fig. 12.

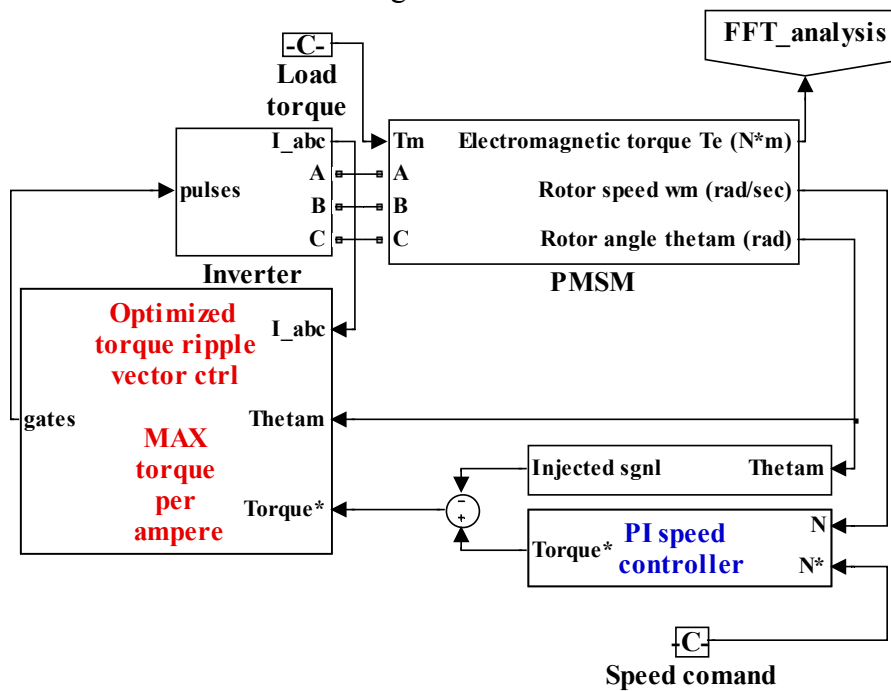


Fig. 10 Block diagram of the controller used to evaluate the model's effectiveness

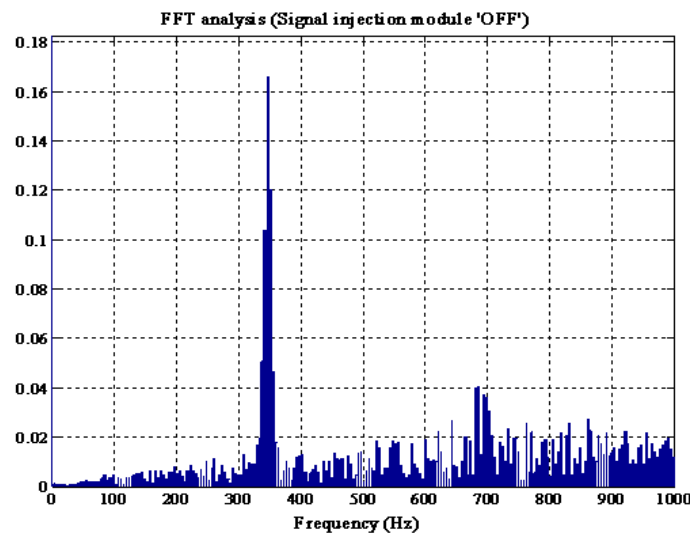


Fig. 11 FFT analysis of the output torque without signal injection

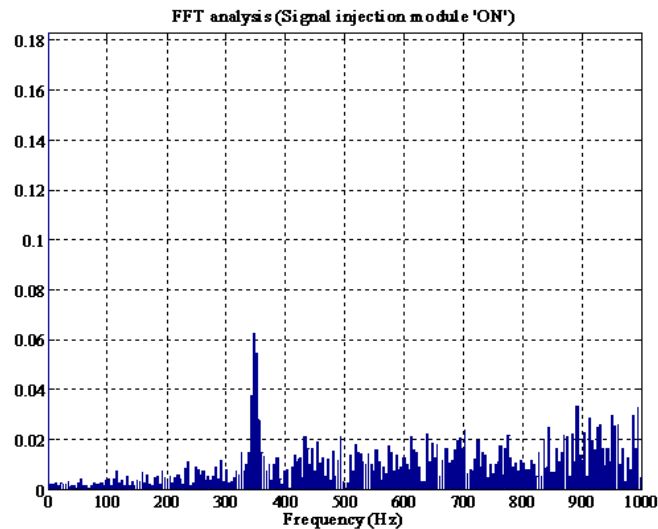


Fig. 12 FFT analysis of the output torque with signal injection

In this case the 330Hz dominant harmonic is reduced to 0.06 marking a 62.5% decrease. It is made clear that the injection of the torque ripple on the controller's torque command is favorable a propos to the reduction of the machine's torque harmonic component.

## Conclusion

A coupled field and circuit model for PMSM has been introduced. The model achieves an accurate representation of the machine's torque ripple under various loading conditions by combining precise FEM modelling on one hand and circuit analysis based on real-time data collected from an actual PMSM prototype on the other. The resulting data is then parameterized and used for cancelling the remaining torque ripple from the machine design stage through a convenient controller. The proposed methodology has been validated through a simulation model and the results demonstrated significant improvement of the machine's torque harmonic spectrum.

## Acknowledgment

The authors would like to thank the National Technical University of Athens Basic Research Support Program 2007 "PEBE 2007" for supporting this work.

## References

- [1] N. Bianchi and S. Bolognana, "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no.5, pp. 1259-1265, Sep. Oct. 2002.
- [2] Kioumars, M. Moallem and B. Fahimi, "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 11, pp 3706-3711, 2006.
- [3] Lixin Tang, Limin Zhong, Yuwen Hu, "A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, no. 2, pp. 346-354, March 2004.
- [4] Bhim Singh, Pradeep Jain, A.P. Mittal, J.R.P. Gupta, "Torque Ripples Minimization of DTC IPMSM Drive for the EV Propulsion System using a Neural Network", *Journal of power electronics*, Vol. 8, no.1, January 2008.
- [5] Se-Kyo Chung, Hyun-Soo Kim, Chang-Gyun Kim, Myung-Joong Youn, "A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct-drive applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, no. 3, pp. 388-400, May 1998.

# Dynamic Finite Element Hysteresis Model for Iron Loss Calculation in Non-Oriented Grain Iron Laminations Under PWM Excitation

Charalampos Patsios, Evangelos Tsampouris, Minos Beniakar, Panagiotis Rovolis, and Antonios G. Kladas

Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, GR-15780 Athens, Greece

This paper introduces a dynamic finite element model for calculating iron loss in ferromagnetic non-oriented grain laminations under pulse-width modulation (PWM) excitation. The proposed methodology accounts for static hysteresis, classical eddy currents and anomalous losses and has been validated by measurements in Epstein device in different cases of PWM voltage waveforms. The model is based on a particular 2-D finite-element technique by using standard static iron lamination characteristics and offers sufficient accuracy in all studied cases.

**Index Terms**—Epstein frame, finite-element methods (FEMs), iron losses, non-oriented grain iron laminations, pulse-width modulation (PWM) techniques.

## I. INTRODUCTION

NON-SINUSOIDAL excitation of electromagnetic devices is nowadays a common practice due to the extended use of power electronics [1]. As traditional iron loss calculations and modeling fail to properly predict dynamic phenomena, a more sophisticated approach is required [2], [3]. Such an approach should account for local variations of BH response due to the different forms of excitation used [4], [5]. Cases of losses due to low order harmonics [6], [7] as well as pulse-width modulation (PWM) excitation waveforms constitute the subject of important research analysis both under unidirectional (scalar hysteresis) [8], [9] and rotational field variation (vector hysteresis) [10]–[14].

In this paper a particular finite-element methodology for iron losses evaluation in iron laminations under unidirectional field variation is introduced. The proposed method extends the possibilities of previously presented techniques concerning one dimensional geometries [5] to 2-D topologies enabling to represent more realistically Epstein devices for lamination iron losses measurements [7]. Both dynamic and excess losses are taken into consideration enabling to represent arbitrary time variations of the field inside the laminations.

## II. DYNAMIC HYSTERESIS MODEL

Various models that take into account the dynamic ferromagnetic material response under non-sinusoidal excitation have been proposed [1]–[4]. More effective representation can be provided by magnetic field models based on iron losses consideration in laminations by partitioning them into three main components [15]: static hysteresis, eddy current, and anomalous losses, respectively. The proposed methodology involves magnetic field analysis by adopting such a partitioning and introduces a particular technique for considering anomalous iron losses described in detail hereafter.

Manuscript received June 04, 2010; accepted August 23, 2010. Date of current version April 22, 2011. Corresponding author: A. G. Kladas (e-mail: kladasel@central.ntua.gr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2010.2073690

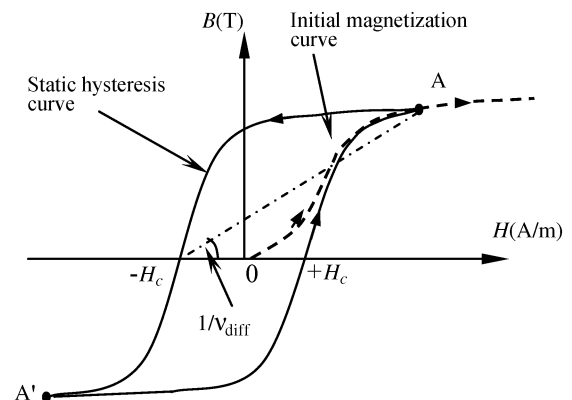


Fig. 1. Static hysteresis curve, initial magnetization curve and definitions of the coercive force  $H_c$ , and the differential relativity  $\nu_{\text{diff}}$ .

### A. Magnetic Field Partitioning

The magnetic field involved in dynamic hysteresis loops observed in ferromagnetic materials can be partitioned as follows [5]:

$$H = H_c + \nu_{\text{diff}}B + H_\alpha \quad (1)$$

where  $H$  is the applied magnetic field strength,  $H_c$  is the coercive force,  $\nu_{\text{diff}}$  the differential relativity,  $B$  the magnetic flux density, and  $H_\alpha$  an additional source magnetic field strength term representing the domain wall motion. The first two terms in relation (1) are associated with the static hysteresis curve, corresponding to very slow field variations that in practice can be assimilated to 50 Hz frequency, as shown in Fig. 1. In counterparts, the third term  $H_\alpha$  represents the dynamic hysteresis effects associated with the anomalous iron losses [5], reflecting the time lag of the flux density  $B$  behind the applied field  $H$  and can be appropriately approximated by the square root of the time rate of change of the local flux density, as follows:

$$H_\alpha = \sqrt{\frac{\partial B}{\partial t}}. \quad (2)$$

### B. Governing Equations in 2-D Geometries

The magnetostatic field analysis in cases of 2-D geometries, by adopting a Cartesian coordinate system, can be based on the following form of Poisson equation expressed in terms of

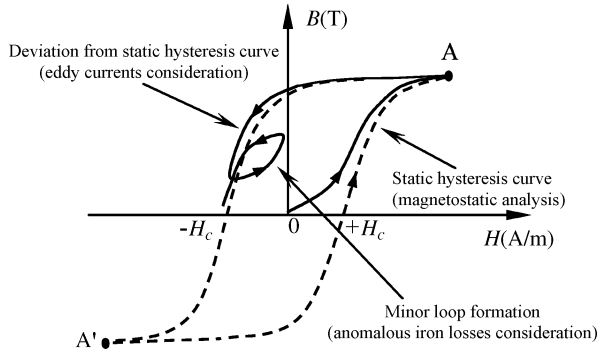


Fig. 2. Static hysteresis curve and dynamic hysteresis curve as well as minor loop representation.

TABLE I  
VALUES OF PARAMETERS FOR DIFFERENT REVERSAL BH CURVES

| Curve No | $e$  | $c$  | $\tau$ | $\alpha$ |
|----------|------|------|--------|----------|
| 1        | 1e-4 | 3e-3 | 50000  | 10       |
| 2        | 1e-4 | 3e-3 | 52000  | 12       |
| 3        | 1e-4 | 3e-3 | 54000  | 14       |
| 4        | 1e-4 | 3e-3 | 56000  | 16       |

the only existing component along  $z$ -direction of the magnetic vector potential  $A$ :

$$\nabla \times (v_{\text{diff}} \nabla \times A) = \nabla \times (-H_c). \quad (3)$$

A magnetostatic analysis based on (3) can provide acceptable accuracy for typical iron laminations of 0.5 mm width in cases of sinusoidal magnetic field time variations at the frequency of 50 Hz. However, in cases of important higher frequency content, eddy currents have to be explicitly considered by using a magnetodynamic analysis, that is why the following form of diffusion equation has been adopted

$$\nabla \times (v_{\text{diff}} \nabla \times A) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = \nabla \times (-H_c - H_\alpha) \quad (4)$$

where  $\sigma$  is the electric conductivity.

In (4) the term involving the vector potential time derivative accounts for eddy currents developed macroscopically at the level of laminations while the term involving  $H_\alpha$  represents the domain wall motion (microscopic eddy currents) and is evaluated by relation (2). The effects of these terms involve respective deviations from the static hysteresis curve, illustrated in Fig. 2. The static hysteresis curves are approximated by the reluctivity expressed by relation (5), exhibiting very good convergence characteristics, which can be used for 50 Hz sinusoidal excitation [16]. The major BH curve corresponds to the parameters given for curve 1 in Table I while the set of three reversals shown in Fig. 3 correspond to the parameters for curves 2, 3, and 4 in the same table, respectively

$$v(B) = v_0 \left[ e + (c - e) \frac{H^{2a}}{H^{2a} + \tau} \right] \quad (5)$$

where  $e$  denotes the relative initial reluctivity,  $c$  the relative final reluctivity, while  $\alpha$  and  $\tau$  tune the curvature of transition from the initial to the final reluctivity value.

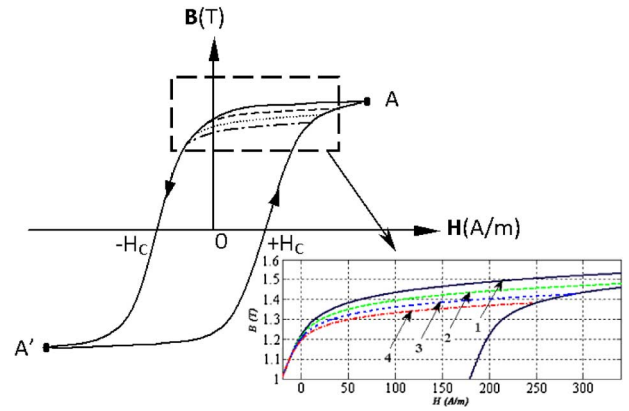


Fig. 3. Static hysteresis curve representation and four reversal BH curves corresponding to reluctivity variations described by (5) with the parameters given in Table I.

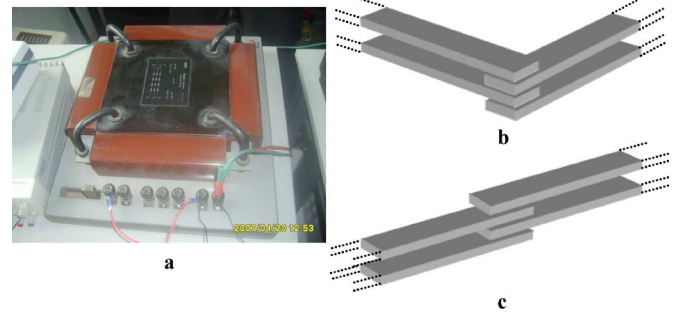


Fig. 4. Epstein device and iron laminations configuration. a: Epstein device used. b: Laminations configuration in the device. c: 2-D representation of laminations configuration.

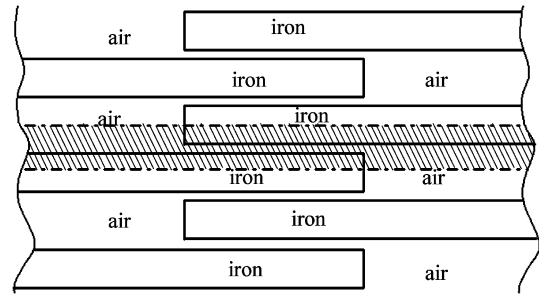


Fig. 5. Solution domain adopted for the 2-D representation of the Epstein device.

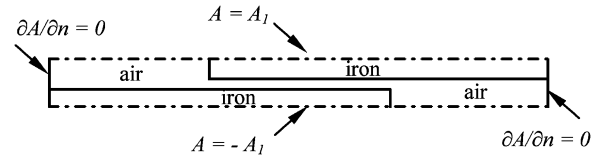


Fig. 6. Boundary conditions imposed on the solution domain boundaries.

### C. 2-D Finite-Element Model for the Epstein Device

The Epstein device can be sufficiently well represented in a 2-D geometry by exploiting the existing symmetries and modelling half width of the iron laminations involved, as shown in Figs. 4 and 5. Moreover, appropriate Dirichlet conditions of constant vector potential difference across the upper and lower boundaries and natural Neumann conditions on the lateral boundaries are imposed, illustrated in Fig. 6.

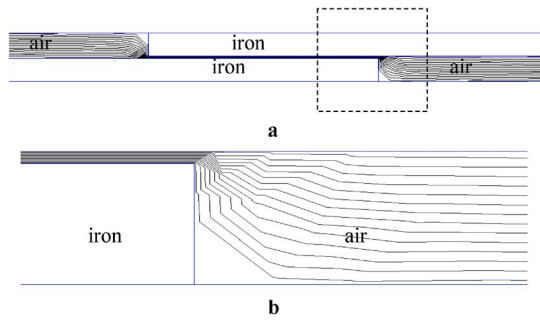


Fig. 7. Distribution of the source vector potential  $A_c$  corresponding to the coercive force term  $H_c$ . a: Solution domain. b: Detail in the region near the lamination edge.

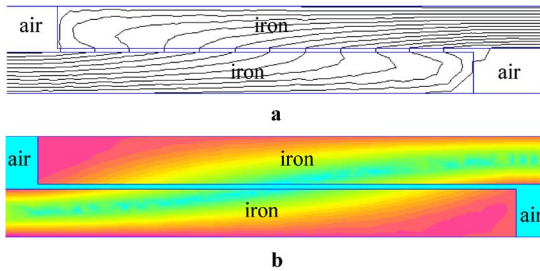


Fig. 8. Simulation results of FEM analysis in iron laminations in case of square wave supply. a: Distribution of flux density. b: Distribution of eddy currents.

#### D. Evaluation of the Newly Defined Source Terms

The evaluation of the coercive force  $H_c$  distribution in the solution domain corresponding to a major static hysteresis loop is obtained by solving a fictitious magnetostatic problem considering negligible permeability in the iron parts and the usual  $\mu_0$  value in the air regions. In practice a permeability one thousand times less than  $\mu_0$  has been implemented in iron laminations, in order to produce  $H_c$  without  $B$  in these regions.

In this way the respective vector potential  $A_c$  distribution can be obtained involving no contribution in flux density values in iron laminations. Such a distribution in the solution domain and in a detail near the lamination edge is shown in Fig. 7(a) and (b), respectively. Moreover, the term  $H_\alpha$  corresponding to anomalous losses is determined through a similar distribution, which is based on time derivative of the flux in the laminations. As (2) is solved by using time stepping techniques, it is easy to evaluate such a time derivative by using first-order approximation.

The novelty of our methodology relies on the numerical evaluation of these particular terms in case of 2-D geometries.

### III. RESULTS AND DISCUSSION

The model developed has been implemented in predicting dynamic hysteresis loops and iron losses in 0.5 mm thick, non-oriented grain electrical steel laminations. The simulated results have been validated by measurements in an Epstein device.

Fig. 8(a) and (b) show the simulated field distribution and eddy current distribution respectively, in the laminations under square wave excitation of 50 Hz fundamental frequency. These figures illustrate the eddy current concentration in the edges of laminations. The measured hysteresis loop under square wave excitation at 50 Hz fundamental frequency is compared to the one measured under sinusoidal excitation in Fig. 9. It may be

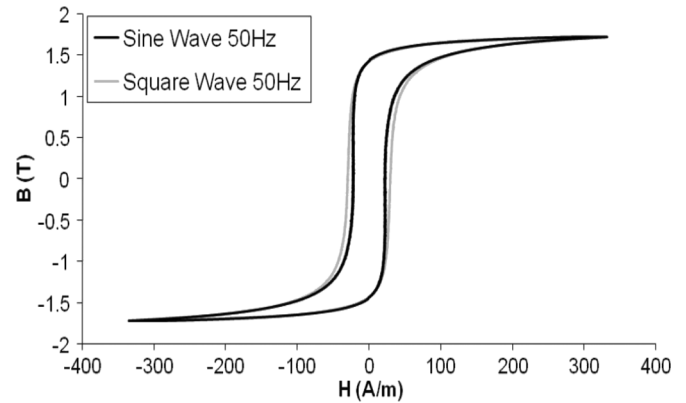


Fig. 9. Comparison of measured hysteresis loop under sinusoidal excitation to the one obtained for square wave excitation at 50 Hz fundamental frequency.

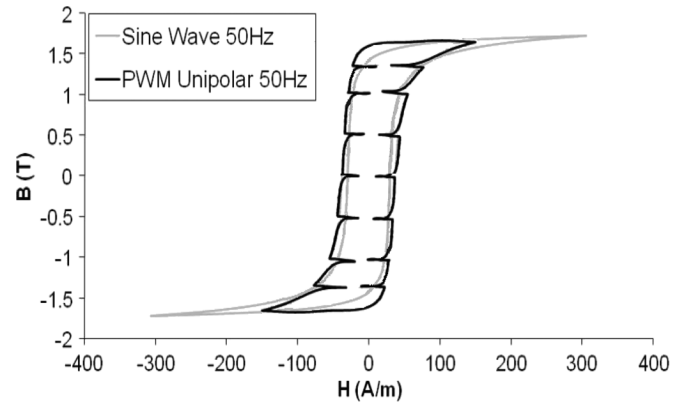


Fig. 10. Comparison of simulated hysteresis loop under sinusoidal excitation to the one obtained by PWM excitation at 50 Hz fundamental frequency and 500 Hz switching frequency.

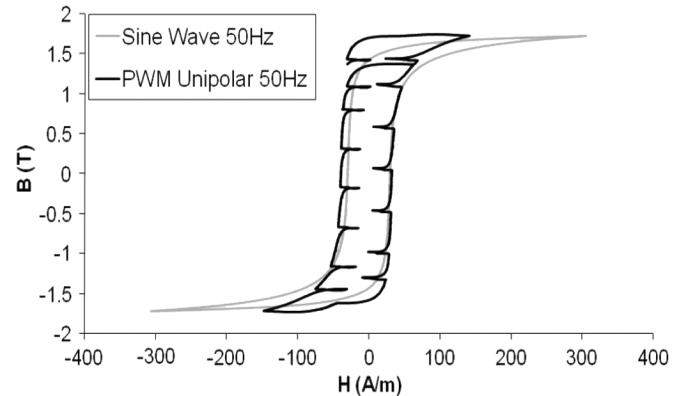


Fig. 11. Comparison of measured hysteresis loop under sinusoidal excitation to the one obtained by PWM excitation at 50 Hz fundamental frequency and 500 Hz switching frequency.

noted the relatively enlarged hysteresis loop area in the case of square wave excitation. Fig. 10 compares the simulated hysteresis loop under sinusoidal excitation to the one obtained by PWM excitation at 50 Hz fundamental frequency and 500 Hz switching frequency. The same results measured in the Epstein device are compared in Fig. 11.

These figures illustrate the good agreement between simulated and measured hysteresis loops. The relatively dissymmetrical configuration of the measured hysteresis loop under PWM excitation observed in Fig. 11 can be explained by the supply waveform deviations.



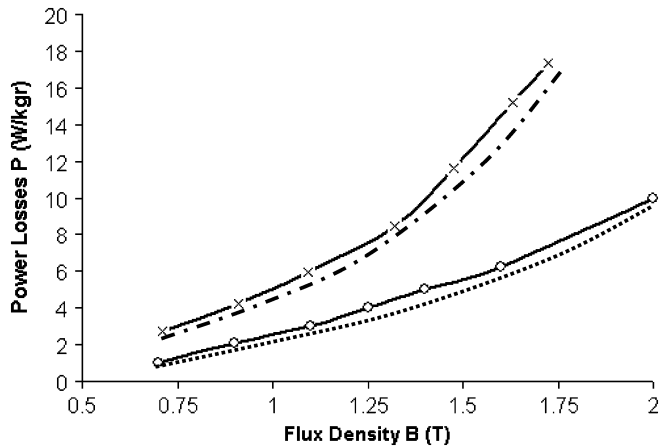


Fig. 12. Comparison of measured and simulated iron losses in non-oriented grain iron laminations of 0.5 mm width for fundamental frequency of 50 Hz.  $x$ --- $x$ : measured under PWM excitation at switching frequency of 5 kHz. -.-.-: simulated under PWM excitation at switching frequency of 5 kHz.  $o$ --- $o$ : measured under sinusoidal excitation. -----: simulated under sinusoidal excitation.

