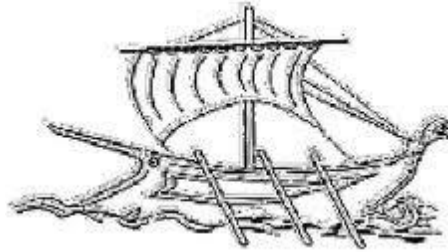


Α ΤΑΝΩΤΑΤΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΙΡΑΙΑ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟΥ ΤΟΜΕΑ



Α.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ

«ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ»
(WIND TURBINE CONTROLLER)

ΓΙΑΝΝΟΠΟΥΛΟΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ (ΑΜ : 40548)
ΤΣΕΛΑ ΕΝΚΕΛΕΝΤ (ΑΜ : 40711)

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΝΙΚΟΛΑΟΥ ΓΡΗΓΟΡΙΟΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2017

ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

Π. Ραλλη & Θηβών 250, 12244 Αιγάλεω, Αθήνα – Ελλάδα

Τηλ. 210-5381488

Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη	4
Abstract	5
1. Εισαγωγή	6
2. Ο Άνεμος.....	8
2.1 Η Ισχύς Ανέμου.....	9
2.2 Ο Συντελεστής C_p	10
2.3. Μέγιστη Εκμετάλλευση Ισχύος	11
3. Ανεμογεννήτριες.....	11
3.1. Κατηγορίες Ανεμογεννητριών	12
3.2. Τύποι Ανεμογεννητριών.....	15
3.2.1. Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών	15
3.2.2 Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών.....	16
3.3 Τύποι Γεννητριών	17
3.3.1. Ασύγχρονες επαγωγικές γεννήτριες	18
3.3.2 Σύγχρονες γεννήτριες	21
3.4 Τοπολογίες Ανεμογεννητριών.....	23
4. Ο Μηχανικός Έλεγχος	26
4.1 Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου.....	26
4.2 Έλεγχος απώλειας στήριξης.....	26
4.3 Ενεργός έλεγχος απώλειας στήριξης.....	27
4.4. Ηλεκτρονικός Έλεγχος.....	27
5. Μοντελοποίηση Ανεμογεννήτριας με Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη.....	33
5.1. Περιγραφή Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμου Μαγνήτη.....	34
5.2 Μετασχηματισμός Park.....	41
5.3. Μοντελοποίηση Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμου Μαγνήτη.....	42
6. Μοντελοποίηση Μετατροπέα στη πλευρά δικτύου	47
7. Έλεγχος μετατροπέα στη πλευρά της μηχανής.....	50
7.1 Έλεγχος μηδενικού ρεύματος στον d-άξονα (<i>zero d-axis current, ZDC</i>).....	51
7.2 Έλεγχος μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος	51
7.3 Έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος.....	52

7.4 Απευθείας έλεγχος ροπής (direct torque control, DTC)	52
7.5 Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου	53
7.6 Έλεγχος με προσανατολισμό στο πεδίο (FOC).....	55
7.7 MPPT	57
7.7.1 MPPT με βέλτιστο λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου	57
7.7.2. MPPT με καμπύλη μέγιστης ισχύος της ανεμογεννήτριας	57
7.7.3. MPPT με βέλτιστη ροπή.....	58
7.7.4. MPPT με αλγόριθμο ανάβασης λόφου	59
7.8 Ελεγκτές ρεύματος για πλευρά μηχανής.....	60
7.9 Έλεγχος ταχύτητας.....	62
7.10 Έλεγχος με προσανατολισμό στην τάση (VOC).....	64
7.11 Ελεγκτές ρεύματος για πλευρά δικτύου	65
7.12 Ελεγκτής τάσης DC διασύνδεσης	66
7.13 Πλευρά του δικτύου: Απευθείας έλεγχος ισχύος (DPC).....	68
7.14 Ελεγκτές ενεργού και άεργου ισχύος.....	69
7.15 Ελεγκτής τάσης DC διασύνδεσης	71
8. Αποτελέσματα Έρευνας.....	72
8.1 Εισαγωγή.....	72
8.2 Περιγραφή Συστήματος	73
8.2.1 Περιγραφή Εφαρμοζόμενων Σχημάτων Ελέγχου.....	75
8.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης	77
9. Συμπεράσματα	80
Βιβλιογραφία	82

Περίληψη

Η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας έχει σαν συνέπεια δημιουργήσει την ανάγκη ένταξης της στην αγορά. Η υπό μελέτη πτυχιακή εργασία παρουσιάζει ένα αιολικό σύστημα μετατροπής ενέργειας με σύγχρονη γεννήτρια μονίμου μαγνήτη. Η συγκεκριμένη γεννήτρια αποτελεί μια νέα στροφή στην αγορά καθώς προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα όπως η απουσία κιβωτίου ταχυτήτων, που σαν αποτέλεσμα έχει ένα σύστημα με μεγάλη απόδοση. Στην συγκεκριμένη εργασία γίνεται η μοντελοποίηση με μαθηματικές περιγραφές για την γεννήτρια μονίμου μαγνήτη και θα γίνει εκτενέστερη ανάλυση στον διανυσματικό έλεγχο που εφαρμόζουμε με προσανατολισμό στο πεδίο. Κλείνοντας θα γίνει ο σχολιασμός από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/ Simulink.

Λέξεις - Κλειδιά: Ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών, AC/DC μετατροπέας, DC/AC μετατροπέας, έλεγχος με προσανατολισμό στο πεδίο, έλεγχος με προσανατολισμό στην τάση.

Abstract

The production of electricity from renewable energy sources has resulted in the need to enter the market. The undergraduate thesis presents a wind energy conversion system with a permanent magnet generator. The particular generator is a new turn in the market as it offers several advantages such as the absence of a gearbox, resulting in a high performance system. In this work, modeling with mathematical descriptions for the permanent magnet generator is made and a more extensive analysis will be made in the vector-based field-oriented vector control. In conclusion, annotation will be made from the simulation results in the Matlab / Simulink environment.

Keywords: variable speed generator, ac/dc/ac converter, FOC , VOC

1. Εισαγωγή

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) αποτελούν μια εναλλακτική επιλογή συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Η επιβάρυνση του περιβάλλοντος καθώς και η μείωση των φυσικών στοιχείων φέρνει στην επιφάνεια την αναζήτηση εναλλακτικών μορφών ενέργειας πιο βιώσιμων και οικονομικών σε σχέση με τους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής. Σημαντική συμβολή στην ανάπτυξη αυτή, είναι η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος καθώς και η ανάπτυξη διαφόρων μορφών ελέγχου. Η εκμετάλλευση της αιολικής ενέργειας, που είναι μια εναλλακτική μορφή ενέργειας, πραγματοποιείται με τη χρήση ανεμογεννητριών για την κάλυψη των αναγκών της αυξημένης ζήτησης ενέργειας.

Όσο η αιολική ενεργεία υιοθετείται στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας τόσο αυξάνεται και η ανάγκη ενός αποτελεσματικού και παράλληλα υψηλών προδιαγραφών συστήματος ελέγχου. Το σύστημα ελέγχου είναι απαραίτητο καθώς μας ενδιαφέρει ο έλεγχος τόσο στην πλευρά της μηχανής όσο και στην πλευρά του δικτύου, όπου γίνεται εκτενέστερη μελέτη στην υπό μελέτη πτυχιακή εργασία. Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας χαρακτηρίζονται σαν ήπιες μορφές ενέργειας, καθώς αποτελούν ενέργεια που εκμεταλλευόμαστε από διάφορες φυσικές διαδικασίες όπως ο άνεμος, η γεωθερμία, η κίνηση του νερού.

Ο όρος ήπιες αρχικά σημαίνει ότι για την εκμετάλλευσή τους, σε αντίθεση με τους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής ενέργειας, δεν χρειάζεται κάποια άλλη κατανάλωση ενέργειας, όπως η άντληση πετρελαίου ή η καύση. Κατά δεύτερον ο ορός ήπιες σημαίνει ότι αποτελεί φιλική μορφή ενέργειας προς τον περιβάλλον χωρίς να υπάρχουν εκροές υδρογονανθράκων και διοξειδίων του άνθρακα ή απόβλητα. Συνοψίζοντας, καταλήγουμε ότι στα πλεονεκτήματα των ανανεώσιμων μορφών ενέργειας συγκαταλέγονται το γεγονός ότι είναι φιλικές προς το περιβάλλον, ότι είναι ανεξάντλητες κάτι που δεν συμβαίνει με τα ορυκτά καύσιμα, ότι μπορούν να βοηθήσουν στην ενεργειακή κάλυψη αναγκών μικρών δικτύων που συναντάμε σε μικρές χώρες, όπως και το γεγονός ότι μπορούν προβάλουν μια αντίσταση στην οικονομική αύξηση του πετρελαίου.