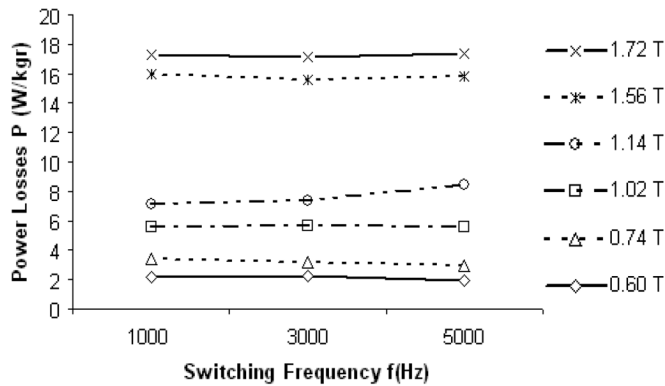


Fig. 13. Measured iron losses, for non-oriented grain laminations under PWM excitation at fundamental frequency of 50 Hz and different switching frequencies and flux densities.

The simulated and measured iron losses with flux density for both sinusoidal and PWM excitation at fundamental frequency of 50 Hz and switching frequency of 5 kHz in non-oriented grain laminations of width 0.5 mm are compared in Fig. 12. A good agreement between the simulated and measured losses values can be noted in all cases. Moreover, this figure shows that the PWM excitation case involves an important iron loss increase in all flux density levels.

Fig. 13 shows the variation of losses versus switching frequency, with the peak value of the first harmonic flux density as parameter, keeping constant the fundamental output frequency at 50 Hz as well as the modulation index, in non-oriented iron laminations. In Fig. 13 it may be noted that iron losses are practically independent on the switching frequency, at least up to the 5 kHz case considered.

#### IV. CONCLUSION

A methodology for simulation of hysteresis loops and respective iron losses in non-oriented grain ferromagnetic laminations under PWM excitation has been introduced. It is based

on a novel formulation involving two dimensional finite element analysis for the simulation of Epstein device accounting for static hysteresis, eddy current and anomalous losses. Such a representation is necessary in order to consider lamination overlapping existing in the magnetic circuits of many devices. The method has been validated by measurements while loss variations with switching frequency and supply type have been compared. It was shown that iron losses are not practically affected by switching frequency under PWM supply while they are importantly greater when compared to the ones resulting under sinusoidal excitation for the same fundamental frequency and flux density level.

#### REFERENCES

- [1] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 2, pp. 981–989, Apr. 2006.
- [2] J. V. Leite, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, and J. P. A. Bastos, "A new anisotropic vector hysteresis model based on stop hysterons," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1500–1503, May 2005.
- [3] P. Burrascano, E. Cardelli, E. Della Torre, G. Drisaldi, A. Faba, M. Ricci, and A. Pirani, "Numerical identification procedure for a phenomenological vector hysteresis model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1166–1169, Mar. 2009.
- [4] Z. Cheng, N. Takahashi, B. Forghani, G. Gilbert, J. Zhang, L. Liu, Y. Fan, X. Zhang, Y. Du, J. Wang, and C. Jiao, "Analysis and measurements of iron loss and flux inside silicon steel laminations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1222–1225, Mar. 2009.
- [5] P. J. Leonard, P. Marketos, A. J. Moses, and M. Lu, "Iron losses under PWM excitation using a dynamic hysteresis model and finite elements," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 907–910, Apr. 2006.
- [6] H. Nam, K. H. Ha, J. J. Lee, J. P. Hong, and G. H. Kang, "A study on iron loss analysis method considering the harmonics of the flux density waveform using iron loss curves tested on Epstein samples," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1472–1475, May 2003.
- [7] P. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, "Numerical and experimental analysis of iron core losses under various frequencies," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1206–1209, Mar. 2009.
- [8] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "About the possibility of defining a standard method for iron loss measurement in soft magnetic materials with inverter supply," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1283–1288, Sep.–Oct. 1997.
- [9] Z. Gmyrek, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Iron loss prediction with PWM supply using low- and high-frequency measurements: Analysis and results comparison," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1722–1728, Apr. 2008.
- [10] R. Kaczmarek, M. Amar, and F. Protat, "Iron loss under PWM voltage supply on Epstein frame and in induction motor core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 1, pp. 189–194, Jan. 1996.
- [11] C. Cester, A. Kedous-Lebouc, and B. Cornut, "Iron loss under practical working conditions of a PWM powered induction motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 5, pp. 3766–3768, Sep. 1997.
- [12] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [13] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [14] M. Enokizono, "Vector magnetic property and magnetic characteristic analysis by vector magneto-hysteretic E&S model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1148–1153, Mar. 2009.
- [15] S. Zirka, Y. Moroz, P. Marketos, and A. Moses, "Dynamic hysteresis modeling," *Phys.-B*, vol. 343, no. 1–4, pp. 90–95, 2004.
- [16] N. Burais, "Iron losses calculation in non-oriented steel plate," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17, no. 6, pp. 2577–2579, Nov. 1981.

# A Hybrid Maximum Power Point Tracking System for Grid-Connected Variable Speed Wind-Generators

Ch. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas

NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY OF ATHENS

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics,  
9 Iroon Polytechniou st., 15773 Zografou, Athens, Greece, Tel.: +30-210-772 2336, Fax: +30-210-772 2336

Corresponding author: Ch. Patsios, Email: hpatsios@central.ntua.gr

**Abstract**— In this paper a maximum power point tracking (MPPT) control system for wind-generator (WG) power applications is presented. The power electronics part consists of a boost DC/DC converter, a DC/AC three phase inverter and two control units: one controlling the boost converter ensuring the MPPT process and one controlling the inverter enabling the grid-connection and power flows control. The presented MPPT controller combines the benefits of two of the most commonly applied trends in the MPPT processes namely: The tracking method based on the optimum power versus speed characteristic and the perturbation and observation (P&O) of the output power method. Simulation and experimental results illustrate that the proposed hybrid control system can cope efficiently with difficulties arising from the separate use of the aforementioned techniques i.e. problems of detuning due to parameter changes or miscalculations encountered in the fixed optimum power characteristic tracking process, and P&O method deficiencies in rapid wind changes or fault recovery. The proposed method is evaluated by using a 2.5 kW experimental prototype.

## I. INTRODUCTION

Following European and worldwide guidelines concerning environmental issues, renewable energy sources are gaining increased interest in the energy market. Wind generators (WGs) have a lower installation cost compared to photovoltaics thus representing a significantly larger portion of the currently installed electrical power from renewables. Subsequently, WGs today constitute a favored renewable energy application both from investment and research aspects.

Harnessing the maximum available wind power represents an issue of significant importance regarding WGs. A propos to that, it has been shown that variable-speed (VS) configurations generate more total annual energy at any wind speed than constant speed configurations [1]-[2]. In VS configurations the WG's rotating speed is changed guiding the aerodynamic system to operate at the maximum power point (MPP) for every wind speed. The latter can nowadays be performed with the use of power converters due to recent advances in power electronics and reduction of their overall cost. Following a review of up-to-date bibliography reveals that existing MPP tracking (MPPT) methods can be classified in two main categories: Those that are based on tracking the WG's optimum power versus speed characteristic

(Fig. 1a) [2]-[4],[9] and those that use constant perturbation and observation (P&O) of the WG's output power (Fig. 2a) [5]-[8]. Separate use of either of the two above mentioned control strategies may present several difficulties under specific conditions as will be discussed later. In this paper a control system combining a pre-calculated characteristic on one hand and power P&O on the other is described.

## II. SYSTEM OVERVIEW

The wind power captured by the wind turbine can be expressed as:

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

where  $\rho$  is the air density,  $A = \pi R^2$  is the area covered by the blades' rotation,  $C_p(\lambda, \theta)$  the wind turbine's power coefficient,  $R$  the blade radius,  $\theta$  is the blade pitch angle and  $V_w$  the wind speed.  $\lambda$  is the tip speed ratio:

$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (2)$$

where  $\Omega$  is the rotational speed. It can be shown that for each wind speed, there exists an optimum tip speed ratio  $\lambda_{opt}$  that maximizes  $C_p$  and consequently from (1),  $P_m$ . Combining (1) and (2) for  $\lambda_{opt}$  yields:

$$P_{m,max} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^3 \quad (3)$$

The system of Fig. 1a uses an optimum power versus speed characteristic stored in a microcontroller memory. The rotating speed is measured and the desired power is determined. The latter is compared to the actual power and the error is fed to a system controlling a power converter and ultimately the WG's output power. Similar controllers [9] use speed commands.

Fig. 1b shows output power versus rotating speed characteristics of a wind turbine for different wind speeds while the dotted line shows the maximum power points for different values of  $\Omega$  and  $V_w$ . An optimum torque versus rotating speed curve can also be established as shown in Fig. 2c that corresponds to the maximum power curve of Fig. 2b [5], [12].

On the other hand, the system of Fig. 2a uses constant perturbations of the output power, based on power measurements of previous states in order to perform the



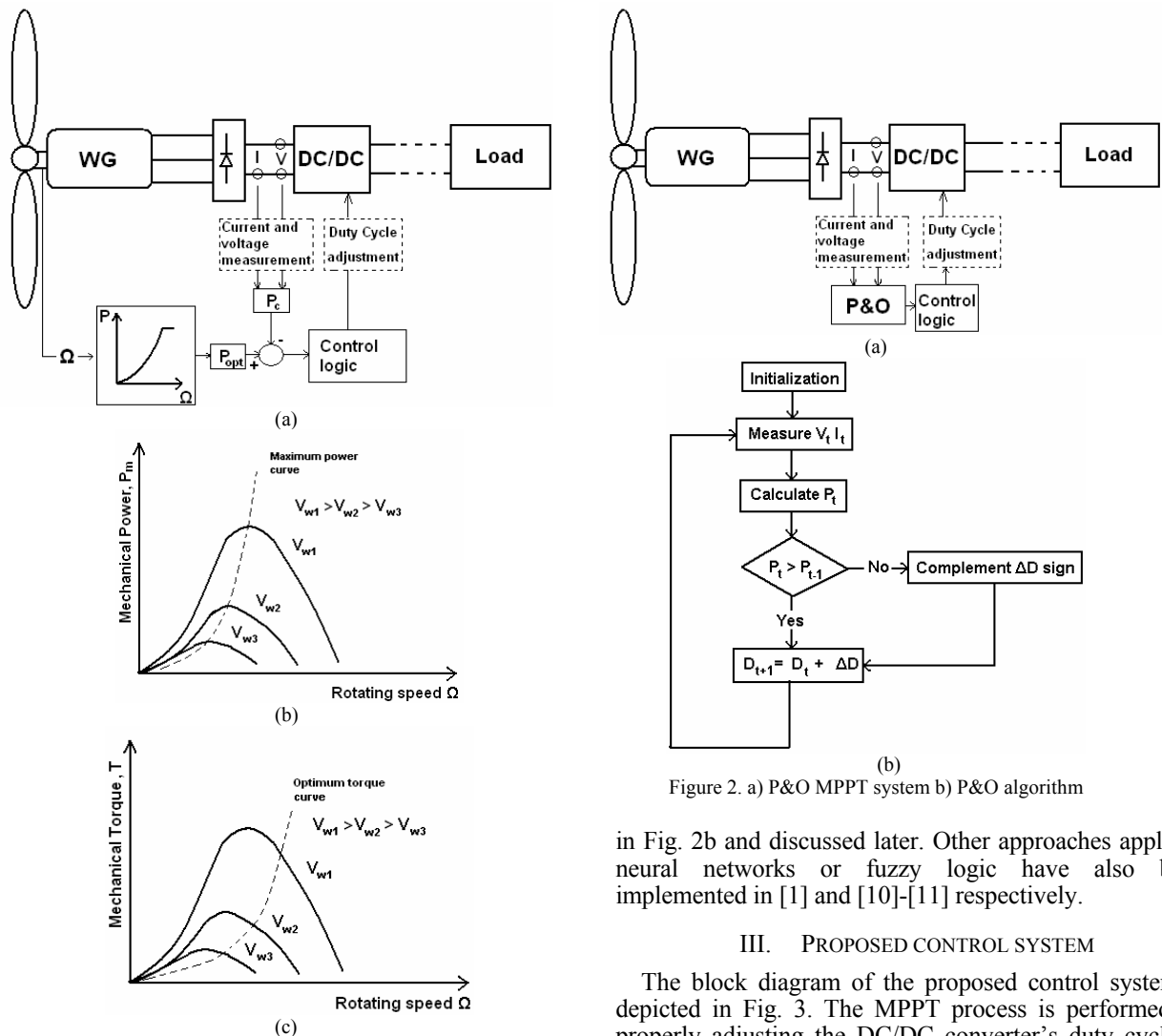


Figure 2. a) P&O MPPT system b) P&O algorithm

Figure 1. a) MPPT controller using an optimum power versus speed characteristic b) Wind turbine  $P-\Omega$  characteristics and maximum power curve different wind speeds (c) Wind turbine  $T-\Omega$  characteristics and optimum torque curve for different wind speeds.

MPPT process. A version of the P&O algorithm is shown

in Fig. 2b and discussed later. Other approaches applying neural networks or fuzzy logic have also been implemented in [1] and [10]-[11] respectively.

### III. PROPOSED CONTROL SYSTEM

The block diagram of the proposed control system is depicted in Fig. 3. The MPPT process is performed by properly adjusting the DC/DC converter's duty cycle  $D$  and thus the WG's output power. The system measures the generator's rotating speed and calculates the optimum torque  $T_{opt}$  i.e. the torque that maximizes the WG's output power according to Fig. 1c. Actual torque  $T_t$  is also calculated. For a small error between the above, the

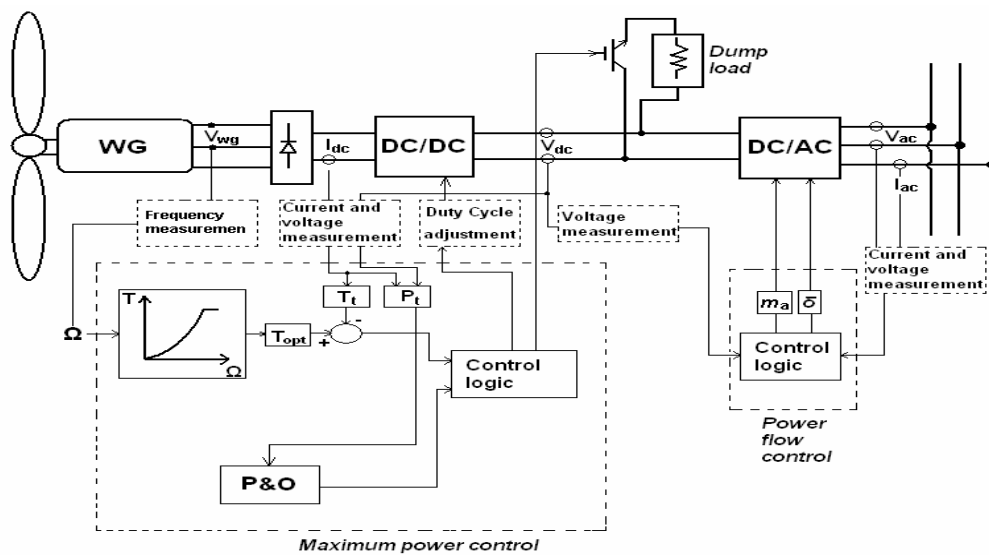


Figure 3. Block diagram of the proposed hybrid system

system performs a P&O process, based on the calculation of actual power  $P_t$ , overlooking the use of the optimum  $T - \Omega$  characteristic. However, if the difference between the  $T_t$  and  $T_{opt}$  exceeds a certain limit the duty cycle is commanded according to the optimum characteristic. In other words, the system tracks the MPP accurately through a P&O process, while in the same time it uses the predefined  $T - \Omega$  characteristic for self-adjustment in case the P&O algorithm is thrown off due to heavy disturbances such as sudden wind speed changes or improper initialization.

A detailed diagram of the proposed system is shown in Fig. 4. For the prototype set-up a DC motor is used to emulate the wind turbine and rotate a 2.5kW Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). The generator's output voltage of 400 V<sub>p-p</sub> nominal value is rectified through a three phase full bridge rectifier rated at 1200V and 30A. The rectifier's output is fed as input on a boost DC/DC converter. Inductance  $L_{boost}$  is not directly implemented but rather the inductance of each of the generator's phases of 17.3mH each, was proven to be adequate for this purpose.  $S1$  is an IGBT rated at 1200V 35A and diode  $D1$  is rated at 1200V 16A with a reverse recovery time  $t_{rr} = 30ns$ . Capacitance  $C_{out}$  totals 470 $\mu$ F. The boost converter outputs a 600V dc voltage which is fed to a three phase inverter ensuring the grid connection of the system and handling both active and reactive power flows. The inverter operates in standard voltage control SPWM mode using IGBTs rated at 1200V 15A. The inverter's controller adjusts the amplitude modulation ratio  $m_a$  and the power angle  $\delta$  for ensuring the appropriate reactive and active power flows control respectively, while on the same time the control algorithm insures that the 600V dc voltage in the inverter's input is kept constant. Filter inductances,  $L_f$ , of 15.2mH for each phase are used between the inverter's output and the grid. A dump load of 250 $\Omega$  is also considered in order to protect against overvoltages at the dc bus.  $S2$  is an IGBT rated at 1200V 35A.

The boost converter and the dump load are controlled through a PIC18F452 microcontroller implementing the

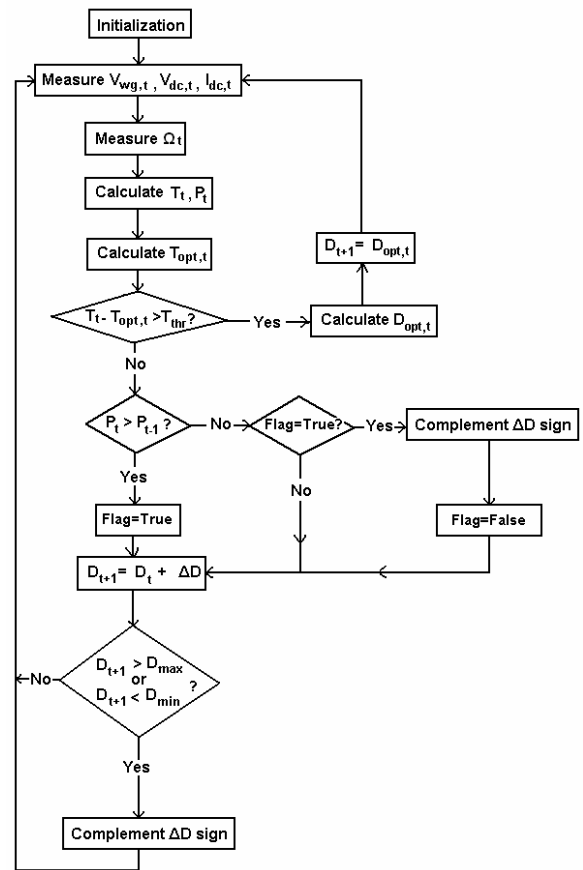


Figure 5. MPPT process algorithm

MPPT process while a DSPIC30F4011 is used to control the inverter and handle grid connection and power transfer. The microcontrollers communicate through a Serial Peripheral Interface (SPI). If not otherwise commanded, the system transfers all active power available from the aerodynamic part of the WG to the grid keeping the reactive power minimal.

The control process algorithm for the MPPT is shown in Fig. 5. After initialization voltages  $V_{wg}$ ,  $V_{dc}$  and current

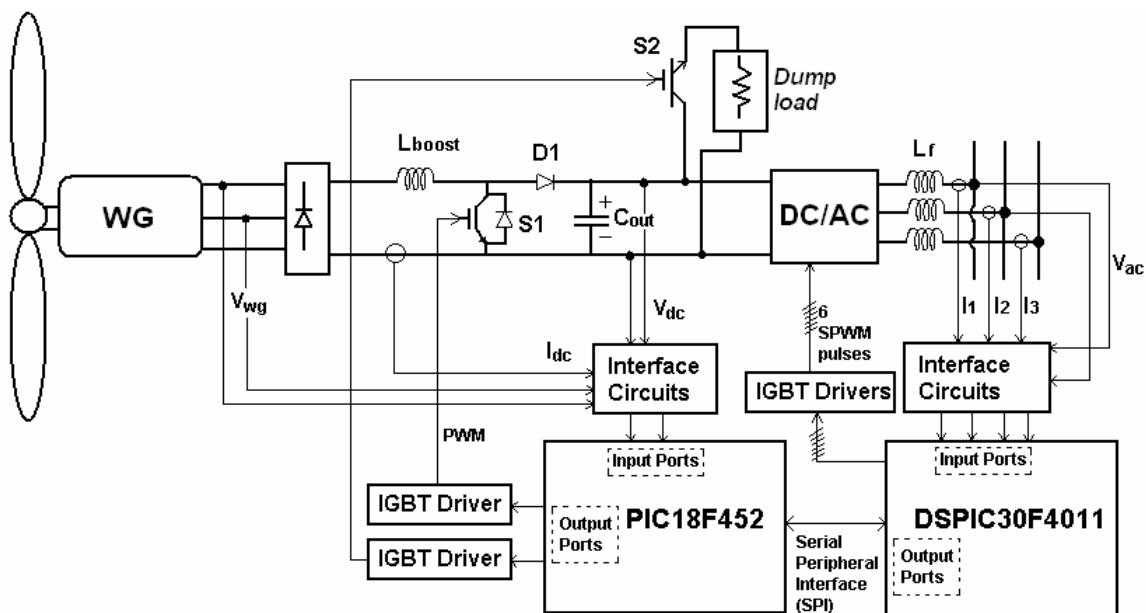


Figure 4. Detailed diagram of the proposed hybrid system

$I_{dc}$  are measured and rotating speed  $\Omega_r$ , actual output power  $P_b$ , actual torque  $T_t$  and optimum torque  $T_{opt,t}$  are calculated. The error between  $T_t$  and  $T_{opt,t}$  is compared to a threshold  $T_{thr}$ . If  $T_{thr}$  is exceeded the boost converter's duty cycle is adjusted to the optimum value defined by the  $T - \Omega$  characteristic. If not then the system performs a P&O process. The actual output power  $P_t$  is compared to the previous value  $P_{t-1}$ . If  $P_t$  is greater than  $P_{t-1}$ , then the sign of  $\Delta D$  is unchanged, an observation flag is set to "True",  $\Delta D$  is added to  $D_t$  and the process is repeated. Otherwise the flag is checked. If "True" than the sign of  $\Delta D$  is changed, the flag is set to "False" and the process continues. In each case if maximum or minimum values of  $D$ ,  $D_{max}$  and  $D_{min}$  respectively, are exceeded the sign of  $\Delta D$  is also complemented. The P&O process resembles the one of Fig. 2b as implemented in [5] stating that in order to achieve MPP the duty cycle is changed towards a specific course (increase or decrease) until actual power decreases and the course is reversed.

Compared to the algorithm presented in [5] the authors have added a flag that prevents  $\Delta D$  from changing sign before the output power actually increases. The authors have observed that the algorithm described in [5] may indeed change the sign of  $\Delta D$  as a result of a recorded power decrease, however, when the P&O process is rapidly repeated and due to the relatively slow dynamic response of the system, the effect of this change may fail to yield a power increase, consequently the sign of  $\Delta D$  is erroneously re-complemented on the next cycle and the system is disorientated. Due to the flag's presence the above defect is neutralized in the proposed algorithm. If the system, however, strays significantly from the predefined optimum torque as a result of certain events such as sudden wind speed changes or improper initialization, the control loop is switched from the P&O process to the optimum characteristic logic until  $T_{thr}$  isn't exceeded and the control loop is switched back.

#### IV. RESULTS AND DISCUSSION

As a first step the control system based on the optimum steady state characteristic, the P&O system as well as the proposed hybrid system are simulated separately. Then the control systems are tested on the prototype set-up described in the previous paragraph. Fig. 7 exhibits the WG's output power  $P_g$ , both simulated and experimental, for the aforementioned systems for a specific measured wind time variation shown in Fig. 6. The maximum wind power,  $P_{m,max}$ , captured by the turbine is also displayed in Fig. 7a as a reference. As shown in Fig. 7a, the system based on the optimum steady state characteristic produces almost the maximum power available and can cope efficiently with the considered wind variation having displayed almost identical results both in simulations as in practice. The experimental average value of generated power,  $P_g$ , is measured at 515W, very close to the average  $P_{m,max}$  which is 528W. However, a major drawback of the system is its dependence on a pre-defined characteristic that may result in considerable detuning of the latter due to changes by aging [5] or possible miscalculations in the optimum characteristic.

Fig. 7b shows the results for the previous control system when a deviation from the optimum characteristic is applied. The average  $P_g$  is reduced to 380W. The P&O system doesn't suffer from this drawback. On the other hand, the choice of the  $\Delta D$  step in the P&O algorithm is

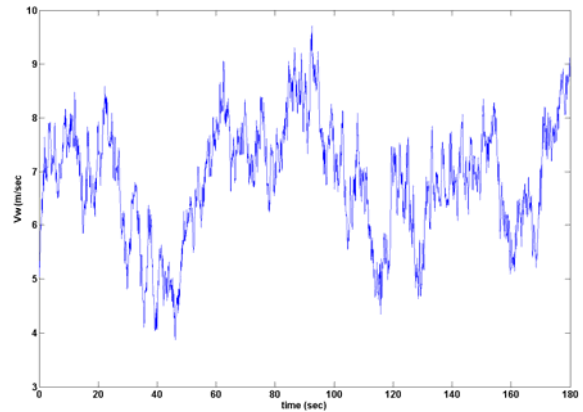


Figure 6. Measured wind time variation

crucial. A small step means a more accurate but slower system, while a large step means a faster but less accurate response. Furthermore initialization parameters can highly affect the system's overall performance. As shown in Fig. 7c the P&O system appears to track effectively the MPP for the given time resulting in a measured average  $P_g$  value of 415W which is lower than the optimum system of Fig. 7a but higher than the detuned system of Fig. 7b. Fig. 7d displays the results for the same P&O system save for a difference of initial conditions regarding the boost converter's duty cycle  $D$ . It is evident, especially in the experimental case, that the system cannot track the MPP effectively, for the given wind variation resulting in a measured average  $P_g$  value of 256W.

Furthermore, the results for the proposed hybrid system are shown in Fig. 7e. Initial conditions are the same with those used in the case presented in Fig. 7d for reasons of comparison. The system manages to maintain track of the maximum power point while it can rapidly adapt to sudden wind changes despite the poor initialization. The instances when the control is switched from the P&O method to the control based on the optimum characteristic are also displayed. It is noted that the system uses the optimum characteristic control loop only for self adjustment and only for a slight period of time i.e. 1 - 4 sec. in this case. The system attains an average  $P_g$  value of 400W which is almost as high as the standard P&O system of Fig 7d but having avoided straying from the MPP. The average  $P_g$  is kept at a lower value compared to that of the optimum characteristic based system shown in Fig. 7a but higher than that of the detuned system of Fig. 7b.

#### V. CONCLUSIONS

A hybrid MPPT system for WG grid-connected applications has been proposed. The system combines a P&O algorithm and a controller based on optimum steady state characteristic. Simulation results have demonstrated that the system tracks the MPP accurately and additionally handles large wind perturbations while its level of complexity is kept minimal. An experimental set up has been used to validate the above analysis. The hybrid system exhibits a firm operation, avoids system detuning due to parameter changes or miscalculations in the optimum characteristic while it does not get thrown off in rapid wind changes as a result of improper parameter set-up.

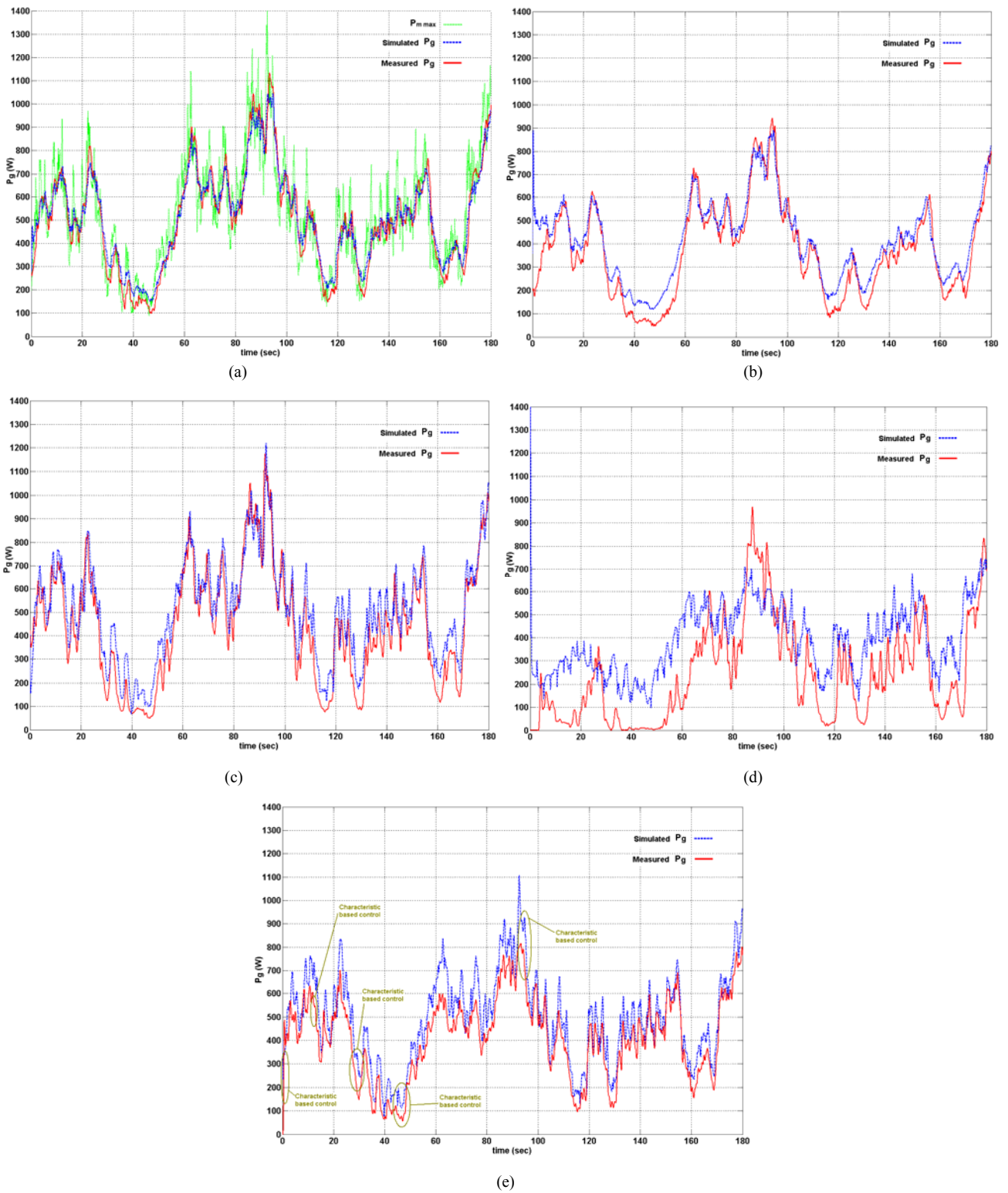


Figure 7. Simulated and measured WG output power,  $P_g$  a) Controller based on optimum steady state characteristic b) Controller based on a detuned steady state characteristic c) P&O controller d) P&O controller in case of improper initialization e) Hybrid controller.

## REFERENCES

- [1] R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, "Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems," *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, pp. 907-915, Nov. 1995.
- [2] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, "Autonomous renewable energy conversion system," *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259-275, Jan. 2000.
- [3] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182-184.
- [4] S. Kim, and E. Kim, "PSCAD/EMTDC – Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [5] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, pp. 486-494, April 2006.
- [7] Y. Chen, Y. Liu, S. Hung, and C. Cheng, "Multi-Input inverter for grid-connected hybrid PV/Wind power system", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, no 3, pp. 1070-1077, May 2007.
- [8] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, "A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator", *IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99*, Hong Kong, July 1999.
- [9] A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, "A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1630-1635, Dec. 1999.
- [10] A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, "Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system," *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 235-245, Jun. 2001.
- [11] R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 1, pp. 57-65, Jan./Feb. 1996.
- [12] T. Nakamura, S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Optimum control of IPMSG for wind generation system" *Power Conversion Conference, 2002, PCC Osaka 2002*, vol.3 p.p. 1435-1440.
- [13] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, *Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> ed., J. Wiley & Sons, 1995.

# An Integrated System for Grid-Connected Variable-Speed Wind Power Applications

Ch. Patsios\*, A. Chaniotis and A. Kladas

NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY OF ATHENS

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics,  
9 Iroon Polytechniou st., 15773 Zografou, Athens, Greece,

\*Tel.: +30-210-772 2336, Fax: +30-210-772 2336 Email: hpatsios@central.ntua.gr

**ABSTRACT:** In this paper an integrated system for grid-connected, variable-speed, wind power applications is presented. The system consists of a salient pole synchronous generator, a boost DC/DC converter acting as a maximum power point tracker (MPPT) for the generator's output power and a DC/AC three phase inverter handling the grid connection. The generator is based on a 2D finite element model for reasons of design optimization. As for the power electronics part, the presented MPPT controller combines the benefits of two of the most commonly applied trends in the MPPT processes namely: The tracking method based on the optimum power versus speed characteristic and the perturbation and observation (P&O) of the output power method. Simulation and experimental results illustrate that the proposed hybrid control system can cope efficiently with difficulties arising from the separate use of the aforementioned techniques. The proposed method is evaluated by using a 3 kW experimental prototype.

**Keywords:** Wind generator (WG), salient pole synchronous generator, variable speed, maximum power point tracking (MPPT).

## I. INTRODUCTION

As a cause of worldwide concern for environmental issues, renewable energy sources are nowadays gaining increased interest in the energy market. Wind generators (WGs) have a lower installation cost compared to photovoltaics thus representing a significantly larger portion of the currently installed electrical power from renewables. Subsequently, WGs today constitute a favored renewable energy application both from investment and research aspects.

Harnessing the maximum available wind power represents an issue of significant importance regarding WGs. A propos to that, it has been shown that variable-speed (VS) configurations generate more total annual energy at any wind speed than constant speed configurations [1]-[2]. In VS configurations the WG's rotating speed is changed guiding the aerodynamic system to operate at the maximum power point (MPP) for every wind speed. The latter can nowadays be performed with the use of power converters due to recent advances in power electronics and reduction of their overall cost.

In this paper, MPPT control is achieved through an algorithm combining the use of a predefined optimum torque versus speed characteristic on one hand and the perturbation and observation (P&O) of the WG's output power on the other. It will be shown that separate use of either of the two above mentioned control strategies may present several difficulties under specific conditions.

The proposed system's modeling is attempted to be as accurate as possible in order to ensure overall actual system efficiency. Following this course, a 2D finite element of the generator is used for parameter evaluation.

## II. CONTROL CHARACTERISTICS OF WGs

The wind power captured by the wind turbine can be expressed as:

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

where  $\rho$  is the air density,  $A = \pi R^2$  is the area covered by the blades' rotation,  $C_p(\lambda, \theta)$  the wind turbine's power coefficient,  $R$  the blade radius,  $\theta$  is the blade pitch angle and  $V_w$  the wind speed.  $\lambda$  is the tip speed ratio:

$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (2)$$

where  $\Omega$  is the rotational speed. It can be shown that for each wind speed, there exists an optimum tip speed ratio  $\lambda_{opt}$  that maximizes  $C_p$  and consequently from (1),  $P_m$ . Combining (1) and (2) for  $\lambda_{opt}$  yields:

$$P_{m, max} = \frac{C_{p, max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^3 \quad (3)$$

Equation (3) denotes that for each wind speed there exists an optimum value of  $\Omega$  and thus  $\lambda$ , which maximizes  $C_p$  and thus the captured wind power. The latter can be shown in Fig. 1 exhibiting  $P$ - $\Omega$  characteristics of a wind turbine. Using the  $P$ - $\Omega$  characteristics, a maximum power curve can be calculated for every wind turbine.

### III. PROPOSED SYSTEM

#### A. Machine Design

Model accuracy is essential for ensuring overall system efficiency. The use of power electronics for electrical load adjustment during the MPPT process occasionally results in the exceeding of the machines nominal currents and causes for short time non-linear phenomena, such as local saturation, to appear. In order to achieve increased accuracy for the introduction of simulation parameters as well as design optimization, a 2D finite element of the generator is used for parameter evaluation.

A first estimation of the generator structure can be obtained by using standard formulae for the machine considered. The preliminary design of main dimensions is performed by means of the following procedure: the magnetic flux per pole is determined by considering the machine's characteristics and the air gap geometry while the appropriate number of turns of the stator windings by applying the flux cutting rule in order to ensure the desired voltage level with respect to the rotor speed; the loading current is then derived by the machine output characteristics.

Once the basic structure of the machine has been determined the second step of the shape optimization is performed by introducing a finite element model. A 2D model is implemented enabling the performance determination of the machine through a detailed field analysis including the torque variation with the rotor rotation as well as the design improvement by means of the shape modification.

A stator winding involving one slot per pole and phase has been considered in the 2D finite element model. One pole part of the machine has been modeled by using appropriate anti-periodic lateral boundary conditions. Fig. 4 depicts the magnetic flux both under full and no load conditions.

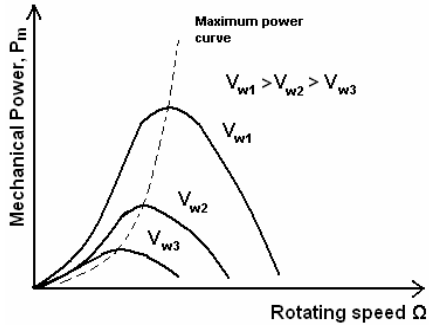


Fig.1 Wind turbine  $P-\Omega$  characteristics and maximum power curve different wind speeds

One of the most common MPPT controllers applied are based on these pre-calculated maximum power curves or their corresponding optimum torque versus speed curves. An example is given in Fig. 2. The system uses an optimum power versus speed characteristic stored in a microcontroller memory. The rotating speed is measured and the desired power is determined. The latter is compared to the actual power and the error is fed to a system controlling a power converter and ultimately the WG's output power.

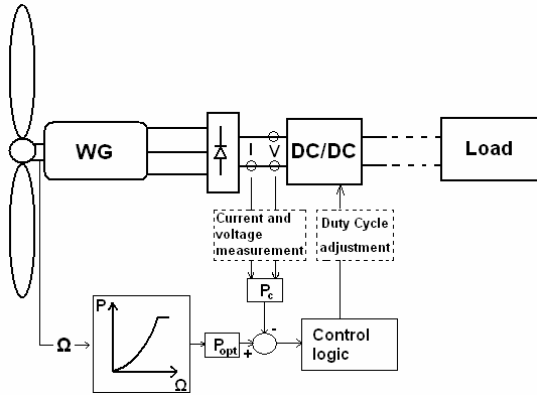


Fig. 2 MPPT controller using an optimum power versus speed characteristic.

On the other hand control systems overlooking the use of a predefined characteristic are also reported in the bibliography. Such controllers use constant perturbations and observations (P&Os) of the output power, based on power measurements of previous states in order to perform the MPPT process. In general, the DC/DC converter's duty cycle is constantly perturbed towards a single course, increase or decrease, until a power decrease is sensed and the course is reversed. A P&O controller for WG applications is comprehensively described in [5], while a simplified version of a P&O algorithm is shown in Fig. 3.

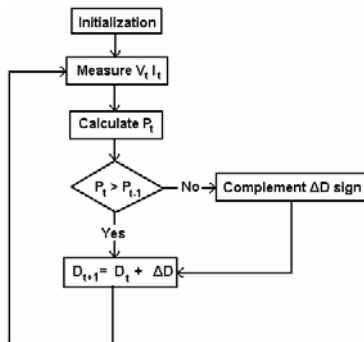
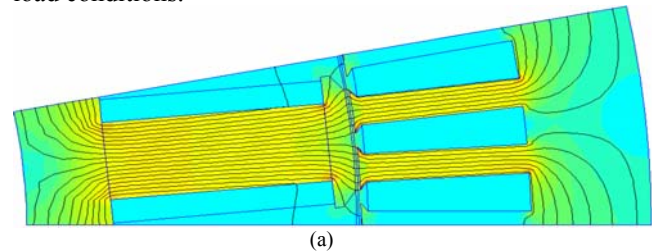
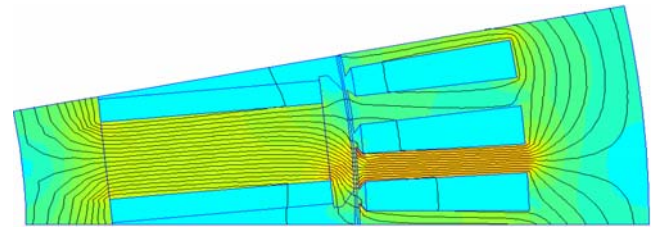


Fig. 3 P&O algorithm



(a)



(b)

Fig. 4 Magnetic flux a) No load conditions b) Maximum torque conditions.

#### B. Converter and controller design

The block diagram of the proposed control system is depicted in Fig. 5, while the control algorithm is shown in Fig. 6. The MPPT process is performed by properly



adjusting the DC/DC converter's duty cycle  $D$  and thus the WG's output power.

After initialization voltages  $V_{wg}$ ,  $V_{dc}$  and current  $I_{dc}$  are measured and rotating speed  $\Omega_t$ , actual output power  $P_t$ , actual torque  $T_t$  and optimum torque  $T_{opt,t}$  are calculated. The error between  $T_t$  and  $T_{opt,t}$  is compared to a threshold  $T_{thr}$ . If  $T_{thr}$  is exceeded the boost converter's duty cycle is adjusted to the value defined by a pre-calculated optimum  $T - \Omega$  characteristic, corresponding to the WGs maximum power curve. If  $T_{thr}$  is not exceeded then the system performs a P&O process. The actual output power  $P_t$  is compared to the previous value  $P_{t-1}$ . If  $P_t$  is greater than  $P_{t-1}$ , then the sign of  $\Delta D$  is unchanged, an observation flag is set to "True",  $\Delta D$  is added to  $D_t$  and the process is repeated. Otherwise the flag is checked. If "True" than the sign of  $\Delta D$  is changed, the flag is set to "False" and the process continues. In each case if maximum or minimum values of  $D$ ,  $D_{max}$  and  $D_{min}$  respectively, are exceeded the sign of  $\Delta D$  is also complemented. The P&O process states that in order to achieve MPP the duty cycle is changed towards a specific course (increase or decrease) until actual power decreases and the course is reversed.

In other words, the system tracks the MPP accurately through a P&O process, while in the same time it uses the predefined  $T - \Omega$  characteristic for self-adjustment in case the P&O algorithm is thrown off due to heavy disturbances such as sudden wind speed changes or improper initialization.

Compared to the algorithm presented in [5] the authors have added a flag that prevents  $\Delta D$  from changing sign before the output power actually increases. The authors have observed that the algorithm described in [5] may indeed change the sign of  $\Delta D$  as a result of a recorded power decrease, however, when the P&O process is rapidly repeated and due to the relatively slow dynamic response of the system, the effect of this change may fail to yield a power increase, consequently the sign of  $\Delta D$  is erroneously re-complemented on the next cycle and the system is disorientated. Due to the flag's presence the above defect is neutralized in the proposed algorithm. If the system, however, strays significantly from the predefined optimum torque as a result of certain events such as sudden wind speed changes or improper initialization, the control loop is switched from the P&O process to the optimum characteristic logic until  $T_{thr}$  isn't exceeded and the control loop is switched back.

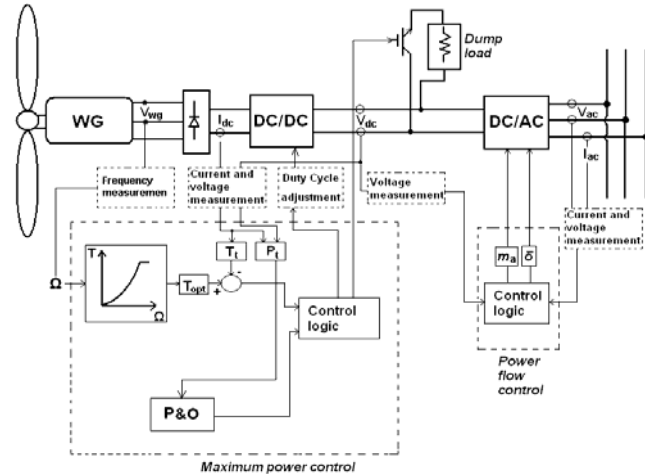


Fig. 5 Block diagram of the proposed hybrid system.

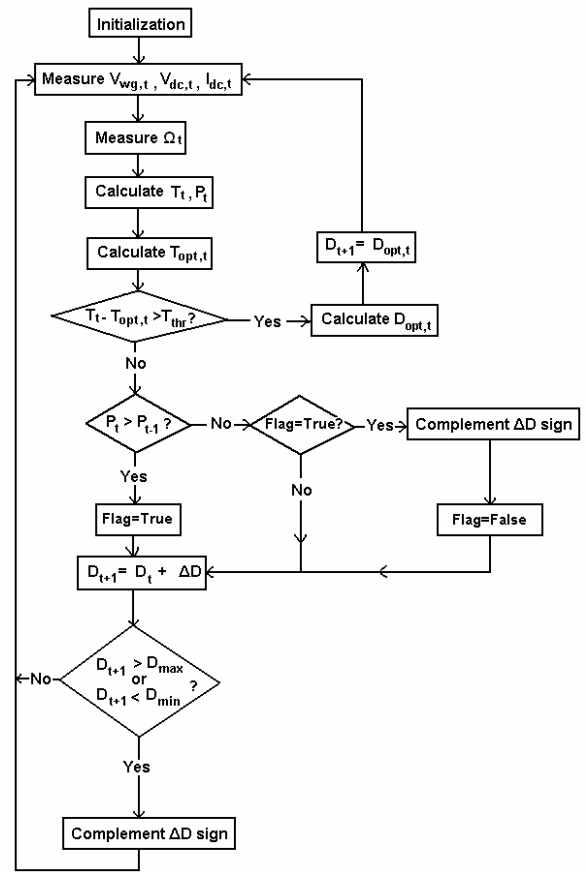


Fig. 6 MPPT process algorithm.

A detailed diagram of the proposed system is shown in Fig. 7. For the prototype set-up a DC motor is used to emulate the wind turbine and rotate the generator. The generator's output voltage of 450 V<sub>p-p</sub> nominal value is rectified through a three phase full bridge rectifier rated at 1200V and 30A. The rectifier's output is fed as input on a boost DC/DC converter. Inductance  $L_{boost}$  is not directly implemented but rather the inductance of each of the generator's phases of 20 mH each, was proven to be adequate for this purpose.  $S1$  is an IGBT rated at 1200V 35A and diode  $D1$  is rated at 1200V 16A with a reverse recovery time  $t_{rr} = 30ns$ . Capacitance  $C_{out}$  totals 470 $\mu$ F. The boost converter outputs a 600V dc voltage which is fed to a three phase inverter ensuring the grid connection of the system and handling both active and reactive power flows. The inverter operates in standard voltage control SPWM mode using IGBTs rated at 1200V 15A. The inverter's controller adjusts the amplitude modulation ratio  $m_a$  and the power angle  $\delta$  for ensuring the appropriate reactive and active power flows control respectively, while on the same time the control algorithm insures that the 600V dc voltage in the inverter's input is kept constant. Filter inductances,  $L_f$ , of 15.2mH for each phase are used between the inverter's output and the grid. A dump load of 250 $\Omega$  is also considered in order to protect against overvoltages at the dc bus.  $S2$  is an IGBT rated at 1200V 35A.

The boost converter and the dump load are controlled through a PIC18F452 microcontroller implementing the MPPT process while a DSPIC30F4011 is used to control the inverter and handle grid connection and power transfer. The microcontrollers communicate through a Serial Peripheral Interface (SPI). If not otherwise commanded, the system transfers all active power available from the



aerodynamic part of the WG to the grid keeping the reactive power minimal.

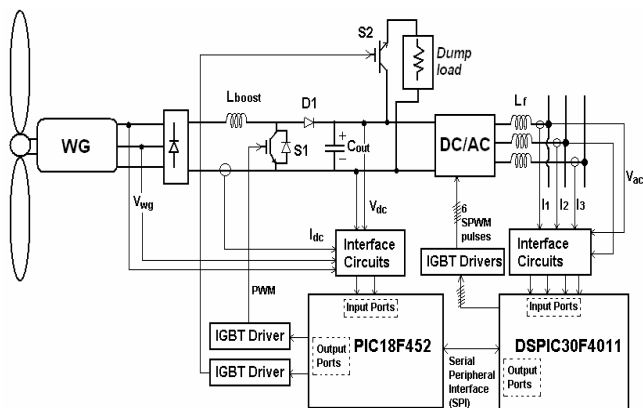


Fig. 7. Detailed diagram of the proposed hybrid system

#### IV. RESULTS AND DISCUSSION

As a first step the control system based on the optimum steady state characteristic, the P&O system as well as the proposed hybrid system are simulated. Then the control systems are tested on the prototype set-up described in the previous paragraph. Fig. 9 exhibits the WG's output power  $P_g$ , both simulated and experimental, for the aforementioned systems for a specific measured wind time variation shown in Fig. 8. As shown in Fig. 9a, the system based on the optimum steady state characteristic produces almost the maximum power available and can cope efficiently with the considered wind variation having displayed almost identical results both in simulations as in practice.

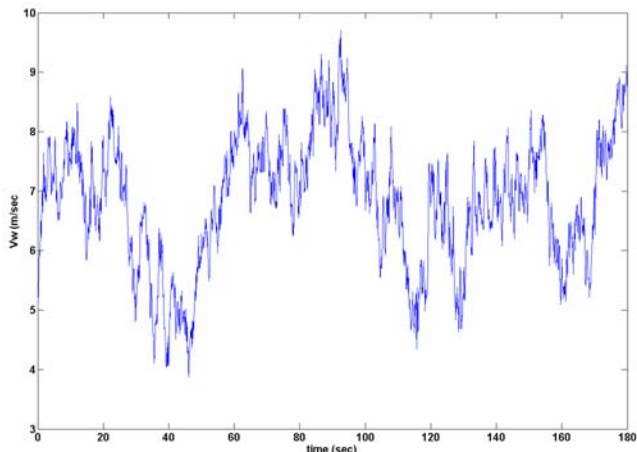
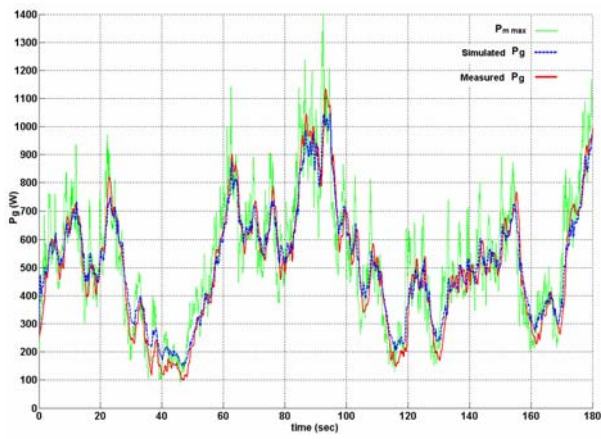


Fig. 8 Measured wind time variation.