Επίσης ανάλογα με τον πληθυσμό του κάθε τόπου μπορούν να προσαρμοστούν ώστε να έχουμε παραγωγή ενέργειας παίρνοντας την θέση από τους μεγάλους σταθμούς παραγωγής ειδικά για μέρη που είναι μακριά από τα αστικά κέντρα, όπως επίσης και ο εξοπλισμός κατασκευαστικά είναι πιο απλός και παρουσιάζει ευκολία στην συντήρηση. Το πιο σημαντικό

όμως κατά εμάς πλεονέκτημα είναι ότι όλο και περισσότερες κυβερνήσεις στρέφονται σε αυτόν τον τομέα καθώς είναι ανεξάντλητη μορφή ενέργειας. Τα παραπάνω πλεονεκτήματα αποτελούν μια αρκετά σοβαρή προτροπή για την ανάπτυξη των κατάλληλων συνθηκών των ΑΠΕ.

Είναι μάλιστα σωστό να αναφερθεί ότι πολλές χώρες καλύπτουν τις ενεργειακές τους ανάγκες σε πολύ μεγάλο βαθμό μέσω των ΑΠΕ κάνοντας την βιομηχανία του πετρελαίου να μειώνει τα ποσοστά της εξόρυξης του καθώς και την προστασία του περιβάλλοντος από την καταστροφή του. Είναι αρκετά σημαντικό να τονιστεί η ανάγκη προστασίας του περιβάλλοντος καθώς είμαστε μέρος του πλανήτη που ζούμε και αν θέλουμε να ζήσουμε και άλλο πρέπει να προσέξουμε και να μην το μολύνουμε. Παρακάτω παρουσιάζονται και άλλες εναλλακτικές μορφές ενέργειας με μια μικρή περιγραφή στο στοιχείο που βασίζεται η καθεμιά, αρχίζοντας από την αιολική που ουσιαστικά είναι και κύριο αντικείμενο στην δικιά μας εργασία.

- **Αιολική ενεργεία:**

Η κινητική ενεργεία του ανέμου μετατρέπεται σε μηχανική και στη συνέχεια σε ηλεκτρική. Ιστορικά άρχισε να χρησιμοποιείται για την άντληση νερού από διαφορά σημεία καθώς και για άλλες εφαρμογές.

- **Ηλιακή ενεργεία:**

Η εκμετάλλευση των ακτινών του ηλίου πραγματοποιείται μέσω κατάλληλων τεχνολογιών όπως είναι οι φωτοβολταϊκές κυψέλες που είναι και ο κύριος παράγοντας εκμετάλλευσης του ηλιακού φάσματος.

- **Υδροηλεκτρική ενεργεία:**

Έχει να κάνει με την εκμετάλλευση της ροής του νερού σε μεγάλες ταχύτητες.

- **Γεωθερμική μάζα:**

Τα πετρώματα της γης καθώς αλλάζουν κατάσταση παράγουν θερμότητα, ουσιαστικά είναι η φυσική θερμότητα που έρχεται στην επιφάνεια της γης και μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας .

- **Βιομάζα:**

Ενδιαφέρον παρουσιάζει το φαινόμενο στο οποίο το φυτό κατά την φωτοσύνθεση του δεσμεύει κάποια ενεργεία και τον τρόπο που μπορεί να την επιστρέφει πίσω, τους λεγομένους υδατάνθρακες των φυτών.

- **Τα κόμματα της θάλασσας:**

Στα θαλάσσια κύματα παρατηρούνται μεγάλα ποσοστά κινητικής ενέργειας, η οποία με κατάλληλες μετατροπές γίνεται μηχανική και στην συνέχεια ηλεκτρική.

2.0 Άνεμος

Ο άνεμος είναι η εξαναγκασμένη κίνηση των αερίων μαζών που προκαλείται από την διαφορά της θερμοκρασίας στην επιφάνεια της Γης. Η ηλιακή ακτινοβολία θερμαίνει διαφορετικά τους πόλους από ότι τον ισημερινό με αποτέλεσμα την λιγότερη απορρόφηση ενέργειας από αυτούς. Οι ωκεανοί, παρατηρείται, ότι εμφανίζουν άλλη θερμοκρασία από τη στεριά δημιουργώντας τη λεγόμενη μεταγωγή θερμότητας από τη Γη έως τη στρατόσφαιρα. Πολύ μεγάλο ποσοστό της παραγόμενης ενέργειας των ανέμων, εμφανίζεται σε μεγάλα υψόμετρα, περίπου με ταχύτητες μεγαλύτερες των 170 km / h. Εντέλει, η συνεχόμενη τριβή των ανέμων με τη στεριά και την ατμόσφαιρα μετατρέπει την ενέργεια σε θερμότητα.

Η διεύθυνση και η ταχύτητα του ανέμου επηρεάζονται από τα διάφορα μέρη της Γης. Συγκεκριμένα στις θαλάσσιες περιοχές δεν παρατηρούνται μεγάλης διάρκειας άνεμοι εξαιτίας της θέρμανσης εδάφους και νερού. Παράλληλα, η περιστροφή της Γης γύρω από τον άξονά της συντελεί στη διαφορά βαρομετρικού άλλοτε υψηλού και άλλοτε χαμηλού. Κατ' αυτό τον τρόπο, ο άνεμος δεν είναι ένα σταθερό φαινόμενο, αλλά μεταβαλλόμενο κατά τυχαίο χρονικά τρόπο. Για την κατάλληλη περιγραφή του ανέμου χρησιμοποιείται η γνωστή κατανομή Weibull με την κάτωθι σχέση (Burton, Jenkins, Sharpe & Bossanyi, 2011):

$$f(v) = \frac{k}{c} \left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^k} \quad (2.1)$$

Όπου:

- $f(v)$: η ταχύτητα πυκνότητα πιθανότητας
- v : η ταχύτητα του ανέμου
- k : η παράμετρος μορφής
- c : η παράμετρος κλίμακας $[v, k, c > 0]$

Εναλλακτικά, όταν η παράμετρος k είναι ίση με 2, τότε η Weibull κατανομή ισοδυναμεί με την κατανομή Rayleigh. Η κατανομή Rayleigh εμφανίζει εξάρτηση μόνο από την παράμετρο c , που

και εκείνη εξαρτάται μόνο από τη μέση ταχύτητα του ανέμου. Η μέση ταχύτητα του ανέμου υπολογίζεται από τη σχέση (Petersson, 2005):

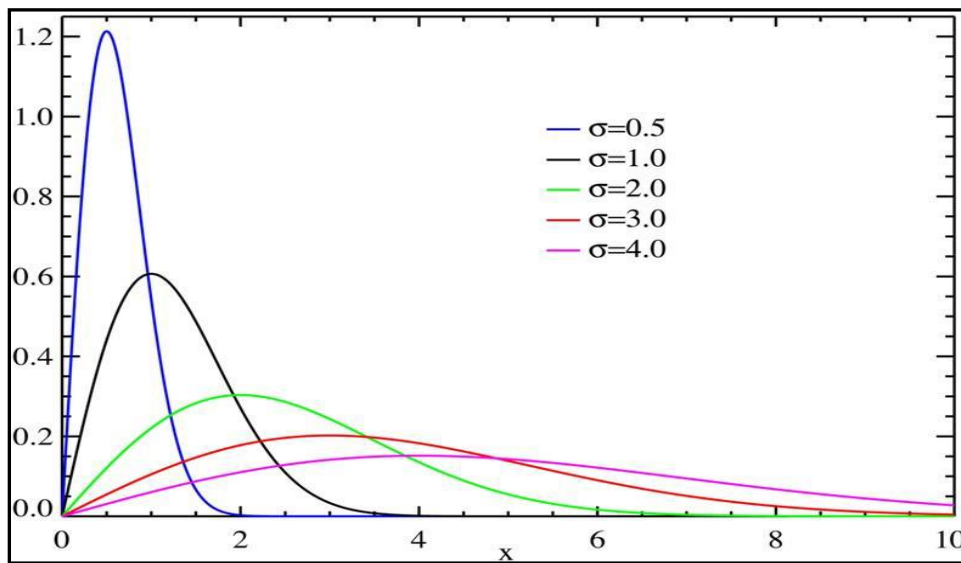
$$v_{mean} = \int_0^{\infty} v f(v) dv = \frac{c}{k} \Gamma\left(\frac{1}{k}\right) \quad (2.2)$$

όπου Γ , είναι η εξίσωση του Euler

$$\Gamma(Z) = \int_0^{\infty} t^{Z-1} e^{-t} dt \quad (2.3)$$

Για $k=2$ προκύπτει ότι:

$$c = \frac{2}{\sqrt{\pi}} v_{mean} \text{ διότι } \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi} \quad (2.4)$$