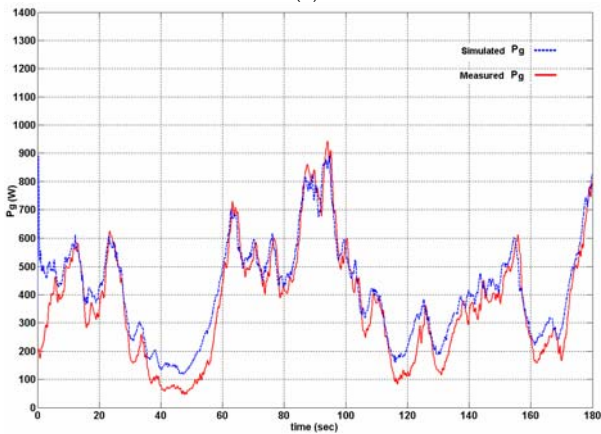
The experimental average value of generated power,  $P_g$ , is measured at 515W, very close to the average  $P_{m,max}$  which is 528W. However, a major drawback of the system is its dependence on a pre-defined characteristic that may result in considerable detuning of the latter due to changes by aging [5] or possible miscalculations in the optimum characteristic. Fig. 9b shows the results for the previous control system when a deviation from the optimum characteristic is applied. The average  $P_g$  is reduced to 380W.

The P&O system doesn't suffer from this drawback. On the other hand, the choice of the  $\Delta D$  step in the P&O algorithm is crucial. A small step means a more accurate but slower system, while a large step means a faster but less accurate response. Furthermore initialization parameters can highly affect the system's overall performance. As shown in Fig. 9c the P&O system appears to track effectively the MPP for the given time resulting in a measured average  $P_g$  value of 415W which is lower than the optimum system of Fig. 8a but higher than the detuned system of Fig. 9b. Fig. 9d displays the results for the same P&O system save for a difference of initial conditions regarding the boost converter's duty cycle  $D$ . It is evident, especially in the experimental case, that the system cannot track the MPP effectively, for the given wind variation resulting in a measured average  $P_g$  value of 256W.

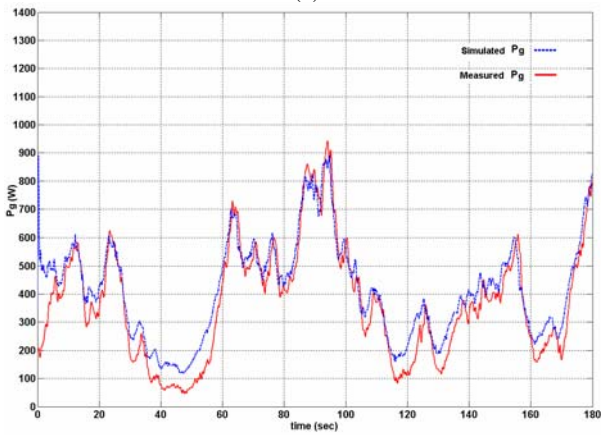
Furthermore, the results for the proposed hybrid system are shown in Fig. 10. Initial conditions are the same with those used in the case presented in Fig. 8d for reasons of comparison. The system manages to maintain track of the maximum power point while it can rapidly adapt to sudden wind changes despite the poor initialization. The instances when the control is switched from the P&O method to the control based on the optimum characteristic are also displayed. It is noted that the system uses the optimum characteristic control loop only for self adjustment and only for a slight period of time i.e. 1 - 4 sec. in this case. The system attains an average  $P_g$  value of 400W which is almost as high as the standard P&O system of Fig 9d but having avoided straying from the MPP. The average  $P_g$  is kept at a lower value compared to that of the optimum characteristic based system shown in Fig. 9a but higher than that of the detuned system of Fig. 9b.



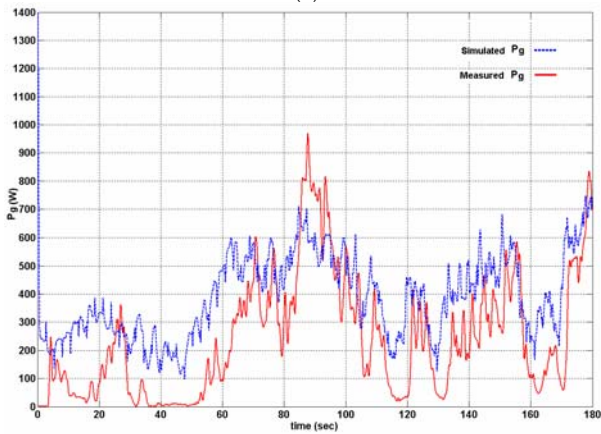
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 9 Simulated and measured WG output power,  $P_g$ . a) Controller based on optimum steady state characteristic b) Controller based on a detuned steady state characteristic c) P&O controller d) P&O controller in case of improper initialization

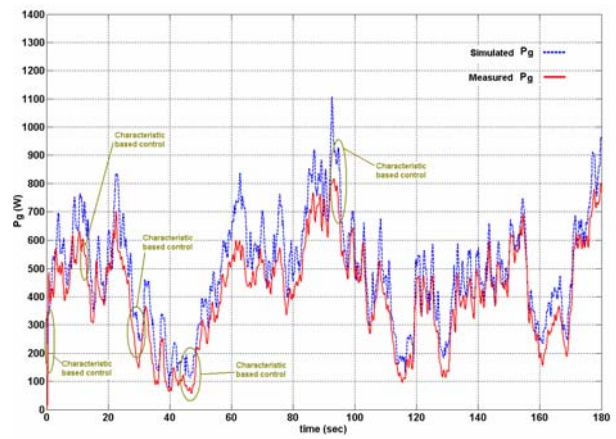


Fig. 10 Simulated and measured WG output power,  $P_g$  for a hybrid controller.

## V. REFERENCES

- [1] "Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems," R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, Nov. 1995, pp. 907-915.
- [2] "Autonomous renewable energy conversion system," V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, Jan. 2000, pp. 259-275.
- [3] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182-184.
- [4] "PSCAD/EMTDC - Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine," S. Kim, and E. Kim, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, June 2007, pp. 421-430.
- [5] "Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications", E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, April 2006, pp. 486-494.
- [7] "Multi-Input inverter for grid-connected hybrid PV/Wind power system", Y. Chen, Y. Liu, S. Hung, and C. Cheng, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, no 3, May 2007, pp. 1070-1077.
- [8] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, "A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator", *IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99*, Hong Kong, July 1999.
- [9] "A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications," A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1630-1635, Dec. 1999.
- [10] "Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system," A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, Jun. 2001, pp. 235-245.
- [11] "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme," R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 1, Jan./Feb. 1996, pp. 57-65.
- [12] T. Nakamura, S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Optimum control of IPMSG for wind generation system" *Power Conversion Conference, 2002, PCC Osaka 2002*, vol.3 p.p. 1435-1440.
- [13] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, "Power Electronics, 2<sup>nd</sup> ed.", J. Wiley & Sons, 1995.

## VI. BIOGRAPHIES

**Charalampos Patsios** was born in Greece, in 1981. He received the Diploma in Electrical and Computer Engineering in the University of Patras in 2000 and is currently a Ph. D student in the National Technical University of Athens. His current research focuses on electrical power systems with emphasis in wind generator control and applications. Other scientific interests focus on power electronics, analytical and numerical study of electromagnetic fields in electrical generation and electromotive applications.

**Antonios Chaniotis** was born in Greece, in 1976. He received the Diploma in Electrical and Computer

Engineering and the Ph.D. from the National Technical University of Athens in 2001 and 2007 respectively where he serves as Lecturer.

**Antonios Kladas** (M'97) was born in Greece, in 1959. He received the Diploma in Electrical Engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Greece in 1982 and the DEA and Ph.D. degrees in 1983 and 1987 respectively from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), France. He served as Associate Assistant in the University of Pierre and Marie Curie from 1984-1989. During the period 1991-1996 he joined the Public Power Corporation of Greece, where he was engaged in the System Studies Department. Since 1996 he joined the Faculty of Electrical and Computer Engineering of the National Technical University of Athens, where he is now Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives.

# A Comparison of Maximum-Power-Point Tracking Control Techniques for Low-Power Variable-Speed Wind Generators

C. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas and A.G. Kladas

Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, Faculty of Electrical and Computer Engineering  
National Technical University of Athens, Athens, Greece

**Abstract—** In this paper three maximum power point tracking (MPPT) control techniques for low power variable speed wind generators are evaluated. The three methods perform the MPPT process through load variation and consist of an optimal torque versus speed curve tracking algorithm, a perturbation and observation of the output power algorithm and a fuzzy logic-based algorithm. The methods are evaluated through both simulation and experimental results regarding transient response and power output in order to assess the pros and cons of each MPPT technique.

## I. INTRODUCTION

Worldwide environmental concern is pushing both research and investment interest toward renewable energy sources. Following this, wind generators (WGs) today constitute a favored renewable energy form and represent a significant portion of the currently installed electrical power from renewables.

In wind generator applications capturing the maximum available wind power is essential. Regarding that, it has been shown that variable-speed (VS) configurations generate more total annual energy at any wind speed than constant speed configurations [1]-[2] becoming more and more attractive especially in low power applications. In VS configurations the WG's rotating speed is changed guiding the aerodynamic system to operate at the maximum power point (MPP) for every wind speed. The latter is usually achieved through the generator's load variation by means of power converters. Reviewing of up-to-date bibliography reveals that existing MPP tracking (MPPT) methodologies vary, consisting of both deterministic approaches such as the optimal power versus speed characteristic trackers (OCT) and more abstract approaches such as fuzzy logic or neural networks. Whatever the case, the interest is focused in keeping the interlaced vectors of robustness, applicability and simplicity as high as possible.

The OCT is one of the most common MPPT control techniques [2]-[4],[9] and uses the optimum power versus speed characteristic of the wind generator. This can be a quite simple and robust method although it lacks in applicability and is furthermore subject to imprecision resulting from mechanical deteriorating or parameter miscalculation [5]. A more flexible MPPT technique is the perturbation and observation (P&O) of the WG's output

power [5]-[7], a common trend in photovoltaic applications, which throws out the need for a predefined characteristic. The major drawback of the latter method is that its innate volatility renders it susceptible to deficiencies in rapid wind changes or fault recovery as a result of parameter set-up. In order to counter the aforementioned problems the application of controllers applying fuzzy logic [12]-[15] has been reported. In this paper an assessment of the three aforementioned control techniques is performed through the development and separate testing of each.

## II. SYSTEM OVERVIEW

The wind power captured by the wind turbine can be expressed as:

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

where  $\rho$  is the air density,  $A = \pi R^2$  is the area covered by the blades' rotation,  $C_p(\lambda, \theta)$  the wind turbine's power coefficient,  $R$  the blade radius,  $\theta$  is the blade pitch angle and  $V_w$  the wind speed.  $\lambda$  is the tip speed ratio:

$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (2)$$

where  $\Omega$  is the rotational speed. It can be shown that for each wind speed, there exists an optimum tip speed ratio  $\lambda_{opt}$  that maximizes  $C_p$  and consequently from (1),  $P_m$ . Combining (1) and (2) for  $\lambda_{opt}$  yields:

$$P_{m,max} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^3 \quad (3)$$

Fig. 1a shows output power versus rotating speed characteristics of a wind turbine for different wind speeds while the dotted line shows the maximum power points for different values of  $\Omega$  and  $V_w$ . An optimum torque versus rotating speed curve can also be established as shown in Fig. 1b that corresponds to the maximum power curve of Fig. 1a [5], [11]. The MPPT controller should drive the turbine to operate at the optimum torque points shown in Fig. 1b. The latter can be achieved by adjusting the generator's apparent load through a power electronics interface. Fig. 2 shows the block diagram of the system used to evaluate the three controllers. The DC-side voltage and current are measured and fed to the system's controller which accordingly adjusts a DC/DC converter's duty cycle and thus the generator's apparent load.

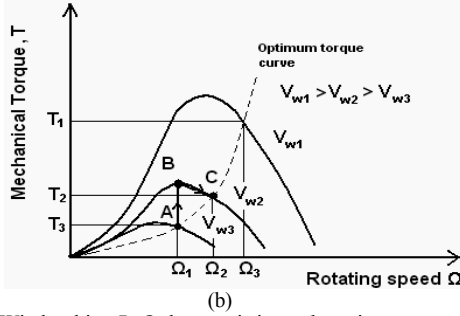
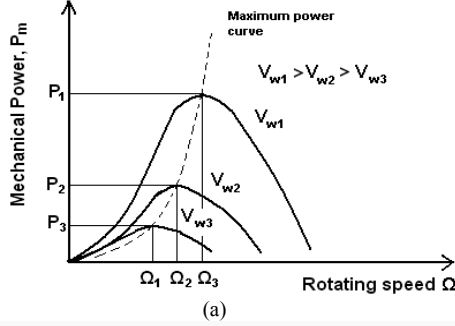


Fig. 1 a) Wind turbine  $P$ - $\Omega$  characteristics and maximum power curve (b) Wind turbine  $T$ - $\Omega$  characteristics and optimum torque curve.

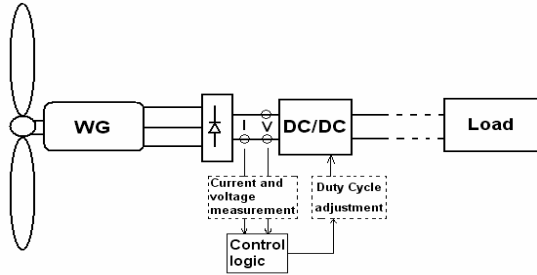


Fig. 2. Controller evaluation system

### III. MPPT CONTROLLERS

#### A. Optimal Characteristic Tracking Controller

The OCT block diagram can be seen in Fig. 3. It presents one of the simplest and least computationally demanding MPPT techniques. The optimal  $T_{ref} - \Omega$  characteristic is stored in a microcontroller memory where  $T_{ref}$  is calculated from (4) by solving (3) as for torque.

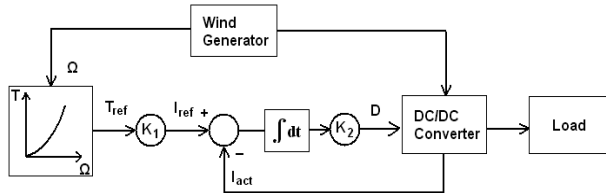


Fig. 3. OCT block diagram

$$T_{ref} = \frac{C}{\lambda} \frac{p, \max}{3} \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \Omega^2 \quad (4)$$

Then the DC/DC converter's duty cycle  $D$  can be calculated from (5) as

$$D = \int I_{err} dt K_2 \quad (5)$$

where

$$I_{err} = I_{ref} - I_{act} \quad (6)$$

$$I_{ref} = T_{ref} K_1 \quad (7)$$

$I_{ref}$  is the reference current and  $I_{act}$  the actual current while  $K_1$  and  $K_2$  are gains.

The OCT measures the generator's rotating speed. Supposing that the system operates at point A of the characteristic of Fig. 1b and the wind speed increases from  $V_{w3}$  to  $V_{w2}$ . The turbine torque will jump to point B and the rotating speed  $\Omega$  will begin to increase. The OCT should adjust the converter's duty cycle  $D$  according to (5) so as to drive the system to optimal point C.

#### B. Perturbation and Observation (P&O) Controller

The MPPT controller's dependence on a predefined optimal characteristic presents certain disadvantages. Firstly, the characteristic may be degraded due to mechanical aging of the system [5] while on the other hand it being optimal depends on the precision of the initial calculations. Due to the latter drawbacks, approaches to MPPT controllers operating independently from a predefined characteristic have been reported [5]-[7]. In such applications the controller performs constant perturbations and observations (P&Os) of the output power in search of the MPP.

The P&O controller algorithm used in this case is shown in Fig. 4. After initialization the voltage and current on the DC side  $V_{dc}$  and  $I_{dc}$  are measured and actual output power  $P_t$  is calculated.  $P_t$  is compared to the previous value  $P_{t-1}$ . If  $P_t$  is greater than  $P_{t-1}$ , then the sign of  $\Delta D$  is unchanged,  $\Delta D$  is added to  $D_t$  and the process is repeated. Otherwise the sign of  $\Delta D$  is changed and the process continues. In each case, if maximum or minimum values of  $D$ ,  $D_{max}$  and  $D_{min}$  respectively, are exceeded the sign of  $\Delta D$  is also complemented.

The P&O process main concept, as a general rule, states that in order to achieve MPP the duty cycle is changed towards a specific course (increase or decrease) until actual power decreases and the course is reversed. However, the authors have observed that the typical algorithm, such as in [5], may indeed change the sign of  $\Delta D$  as a result of a recorded power decrease, yet, when the P&O process is rapidly repeated and due to the relatively slow dynamic response of the system, the effect of this change may fail to yield a power increase, consequently the sign of  $\Delta D$  is erroneously re-complemented on the next cycle and the system is disorientated.

Compared to the algorithm presented in [5] the authors have added a flag that prevents  $\Delta D$  from changing sign before the output power actually increases. Due to the flag's presence the above defect is neutralized in the proposed algorithm. Furthermore, a counter,  $j$ , is added in order to ensure that the system doesn't get caught in a single direction loop. That is, if the sign of  $D$  remains unchanged after  $n$  repeated cycles of decreasing power output, then the flag is set to "true", allowing the  $D$  sign to be complemented regardless of the power measurement.

### C. Fuzzy Logic Controller

While the P&O controller achieves control independence from a predefined characteristic without lacking in simplicity, it can suffer from errors under specific conditions. Initialization of parameters as well as step size and timings are crucial to the system's overall performance [16]. Cases where the P&O controller has failed to function properly under rapid wind changes as a result of improper initialization have been observed [16]. In an attempt to counter such difficulties the application of fuzzy logic on the P&O concept can be applied.

The FL controller (FLC) uses the same philosophy as the P&O controller meaning that it performs constant perturbations of the duty cycle in order to track the MPP. The block diagram of the controller used in this case is shown in Fig. 5.

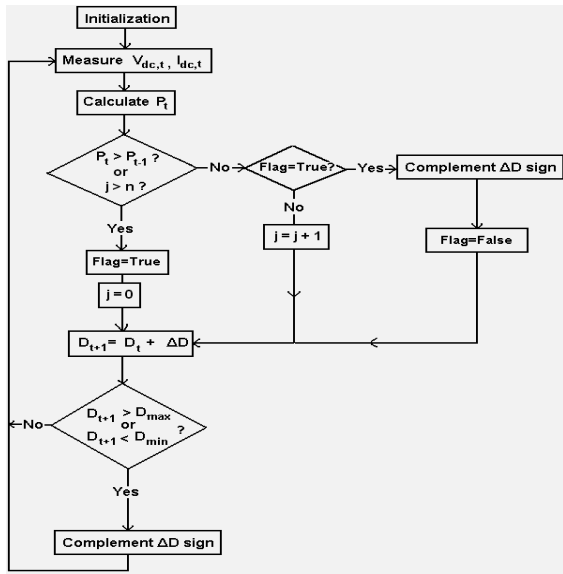


Fig. 4. P&O algorithm

#### Fuzzification

During the fuzzification process membership functions are used to convert the controller's input variables to membership values ranging between 0 and 1. For the controller used, membership functions are chosen to be of triangular form for reasons of simplicity since they are less demanding in computational resources. The inputs used are the output power variation,  $\Delta P_n$ , between instances  $n$  and  $n-1$  and the converter's output duty cycle difference,  $\Delta D_{n-1}$  between instances  $n-1$  and  $n-2$ .

$$\Delta P_n = P_n - P_{n-1} \quad (8)$$

$$\Delta D_n^i = D_{n-1}^o - D_{n-2}^o$$

#### Fuzzy rules

The FLC operates in rules expressed in the form of IF – THEN, to which the fuzzified inputs are related by a logical AND operator. Table I displays the rules governing the controller's operation. The system will measure the output power difference  $\Delta P_n$  and adjust  $D$  in order to track the MPP. Fig. 6 displays the membership

functions for the inputs of  $\Delta P$ ,  $\Delta D^i$  and output  $D^o$ , normalized in the range of  $[-1,1]$ .

If for example a medium power increase is measured having resulted from a previous duty cycle increase i.e.  $\Delta P = pm$  AND  $\Delta D_n^i = pm$ , then a large duty cycle is

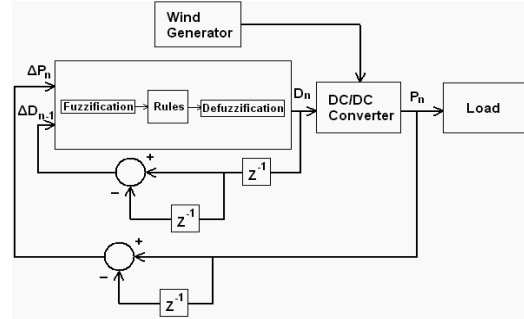
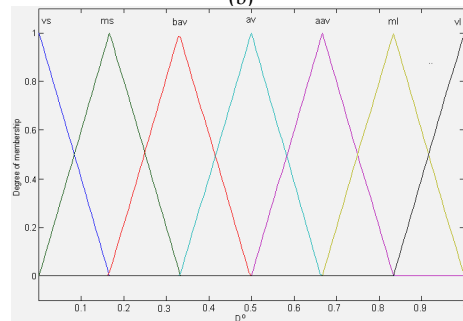
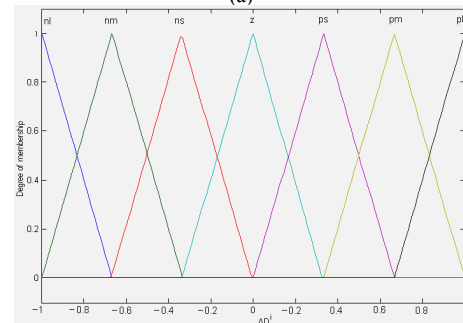
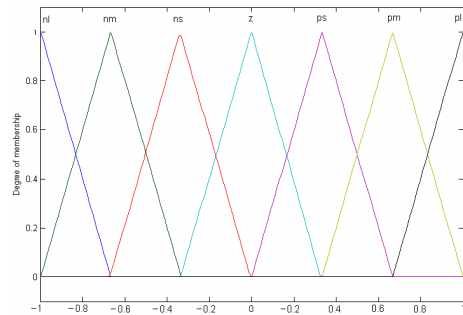


Fig. 5. Fuzzv logic controller



where inputs: nl = negative large      z = zero  
 nm = negative medium      ps = positive small  
 ns = negative small      pm = positive medium  
 pl = positive large

output: vs = very small      av = average  
 ms = medium small      aav = above average  
 bav = below average      ml = medium large  
 vl = very large

Fig. 6. FLC membership functions



commanded, i.e.  $D^o = ml$ , to keep the system on the same course. However, if for example a large power decrease is measured having resulted from a previous large duty cycle increase i.e.  $\Delta P = nl$  AND  $\Delta D_n^i = pl$ , then a small duty cycle is commanded i.e.  $D^o = vs$  to counter this effect.

TABLE I.  
FUZZY RULES

| $\Delta D_n^i / \Delta P_n$ | nl | nm  | ns  | z   | ps  | pm  | pl |
|-----------------------------|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| nl                          | vl | vl  | ml  | bav | ms  | vs  | vs |
| nm                          | vl | ml  | aav | bav | bav | ms  | vs |
| ns                          | ml | aav | aav | av  | bav | bav | vs |
| z                           | vs | ms  | bav | av  | aav | ml  | vl |
| ps                          | ms | bav | bav | av  | aav | aav | ml |
| pm                          | vs | ms  | bav | aav | aav | ml  | vl |
| pl                          | vs | vs  | ms  | aav | ml  | vl  | vl |

### Defuzzification

Defuzzification is the process through which the single output fuzzy set, deriving from the aggregation of the outputs of each rule, is converted to a single value. Here, the centroid (or center of gravity) defuzzification method, which returns as output the centre of the area under the curve of the output fuzzy set, is used.

## IV. RESULTS AND DISCUSSION

The three controllers are firstly evaluated through simulations and then tested on a prototype set-up. A detailed diagram of the system used is shown in Fig. 7. For the prototype set-up a DC motor is used to emulate the wind turbine and rotate a 2.5kW Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). The generator's output voltage of 400 V<sub>p-p</sub> nominal value is rectified through a three phase full bridge rectifier rated at 1200V and 30A. The rectifier's output is fed as input on a boost DC/DC converter. Inductance  $L_{boost}$  is not directly implemented but rather the inductance of each of the generator's phases of 17.3mH each, was proven to be adequate for this purpose.  $S1$  is an IGBT rated at 1200V 35A and diode  $D1$  is rated at 1200V 16A with a reverse recovery time  $t_{rr} = 30ns$ . Capacitance  $C_{out}$  totals 470 $\mu$ F. The boost converter outputs a 600V dc voltage which is directed to a resistor load. Power flow is regulated through switch  $S2$  which ensures that capacitor voltage is maintained constant. A freewheeling diode,  $D2$ , is used for protection against voltage spikes on the load.