Εικόνα 1: Η σ.π.π. της κατανομής Rayleigh για διάφορες τιμές της παραμέτρου c

2.1 Η Ισχύς Ανέμου

Η μηχανική ισχύς που απορροφάται από τον άνεμο σε μια ανεμογεννήτρια είναι ανάλογη του κύβου της ταχύτητας του ανέμου (Akhmatov, 2005· Petersson, 2005. Έτσι (Van, Ngyen, Tran & Nguyen, 2015):

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A C_p V^3 \text{ με: } A = \pi R^2 \quad (2.1.1)$$

Όπου:

- ρ : η πυκνότητα του αέρα
- A : η επιφάνεια σάρωσης της ανεμογεννήτριας

- C_p : συντελεστής αεροδυναμικής ισχύος
- V : η ταχύτητα του ανέμου

2.2 Ο Συντελεστής C_p

Η επιφάνεια σάρωσης είναι το μέγεθος που εξαρτάται από τη γεωμετρία της ανεμογεννήτριας. Για ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα, η επιφάνεια σάρωσης εξαρτάται από την ακτίνα του πτερυγίου R . Ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος C_p είναι το ποσοστό της εκμεταλλευόμενης ισχύος του ανέμου από την ανεμογεννήτρια ως συνάρτηση δύο μεταβλητών (β , λ). Δίνεται από την ακόλουθη προσεγγιστική σχέση:

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}} \quad (2.2.1)$$

Όπου:

- β : το βήμα του πτερύγιου
- λ : ο λόγος ταχύτητας του ακροπτερυγίου
- λ_i : δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.2.2)$$

Ο λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου (λ) εκφράζει τη γραμμική ταχύτητα στο άκρο του πτερυγίου ως ποσοστό της ταχύτητας του ανέμου. Έτσι (Lubosny & Lubosny, 2003):

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{v} \quad (2.2.3)$$

Όπου:

- ω_r : η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του ρότορα
- R : η ακτίνα του πτερύγιου
- V : η ταχύτητα του ανέμου

Το ανώτατο όριο θεωρητικά του συντελεστή C_p ονομάζεται όριο Betz

$$C_{pmax} = 0.59 \quad (2.2.4)$$

Στην πράξη, όμως, το όριο αυτό είναι πολύ χαμηλότερο και εμφανίζεται για $\beta=0$

$$\lambda_{opt} = 6.325 \quad C_{popt} = 0.4382 \quad (2.2.5)$$

Οι παραπάνω τιμές είναι απαραίτητες για τον έλεγχο στροφών κυρίως στην περιοχή μέγιστης παραγόμενης ισχύος. Σημαντική είναι και η σχέση T_m που είναι η εφαρμοζόμενη μηχανική ροπή στον άξονα του ρότορα (Burton, Jenkins, Sharpe & Bossanyi, 2011):

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_r} \quad (2.2.6)$$

2.3. Μέγιστη Εκμετάλλευση Ισχύος

Η τιμή του λ_{opt} καθορίζει την βέλτιστη τιμή για την γωνιακή ταχύτητα της μηχανής μέσω της σχέσης (Αλεξανδρίδης, 2013):

$$\omega_{r,opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v_{wind} \quad (2.3.1)$$

Η μηχανική ενέργεια μπορεί να υπολογιστεί από τον εξής τύπο:

$$P_M = \frac{1}{2} \pi \rho C_p R^2 v^3 \quad (2.3.2)$$

Για μηχανές στρεφόμενου άξονα ισχύει:

$$P_M = T_M \omega_r \quad (2.3.3)$$

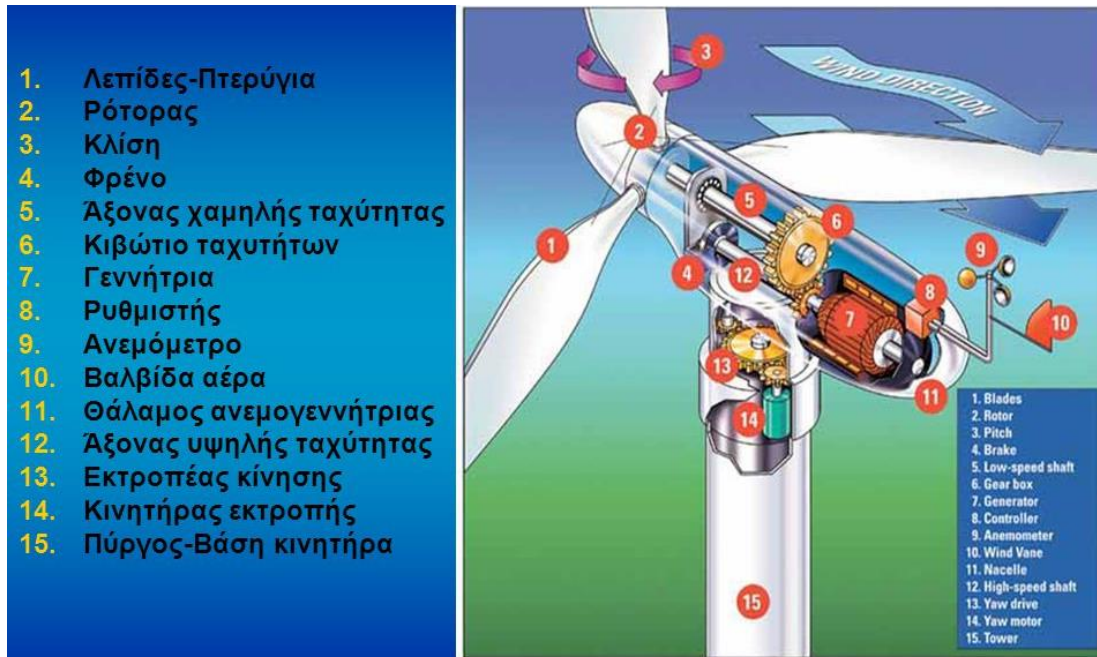
$$T_{M,opt} = \frac{1}{2} \pi \rho \frac{C_{p,opt}}{\lambda_{opt}^3} R^5 \omega_{r,opt}^2 \quad (2.3.4)$$

Για αξιοποίηση μέγιστου ποσοστού ισχύος, η γεννήτρια είναι απαραίτητο να λειτουργεί υπό την βέλτιστη ροπή $T_{M,opt}$ όπου η μηχανή για κάθε ταχύτητα ανέμου έχει την βέλτιστη γωνιακή ταχύτητα $\omega_{r,opt}$ (Earnest & Wizelius, 2011· Haque Negnevitsky & Muttaqi, 2010).

3.Ανεμογεννήτριες

Η λειτουργία της ανεμογεννήτριας εξαρτάται από τον ανεμοκινητήρα και την ηλεκτρογεννήτρια. Ο ανεμοκινητήρας μετατρέπει την κινητική ενέργεια του ανέμου σε μηχανική κινητική ενώ, η ηλεκτρογεννήτρια μετατρέπει την μηχανική κινητική ενέργεια σε ηλεκτρική ενέργεια. Η λειτουργία της ανεμογεννήτριας δεν είναι τόσο απλή καθώς προαπαιτούνται αρκετοί επιστημονικοί κλάδοι όπως, η αεροναυπηγική, η μηχανολογία, η

ηλεκτρολογία, τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου και τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Στο σχήμα 1, φαίνεται αναλυτικά η δομή του εσωτερικού μιας ανεμογεννήτριας οριζοντίου άξονα.



Σχήμα 1: Τυπική μορφή της δομής κλασικής ανεμογεννήτριας¹

3.1. Κατηγορίες Ανεμογεννητριών

Παρόλο που υπάρχουν αρκετά είδη ανεμογεννητριών, η βασική κατηγοριοποίηση γίνεται βάσει του προσανατολισμού του άξονά τους σε σχέση με τη ροή του ανέμου. Έτσι, υπάρχουν:

- α) Οι ανεμογεννήτριες κατακόρυφου άξονα
- β) Οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα

Παρακάτω παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των ανεμογεννητριών κατακόρυφου και οριζόντιου άξονα (Johnson, Pao, Balas & Fingersh, 2006).

A1. Τα πλεονεκτήματα των ανεμογεννητριών κατακόρυφου άξονα είναι τα ακόλουθα:

- Δεν απαιτείται μηχανισμός προσανατολισμού της μηχανής με τον άνεμο. Έτσι, η ανεμογεννήτρια περιστρέφεται συνεχώς με άνεμο οποιασδήποτε κατεύθυνσης.

¹Τυπική μορφή της δομής κλασικής ανεμογεννήτριας ([Σύνδεσμος](#))

- Η ηλεκτρική γεννήτρια μπορεί να τοποθετηθεί κοντά στο έδαφος, δημιουργώντας μια απλή και οικονομική σχεδίαση για τον πύργο.
- Ο έλεγχος βήματος πτερυγίου παύει να είναι απαραίτητος κατά τη χρησιμοποίηση μιας σύγχρονης γεννήτριας.

A2. Τα μειονεκτήματα των ανεμογεννητριών κατακόρυφου άξονα είναι τα ακόλουθα:

- Αδυνατούν να εκκινήσουν χωρίς εξωτερική παρέμβαση, γιατί έχουν υψηλή ροπή εκκίνησης. Έτσι, λειτουργούν αρχικά ως κινητήρες τραβώντας ρεύμα από το δίκτυο.
- Έχουν χαμηλή απόδοση.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των ανεμογεννητριών οριζόντιου άξονα (Burton, Sharpe, Jenkins & Bossanyi, 2001).

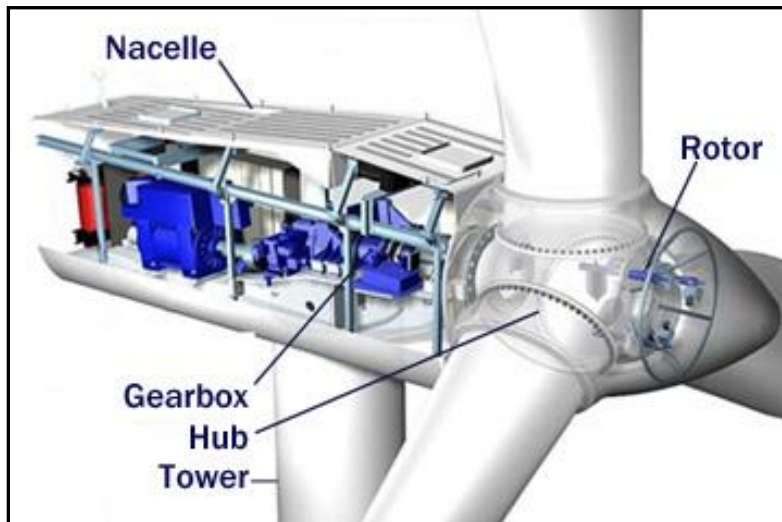
B1. Τα πλεονεκτήματα των ανεμογεννητριών οριζόντιου άξονα είναι τα εξής:

- Οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα έχουν τον άξονα περιστροφής τους οριζόντιο ως προς το έδαφος και σχεδόν παράλληλο στη ροή του ανέμου. Τα πτερύγιά τους περιστρέφονται γύρω από έναν άξονα οριζόντιο ως προς το επίπεδο του εδάφους.
- Δεν απαιτούν υψηλές ταχύτητες ανέμου για να εκκινήσουν να περιστρέφονται. Για αυτό το λόγο, παρατηρείται σημαντική εκμετάλλευση ανέμου ακόμα και στις χαμηλές ταχύτητες.
- Έχουν υψηλό αεροδυναμικό συντελεστή.
- Είναι εύκολη η συναρμολόγησή τους.

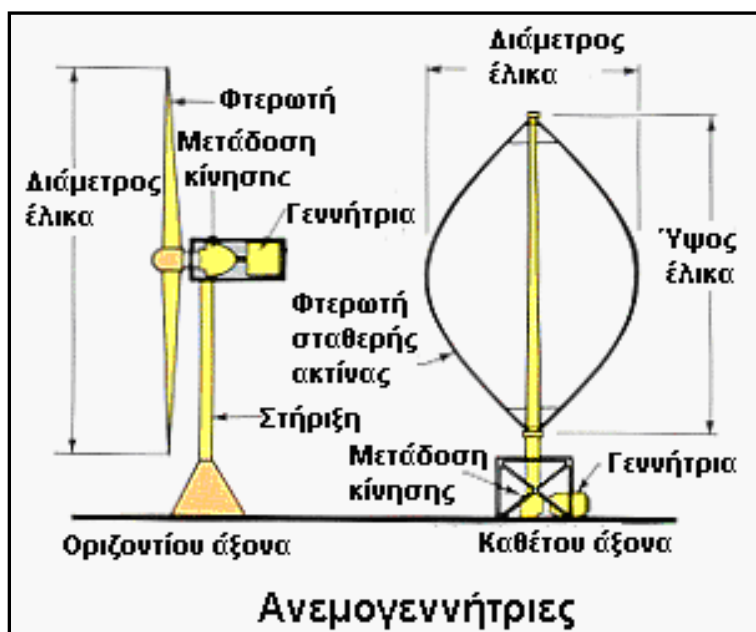
B2. Τα μειονεκτήματα των ανεμογεννητριών οριζόντιου άξονα είναι τα εξής:

- Η αναγκαστική τοποθέτηση της γεννήτριας και του κιβωτίου ταχυτήτων πάνω στον πύργο, παράγοντας που αυξάνει το κόστος και τη δυσκολία κατασκευής.
- Απαιτείται προσανατολισμός στην κατεύθυνση του ανέμου μέσω σερβομηχανισμού περιστροφής.

Σήμερα, αξίζει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιούνται περισσότερο οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα με τρία πτερύγια και ονομαστική ισχύ 1.5-3 MW (Freeman & Balas, 1999). Το εσωτερικό μιας ανεμογεννήτριας οριζόντιου άξονα φαίνεται στο σχήμα 2.



Σχήμα 2: Εσωτερικό ανεμογεννήτριας οριζοντίου άξονα²



Σχήμα 3: Απεικόνιση ανεμογεννήτριας οριζόντιου και κάθετου άξονα³

² Εσωτερικό ανεμογεννήτριας οριζοντίου άξονα ([Σύνδεσμος](#))

³ Απεικόνιση ανεμογεννήτριας οριζόντιου και κάθετου άξονα ([Σύνδεσμος](#))

3.2. Τύποι Ανεμογεννητριών

3.2.1. Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών

Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών εμφανίστηκαν από το 1990 και εξής, με στόχο την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με σταθερή ταχύτητα ανεξάρτητα από την ταχύτητα του ανέμου. Έτσι, η ταχύτητα του δρομέα της ανεμογεννήτριας παραμένει σταθερή και καθορίζεται από τη συχνότητα του δικτύου, το κιβώτιο ταχυτήτων και τον κατασκευαστικό σχεδιασμό της γεννήτριας.

Σύμφωνα με τον Madani (2011), ένας από τους πιο αντιπροσωπευτικούς τύπους ανεμογεννήτριας σταθερών στροφών είναι αυτός που χρησιμοποιεί επαγωγική γεννήτρια απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο, μέσω ενός ηλεκτρονικά ελεγχόμενου προοδευτικού εκκινητή (soft starter) και συστοιχίας πυκνωτών για την αντιστάθμιση της άεργου ισχύος. Αυτού του τύπου οι γεννήτριες είναι σχεδιασμένες να επιτυγχάνουν μέγιστη απόδοση σε μια συγκεκριμένη ταχύτητα ανέμου.

Για τιμές ταχύτητας του ανέμου κάτω από 4 m/s περίπου, η διαθέσιμη αιολική ενέργεια είναι περιορισμένη και για αυτό οι ανεμογεννήτριες σταματούν τη λειτουργία τους. Πολλοί κατασκευαστές προσαρμόζουν στις ανεμογεννήτριές τους δύο επαγωγικές γεννήτριες, μία μικρή για τις περιόδους με χαμηλές ταχύτητες αέρα και μία μεγαλύτερη, για τις περιόδους με υψηλότερες τιμές ανέμου. Παράλληλα, οι επαγωγικές γεννήτριες μπορούν να έχουν μεταβαλλόμενους πόλους, λειτουργώντας με διαφορετικό αριθμό πόλων και με διαφορετική περιστροφική ταχύτητα.

Αρκετά είναι τα πλεονεκτήματα των Ανεμογεννητριών Σταθερών Στροφών, όπως το χαμηλό κόστος, τόσο εγκατάστασης, όσο και συντήρησης, αλλά και η αξιοπιστία του συστήματος. Αυτή η κατηγορία ανεμογεννητριών εμφανίζει ορισμένα μειονεκτήματα όπως οι μεγάλες διαταραχές που προκαλούν στο δίκτυο, η μεγάλη ζήτηση άεργου ισχύος από τη μηχανή, καθώς και η αδυναμία ρύθμισης της άεργου ισχύος του δικτύου.

Η άεργος ισχύς σε μια επαγωγική μηχανή εξαρτάται από την τάση του δικτύου στο σημείο σύνδεσης, την ενεργό ισχύ που αυτή παράγει και την ταχύτητα της μηχανής. Η ζήτηση άεργου ισχύος στις επαγωγικές μηχανές αυξάνεται όσο αυξάνεται η ενεργός ισχύς της μηχανής. Οι διαταραχές που εισάγουν στο δίκτυο οφείλονται στις μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου.