As a first step the controllers are tested for a step variation of the wind speed,  $V_w$ , from 6 to 9 m/sec as displayed in Fig. 8a. Fig. 8b shows simulation results of the aerodynamic coefficient  $C_p$ . The P&O controller appears to be the slowest in achieving steady state having a response time of approximately 35 sec. The OCT controller achieves steady state in 6.15 sec while the FLC is the fastest with 2.4 sec. However, it can be observed that the OCT obtains the highest  $C_p$  of an average value of 0.499 while the same values for the FL and P&O controllers are 0.492 and 0.429 respectively.

A propos to the drawbacks of the OCT and the P&O controller discussed in the previous section, a second scenario is examined. The same step wind variation is

applied but this time the T –  $\Omega$  characteristic is deviated considering an error of 20% while initialization parameters are given extreme values. Results are shown in Fig. 8c. The response time for the OCT is now at 9.88 sec and as for the FL controller it remains practically the same as before, at 2.24 sec. The P&O response time has increased to 66 sec. Average values of  $C_p$  for the OCT, the

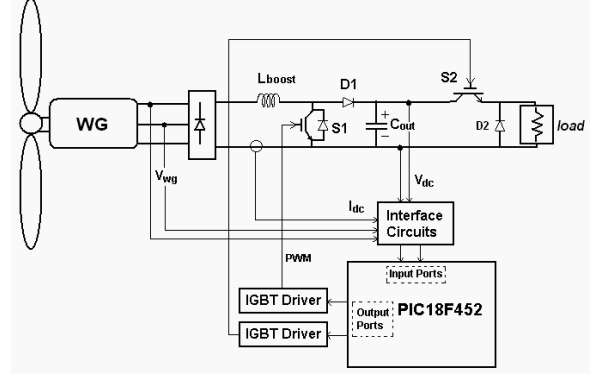


Fig. 7. Detailed system diagram

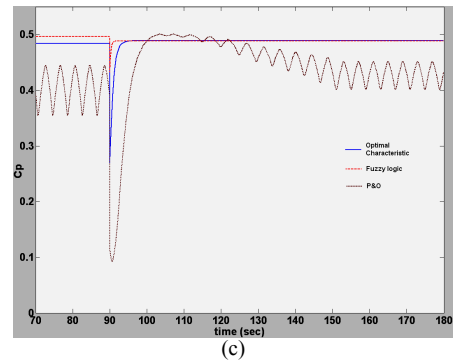
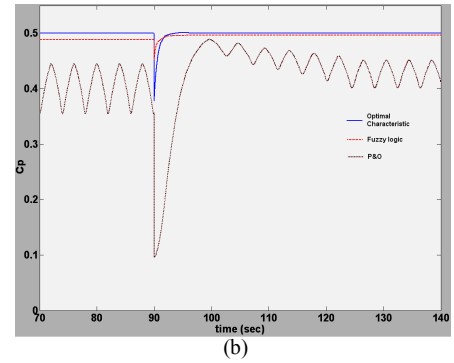
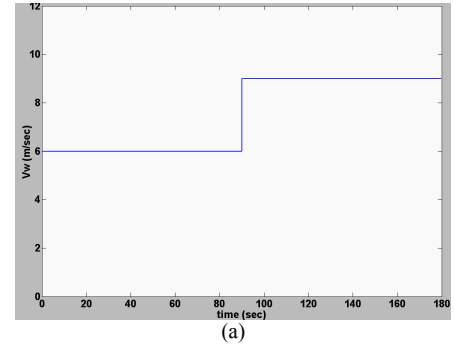


Fig. 8. Simulation results of aerodynamic constant  $C_p$  for a step variation of wind speed. (a) Wind step (b) Optimum conditions (c) Deviated characteristic, improper initialization.

FL and the P&O controllers are 0.486, 0.492 and 0.44 respectively. Fig. 9 displays experimental results of the generator's output power,  $P_o$ , for the above wind variation. The output power of the system applying the optimum characteristic is stabilized at approximately 3.8 sec for the fuzzy controller, at 4.8 sec for the OCT while in the case of the P&O controller stabilization is achieved at approximately 22 sec. Table II summarizes the results regarding the aerodynamic constant  $C_p$  for the two cases of Fig. 8. Experimental results in Table II are put in parenthesis.

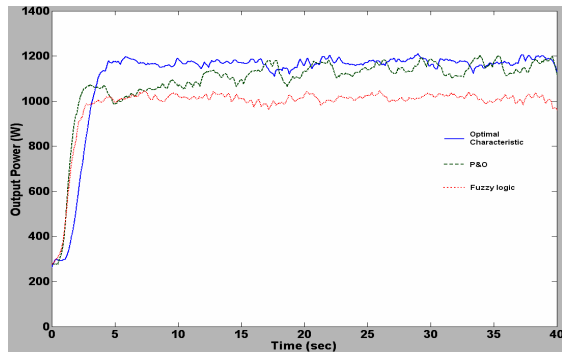


Fig. 9. Experimental results of output power  $P_o$ .

TABLE II.  
 $C_p$  AVERAGE VALUES AND RESPONSE TIMES

| Applied Method         | Average value (Case 1) | Response time (Case 1) | Average value (Case 2) | Response time (Case 2) |
|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| Optimum Characteristic | 0.499                  | 6.15 sec (4.8 sec)     | 0.486                  | 9.88 sec               |
| P&O                    | 0.492                  | 35 sec (22 sec)        | 0.44                   | 66 sec                 |
| Fuzzy logic            | 0.429                  | 2.4 sec (3.8 sec)      | 0.492                  | 2.24 sec               |

At a second stage the three controllers are tested under a specific measured wind time variation shown in Fig. 10 for the two above cases. Fig. 11 displays the generator's output power results. As shown in Fig. 11a the OCT displays a firm operation yielding an average generator output power,  $P_o$ , of 520W. However, in the case of Fig. 11b where the characteristic is deviated the power drops to an average of 380W. As for the P&O controller its inability to track the MPPT, as displayed in the case of Fig. 11d, clearly demonstrates its dependence on proper parameter set-up. Simulation results displayed in Fig. 11e,f show that the system using the FLC appears practically unaffected by parameter initialization. Furthermore, several simulation runs have displayed that the membership functions' area and weight may vary on a small scale without having significant effect on system behavior, provided that the rules are properly established.

The latter suggests that parameter set-up, in the case of the FLC, is not as strict and prohibiting as in the case of the simple P&O controller suggesting a greater flexibility and applicability of control. Table III summarizes the simulation results regarding the generator's average output power  $P_o$ . Once again, experimental results are shown in parenthesis.

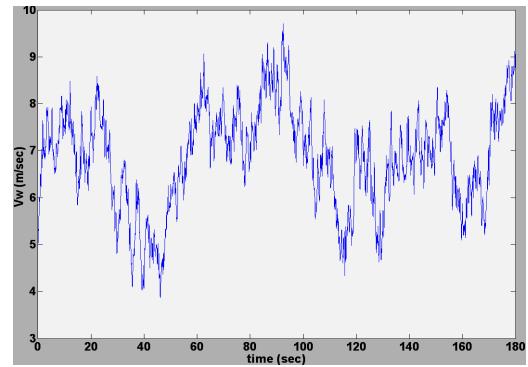


Fig. 10. Measured wind time variation

## V. CONCLUSIONS

In this paper three MPPT controllers were developed and compared. It was shown that the FL controller managed to perform adequately being the fastest in terms of step response, regardless of initial parameter set-up while on the same time disposing of the need for a predefined steady state characteristic. However, the optimum characteristic tracker remains the least computational demanding method yielding almost the same maximum average power provided that the steady state characteristic used is optimum. The P&O controller, while easier to implement than its fuzzy logic equivalent, faces problems associated with parameter tuning.

TABLE III.  
 $P_o$  AVERAGE VALUES

| Applied Method         | Average $P_o$ value (Case 1) | Average $P_o$ value (Case 2) |
|------------------------|------------------------------|------------------------------|
| Optimum Characteristic | 520W (463W)                  | 382W (379W)                  |
| P&O                    | 475W (419W)                  | 305W                         |
| Fuzzy logic            | 512W (476W)                  | 512W (476W)                  |

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the National Technical University of Athens' "Basic Research Support Program 2008" (PEVE 2008) for funding this work.

## REFERENCES

- [1] R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, "Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems," *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, pp. 907-915, Nov. 1995.
- [2] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijssels, and J. Melkebeek, "Autonomous renewable energy conversion system," *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259-275, Jan. 2000.
- [3] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182-184.
- [4] S. Kim, and E. Kim, "PSCAD/EMTDC - Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [5] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, pp. 486-494, April 2006.
- [6] Y. Chen, Y. Liu, S. Hung, and C. Cheng, "Multi-Input inverter for grid-connected hybrid PV/Wind power system", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, no 3, pp. 1070-1077, May 2007.



[7] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, "A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator", *IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99*, Hong Kong, July 1999. [8] A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, "A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1630-1635, Dec. 1999. [9] A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, "Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system," *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 235-245, Jun. 2001. [10] R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 1, pp. 57-65, 1996. [11] T. Nakamura, S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Optimum control of IPMSG for wind generation system" *Power Conversion Conference, 2002, PCC Osaka 2002*, vol.3, p.p. 1435-1440. [12] A. Mirecki, X. Roboam, F. Richardeau, "Comparative Study of Maximum Power Strategy in Wind Turbines", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 4-7 May 2004*, p.p. 993 - 998.

[13] Z. Chen, S.A. Gomez, M. McCormick, "A fuzzy logic controlled power electronic system for variable speedwind energy conversion systems", *Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000*, p.p 114 - 119. [14] Qingrong Zeng, Liuchen Chang, Riming Shao, "Fuzzy-logic-based maximum power point tracking strategy for Pmsg variable-speed wind turbine generation systems", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2008, 4-7 May 2008*, p.p. 000405 - 000410. [15] B. Neammanee, K. Krajangpan, S. Sirisumrannukul, S. Chatrattana, "Maximum Peak Power Tracking-Based Control Algorithms with Stall Regulation for Optimal Wind Energy Capture", *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007, 2-5 April 2007*, p.p. 1424 - 1430. [16] C. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas, "A hybrid maximum power point tracking system for grid-connected variable speed wind-generators" *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE 15-19, June 2008*, p.p. 1749 - 1754. [17] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, *Power Electronics, 2<sup>nd</sup> ed.*, J. Wiley & Sons, 1995.

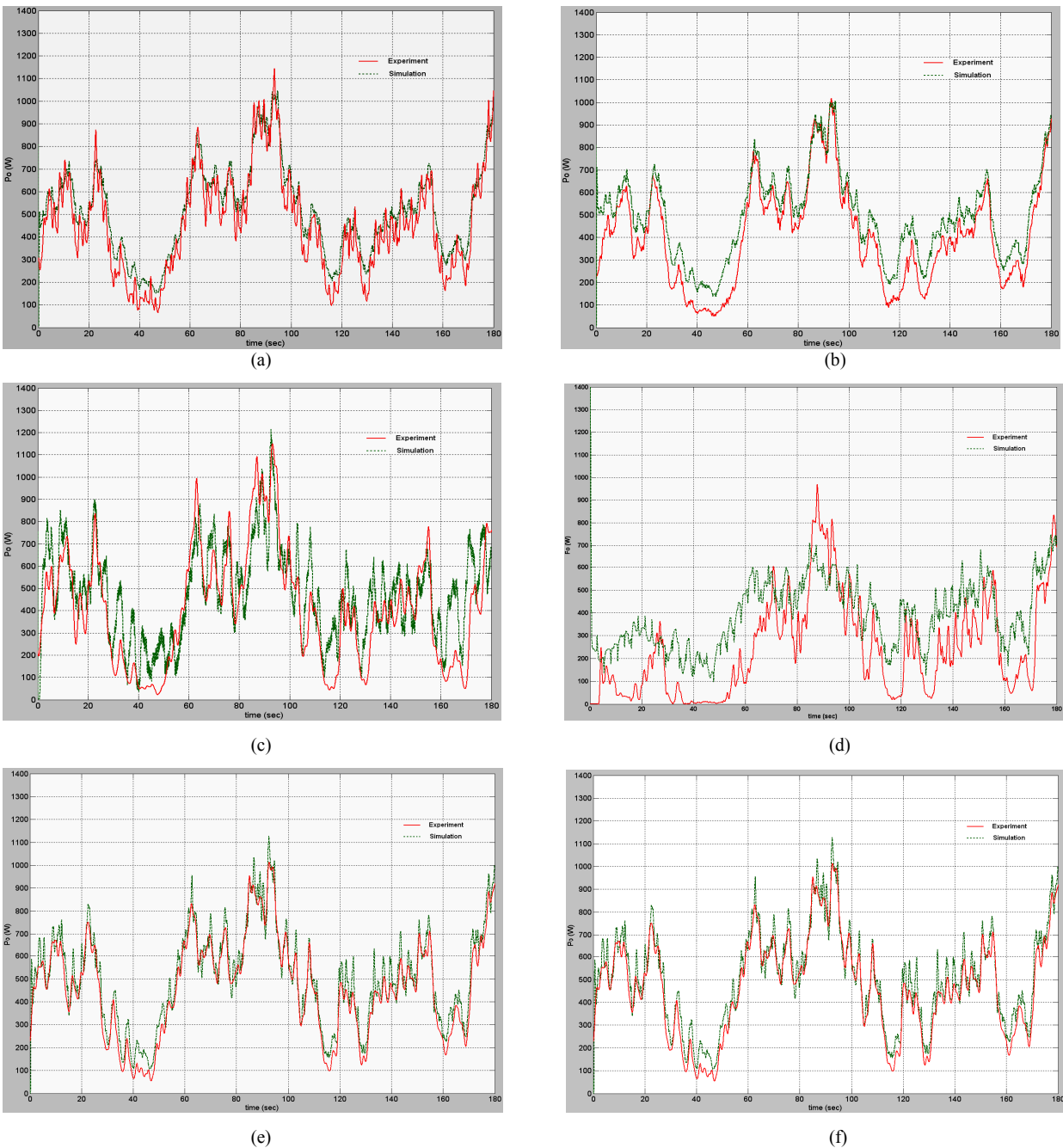


Fig. 11. Simulated and measured WG output power,  $P_g$  a) OCT controller; b) OCT controller, detuned steady state characteristic; c) P&O controller; d) P&O controller in case of improper initialization; e) FL controller; f) FL controller in case of improper initialization

# **Ανάλυση Λειτουργίας και Έλεγχος Συστημάτων Ανεμογεννητριών Μεταβλητών Στροφών Διασυνδεδεμένων στο Δίκτυο.**

Μ. Ντρέκο, Χ. Πάτσιος<sup>1</sup>, Α. Χανιώτης, Α. Κλαδάς  
Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο  
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών  
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος

## **ΠΕΡΙΛΗΨΗ**

Η εργασία πραγματεύεται τεχνικές ελέγχου συστημάτων ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών διασυνδεδεμένων στο δίκτυο. Η διάταξη που εξετάζεται αποτελείται από ένα κινητήρα DC ο οποίος προσομοιώνει τη λειτουργία του ανεμοκινητήρα και περιστρέφει μία γεννήτρια μονίμων μαγνητών. Ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost converter) χρησιμοποιείται για να ανυψώσει την τάση και να πραγματοποιήσει τη διαδικασία εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος (maximum power point tracking, MPPT) ενώ ένας αντιστροφέας πηγής τάσης αναλαμβάνει τη διασύνδεση με το δίκτυο. Μελετώνται τρεις διαφορετικές μέθοδοι ελέγχου MPPT ενώ όσον αφορά στον έλεγχο του αντιστροφέα, χρησιμοποιείται d-q πλαίσιο επιτρέποντας την εύκολη ρύθμιση της μεταγόμενης ενεργού και άεργου ισχύος. Επιπρόσθετα ο έλεγχος του αντιστροφέα παρακολουθεί την τάση του δικτύου επιτρέποντας την αδιάλειπτη διασυνδεδεμένη λειτουργία της διάταξης υπό συγκεκριμένες συνθήκες βύθισης τάσης σύμφωνα με διεθνείς κανόνες λειτουργίας, ενώ περιορίζει τα ρεύματα σε αποδεκτά επίπεδα.

## **Control and Analysis of Grid-Connected Variable-Speed Wind Power Systems**

M. Dreko, C. Patsios<sup>1</sup>, A. Chaniotis, A. Kladas  
NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY OF ATHENS  
Faculty of Electrical & Computer Engineering  
Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics

## **ABSTRACT**

This paper focuses on different control methods for grid-connected, variable-speed, wind power applications. The system consists of a DC machine used to emulate the wind turbine and rotate a permanent magnet synchronous generator, a boost DC/DC converter acting as a maximum power point tracker (MPPT) for the generator's output power and a DC/AC three phase inverter handling the grid connection. Grid connection is achieved using classical SPWM technique allowing for both active and reactive power flows. Regarding the MPPT process three different control schemes are studied while regarding grid connection a d-q controller is applied allowing for easy adjustment of both active and reactive power flows as well as voltage ride-through capability according to international standards.

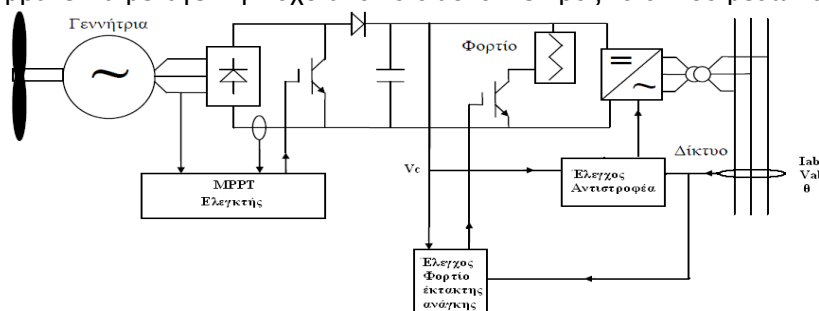
## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μια έντονη διάθεση, ιδιαίτερα από την πλευρά των περισσότερο ανεπτυγμένων χωρών, για επένδυση χρόνου και πόρων στην έρευνα και αξιοποίηση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Η αιολική ενέργεια αποτελεί το συλλοβάτη των ΑΠΕ, τουλάχιστον στην Ευρώπη, αγγίζοντας το 35.6% της νέας εγκατεστημένης ισχύος για το 2008. Στη χώρα μας οι επικρατούσες συνθήκες στο Αιγαίο, στο Κρητικό και στο Καρπάθιο πέλαγος, στις ανατολικές ακτές της κεντρικής και νότιας Χώρας, στη Β. Κρήτη και στα Δωδεκάνησα καθ' όλη τη διάρκεια του έτους ευνοούν την εμφάνιση ανέμων σημαντικής εντάσεως, ικανής να διατηρεί σε λειτουργία ανεμογεννήτριες για μεγάλα χρονικά διαστήματα. Στην Ελλάδα λειτουργούν σήμερα 67 αιολικά πάρκα συνολικής ισχύος 831 MW, δηλαδή λιγότερο από 10% της συνολικής εγκατεστημένης ισχύος με το στόχο να βρίσκεται στο 18% έως το 2010.

Είναι φανερό ότι η αιολική αποτελεί στις μέρες μας μια από τις ελκυστικότερες μορφές ΑΠΕ όσον αφορά στις επενδύσεις στο χώρο της ενέργειας. Σήμερα τα συστήματα ανεμογεννητριών που δείχνουν να επικρατούν είναι τα συστήματα μεταβλητών στροφών με βασικότερο πλεονέκτημα τη μεγαλύτερη μέση ετήσια παραγωγή ενέργειας έναντι των παλαιότερων συστημάτων σταθερών στροφών [1]-[4]. Βασικό ρόλο σε αυτό διαδραμάτισαν οι εξελίξεις στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος οι οποίες καθιστούν τα συστήματα ανεμογεννητριών ολοένα και πιο ευέλικτα επιτρέποντας ταυτόχρονα τη συμμόρφωσή τους με διεθνείς κανονισμούς και πρότυπα που διέπουν τα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας. Σήμερα, τέτοια συστήματα πέραν του γεγονότος ότι εγγέουν στο δίκτυο ενεργό ισχύ εξαιρετικής ποιότητας, δύνανται να εκτελέσουν επικουρικές υπηρεσίες όπως αντιστάθμιση άεργου ισχύος και υποστήριξη τάσεως ζυγού σε βυθίσεις. Στην κατεύθυνση αυτή, η βέλτιστη αξιοποίηση των συστημάτων ανεμογεννητριών γίνεται αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας διεθνώς. Μεγαλύτερη δραστηριότητα παρατηρείται στο κομμάτι του ελέγχου όπου νέοι ελεγκτές κάνουν διαρκώς την εμφάνισή τους με σκοπό τόσο να βελτιώσουν τη συμπεριφορά του εκάστοτε συστήματος όσο και να παρέχουν νέες δυνατότητες.

Στην παρούσα εργασία μελετάται η συμπεριφορά ενός συστήματος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών διασυνδεδεμένης στο δίκτυο. Χρησιμοποιείται σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών ενώ το σύστημα περιλαμβάνει ένα στάδιο DC/DC για την απόξεση της συχνότητας της γεννήτριας από αυτή του δικτύου και ένα στάδιο DC/AC για την έγχυση της ισχύος στο δίκτυο. Η εργασία χωρίζεται σε τέσσερα σκέλη. Στο πρώτο σκέλος αναλύεται η λειτουργία του μετατροπέα DC/DC και παραθέτονται τρεις διαφορετικοί τρόποι ελέγχου του με στόχο τη μέγιστη παραγωγή ενεργού ισχύος. Το δεύτερο σκέλος πραγματεύεται τη λειτουργία του αντιστροφέα DC/AC ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη ζεύξη της Α/Γ με το δίκτυο ενώ στο τρίτο σκέλος παρουσιάζονται αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων πλαισιώνονται από πειραματικά αποτελέσματα σε πρότυπη διάταξη που αναπτύχθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ένα διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε φαίνεται στο Σχ. 1. Η τάση της γεννήτριας ανορθώνεται και εφαρμόζεται στην είσοδο ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης (boost converter) του οποίου ο έλεγχος είναι υπεύθυνος για την παραγωγή μέγιστης ισχύος από την ανεμογεννήτρια. Στη συνέχεια ένας αντιστροφέας αναλαμβάνει να μεταγεί την ισχύ από το δίαυλο DC προς το δίκτυο μέσω κατάλληλου φίλτρου.



Σχ. 1 Διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε

## 2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ DC/DC – ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Η αιολική ισχύς η οποία και προσλαμβάνεται από τα πτερύγια της Α/Γ μπορεί να εκφραστεί ως:

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

όπου  $\rho$  η πυκνότητα του αέρα,  $A = \pi R^2$  η επιφάνεια που σαρώνεται από την περιστροφή των πτερυγίων,  $C_p(\lambda, \theta)$  η αεροδυναμική σταθερά,  $R$  η ακτίνα των πτερυγίων,  $\theta$  η κλίση των πτερυγίων και  $V_w$  η ταχύτητα του ανέμου.  $\lambda$  είναι ο λόγος της ταχύτητας των ακροπτερυγίων:

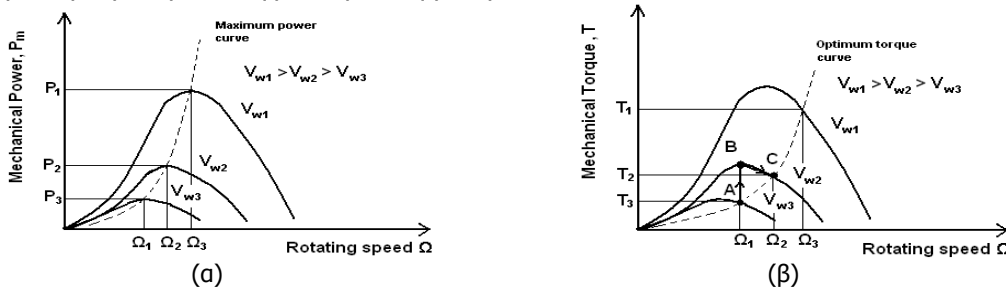
$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (2)$$

όπου  $\Omega$  η ταχύτητα περιστροφής. Μπορεί ν' αποδειχτεί ότι για κάθε ταχύτητα ανέμου υπάρχει ένας βέλτιστος λόγος ταχύτητας ακροπερυγίων  $\lambda_{opt}$  ο οποίος μεγιστοποιεί το  $C_p$  και συνεπώς από την (1) την  $P_m$ . Συνδυάζοντας την (1) και τη (2) για  $\lambda_{opt}$  εξάγεται:

$$P_{m,max} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho n R^5 \Omega^3 \quad (3)$$

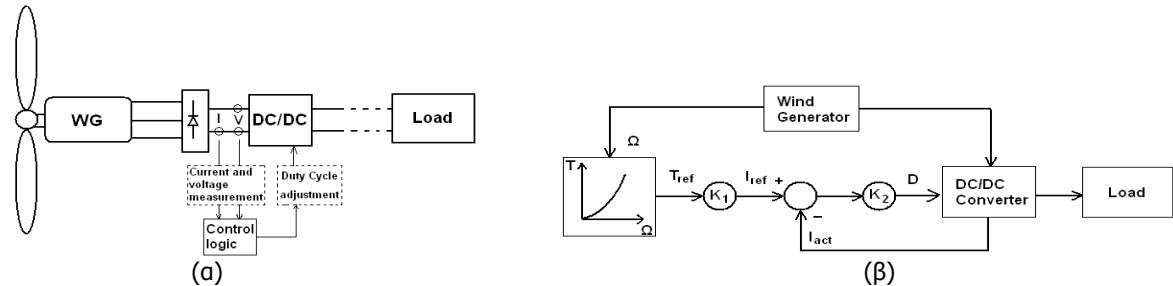
Στο Σχ. 2α φαίνεται η ισχύς εξόδου σε συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής για μία Α/Γ για διαφορετικές ταχύτητες ανέμου ενώ η διακεκομμένη γραμμή δείχνει τα σημεία μέγιστης ισχύος για διαφορετικές τιμές των  $\Omega$  και  $V_w$ . Μια καμπύλη βέλτιστης ροπής – ταχύτητας περιστροφής μπορεί επίσης να προκύψει όπως φαίνεται στο Σχ. 2β, η οποία και αντιστοιχεί στην καμπύλη του Σχ. 2α.

Ο μετατροπέας ανύψωσης DC/DC αναλαμβάνει να οδηγήσει την Α/Γ στη λειτουργία στη χαρακτηριστική του Σχ. 2β έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η παραγόμενη ισχύς. Αυτό κατορθώνεται μέσω κατάλληλων ελεγκτών ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Trackers, MPPTs) οι οποίοι ρυθμίζουν το λόγο κατάρτησης (duty cycle) του διακοπτικού στοιχείου του μετατροπέα ανύψωσης και κατά συνέπεια το φαινόμενο φορτίο της γεννήτριας. Η αλλαγή του φορτίου της γεννήτριας έχει άμεση επίδραση στο ρεύμα εξόδου της και άρα στη ροπή που αυτή αναπτύσσει.



**Σχ. 2** α)  $P - \Omega$  χαρακτηριστική Α/Γ και καμπύλη μέγιστης ισχύος β)  $T - \Omega$  χαρακτηριστική και καμπύλη βέλτιστης ροπής

Στο Σχ. 3α φαίνεται το διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος. Η DC τάση και το ρεύμα μετρώνται από έναν ελεγκτή ο οποίος προσαρμόζει κατάλληλα το λόγο κατάρτησης του μετατροπέα και άρα το φορτίο της γεννήτριας έτσι ώστε το σύστημα να λειτουργεί στην βέλτιστη καμπύλη ροπής στροφών. Για τη διαδικασία MPPT χρησιμοποιούνται διάφορες μέθοδοι άλλες περισσότερο ντετερμινιστικές, άλλες περισσότερο αφαιρετικές και πολλές φορές φορές συνδυασμοί τους. Στην εργασία αυτή θα παρουσιαστούν συνοπτικά τρεις από τις πιο δημοφιλείς τεχνικές ελέγχου MPPT. Αναλυτική παρουσίαση αυτών γίνεται στην αναφορά [11].



**Σχ. 3** α) Σύστημα ελέγχου MPPT β) Δομικό διάγραμμα ελεγκτή OCT

- Έλεγχος με δεδομένη χαρακτηριστική λειτουργίας (optimum characteristic tracker, OCT)

Ο έλεγχος μέσω δεδομένων χαρακτηριστικών καμπύλων λειτουργίας είναι η συνηθέστερη μέθοδος ελέγχου. Η βέλτιστη καμπύλη  $T - \Omega$ , όπως αυτή του Σχ. 2β, βρίσκεται αποθηκευμένη σε ένα μικροεπεξεργαστή. Η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας μετράται και αντιστοιχίζεται σε μια συγκεκριμένη ροπή αναφοράς  $T_{ref}$  μέσω της σχέσης 4 και εν τέλει σε ένα ρεύμα αναφοράς μέσω της σχέσης 5.

$$T_{ref} = \frac{C_{p,max}}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{2} \rho n R^5 \Omega^2 \quad (4)$$

$$I_{ref} = T_{ref} K_1 \quad (5)$$

όπου  $K_1$  κέρδος. Το ρεύμα αυτό συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα στην είσοδο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης σύμφωνα με την (6)

$$I_{err} = I_{ref} - I_{act} \quad (6)$$

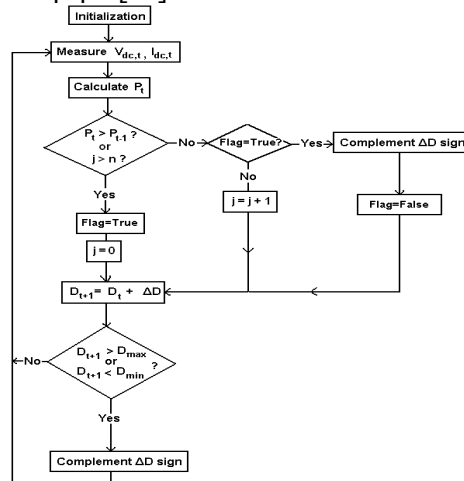
και από το σφάλμα της σύγκρισης προκύπτει το duty cycle του ημιαγωγικού στοιχείου του μετατροπέα μέσω του κέρδους  $K_2$ .

$$D = \int I_{err} dt K_2 \quad (7)$$

- **Ελεγκτής ανεύρεσης βέλτιστου σημείου λειτουργίας μέσω μικρών μεταβολών.**

Η εξάρτηση του MPPT ελεγκτή από την βέλτιστη καμπύλη λειτουργίας παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα. Η καμπύλη μπορεί να αλλάξει μορφή εξαιτίας της γήρανσης του μηχανικού συστήματος ενώ είναι άμεσα εξαρτημένη από τον υπολογισμό των αρχικών υπολογισμών της χαρακτηριστικής οι οποίοι και δύνανται να αποκλίνουν από την πραγματικότητα [5]. Λόγω αυτών των μειονεκτημάτων, έχουν γίνει προσπάθειες για τη σχεδίαση MPPT ελεγκτών οι οποίοι είναι ανεξάρτητοι από την βέλτιστη καμπύλη λειτουργίας. Σε τέτοιου είδους εφαρμογές [5]-[10], ο έλεγχος MPPT πραγματοποιεί συνεχείς συγκρίσεις και μεταβολές της ισχύος εξόδου προς αναζήτηση σημείου λειτουργίας με τη μέγιστη παραγόμενη ισχύ. Αυτοί οι ελεγκτές είναι γνωστοί και ως ελεγκτές ανεύρεσης βέλτιστου σημείου λειτουργίας μέσω μικρών μεταβολών (perturbations and observations ,P&Os).

Στη γενικότερη φιλοσοφία του ο ελεγκτής σε κάθε κύκλο λειτουργίας του υπολογίζει την ισχύ εξόδου και πραγματοποιεί μια μικρή μεταβολή του duty cycle του μετατροπέα. Στον επόμενο κύκλο η ισχύς εξόδου ξαναυπολογίζεται και ανάλογα με το εάν αυτή έχει αυξηθεί ή μειωθεί, το duty cycle μεταβάλλεται προς την ίδια κατεύθυνση (αύξηση ή μείωση) κατά την οποία μεταβλήθηκε στον προηγούμενο κύκλο ή αλλάζει κατεύθυνση αντίστοιχα. Ο αλγόριθμος ανεύρεσης του σημείου λειτουργίας σε αυτή την περίπτωση δίνεται στο Σχ. 4 και αναλύεται εκτενώς στην αναφορά [11].



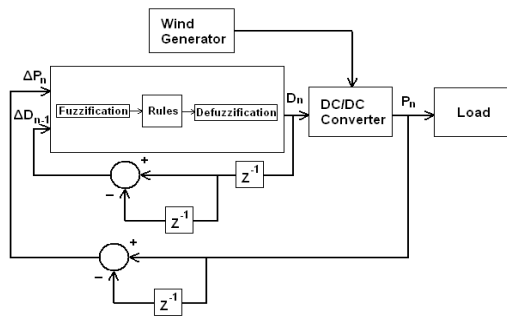
Σχ. 4 Αλγόριθμος ελεγκτή P&O..

- **Ελεγκτής ανεύρεσης βέλτιστου σημείου λειτουργίας με ασαφή λογική.**

Ο P&O ελεγκτής εξασφαλίζει ανεξάρτητη λειτουργία από τη βέλτιστη χαρακτηριστική καμπύλη χωρίς ο έλεγχος να γίνεται ιδιαίτερα πολύπλοκος. Πολλές φορές όμως κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας, όπως π.χ. γρήγορες ριπές ανέμου, μπορεί να οδηγηθεί σε αποπροσανατολισμό και αδυναμία εντοπισμού του βέλτιστου σημείου λειτουργίας. Οι αρχικοποιήσεις των παραμέτρων όπως το μέγεθος του βήματος του duty cycle αλλά και ο χρόνος μεταξύ δύο διαδοχικών συγκρίσεων του duty cycle, είναι πολύ σημαντικές για την σωστή εκτέλεση του ελέγχου[11]. Προς αποφυγή τέτοιων δυσχερειών είναι δυνατός ο συνδυασμός του P&O ελεγκτή με την ασαφή λογική. Αποτέλεσμα αυτής της προσπάθειας είναι ο ελεγκτής ασαφούς λογικής, (Fuzzy Logic Controller).

Η φιλοσοφία λειτουργίας του ελεγκτή ασαφούς λογικής, είναι παρόμοια με εκείνη του P&O, με την έννοια ότι πραγματοποιεί συνεχείς μεταβολές του Duty Cycle προκειμένου να εντοπίσει το σημείο βέλτιστης λειτουργίας. Όπως και ο P&O έτσι και ο ελεγκτής fuzzy χρησιμοποιώντας κατάλληλη λογική ελέγχου επιδρά στη μεταβολή του duty cycle του αντιστροφέα όπως φαίνεται στο Σχ. 5.

Ο αλγόριθμος ανίχνευσης μέγιστου σημείου λειτουργίας περιλαμβάνει τρεις χωριστές διαδικασίες. Αρχικά πραγματοποιείται η διαδικασία της ασαφοποίησης, δηλαδή του καθορισμού των εισόδων και των εξόδων της συνάρτησης συμμετοχής. Στη συνέχεια πραγματοποιείται η εξαγωγή των αποτελεσμάτων και τέλος η διαδικασία της αποσαφοποίησης όπου χρησιμοποιώντας συγκεκριμένη μέθοδο λαμβάνεται η τιμή του λόγου κατάτμησης από το σύνολο των αποτελεσμάτων. Κατά τη διαδικασία της ασαφοποίησης, οι συναρτήσεις συμμετοχής μετατρέπουν τις μεταβλητές εισόδου του ελεγκτή σε τιμές συμμετοχής από 0 ως 1. Για τον συγκεκριμένο ελεγκτή, οι συναρτήσεις συμμετοχής επιλέχθηκαν τριγωνικές, για λόγους απλότητας και λιγότερου υπολογιστικού κόστους. Οι εισοδοί που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι διακυμάνσεις της ισχύος εξόδου,  $\Delta P_n$ , μεταξύ των συμβάντων  $n$  και  $n-1$  αλλά και οι μεταβολές του λόγου κατάτμησης,  $\Delta D_{n-1}$  μεταξύ των συμβάντων  $n-1$  και  $n-2$ , σχέσεις (8),(9). Η λειτουργία του ελεγκτή fuzzy αναλύεται στην αναφορά [11].



Σχ. 5 Δομικό διάγραμμα Fuzzy ελεγκτή.

$$\Delta P_n = P_n - P_{n-1} \quad (8)$$

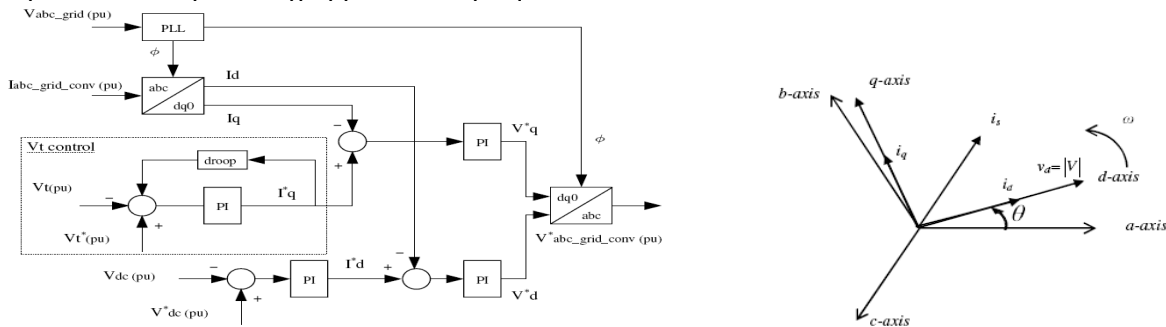
$$\Delta D_n^i = D_{n-1}^0 - D_{n-2}^0 \quad (9)$$

### 3. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Ο SPWM τριφασικός αντιστροφέας τύπου πηγής τάσης είναι ο μετατροπέας ισχύος που μετατρέπει την dc τάση της εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης σε εναλλασσόμενη. Αποτελείται από 6 IGBTs και αντιπαράλληλες διόδους που επιτρέπουν την αγωγή από το φορτίο προς την είσοδο σε περίπτωση που ο συντελεστής ισχύος είναι διάφορος της μονάδας. Στόχος του είναι να μετάγει την ισχύ που δίνει ο μετατροπέας ανύψωσης στο δίκτυο κρατώντας σταθερή την τάση του πυκνωτή στην είσοδο του. Αυτό το καταφέρνει χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο ρεύματος διαδικασία που υλοποιεί ο αντίστοιχος ελεγκτής που περιγράφεται παρακάτω. Ένα άλλο χαρακτηριστικό του ελέγχου του αντιστροφέα είναι η ικανότητα ρύθμισης του συντελεστή ισχύος τόσο σε επαγωγικό όσο και σε χωρητικό. Η ρύθμιση αυτή γίνεται απλά και προσομοιώνει την λειτουργία των συμβατικών σταθμών παραγωγής.

- **Ελεγκτής αντιστροφέα τύπου πηγής τάσης**

Ο έλεγχος του αντιστροφέα πραγματοποιείται από κατάλληλο ελεγκτή ο οποίος λειτουργεί εφαρμόζοντας διανυσματικό έλεγχο της τάσης. Με τη μέθοδο αυτή καταφέρνει να κρατάει σταθερή, σε συγκεκριμένη τιμή, την τάση του πυκνωτή. Με σταθερή την DC τάση, οι διακυμάνσεις του ρεύματος λόγω του ελεγκτή του μετατροπέα ανύψωσης, θα συνεπάγονται έμμεσα διακυμάνσεις της ενεργού ισχύος που εγχέει ο αντιστροφέας στο δίκτυο. Ο ελεγκτής του αντιστροφέα, με λίγα λόγια, αναλαμβάνει απλώς να κάνει έγχυση ενεργού ισχύος στο δίκτυο ανάλογα με την τιμή της τάσης που βλέπει στην είσοδο του. Στο σχήμα θα φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελεγκτή.



Σχ. 6 α) Δομικό διάγραμμα του ελεγκτή του αντιστροφέα β) d-q πλαίσιο αναφοράς

Η αρχή λειτουργίας του ελεγκτή βασίζεται σε διανυσματικό έλεγχο της τάσης που παράγει ο αντιστροφέας ώστε να γίνεται κατάλληλη ρύθμιση ρεύματος που εγχέεται στο δίκτυο. Ο διανυσματικός έλεγχος πραγματοποιείται σε ένα στρεφόμενο πλαίσιο το οποίο περιστρέφεται με τη γωνιακή ταχύτητα της τάσης του δικτύου. Συγκεκριμένα, δειγματοληπτείται η τάση του δικτύου από την οποία λαμβάνεται η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των τριών διανυσμάτων της. Η γωνιακή αυτή ταχύτητα περιστροφής αποτελεί την ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου πλαισίου στο οποίο γίνεται ο έλεγχος. Τα τριφασικά ρεύματα από την πλευρά του δικτύου αναλύονται και αυτά με τη σειρά τους στο συγκεκριμένο πλαίσιο όπως φαίνεται στο σχήμα 6β. Όπως είναι φυσικό από τη στιγμή που το πλαίσιο περιστρέφεται με την γωνιακή ταχύτητα της τάσης του δικτύου, ο d άξονας θα συμπίπτει με το συνιστάμενο διάνυσμα της τάσης τάση V και κατά συνέπεια θα ισχύει ότι  $|V| = v_d$  ενώ  $V_q = 0$ . Επίσης είναι γνωστό ότι η στιγμιαία τιμή της ενεργού ισχύος στο τριφασικό σύστημα δίνεται από τη σχέση (10)

$$P(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (10)$$

Αν μετασχηματισμό στο συγκεκριμένο d - q πλαίσιο τότε θα έχουμε τις ακόλουθες σχέσεις

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (11)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \quad (12)$$

Για το συγκεκριμένο πλαίσιο αναφοράς όπου  $|V| = v_d$  ενώ  $V_q = 0$  λαμβάνονται οι τελικές σχέσεις που δίνουν την ενεργό και την άεργο ισχύ.

$$P = \frac{3}{2}|V|i_d \quad (13)$$

$$Q = \frac{3}{2}|V|i_q \quad (14)$$

Είναι φανερό από τις σχέσεις αυτές ότι για το συγκεκριμένο πλαίσιο αναφοράς η ενεργός και η άεργος ισχύς που μεταφέρονται από τον αντιστροφέα στο δίκτυο είναι συνάρτηση των  $d$  και  $q$  συνιστωσών του ρεύματος. Για το λόγο αυτό ελέγχοντας τις συνιστώσες αυτές με κάποιο ελεγκτή είναι δυνατή η ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος. Εκ πρώτης όψεως ο έλεγχος της ενεργού και άεργου ισχύος φαίνεται να είναι ανεξάρτητος. Στη πράξη όμως κάτι τέτοιο δεν ισχύει γιατί οποιαδήποτε ρύθμιση γίνει στο ένα από τα δύο μεγέθη έχει ως επακόλουθο και στο άλλο.

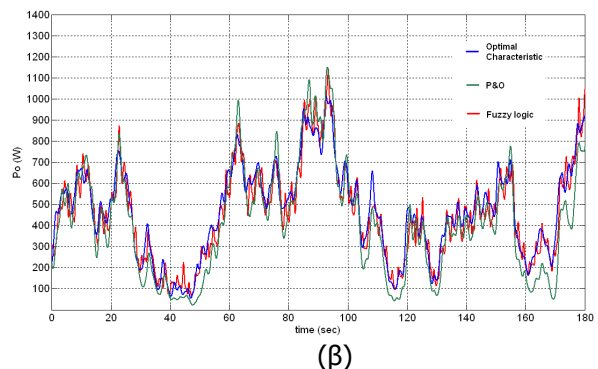
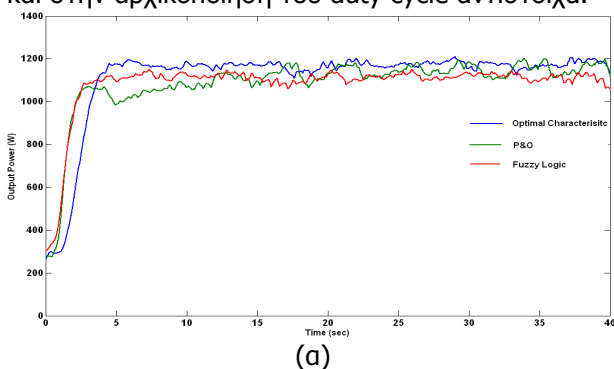
Πέραν της ρύθμισης ενεργού και άεργου ισχύος στη μόνιμη κατάσταση ο συγκεκριμένος ελεγκτής διαθέτει ένα σύστημα προστασίας από υπερρεύματα και ένα σύστημα παρακολούθησης τάσης. Το πρώτο σύστημα δρα σε πρώτη προτεραιότητα ανοίγοντας τους διακόπτες του αντιστροφέα όταν ανιχνευτεί υπέρρευμα. Το δεύτερο σύστημα παρακολουθεί την τάση του δικτύου με στόχο η διάταξη να ακολουθεί συγκεκριμένα πρότυπα ανοχής σε βυθίσεις τάσεις [12]. Με βάση το σύστημα ελέγχου η διάταξη αφενός παραμένει συνδεδεμένη για δεδομένο χρόνο, παρά τη βύθιση, με βάση την καμπύλη ανοχής και αφετέρου τα ρεύματα περιορίζονται σε συγκεκριμένη τιμή έτσι ώστε να προστατευτεί η διάταξη.

## 4. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Στην παράγραφο αυτή παραθέτονται αποτελέσματα τόσο για μόνιμη όσο και για μεταβατική κατάσταση. Η ενότητα χωρίζεται σε δύο τμήματα: Το μέρος του DC/DC μετατροπέα και το μέρος του DC/AC αντιστροφέα.

### 4.1 Σύγκριση ελεγκτών MRPT

Οι τρεις ελεγκτές MRPT συγκρίνονται ως προς τη δυνατότητα παραγωγής ενεργού ισχύος αλλά και το χρόνο απόκρισής τους σε βηματικές μεταβολές του ανέμου. Για τη διεξαγωγή του πειράματος η λειτουργία του ανεμοκινητήρα προσομοιώνεται από ένα DC Κινητήρα. Εξετάζονται δύο περιπτώσεις. Στην *Περίπτωση 1 (Π1)* οι τρεις ελεγκτές συγκρίνονται χρησιμοποιώντας τη βέλτιστη χαρακτηριστική ροπής – στροφών για τον ανεμοκινητήρα ενώ η αρχικοποίηση του duty cycle του μετατροπέα ανύψωσης λαμβάνει μία τιμή τέτοια ώστε να διασφαλίζει ομαλή εκκίνηση του συστήματος. Στην *Περίπτωση 2 (Π2)* η χαρακτηριστική ροπής – στροφών αποκλίνει κατά 20% της βέλτιστης ενώ η αρχικοποίηση του duty cycle έχει λάβει μία ακραία τιμή. Στόχος είναι να αναδειχτεί οι ευαισθησία των ελεγκτών OCT και P&O στην χαρακτηριστική ροπής – στροφών και στην αρχικοποίηση του duty cycle αντίστοιχα.



**Σχ. 7** Ενεργός ισχύς για τους τρεις ελεγκτές για α) βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου από τα 6 στα 9 m/sec β) χρονοσειρά ανέμου

ΠΙΝΑΚΑΣ 1

| Μέθοδος     | Μέση τιμή (Π 1) | Χρόνος απόκρισης (Π 1)       | Μέση τιμή (Π 2) | Χρόνος απόκρισης (Π 2) |
|-------------|-----------------|------------------------------|-----------------|------------------------|
| OCT         | 0.499           | 6.15 sec<br><b>(4.8 sec)</b> | 0.486           | 9.88 sec               |
| P&O         | 0.429           | 35 sec<br><b>(22 sec)</b>    | 0.44            | 66 sec                 |
| Fuzzy logic | 0.492           | 2.4 sec<br><b>(3.8 sec)</b>  | 0.492           | 2.24 sec               |

ΠΙΝΑΚΑΣ 2

| Μέθοδος     | Μέση τιμή $P_o$ (Π 1) | Μέση τιμή $P_o$ (Π 2)      |
|-------------|-----------------------|----------------------------|
| OCT         | 520W<br><b>(463W)</b> | 382W<br><b>(379W)</b>      |
| P&O         | 475W<br><b>(419W)</b> | 305W<br><b>(&lt;205 W)</b> |
| Fuzzy logic | 512W<br><b>(476W)</b> | 512W<br><b>(476W)</b>      |

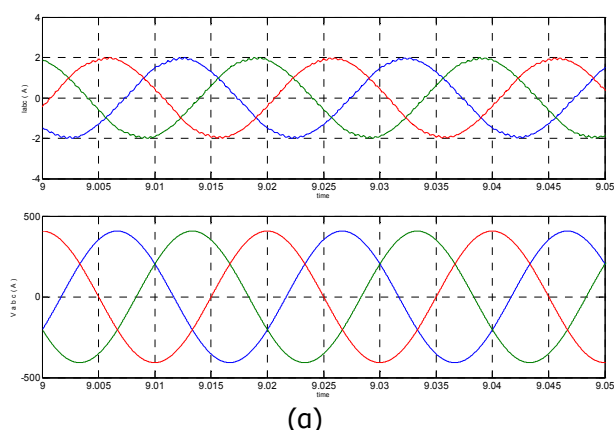
Στο Σχ. 7 φαίνονται τα πειραματικά αποτελέσματα της ενεργού ισχύος για τους τρεις ελεγκτές για την *Περίπτωση 1* τόσο για βηματική μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου όσο και για μία πραγματική χρονοσειρά. Στον Πίνακα 1 συνοψίζονται τα αποτελέσματα της μέσης τιμής της αεροδυναμικής σταθεράς  $C_p$  αλλά και του χρόνου απόκρισής της σε βηματική μεταβολή του ανέμου από τα 6 στα 9 m/sec ενώ στον Πίνακα 2 συνοψίζονται τα αποτελέσματα της ενεργού ισχύος για την εφαρμοζόμενη χρονοσειρά ανέμου. Οι παρενθέσεις με έντονη γραμματοσειρά υποδηλώνουν πειραματικά αποτελέσματα. Από τα αποτελέσματα διαφαίνεται ξεκάθαρα αφενός η ευαισθησία του ελεγκτή OCT στη χαρακτηριστική ροής – στροφών και αφετέρου του P&O στις αρχικές συνθήκες ελέγχου. Εντούτοις ο ελεγκτής fuzzy παραμένει ανεπηρέαστος και στα δύο σενάρια..