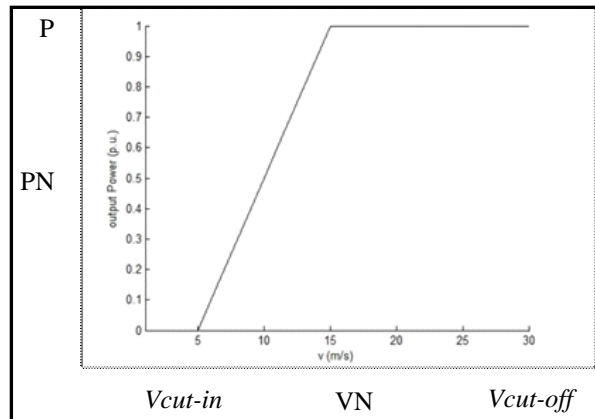
Οι μεταβολές αυτές δημιουργούν μεταβολές στην παραγόμενη ισχύ, οι οποίες γίνονται αντιληπτές από το δίκτυο, διότι οι ανεμογεννήτριες αυτού του τύπου είναι άμεσα συνδεδεμένες σε αυτό. Επιπλέον, οι απότομες μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου, δημιουργούν μεγάλα προβλήματα στο κιβώτιο ταχυτήτων και στα μηχανικά μέρη της ανεμογεννήτριας. Παράλληλα, ενδέχεται να προκαλέσουν αστάθεια τάσης σε ένα ασθενές δίκτυο, όταν ένα σφάλμα συμβεί σε αυτό δημιουργώντας μια στιγμιαία ανισορροπία μεταξύ παραγόμενης και καταναλισκόμενης ισχύος με αποτέλεσμα τη βύθιση της τάσης.

3.2.2 Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών

Τα τελευταία χρόνια, οι Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών έχουν αντικατασταθεί σε μεγάλο βαθμό από τις Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών καθώς μπορούν να λειτουργήσουν σε διάφορες ταχύτητες του ανέμου επιτυγχάνοντας τη μέγιστη αεροδυναμική απόδοση (Ελευθέριος, 2016). Οι Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών εκμεταλλεύονται τις σύγχρονες τεχνικές ελέγχου που υπάρχουν και την τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος για να ελέγχουν τη ταχύτητα περιστροφής του ρότορα και να μεγιστοποιούν την απορρόφηση ενεργού ισχύος από τον άνεμο. Πλεονεκτήματα αυτής της κατηγορίας ανεμογεννητριών είναι σύμφωνα με τον Madani (2011):

- Λειτουργούν με βέλτιστο συντελεστή αεροδυναμικής ισχύος.
- Μεγιστοποιούν την ετήσια παραγωγή ενέργειας σε συνολικό επίπεδο.
- Πετυχαίνουν αποτελεσματικό έλεγχο της άεργου ισχύος του δικτύου.
- Βελτιώνουν την ποιότητα της παραγόμενης ισχύος.
- Μειώνουν τις καταπονήσεις στα μέρη της ανεμογεννήτριας.

Μειονέκτημα της κατηγορίας Ανεμογεννητριών Μεταβλητών Στροφών είναι το αυξημένο κόστος, λόγω των ηλεκτρονικών ισχύος και του ελέγχου, που απαιτούνται. Επίσης, ως μειονέκτημα θεωρούνται οι αυξημένες απώλειες που παρατηρούνται στους μετατροπείς. Βέβαια, με την πάροδο του χρόνου, το κόστος των ηλεκτρονικών ισχύος έχει μειωθεί σε σημαντικό βαθμό.



Εικόνα 2: Η καμπύλη ισχύος – ταχύτητας για μια τυπική ανεμογεννήτρια (Ελευθέριος, 2016)

Στην Εικόνα 2 φαίνεται το διάγραμμα μηχανικής ισχύος – ταχύτητας του ανέμου. Στο διάγραμμα διακρίνουμε τρεις περιοχές:

- α)** Την περιοχή μη λειτουργίας, αριστερά του V_{cut-in} και δεξιά του $V_{cut-off}$
- β)** Την περιοχή μέγιστης παραγόμενης ενέργειας, που βρίσκεται ανάμεσα στις τιμές της ταχύτητας του ανέμου V_{cut-in} και V_n . Στην περιοχή μέγιστης παραγόμενης ενέργειας, μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα οι στροφές της ανεμογεννήτριας, ώστε να πετύχουμε μέγιστη απορρόφηση ισχύος από τον άνεμο.
- γ)** Την περιοχή σταθερής ισχύος, που βρίσκεται ανάμεσα στις ταχύτητες V_n και $V_{cut-off}$. Στην περιοχή μη λειτουργίας, η λειτουργία της ανεμογεννήτριας διακόπτεται λόγω της χαμηλής ταχύτητας του ανέμου και της χαμηλής αεροδυναμικής ισχύος, η οποία δεν επαρκεί για να υπερνικήσει τις απώλειες λόγω τριβών. Στην περιοχή σταθερής ισχύος, εφαρμόζεται μηχανικός έλεγχος για τη διατήρηση της ισχύος εξόδου σε σταθερά επίπεδα.

3.3 Τύποι Γεννητριών

Μια ανεμογεννήτρια μπορεί να χρησιμοποιήσει τριφασικές γεννήτριες διαφορετικών τύπων. Όσον αφορά το σήμερα, κατά τον Ackermann (2005), γίνεται μια μετάβαση με σταθερά αυξανόμενο ποσοστό, από τις επαγωγικές γεννήτριες στις σύγχρονες γεννήτριες, που έχουν μόνιμο μαγνήτη. Οι τύποι γεννητριών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ανεμογεννήτριες είναι οι ασύγχρονες επαγωγικές γεννήτριες και οι σύγχρονες.

3.3.1. Ασύγχρονες επαγωγικές γεννήτριες

Σε σύστημα ανεμογεννητριών, ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος τύπος γεννητριών, είναι η ασύγχρονη γεννήτρια. Η ασύγχρονη γεννήτρια είναι απλή στο μηχανικό κομμάτι, έχει καλή ευρωστία και χαμηλό κόστος λόγω της αυξημένης παράγωγης (Xu & Wang, 2007). Για την λειτουργία της απαιτείται, σύμφωνα με τον Ackermann (2005), ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα, λόγω της μεγάλης κατανάλωσης έργου ισχύος. Για τη διέγερση μιας ασύγχρονης επαγωγικής γεννήτριας χρησιμοποιείται εναλλασσόμενο ρεύμα, έτσι ο αριθμός των πόλων καθορίζει την ταχύτητα περιστροφής σύμφωνα με το μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται καθώς, επίσης και τη συχνότητα του ρεύματος.

Έτσι, καθορίζεται η σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής. Αν περιστρέφεται ο ρότορας με ταχύτητα που είναι μεγαλύτερη της σύγχρονης, δημιουργείται ένα μαγνητικό πεδίο μεταξύ δρομέα και στρεφόμενου πεδίου του στάτη, που καλείται και ολίσθηση, με αποτέλεσμα να υπάρχει ένα ρεύμα στο τύλιγμα του δρομέα (Xu & Wang, 2007). Η ροπή στον δρομέα δημιουργείται από την επίδραση των μαγνητικών πεδίων τόσο δρομέα όσο και του στάτη (Ackermann, 2005).

Οι ασύγχρονες επαγωγικές γεννήτριες χωρίζονται στις παρακάτω κατηγορίες:

- Επαγωγικές γεννήτριες διπλής τροφοδοσίας (**DFIG**)
- Επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού (**SCIG**)
- Επαγωγικές γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα (**WRIG**)
- Επαγωγικές γεννήτριες με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση (**OSIG**)

1. Επαγωγική Γεννήτρια Διπλής Τροφοδοσίας (**DFIG**)

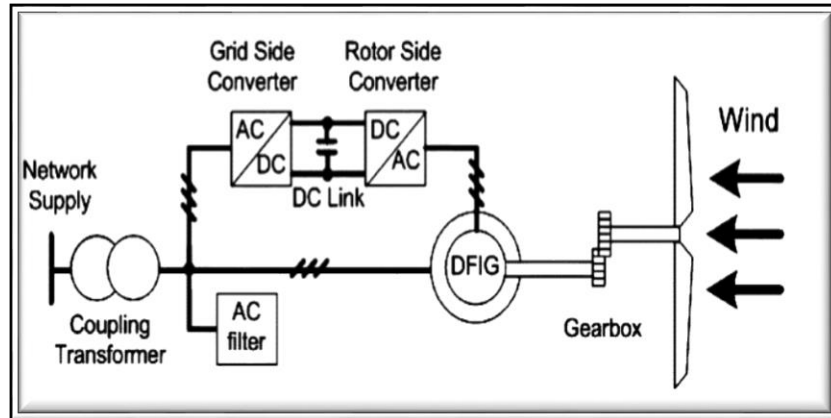
Η επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας (DFIG) ρυθμίζει τις στροφές σε τιμές ταχύτητας στο $\pm 30\%$ της ονομαστικής. Η χρησιμοποίησή της πήρε την θέση της επαγωγικής γεννήτριας με ηλεκτρικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα, καθώς η μεταβλητή αντίσταση δρομέα αποτελείται από ένα back – to – back μετατροπέα πηγής τάσης με στοιχειά IGBT συνδεδεμένο με το δίκτυο (Ackermann, 2005).