#### 4.2 Ελεγκτής αντιστροφή πηγής τάσης

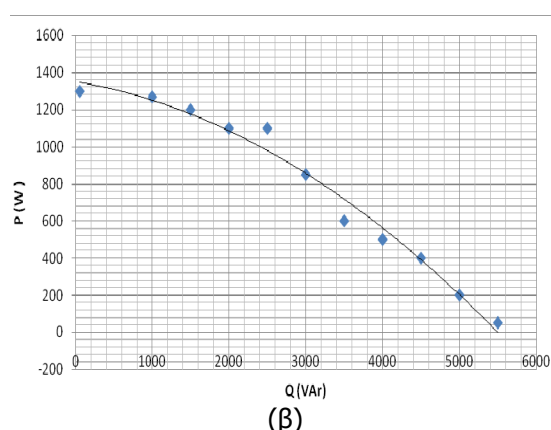
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων για τον ελεγκτή του αντιστροφέα. Παραθέτονται αποτελέσματα αφενός για μόνιμη κατάσταση, όπου φαίνεται η ικανότητα του αντιστροφέα για μεταγωγή ενεργού και άεργου ισχύος και αφετέρου η απόκρισή του σε μία βύθιση τάση όπου φαίνεται η μεταβατική του απόκριση.

- **Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχ. 8α φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα μετά το φίλτρο του αντιστροφέα για επαγωγικό συντελεστή ισχύος. Στο Σχ. 8β φαίνεται η ικανότητα του αντιστροφέα για μεταγωγή άεργου και ενεργού ισχύος σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Το THD που επιτυγχάνεται για φίλτρο 30mH είναι 0.96.



(α)



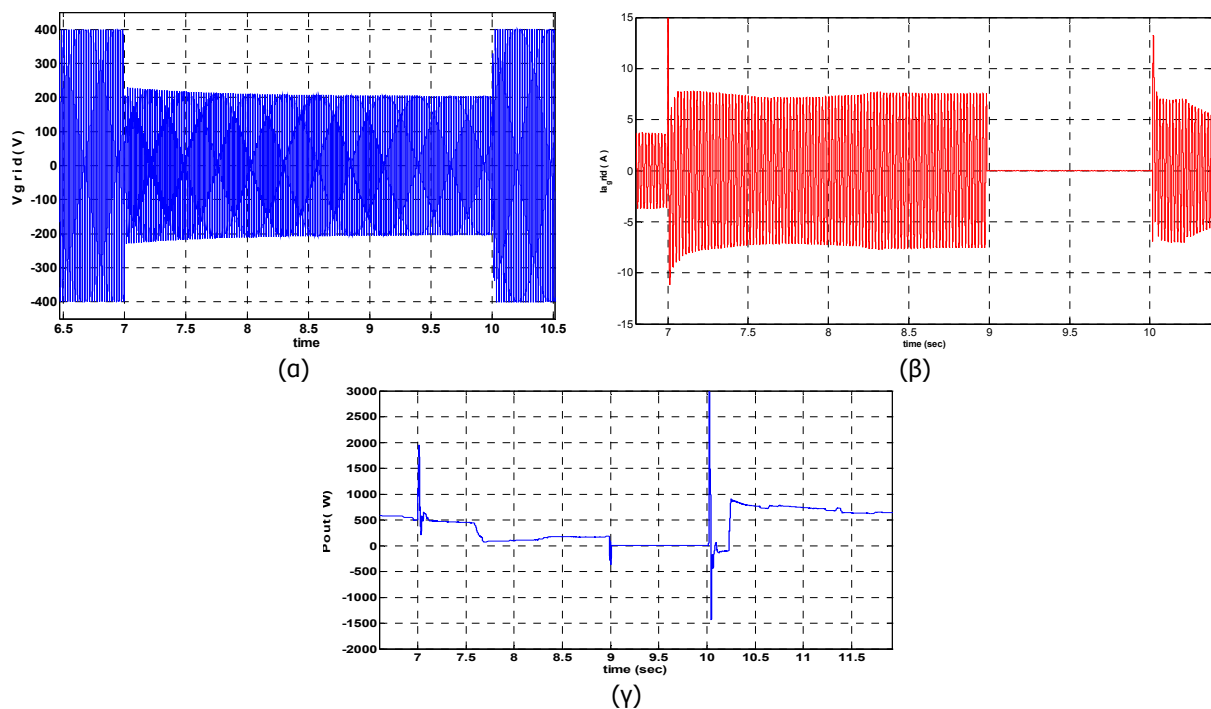
(β)

Σχ. 8 α) Τάσεις και ρεύματα μετά το φίλτρο του αντιστροφέα β) ικανότητα του αντιστροφέα για μεταγωγή ισχύος

- **Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας**

Εξετάζεται η συμπεριφορά του αντιστροφέα για βύθιση τάσης 0.5 pu όπως αυτή του Σχ. 9α. Στο Σχ. 9β φαίνεται το ρεύμα για τη μία φάση του αντιστροφέα. Παρατηρείται ότι στο χρόνο 7sec όπου συμβαίνει η βύθιση το ρεύμα αυξάνεται αλλά περιορίζεται στο διπλάσιο του ονομαστικού μέσω του ελεγκτή. Μετά την πάροδο 2sec οπότε και η βύθιση εξακολουθεί να υφίσταται, ο ελεγκτής αποκόπτει τον αντιστροφέα μέσω ενός διακόπτη. Για χρόνο 10 sec όπου και η βύθιση παύει να υφίσταται ο ελεγκτής αναλαμβάνει να ξανακλείσει το διακόπτη αφού πρώτα έχουν εξασφαλισθεί συνθήκες συγχρονισμού. Στο Σχ. 9γ φαίνεται η ενεργός ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο κατά τη διάρκεια της βύθισης.





**Σχ. 9** α) Τάση δικτύου β) Ρεύμα αντιστροφεία γ) Ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο κατά τη διάρκεια της βύθισης.

## 5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην εργασία μελετήθηκε διάταξη ανεμογεννήτριας ονομαστικής ισχύος 2kW διασυνδεδεμένης στο δίκτυο. Όσον αφορά στην παραγωγή ενεργού ισχύος τα αποτελέσματα έδειξαν πως ο ελεγκτής ασαφούς λογικής παραμένει ανεπηρέαστος από την αρχικοποίηση των μεταβλητών ελέγχου χωρίς ταυτόχρονα να έχει απολύτως καμία εξάρτηση από δεδομένες χαρακτηριστικές λειτουργίας ενώ ταυτόχρονα δεν είναι ευαίσθητος στη ρύθμιση των διάφορων παραμέτρων ελέγχου. Ο ελεγκτής OCT παρουσιάζει ευσταθή λειτουργία ωστόσο η εξάρτησή του από δεδομένη χαρακτηριστική λειτουργίας έχει συγκεκριμένα μειονεκτήματα. Ο ελεγκτής P&O είναι ευαίσθητος στην αρχικοποίηση των μεταβλητών ελέγχου ενώ για να είναι ευσταθής θα πρέπει η ρύθμιση των παραμέτρων οι οποίες διέπουν τη λειτουργία του να είναι ιδιαίτερα ακριβείς και στοχευμένες στα χαρακτηριστικά του εκάστοτε συστήματος. Όσον αφορά στη διασύνδεση με το δίκτυο η διάταξη δείχνει ικανοποιητική ικανότητα στη μεταγωγή τόσο ενεργού όσο και άεργου ισχύος. Ο έλεγχος διαθέτει βρόχους προστασίας από υπερρεύματα ενώ δύναται να παρακολουθεί την τάση του δικτύου υπακούοντας σε κανόνες που αφορούν σε βυθίσεις διατηρώντας τα ρεύματα σε ανεκτά επίπεδα λειτουργίας.

## 6. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] R. Spee, S. Bhowmik, and J. Enslin, "Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems," *Renew. Energy*, vol. 6, no. 8, pp. 907-915, Nov. 1995.
- [2] V. Valtchev, A. Bossche, J. Ghijselen, and J. Melkebeek, "Autonomous renewable energy conversion system," *Renew. Energy*, vol. 19, no. 1, pp. 259-275, Jan. 2000.
- [3] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182-184.
- [4] S. Kim, and E. Kim, "PSCAD/EMTDC – Based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 22, no. 2, pp. 421-430, June 2007.
- [5] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for Wind-Energy-Conversion applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, pp. 486-494, April 2006.
- [6] Y. Chen, Y. Liu, S. Hung, and C. Cheng, "Multi-Input inverter for grid-connected hybrid PV/Wind power system", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, no 3, pp. 1070-1077, May 2007.
- [7] N. Yamamura, M. Ishida, and T. Hori, "A simple wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator", *IEEE International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99*, Hong Kong, 1999.
- [8] A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, "A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1630-1635, Dec. 1999.
- [9] A. Z. Mohamed, M. N. Eskander, and F. A. Ghali, "Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system," *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 235-245, Jun. 2001.
- [10] R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 1, pp. 57-65, 1996.
- [11] Ch. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas, A. Kladas: "A comparison of maximum-power point-tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators" *Electromotion 2009 - EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium*, 1-3 July 2009 - Lille, France.
- [12] Σ. Παπαθανασίου, Μ. Τσίλη "Τεχνικές απαιτήσεις για τη σύνδεση αιολικών σταθμών στα συστήματα ηλεκτρική ενέργειας – Επισκόπηση κωδίκων άλλων χωρών και διαθέσιμων τεχνολογιών"

# Control and analysis of a hybrid renewable energy-based power system

C. Patsios\*, M. Antonakopoulos, A. Chaniotis, and A. Kladas

**Abstract** – This paper proposes a methodology for the integration of various energy sources into a hybrid generation system for stand-alone power applications. The system employs a wind generator (WG) and photovoltaic (PV) arrays as main energy sources while a fuel cell (FC) is included for supplying excess power demand. An ultra-capacitor (UC) bank is also implemented in order to cover rapid changes of both load demand and power supply due to changes in wind speed or solar radiation. The system operation is based not only on the supply-demand equilibrium but also includes concerns of FC long-term durability as well as actual constraints regarding electrolyzer operation and considerations of energy efficiency. The system performance is evaluated on a 24-hour operating time period basis under highly-varying load conditions. A particular control technique is proposed for power flow regulation ensuring both firm system performance and uninterrupted supply of load demand.

**Index Terms** — Energy management, energy storage, fuel cell, photovoltaic systems, power generation, wind energy.

## I. INTRODUCTION

THE ever increasing worldwide concern for sustainable energy and diversification of power supply has led to the appearance of several applications where more than one energy sources are employed to supply loads of individual consumers. Such loads may originate either from isolated residential consumptions or interconnected power demands, as in the case of small power grids. In each case the goal is primarily to satisfy power demand, regardless of weather conditions, while meeting power quality requirements with minimal to no involvement of an auxiliary power supply such as a power grid. Autonomous operation of small power systems based on renewables usually calls for an energy storage system as well as for a power source that can be used on an on-demand basis. In cases of such requirements, the use of hydrogen through FCs becomes an attractive choice.

Several applications combining hydrogen with other renewable energy sources, such as WGs or PVs, have been reported in the literature [1]-[4]. An FC stack, usually of proton exchange membrane (PEM) type, is employed in order to supply excess power demand, combined with fast-response power sources such as UC banks. In such applications electrolyzers can provide hydrogen when power supply exceeds demand in order to produce the hydrogen consumed by the FC. Usually energy flow takes place through a common DC bus. Despite the fact that the application of PEM fuel cells (PEMFCs) and hydrogen electrolyzers in autonomous system operation has yielded promising results, their use presents several drawbacks that

should be taken into account.

On one hand, recent bibliography in the field of FCs reveals that PEMFC durability is highly dependent on the type of loading applied. In [5] the authors evaluated the durability of PEMFCs under load on/off cycling and observed a decrease in kinetic activity as well as an increase of the transport losses for certain electrode types. In [6] the authors demonstrate a dramatic increase of hydrogen crossover after 500h of current cycling compared to constant current operation. Similar results have been reported in [7].

On the other hand the use of electrolyzers presents several difficulties associated with fluctuations of power supply. In [8] several issues of intermitted electrolyzer operation when supplied with a variable power source, such as PV arrays, are quoted e.g. hazardous conditions inside the electrolyzer due to low current densities or reduced efficiency due to operation at temperatures lower than nominal. In [2] the authors comment on the risk of mismatching power supply with gas delivery control capacity and apply power slopes to handle transients of the power supply. Moreover the electrolyzer's efficiency varies with cell current which is linked with H<sub>2</sub> production rate [8] suggesting that electrolysis as an operation could be characterized as a tradeoff between maximum efficiency and hydrogen production rate.

In [9] the authors present a stand-alone renewable energy system where hydrogen is used for energy storage. Although the system can achieve autonomous operation, the DC bus voltage suffers from considerable fluctuations which can prove unfavorable in terms of power quality. In [1] the authors describe a similar autonomous hybrid system and suggest a control scheme that maintains balance between supply and demand while achieving constant DC bus voltage. However, no precaution is taken to prevent the FC from continuous on/off operation which results in dozens of daily switchings while the electrolyzer is used as a dump load with no provision against problems related with power fluctuations and intermitted operation as discussed above.

In the present paper the control strategy and respective operating analysis of a hybrid renewable energy-based system employing a WG and PV arrays as main energy sources are proposed. An FC is used for supplying excess power demand while a UC bank is utilized to cover rapid changes of both load demand and power supply due to changes in wind speed or solar irradiance. The control scheme developed ensures firm operation regarding power supply, power quality and efficiency while emphasizing in operating the FC and electrolyzer in a manner that prevents hazardous operation through on/off cycling and intermitted operation respectively.

## II. SYSTEM OVERVIEW

Autonomous operation of hybrid systems addresses

C. Patsios, M. Antonakopoulos, A. Chaniotis and A. Kladas are with the National Technical University of Athens, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, 9 Iroon Polytechniou st., 15773 Zografou, Athens, Greece.

\*Corresponding author: C. Patsios (hpatsios@gmail.com)

mainly small scale power demands such as telecommunication installations or small residential units. System sizing is by itself a demanding task requiring site-specific data over large periods of time. The main objective of system sizing is to meet the given load demand, fully if possible, at a least-cost basis. Since the scope of this work is mainly focused on system control and operation, sizing is hypothetical, nevertheless based on actual data acquired for a specific location regarding wind speed and solar irradiance. Acquired data consists of measurements during a 4 year period involving several weather conditions. However, for the purposes of this paper, an average, as to weather conditions, summer day is selected. The respective data is shown in Fig. 1. The applied load is based on the demand of a typical residential unit measured on 15minute intervals. Load spikes are emulated in order to account for sudden rises of demand such as motor starting as shown in Fig. 2.

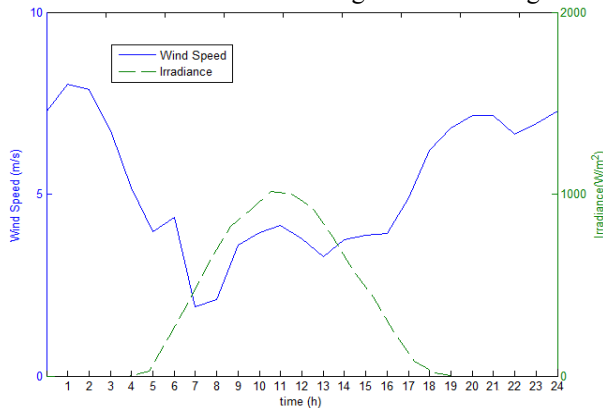


Fig. 1 Measured wind speed and solar irradiance

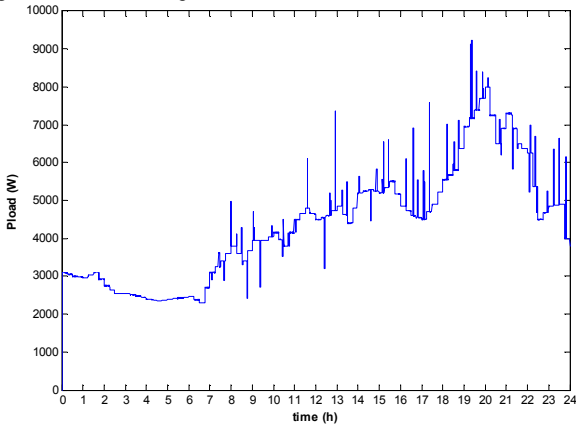


Fig. 2 Load demand

### A. Configuration

The configuration of the proposed system is shown in Fig. 3. Power flows through the main DC bus rated at 550V and is transferred from the sources to the various loads by means of DC/DC power converters. The WG is a variable speed 20 kW permanent magnet (PM) synchronous generator. The generator nominal output voltage of 400 V<sub>p-p</sub> is rectified through a three-phase full bridge rectifier. The rectifier output is fed as input on a boost DC/DC converter. The boost converter outputs a 550V dc voltage which is the main DC bus voltage level. The boost converter's switching is controlled in a way that guides the aerodynamic system to operate at the maximum power point (MPP) for every wind speed through adjustments of the generator's apparent load. The MPP tracking process (MPPT) is based on a fuzzy logic (FL) controller designed and evaluated by the authors on a prototype set-up [10]. The PV assembly is rated at 5kW<sub>p</sub> and

is connected to the DC bus through a boost DC/DC converter performing an MPPT process by means of a perturbation and observation (P&O) controller as described in [10]. In particular an assembly of 10 parallel sets of 6 modules connected in series has been considered. Each PV module is capable of delivering a current of 5A at a voltage of 17V under maximum power operating conditions.

The FC is rated at 5kW. It is supplied by a hydrogen storage tank and provides power to the DC bus through a boost DC/DC converter. The FC is switched-on to provide the excess power that cannot be met occasionally by the WG and PVs. However, FC repetitive on/off cycling is avoided by prioritizing, on a certain degree, the participation of the UC bank at meeting the load demand i.e. the FC will be turned-on only if the UC bank state of charge (SOC) is reduced below a certain level, as will be further explained in Section II C. This ensures that the FC won't be turned-on to satisfy transient loads that can be met by the UC supply.

The electrolyzer is limited at 5kW, and is fed by a DC/DC buck converter that ensures supply in the form of constant power levels. Transition between these is performed through power slopes in order to avoid mismatching between power supply rate and gas delivery control capacity. Limiting of the electrolyzer at 5kW means that in several cases the energy produced will be unutilized, however, the device will operate at a higher capacity factor which is an important aspect in determining the economics of any power generating or energy conversion application especially in the case of high cost devices such as FCs and electrolyzers [8].

The UC module used is based on an actual UC unit and has a capacitance of 165F and a nominal voltage of 48.6V, meaning that it can supply an energy of 54.13 Wh. In this case four such modules are connected in parallel to form a UC bank.

### B. Modeling

The WG model includes the machine's mechanical part i.e. blades and masses as well as the electrical i.e. the PM generator and rectifier. As for the mechanical part, the wind power captured by the wind turbine can be expressed as:

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

where  $\rho$  is the air density,  $A = \pi R^2$  is the area covered by the blades' rotation,  $C_p(\lambda, \theta)$  the turbine's power coefficient,  $R$  the blade radius,  $\theta$  is the blade pitch angle and  $V_w$  the wind speed.  $\lambda$  is the tip speed ratio:

$$\lambda = \Omega R / V_w \quad (2)$$

where  $\Omega$  is the rotational speed. Thus the aerodynamic turbine torque can be expressed as:

$$T_m = \frac{P}{\Omega} \quad (3)$$

The aerodynamic model takes into account the turbine's power coefficient and calculates the aerodynamic torque for any given wind speed. The electrical part of the WG model is described in [11]. PM machine modeling is based on equivalent circuit representation involving variable electromotive forces. Since the generator is used with a rectifier, average values sufficiently describe most interesting phenomena, such as the rectified current that is charging the DC bus capacitors as well as the electromagnetic torque. In practice look-up tables have been used including a number of points adequate to interpolate the data with minimal error.

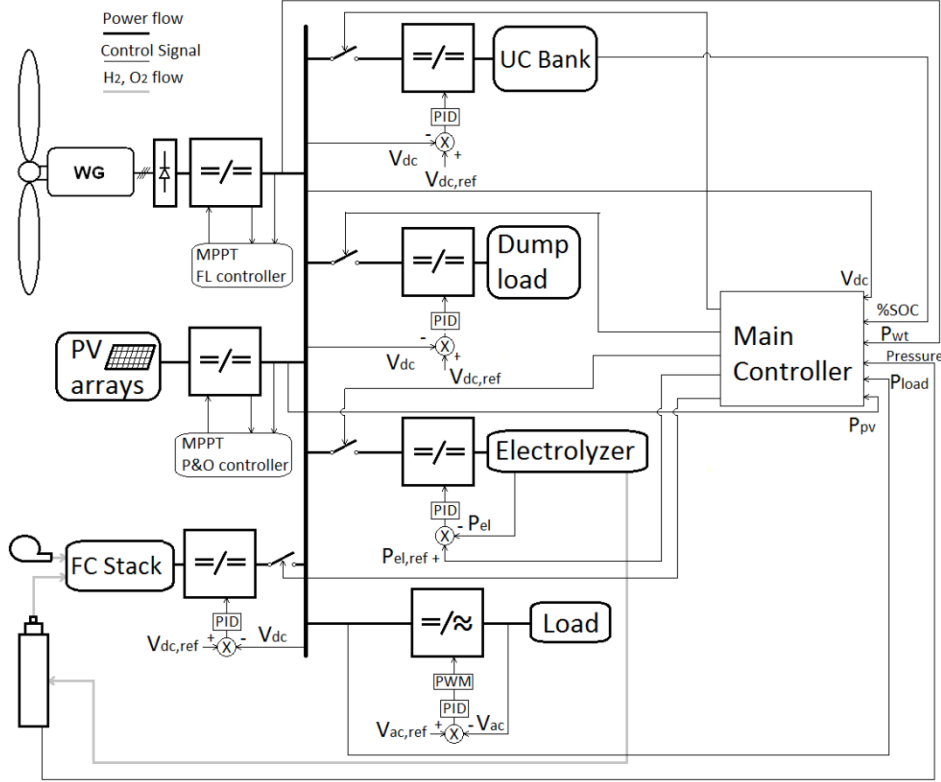


Fig. 3 System diagram

The PV model consists of several PV arrays connected in series or parallel. Each array is comprised of several cells connected in series or parallel where the voltage of each cell  $V_{PV}$  is given by:

$$V_{PV} = \frac{mkT}{e} \ln\left(\frac{I_{SC} - I_{PV}}{I_0}\right) - R_S I_{PV} \quad (4)$$

based on the PV equivalent circuit representation, where  $T_C$  is the cell absolute temperature,  $m$  is the idealizing factor,  $e$  is the PV electron charge,  $k$  is the Boltzmann's constant,  $I_{SC}$  is the short circuit cell current,  $I_{PV}$  is the PV cell output current,  $R_S$  is the PV series resistance and  $I_0$  is the reverse saturation current.

The PEMFC model used is based on the model developed in [12]. The model inputs the FC current and outputs the FC voltage,  $V_{cell}$ , accounting for activation loss, ohmic resistance voltage drop, and concentration overpotential:

$$V_{cell} = E_{cell} - V_{act} - V_{conc} - V_{ohm} \quad (5)$$

where:

$$E_{cell} = E_{0,cell}^0 - k_E (T - 298) + \frac{RT}{2F} \ln[p_{H_2} (p_{O_2})^{0.5}] \quad (6)$$

$E_{0,cell}^0$  is the standard reference potential at standard state, (298 K and 1-atm pressure),  $k_E$  is an empirical constant,  $R$  is the gas constant,  $T$  is the temperature,  $F$  is the Faraday constant,  $p_{H_2}$  and  $p_{O_2}$  are the effective values of  $H_2$  and  $O_2$  partial pressures respectively.  $V_{act}$ ,  $V_{conc}$  and  $V_{ohm}$  are voltage drops due to activation, concentration and ohmic resistance respectively. The delays between the change in the load current and the flow of fuel and oxidant have also been incorporated according to the method described in [12].

The electrolyzer model used is described in [1]. The amount of  $H_2$  produced,  $n_{H_2}$  is calculated according to

Faraday's law and is directly proportional to the electrical current in the equivalent circuit of the electrolyzer:

$$n_{H_2} = \frac{\eta_F n_c i_{el}}{2F} \quad (7)$$

where,  $\eta_F$  is the Faraday efficiency given by:

$$\eta_F = 96.5e^{(0.09/i_e - 75.5/i_e^2)} \quad (8)$$

$i_e$  is the electrolyzer current, and  $n_c$  is the number of the electrolyzer cells in series.

The  $H_2$  produced is directed to a hydrogen storage tank. The tank is modeled using a simplified model based on the method described in [1], inputting the rates of  $H_2$  consumed and produced by the FC and electrolyzer respectively. The model outputs the tank pressure and the amount of  $H_2$  stored.

The UC is modeled by means of an equivalent circuit representation consisting of a capacitance, and two resistances, representing charging-discharging resistance and self-discharging losses respectively. Operation of the DC/DC converters used throughout the system is modeled using steady-state equations.

### C. System control

The first concern of the control system of such a configuration is to achieve uninterrupted autonomous operation. In this study, a 24h time frame has been considered as the time period for evaluating the controller performance. The controller targets are:

- The load demand must always be satisfied, at least for loads that are considered usual.
- All system devices have to be operated in a manner that neither reduces their normal life expectancy, nor is proven to be hazardous for the whole system operation.
- The total stored energy consumed is regenerated after one cycle of operation.

The controller proposed in this work aims to satisfy all of the above mentioned criteria.

The main system controller algorithm is depicted in Fig.

4. Two separate controllers are implemented for reasons of MPPT, controlling the DC/DC converters of the WG and PV respectively. The MPP tracker for the WG is an FL controller developed by the authors and presented in [10] while the PV MPP tracker is a P&O controller also described in [10]. The main control algorithm dictates power flow in a manner that should primarily satisfy power demand. The algorithm can be described as follows:

The controller measures the power generated by the main energy sources i.e. the WT and PV arrays namely  $P_{wt}$  and  $P_{pv}$ . In case of an excess the power is on a first stage directed to the UC bank. If the UC bank SOC reaches its maximum then the electrolyzer is turned-on, unless maximum tank pressure,  $P_{max}$ , is reached. Electrolyzer operation is performed in power steps and transition between them is rate-limited in order to protect the electrolyzer unit from problems in operation deriving from power fluctuations, as described in Section I. Here, rather than using the electrolyzer as a dump load, power steps from 500 to 5000W are performed with 500W intervals and 125W/s power rate-limiting. The electrolyzer will supply  $H_2$  to the storage tank until the maximum tank pressure is reached (here 14000Pa). Excess power that isn't directed to the electrolyzer is dumped on a resistive dump load.

In the proposed algorithm UC operation is prioritized regarding load supply, i.e. if the power supplied by the WT-PV combination is lower than the power required by the load,  $P_{load}$ , the UC will deliver the excess power. The FC will be turned-on only in case the UC bank SOC drops below 50%. In this way unnecessary turn-on of the FC is avoided, since the UC will supply low duration demands and on the same time ensure a high efficiency (up to 99%) of power delivery, compared to the relatively small efficiencies of the FC, ranging from 20 to 50%. If the UC bank SOC falls below 50% then the FC will be turned-on to supply the excess power. The UC bank will maintain a 50% SOC in order to act as a support for the FC in case of transient or excess load demand.

The DC/DC converters of both the UC bank and FC operate in the principle of DC bus voltage stabilization as shown in Fig. 3. The same applies for the controller of the dump load which is considered to be resistive. UC, FC, electrolyzer and dump load operation is governed by ideal switches controlled by the main controller.

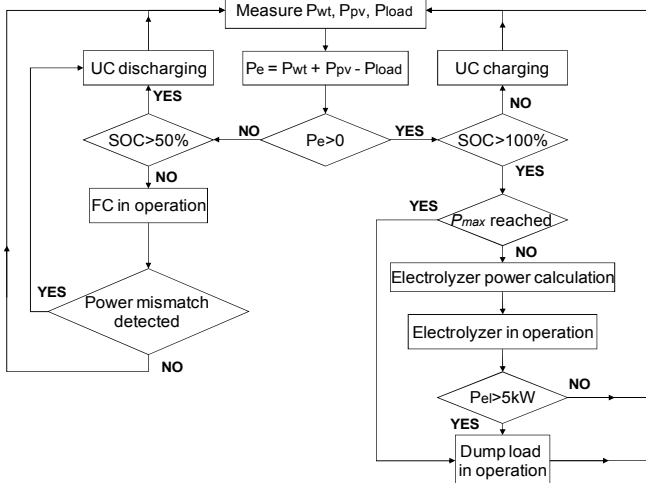


Fig. 4 Control algorithm

### III. RESULTS AND DISCUSSION

The system is simulated by using the data shown in Figs. 1 and 2 regarding wind speed, irradiance and load demand. The sum of the power supplied by the WT-PV combination,  $P_{wt}$  and  $P_{pv}$ , along with the load power is shown in Fig 5a. As can be observed supply-demand mismatching occurs twice: mainly during the nighttime peak and on a smaller scale on the late night hours until morning. The maximum power can be captured during 0.00h to 3.30h.

Fig. 5b displays the UC bank and FC power,  $P_{uc}$  and  $P_{fc}$  while Fig. 5c displays the power drawn by the electrolyzer and the dump load,  $P_{el}$  and  $P_{dump}$  respectively. Fig 5d displays the UC bank SOC and the  $H_2$  amount in the storage tank. It is assumed that the UC starts at a 50% SOC resulting from previous discharging. Initially, the UC bank is charged over a brief period of less than 3 minutes when the electrolyzer begins its operation. By prioritizing UC operation regarding load supply, as described in Section II C, the FC is required to turn-on only twice during the 24 hour period and consequently frequent on-off cycling is avoided. The UC bank supplies all remaining load demand which is summarized to transient loads such as in several cases between 8.00h and 15.00h due to the fact that the SOC remains above 50% thus avoiding unnecessary FC operation. The UC bank stops discharging when the SOC drops below 50% and is only turned-on if the FC fails to properly track a load variation such as in six occurrences of the evening peaks between 15.00h and 20.00h. As can be observed in Fig. 5c the electrolyzer draws power in steps while transitions rates are limited to 125W/s in order to avoid the risk of mismatching between power supply and gas delivery control capacity. Power below the step size for a power level transition of the electrolyzer, is dumped. For the purpose of this analysis a power step of 500W is considered, however, depending on the electrolyzer used different step sizes can be implemented. Fig. 5d clearly shows that the amount of  $H_2$  produced is greater than the  $H_2$  consumed and additionally the UC bank final SOC is 100% having initiated at 50%. This means that the system accumulated an energy surplus implying that the 24h cycle can be repeated for the same or even worse supply-demand conditions. Fig. 6 displays the DC bus voltage. It is evident that voltage stability is achieved throughout the whole system operation.

The weather data used here and the respective results presented refer to an average summer day; however, simulations have shown that for the same configuration, in an average winter day, the FC was required to turn-on 3 times instead of 2, due to the lower levels of solar irradiance.  $H_2$  levels at the end of the day were 33% lower than those presented in Fig. 5d yet higher than the initial ones, while the respective UC bank final SOC was once again 100%, denoting an energy surplus at the end of the 24h cycle. The above results imply that the proposed system can perform adequately regardless of the season of the year, however, minor adjustments on the sizing of the energy sources and storage devices could be made if necessary, in case different weather and load profiles than those examined are applied.

### IV. CONCLUSIONS

The present paper investigates conditions for optimal operation of a hybrid renewable energy-based system. A



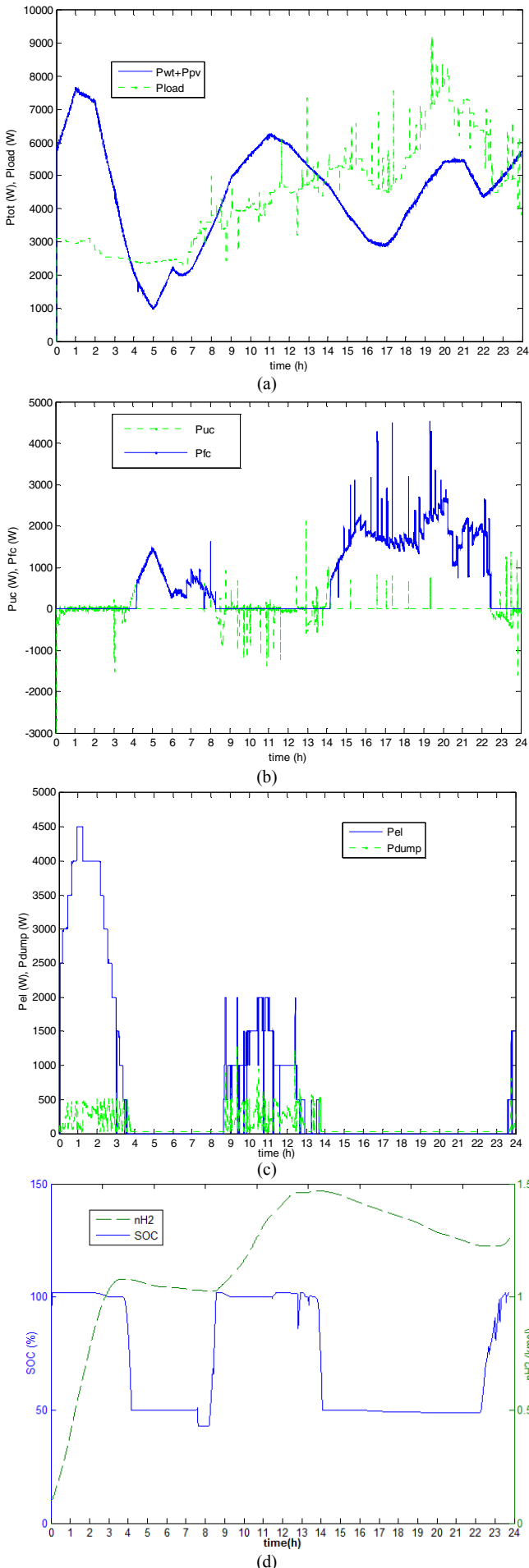


Fig. 5 a) WT-PV supplied power and load demand, b) UC and FC power, c) electrolyzer power and power dumped, d) UC bank SOC and H<sub>2</sub> amount.

particular control strategy has been proposed with main targets to provide uninterrupted load supply on one hand and to ensure increased system reliability on the other hand, by both avoiding frequent unnecessary on/off cycling of the FC and transients of power supply for the electrolyzer. The system performance has been examined on a time frame of 24 hours by using actual data of wind speed, solar radiation and load variation. The system considered satisfied all the above mentioned criteria and on the same time appropriate stored energy management has been performed. Moreover, the DC bus voltage was very stable during the whole system operation, ensuring a suitable power quality of load supply.

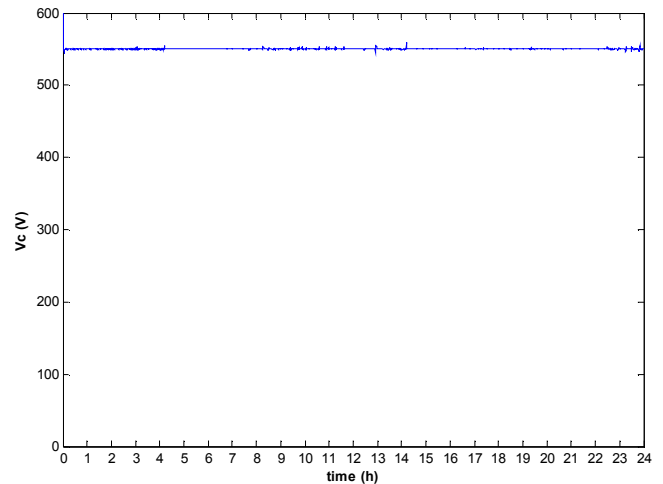


Fig. 6 DC bus voltage

## V. ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the National Technical University of Athens "Basic Research Support Program 2008, PEBE 2008" for supporting this work.

## VI. REFERENCES

- [1] M. Uzunoglu, O.C. Onar, M.S. Alam, "Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications", *Renewable Energy*, Vol. 34, Issue 3, pp. 509-520, Mar. 2009.
- [2] T. Zhou, B. Francois, "Modeling and control design of hydrogen production process for an active hydrogen/wind hybrid power system", *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 34, Issue 1, pp. 21-30, Jan. 2009.
- [3] T. Monai, I. Takano, H. Nishikawa, Y. Sawada, "A Collaborative Operation Method between New Energy-Type Dispersed power supply and EDLC", *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 19, pp. 590-598, Sep. 2004.
- [4] T. F. El-Shatter, M. N. Eskander, M. T. El-Hagry, "Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system", *Energy Conversion and Management*, Vol. 47, Issues 9-10, pp. 1264-1280, Jun. 2006.
- [5] G.J.M. Janssen, E.F. Sitters, A. Pfrang, "Proton-exchange-membrane fuel cells durability evaluated by load-on/off cycling", *Journal of Power Sources*, Vol. 191, Issue 2, 15, pp. 501-509, Jun. 2009.
- [6] D. Liu, S. Case, "Durability study of proton exchange membrane fuel cells under dynamic testing conditions with cyclic current profile", *Journal of Power Sources*, Vol. 162, Issue 1, pp. 521-531, Nov. 2006.
- [7] Ferreira, P.J., G.J. la O', Y. Shao-Horn, D. Morgan, R. Makharia, S. Kocha and H. Gasteiger, "Instability of Pt/C Electrocatalysts in Proton Exchange Membrane Fuel Cells: A Mechanistic Investigation", *J. Electrochem. Soc.*, 152, A2256-A2271, 2005.
- [8] F. Barbir, "PEM electrolysis for production of hydrogen from renewable energy sources", *Solar Energy*, Vol. 78, pp. 661-669, 2005.
- [9] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, T.K. Bose, "Performance of a Stand-Alone Renewable Energy System Based on Energy Storage as Hydrogen", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 19, pp. 633-640, Sep. 2004.
- [10] C. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas, A. Kladas, "A Comparison of Maximum Power Point Tracking Control Techniques for Low Power

Variable Speed Wind-Generators”, in *8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, 2009. ELECTROMOTION 2009*.

- [11] A. Chaniotis, A. Kladas and J. Tegopoulos, “Advanced harmonic permanent magnet generator model for energy efficient wind turbine control systems”, in *6<sup>th</sup> Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion – Med Power 2008*.
- [12] C. Wang, M. Hashem Nehrir, Steven R. Shaw, “Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits”, *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 20, pp. 442-451, Jun. 2005.

## VII. BIOGRAPHIES

**Charalampos Patsios** was born in Greece, in 1981. He received the Diploma in Electrical and Computer Engineering in the University of Patras in 2005 and is currently a Ph. D student in the National Technical University of Athens. His current research focuses on electrical power systems with emphasis in wind generator control and applications. Other scientific interests focus on power electronics, analytical and numerical study of electromagnetic fields in electrical generation and electromotive applications.

**Michail Antonakopoulos** was born in Greece, in 1986. He is a graduand of Electrical and Computer Engineering Department in the National Technical University of Athens. His current research focuses on hybrid renewable energy-based power generation technology, which is the subject of his Diploma Thesis. His other scientific interests include power electronics and electrical machines.

**Antonios Chaniotis** was born in Greece, in 1976. He received the Diploma in Electrical and Computer Engineering and the Ph.D. from the National Technical University of Athens in 2001 and 2007 respectively where he serves as Lecturer.

**Antonios Kladas** (M’97) was born in Greece, in 1959. He received the Diploma in Electrical Engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Greece in 1982 and the DEA and Ph.D. degrees in 1983 and 1987 respectively from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), France. He served as Associate Assistant in the University of Pierre and Marie Curie from 1984-1989. During the period 1991-1996 he joined the Public Power Corporation of Greece, where he was engaged in the System Studies Department. Since 1996 he joined the Faculty of Electrical and Computer Engineering of the National Technical University of Athens, where he is now Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives.





Data acquisition equipment has been utilized in order to monitor power quality at points A<sub>1</sub> and B<sub>1</sub> of the microgrid, as illustrated in Fig.1, and convenient power quality indexes have been calculated. In order to achieve a clear interaction profile between motor and generator side power quality indexes, the number of mechanically coupled electrical machine pairs has been limited to two ( $i=2$ ), while the main 22KW DC motor has been operated at nominal speed, no load conditions.

### 3. Results analysis

Fig. 2a illustrates current waveforms measured at point A<sub>1</sub> of the experimental setup for 100W and 200W power flow. Fig. 2b illustrates respective voltage and current waveforms measured at point B<sub>1</sub>. The resulting power quality indexes, are summarised in Table I.

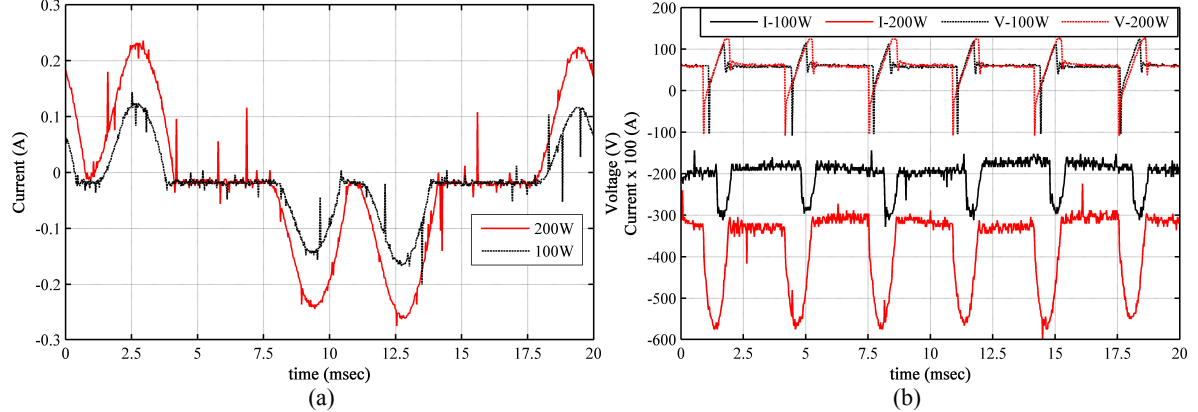


Fig. 2 Recorded waveforms for different loading conditions. (a) Current @ A<sub>1</sub>. (b) Voltage and current @ B<sub>1</sub>.

TABLE I

| POWER QUALITY INDEXES FOR DIFFERENT LOADING CONDITIONS |             |             |
|--|-------------|-------------|
|  | 100W        | 200W        |
| THD <sub>i</sub> (%) @ A <sub>1</sub>                  | 91.1        | 68.3        |
| THD <sub>v</sub> (%) @ B <sub>1</sub>                  | 27.4        | 38.6        |
| THD <sub>i</sub> (%) @ B <sub>1</sub>                  | 13.8        | 17.4        |
| Voltage ripple factor / form factor @ B <sub>1</sub>   | 0.39 / 1.07 | 0.55 / 1.14 |
| Current ripple factor / form factor @ B <sub>1</sub>   | 0.20 / 1.02 | 0.25 / 1.03 |

The results indicate that in the case of microgrids integrating distributed units of motors-generators driven by industrial converters, there is a particular dependence linking power flow and power quality both at motor and generator side.

As can be deduced from Table I, loading of the distributed generators have a serious effect on power quality indexes variation. More specifically, an increase of 100% of power flow results in 40.8% and 26.1% increase of the DC voltage and current THD respectively. Additionally, an increase in DC ripple and form factors is observed, while current THD at point A<sub>1</sub> has a decrease of 25%.

### 4. Conclusions

The analysis performed has shown a distinct relationship between power quality and loading established within units of mechanically coupled electrical motors driven by industrial power converters. Such an observation can be taken into consideration when respective microgrid power flow is programmed and optimized through power-sharing algorithms.

### 5. Acknowledgement

This work has been co-financed by Greece and the European Union (European Social Fund) under "Heraclitus II" project within operational programme "Education and Longlife Learning".

### References

- [1] Roscoe, A., Finney, S., Burt, G., "Tradeoffs between AC power quality and DC bus ripple for 3-phase 3-wire inverter-connected devices within microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, in press.
- [2] Seon-Ju Ahn, Jin-Woo Park, Il-Yop Chung, Seung-II Moon, Sang-Hee Kang, Soon-Ryul Nam, "Power-Sharing Method of Multiple Distributed Generators Considering Control Modes and Configurations of a Microgrid," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, issue.3, pp. 2007-2016, June 2010.
- [3] Kroposki, B., Pink, C., DeBlasio, R., Thomas, H., Simões, M., Sen, P.K., "Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, issue.3, pp. 901 - 908, August 2010.
- [4] Pavlos S. Georgilakis, Peter G. Vernados, "Flexible AC Transmission System Controllers: An Evaluation," *Materials Science Forum*, vol. 670, pp. 399-406, December 2010.

# Evolutionary Optimization of Permanent Magnet Machine Design for Traction Applications

Minos Beniakar, Evangelos Tsampouris, Charalampos Patsios and Antonios Kladas  
 Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, Faculty of Electrical and Computer Engineering,  
 National Technical University of Athens  
 9 Iroon Polytechniou Street, Zografou 15773, Athens, Greece  
 etsab@central.ntua.gr

**Abstract**— Permanent Magnet (PM) machines constitute a favored drive choice in electric traction applications due to their increased efficiency. Design optimization of such machines could enhance their ability to satisfy contradictory static and dynamic requirements. In this paper a Differential Evolution (DE) algorithm for PM machine design optimization, coupled with a finite element analysis (FEA) is employed.

## I. INTRODUCTION

Recent literature in the field of traction applications thoroughly investigates the problem of optimal PM machine configuration from a performance-efficiency oriented point of view [1], [2]. Low torque ripple, maximum torque per ampere and minimum harmonic content back Electromotive Force (EMF) are key objectives in the optimization of such applications. However, the highly coupled and nonlinear nature of these problems, as well as the discontinuity of design variables and the lack of analytical cost functions, could cause gradient-based optimizers to fail, thus rendering derivative-free and heuristic techniques a favorable solution [3].

This paper focuses on appropriate linking of DE strategies with coupled external circuit - finite element parametric models, by employing results of FEA and producing harmonic representation of EMF and torque, suitable for traction applications. FEM iterative calls are generated through external script, which modifies rotor angular displacement and stator slot current densities. The proposed methodology's accuracy has been verified under different optimization scenarios.

## II. OPTIMIZATION ALGORITHM

As the dependency of the objective function and its gradients on the design parameters is unknown, the use of stochastic methods is recommended for the optimization of such constrained, nonlinear electromagnetic problems [4].

DE is a population-based optimizer that attacks the starting point problem by sampling the objective function at multiple, randomly chosen initial points. On a first stage, DE perturbs existing vectors with the scaled difference of two randomly selected population vectors to generate new points (mutation). Then, in order to produce the trial vector DE adds the scaled, random vector difference to a third randomly selected population vector (recombination). On a final stage, the trial vector competes against the population vector of the same index (selection). Once the last trial vector has been tested, the survivors of the pair wise competitions become parents for the next generation in the evolutionary cycle.

## III. METHODOLOGY ADOPTED

In this paper the numerical optimization of an internal PM

machine for traction applications, using DE is presented. Three optimization scenarios are investigated, employing differently weighted linear combinations of mean torque values with proper torque and back EMF harmonic indices values (Total Harmonic Distortion (THD) and ripple factor) in the cost function, for an angular displacement of one pole part of the machine. The flowchart of the adopted methodology is shown in Fig. 1. Figure 2a shows half of the parameterized machine configuration. Figure 2b illustrates an optimized instantaneous torque response.

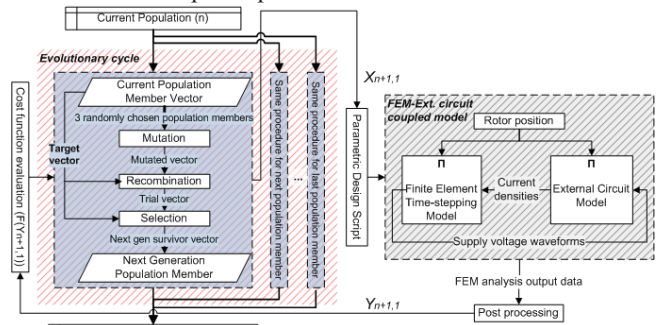


Fig.1. Proposed methodology flowchart.

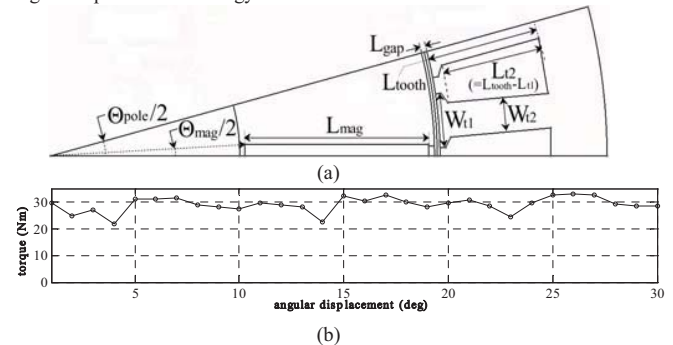


Fig. 2. FEA model. (a) Parameterized geometry, (b) Inst. torque waveform

## IV. REFERENCES

- [1] A.A. Arkadan, M.N. ElBsat and M.A. Mneimneh, "Particle Swarm Design Optimization of ALA Rotor SynRM for Traction Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 3, pp. 956 - 959, March 2009.
- [2] B. N. Cassimere and S.D. Sudhoff, "Population-Based Design of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 24, No. 2, pp. 338 - 346, June 2009.
- [3] L.S. Coelho and P. Alotto, "Electromagnetic optimization based on an improved diversity-guided differential evolution approach and adaptive mutation factor," *COMPEL*, Vol. 28, No. 5, pp. 1112 - 1120, 2009.
- [4] R. Storn and K. Price, *Differential Evolution - a Simple and Efficient Adaptive Scheme for Global Optimization over Continuous Spaces*, Technical report TR-95-012, ICSI, March 1995.