Η λειτουργία της γεννήτριας καθορίζεται πλήρως από τον μετατροπέα και τους ελεγκτές του σε οποιαδήποτε συνθήκη κατάστασης. Εντέλει, σύμφωνα με τον Ackermann (2005), ο μετατροπέας από την πλευρά της μηχανής του δρομέα, εστιάζει τον έλεγχο στην ενεργό και άεργο ισχύ της γεννήτριας, ενώ από την άλλη ο έλεγχος στην πλευρά του δικτύου εστιάζει τον έλεγχο ώστε να είναι σταθερή η dc τάση διασύνδεσης, εξασφαλίζοντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

Η επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας ανάλογα με την ολίσθηση, που μπορεί να είναι είτε θετική είτε αρνητική, έχει δυο περιοχές λειτουργίας, με αποτέλεσμα να καθορίζεται και η ροή ισχύος του δρομέα που παίρνει διαφορετική κατεύθυνση (Ackermann, 2005). Για το πεδίο θετικής ολίσθησης, που ισοδυναμεί με την υπερσύγχρονη λειτουργία, η ισχύς μεταβαίνει από τον δρομέα στο δίκτυο, ενώ στο πεδίο με αρνητική ολίσθηση, που ισοδυναμεί με την υποσύγχρονη λειτουργία, παρατηρείται η ισχύς να μεταβαίνει από το δίκτυο στο δρομέα. Ανεξάρτητα το πεδίο, ο στάτης παρέχει ισχύ στο δίκτυο.

Εν αντιθέσει με την επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα, όπου το περίσσειμα ισχύος χάνεται με τη μορφή θερμότητας στην αντίσταση, προτέρημα της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας είναι ότι στο πεδίο θετικής ολίσθησης, η αυξημένη ισχύς του δρομέα περνάει στο δίκτυο (Ackermann, 2005). Σημαντικός είναι και ο ρόλος του αντιστροφέα στον έλεγχο που προσφέρει στην πλευρά του δικτύου, διότι η άεργος ισχύς αντισταθμίζεται δίνοντας είτε την άεργο ισχύ που χρειάζεται ο στάτης, είτε απορροφώντας την επιπλέον άεργο ισχύ του δικτύου. Εντέλει, επιτυγχάνεται η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος (Xu & Wang 2007).

Αποτέλεσμα του ελέγχου της άεργου ισχύος είναι η καλύτερη ευστάθεια του δικτύου, καθώς η μηχανή προσαρμόζεται σε συνθήκες σφάλματος του δικτύου (Hansen & Hansen, 2007). Σε μια επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας, η άεργος ισχύς μπορεί να ελεγχθεί μέσω του ρεύματος του δρομέα καθώς στον συγκεκριμένο τύπο μηχανής η ενεργός ισχύς επηρεάζει σε πολύ μικρότερο βαθμό την άεργο ισχύ. Η ύπαρξη του δακτυλιοφόρου δρομέα στην επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας έχει σαν αποτέλεσμα υψηλό κόστος κατασκευής και συντήρησης, συντήρηση με την αλλαγή ψηκτρών. Στο κόστος προστίθενται οι ελεγκτές και ο μετατροπέας ισχύος (Ackermann, 2005).



Σχήμα 4: Επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας (Xu & Wang, 2007)

2. Επαγωγική Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού (SCIG)

Η επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού (SCIG) εφαρμόστηκε σε σύστημα ανεμογεννητριών σταθερών στροφών, καθώς η ολίσθηση μεταβάλλει κατά πολύ μικρό ποσοστό την ταχύτητά της. Όσον αφορά το μηχανικό κομμάτι, σύμφωνα με τον Ackermann (2005), είναι απλό, με την μηχανή να έχει υψηλή απόδοση, αλλά και χαμηλό κόστος συντήρησης. Ένα σημαντικό μειονέκτημα της SCIG είναι η μεταβλητότητα του άνεμου, όπου εμφανίζεται σαν διαταραχή στο δίκτυο προκαλώντας απότομες αλλαγές στην ροπή.

Ένα κύριο μειονέκτημα τους είναι η ανάγκη για παροχή ρεύματος μαγνήτισης από το δίκτυο στο τύλιγμα του στάτη, που έχει σαν αποτέλεσμα, σε μεγάλα φορτία ο συντελεστής ισχύος να βρίσκεται σε αρκετά χαμηλή τιμή χωρίς να υποστηρίζει τις προδιαγραφές του δικτύου. Επίσης, στις μεγάλες ταχύτητες ανέμου, η συγκεκριμένη γεννήτρια SCIG, παρέχει μεγαλύτερης ποσότητας ενεργό ισχύ μόνο με κατανάλωση άεργου ισχύος από το δίκτυο, με αποτέλεσμα ο συντελεστής ισχύος να αλλάζει σε μεγάλο φορτίο, θέτοντας σε αστάθεια το δίκτυο που έχει συνδεθεί (Ackermann, 2005).

Έτσι, δημιουργείται απαραίτητα η παροχή άεργου ισχύος από συστοιχίες πυκνωτών παράλληλα με την γεννήτρια. Με την εφαρμογή του back-to-back μετατροπέα με στοιχεία IGBT, δίνεται η δυνατότητα έλεγχου τόσο στην ενεργό όσο και στην άεργο ισχύ με οποιεσδήποτε συνθήκες άνεμου, αλλά και στις προδιαγραφές του δικτύου (Ackermann, 2005). Εντέλει, δίνεται η δυνατότητα στον συγκεκριμένο τύπο γεννήτριας να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών (Hansen & Hansen, 2007).

3. Επαγωγική Γεννήτρια με Ηλεκτρονικά Μεταβαλλόμενη Αντίσταση (OSIG)

Η επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα (OSIG) έχει το πλεονέκτημα η ολίσθησή της να μεταβάλλεται θετικά και με τρόπο αξιόπιστο, ώστε να βρίσκεται η βέλτιστη τιμή για αυτήν, κερδίζοντας την μικρότερη διαταραχή στην ροπή και στην ενέργεια που εξάγει (Ackermann, 2005). Συνέπεια του παραπάνω είναι ότι με απλό τρόπο, μειώνεται το φορτίο στην ανεμογεννήτρια, εξαιτίας του μεταβλητού άνεμου. Η γεννήτρια του συγκεκριμένου τύπου (OSIG) έχει το πλεονέκτημα ότι δύναται να υπάρχει μεγάλο εύρος ταχύτητας σε απλή τοπολογία δρομέα (Ackermann, 2005).

Στις γεννήτριες αυτού του τύπου είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός κυκλώματος για την αντιστάθμιση της άεργου ισχύος. Επίσης, με τη συγκεκριμένη γεννήτρια μειώνονται και τα μηχανικά φορτία και κατ' επέκταση οι διαταραχές στην ενέργεια που οφείλονται στις ριπές του ανέμου. Το εύρος τιμών της μεταβολής της ταχύτητας είναι περίπου το 10% και εξαρτάται κυρίως από τη τιμή της αντίστασης (Hansen & Hansen, 2007). Μειονέκτημα είναι η θερμότητα στην μεταβλητή αντίσταση με συνέπεια απώλεια ενεργείας, αλλά και η έλλειψη έλεγχου σε ενεργό και άεργο ισχύ (Ackermann, 2005).

3.3.2 Σύγχρονες γεννήτριες

Μια σύγχρονη γεννήτρια, σε σχέση με μια επαγωγική γεννήτρια, έχει υψηλό κόστος για την κατασκευή της, αλλά είναι και πιο σύνθετη μηχανικά. Σημαντικό προτέρημα της σύγχρονης γεννήτριας είναι ότι δεν απαιτεί ρεύμα μαγνήτισης από το κύκλωμα του στάτη. Το μαγνητικό πεδίο δημιουργείται από τους μόνιμους μαγνήτες μέσω συμβατικών τυλιγμάτων στον δρομέα. Επίσης, σημαντικό πλεονέκτημα της σύγχρονης γεννήτριας αποτελεί η απλοποίηση που προσφέρει στην ύπαρξη του κιβώτιου ταχυτήτων, καθώς με μεγάλο αριθμό πόλων δεν απαιτείται κιβώτιο ταχυτήτων.

Η σύγχρονη γεννήτρια μπορεί να εφαρμοστεί σε συστήματα ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας καθώς προσφέρει κατάλληλο έλεγχο ισχύος. Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος πλήρους κλίμακας με τον οποίο είναι συνδεδεμένη η γεννήτρια έχει σαν στόχο την απορρόφηση της μεταβλητότητας του ανέμου από την πλευρά της μηχανής και έλεγχο ισχύος με το συνδεδεμένο δίκτυο (Ackermann, 2005).

Κατηγορίες Σύγχρονων Γεννητριών

- Σύγχρονες γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα (WRSG).
- Σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη (PMSG).

1. Σύγχρονη Γεννήτρια Δακτυλιοφόρου Δρομέα (WRSG)

Η σύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα (WRSG) είναι απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο από τα τυλίγματα του στάτη και η ταχύτητα περιστροφής της ρυθμίζεται από την συχνότητα του δικτύου και ο δρομέας διεγείρεται από συνεχές ρεύμα που παρέχεται με τη χρήση δακτυλίων ολίσθησης και ψηκτρών είτε μέσω ενός στρεφόμενου ανορθωτή (Hansen & Hansen, 2007).

Πλεονέκτημά τους είναι ότι παρέχουν πλήρη έλεγχο ισχύος. Στη συγκεκριμένη γεννήτρια το πεδίο διέγερσης δημιουργείται στα τυλίγματα του δρομέα και περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα (Islam, Guo & Zhu, 2013).

2. Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη (PMSG)

Όλο και περισσότερο στρέφεται το ενδιαφέρον στην εφαρμογή σύγχρονων γεννητριών μόνιμων μαγνητών (PMSG) καθώς διεγείρονται μέσω των μαγνητών – αυτοδιεγειρόμενες-. Παράλληλα, έχουν υψηλή τόσο απόδοση όσο και συντελεστή ισχύος. Ο στάτης κατασκευαστικά αποτελείται από τριφασικό τύλιγμα και ο δρομέας από μόνιμους μαγνήτες που είναι είτε έκτυποι είτε κυλινδρικοί. Για συστήματα ανεμογεννητριών σε χαμηλές ταχύτητες εφαρμόζονται κυρίως έκτυποι πόλοι. Η υψηλή απόδοση των σύγχρονων γεννητριών μόνιμου μαγνήτη εστιάζεται στο ότι είναι αυτοδιεγειρόμενες με αποτέλεσμα να μην απαιτείται περισσότερη παροχή ενεργείας.

Οι σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη παρέχουν ακριβή έλεγχο στροφών, καθώς ο έλεγχος γίνεται από την μια πλευρά στην μηχανή και από την άλλη στο δίκτυο με συντελεστή ισχύος υψηλό. Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα είναι η απουσία κιβώτιου ταχυτήτων όπως και ο τρόπος διέγερσης χωρίς να απαιτεί εξωτερικό παράγοντα με αποτέλεσμα να έχουμε υψηλό συντελεστή απόδοσης. Στα μειονεκτήματα συγκαταλέγεται το αυξημένο κόστος των μόνιμων

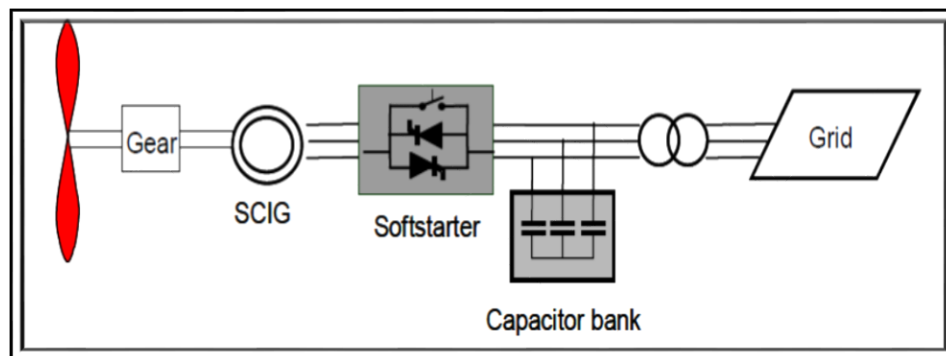
μαγνητών και των υλικών τους (Ackermann, 2005). Επίσης, σε υψηλές θερμοκρασίες, οι μόνιμοι μαγνήτες ενδέχεται να απομαγνητιστούν.

Στα μειονεκτήματα των σύγχρονων γεννητριών PMSG συγκαταλέγεται και ο μετατροπέας πλήρους κλίμακας καθώς αυξάνει το κόσμος κατασκευής (Hansen & Hansen, 2007). Ο μετατροπέας ισχύος, όπως έχει αναφερθεί και σε άλλα σημεία, χρησιμοποιείται για τη σύνδεση της μηχανής με την τάση και την συχνότητα του δικτύου (Islam, Guo & Zhu, 2013).

3.4 Τοπολογίες Ανεμογεννητριών

Η ταξινόμηση των ανεμογεννητριών γίνεται στις περισσότερες τοπολογίες με βάση τον έλεγχο ταχύτητας που εφαρμόζεται στις δυο κατηγορίες δηλαδή των σταθερών ή μεταβλητών στροφών ανεμογεννήτριες (Hansen & Hansen, 2007).

▪ Τοπολογία Α

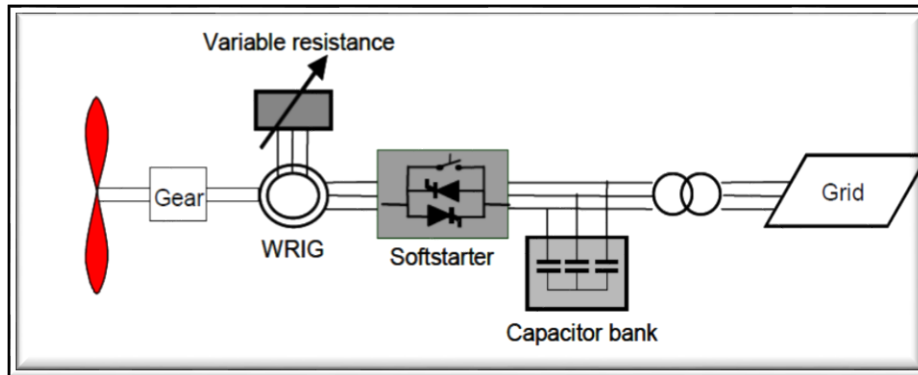


Σχήμα 5: Τοπολογία Α ελέγχου σταθερής ταχύτητας (Hansen & Hansen, 2007)

Η κατηγορία αυτή- Τοπολογία Α- εφαρμόζεται για ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας με ασύγχρονη επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού (SCIG). Η γεννήτρια αυτού του τύπου είναι απευθείας συνδεδεμένη στο ηλεκτρικό δίκτυο μέσω ηλεκτρικού μετασχηματιστή ισχύος, όπως και συστοιχίες πυκνωτών και τον ηλεκτρονικά ελεγχόμενο εκκινητή (soft starter). Αρκετά σημαντικό μειονέκτημα της συγκεκριμένης κατηγορίας είναι ότι η μεταβλητότητα του ανέμου επηρεάζει την ισχύ που παράγεται και γίνεται αντιληπτή στο δίκτυο ως διαταραχή στην τάση.

Αποτέλεσμα της διαταραχής αυτής είναι η γεννήτρια να καταναλώνει περισσότερο άεργη ισχύ ενώ οι συστοιχίες πυκνωτών βοηθούν στο έργο της αντιστάθμισης άεργου ισχύος σε ένα βαθμό (Hansen & Hansen, 2007).

- **Τοπολογία Β**

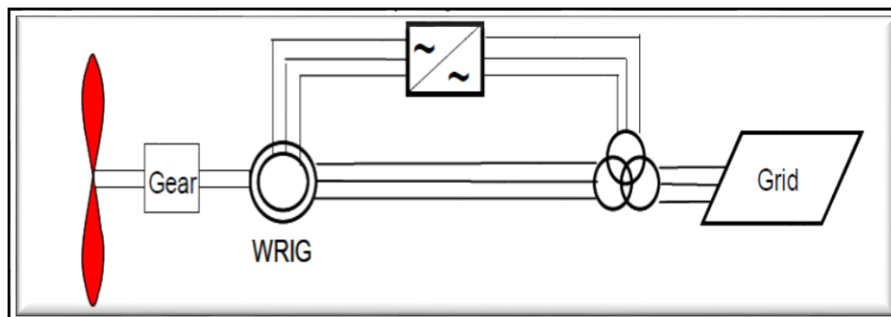


Σχήμα 6: Τοπολογία Β ελέγχου περιορισμένης μεταβλητής ταχύτητας
(Hansen & Hansen, 2007)

Η κατηγορία αυτή – Τοπολογία Β – εφαρμόζεται για ανεμογεννήτριες πιο χαμηλής μεταβλητής ταχύτητας με ασύγχρονη επαγωγική γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα (WRIG). Η γεννήτρια είναι συνδεδεμένη απευθείας στο δίκτυο μέσω ηλεκτρονικού μετασχηματιστή, συστοιχίες πυκνωτών και τον ηλεκτρονικά ελεγχόμενο εκκινητή (soft starter).

Στη τοπολογία Β χρησιμοποιείται μια ελεγχόμενη αντίσταση εξωτερικού τύπου, η οποία επηρεάζει την αντίσταση του δρομέα, μεταβάλλοντας την ολίσθηση της γεννήτριας. Επομένως, ανάλογα το εύρος τιμών που παίρνει η αντίσταση στον δρομέα, επηρεάζεται και το εύρος τιμών της ταχύτητας. Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας είναι ότι με αυτόν τον τρόπο ελέγχεται και η παραγόμενη ισχύς (Hansen & Hansen, 2007).

- **Τοπολογία Γ**

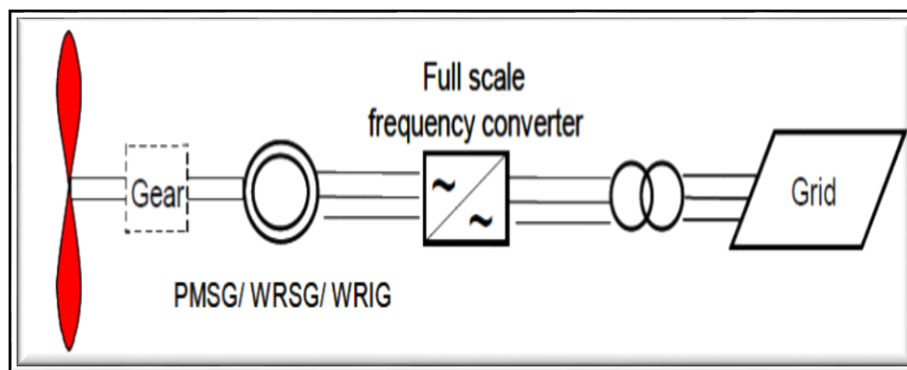


Σχήμα 7: Τοπολογία Γ ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με μερικής κλίμακας ηλεκτρονικό μετατροπέα συχνότητας (Hansen & Hansen, 2007)

Η κατηγορία αυτή –Τοπολογία Γ- είναι το γενικό μοντέλο της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας (DFIG) και εφαρμόζεται σε ανεμογεννήτριες πιο χαμηλής μεταβλητής ταχύτητας με την χρήση της επαγωγικής γεννήτριας δακτυλιοφόρου δρομέα (WRIG) και τον δρομέα συνδεδεμένο σε ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος μερικής κλίμακας .

Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος μερικής κλίμακας έχει τον ρόλο του ελεγκτή για την άεργο ισχύ. Το φάσμα τιμών που κυμαίνεται η ταχύτητα του δρομέα είναι αρκετά ικανοποιητικό κοντά στην σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής (Hansen & Hansen, 2007).

▪ Τοπολογία Δ



Σχήμα 8: Τοπολογία Δ ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με πλήρους κλίμακας ηλεκτρονικό μετατροπέα συχνότητας (Hansen & Hansen, 2007)

Η κατηγορία αυτή – Τοπολογία Δ – εφαρμόζεται σε ανεμογεννήτριες εξ ολοκλήρου μεταβλητής ταχύτητας με την γεννήτρια να είναι απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο με την παρεμβολή ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος πλήρους κλίμακας. Ο ρόλος του μετατροπέα αφορά τον έλεγχο της άεργου ισχύος από την μια πλευρά και από την άλλη ελέγχει τον συντελεστή ισχύος τόσο για την μηχανή όσο και για το δίκτυο.

Σε αυτή την κατηγορία, σύμφωνα με τους Hansen και Hansen (2007), μπορεί να εφαρμοστεί η επαγωγική γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα (WRIG), η σύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα (WRSG), καθώς και η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (PMSG). Σημαντικό πλεονέκτημα της χρήσης της σύγχρονης πολυπολικής γεννήτριας είναι η απουσία κιβωτίου ταχυτήτων.

4. Ο Μηχανικός Έλεγχος

4.1 Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου

Ο έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου (Pitch Control), εφαρμόζεται κατά το πλείστον σε συστήματα μεταβλητών στροφών. Η διαφορά είναι ότι σε συστήματα σταθερών στροφών δεν είναι κατάλληλος ο έλεγχος γωνίας βήματος, λόγω των αποκλίσεων στην ισχύ. Εάν εφαρμοστεί έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου σε μια Ανεμογεννήτρια Σταθερών Στροφών, τότε μια μικρή μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου θα έχει σαν αποτέλεσμα μια αρκετά μεγαλύτερη μεταβολή στην ισχύ εξόδου.

Ένας σημαντικός παράγοντας είναι και ο χρόνος περιστροφής των πτερυγίων στην επιθυμητή γωνία μεταβάλλοντας τη μηχανική ισχύος και επηρεάζοντας το δίκτυο (Muljadi & Butterfield, 2001). Εν αντιθέσει, σε ένα σύστημα Μεταβλητών Στροφών, οι μεταβολές αυτές θα έχουν εφαρμογή υπό τη μορφή της μεταβολής της ταχύτητας του ρότορα και η ηλεκτρική ισχύς που παρέχεται στο δίκτυο να μην το επηρεάζει (Burton, Jenkins, Sharpe & Bossanyi, 2011).

4.2 Έλεγχος απώλειας στήριξης

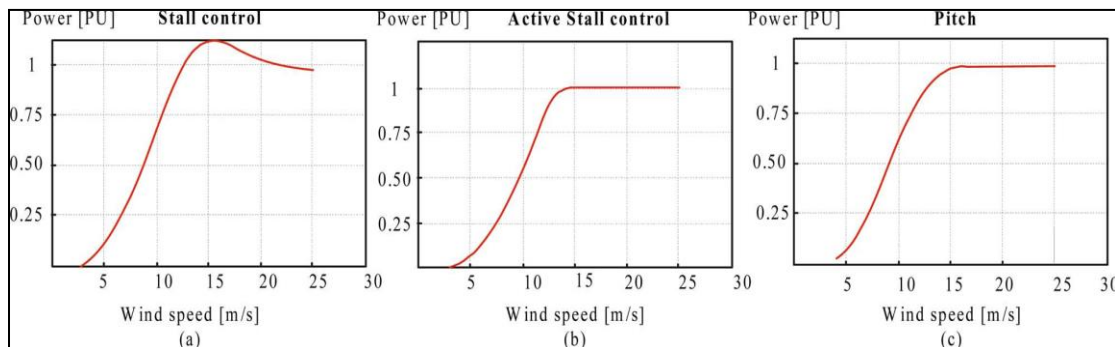
Στην εφαρμογή του έλεγχου απώλειας στήριξης (παθητικός έλεγχος- passive stall control) τα πτερύγια είναι τοποθετημένα σταθερά στον άξονα χωρίς να μεταβάλλεται η γωνία τους, τα οποία παρουσιάζουν απώλεια αεροδυναμικής στήριξης σε υψηλούς ανέμους. Με αποτέλεσμα να μειώνεται η αναπτυσσόμενη ροπή, άρα η παραγόμενη ισχύς οδηγεί σε συνεχείς αρνητικές ολισθήσεις στην ταχύτητα περιστροφής. Σημαντικό προτέρημα της τακτικής αυτής είναι ότι δεν υπάρχουν περιστρεφόμενα μέρη πάνω στον ρότορα.

Ο σχεδιασμός όμως αυτής της τακτικής ελέγχου σύμφωνα με τους Mutschler και Hoffmann (2002), είναι μια δύσκολη διαδικασία αεροδυναμικά και αλλάζει το σχεδιασμό όλου του συστήματος. Στα μειονεκτήματα συγκαταλέγονται, η απόδοση σε χαμηλές ταχύτητες άνεμου, η ελλιπής βοήθεια στην εκκίνηση και οι αλλαγές ισχύος στη παραγόμενη μέγιστη ισχύ στην μόνιμη κατάσταση, λόγω αλλαγών στην πυκνότητα του αέρα και στην συχνότητα του δικτύου (Burton, Jenkins, Sharpe & Bossanyi, 2011).

4.3 Ενεργός έλεγχος απώλειας στήριξης

Ο ενεργός έλεγχος απώλειας στήριξης (active stall control) χρησιμοποιεί την ίδια διαδικασία ελέγχου με αυτή του έλεγχου βήματος πτερυγίου σε συνδυασμό με την ικανότητα της απώλειας της αεροδυναμικής στήριξης των πτερυγίων διασφαλίζοντας τα μεγάλα φορτία και το φάσμα της ισχύος (Burton, Jenkins, Sharpe & Bossanyi, 2011). Ο παθητικός έλεγχος απώλειας στήριξης μπορεί να εφαρμοστεί σε συστήματα σταθερών στροφών, ενώ ο ενεργός μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συστήματα μεταβλητών στροφών.

Ο ενεργός έλεγχος απώλειας στήριξης, όταν χρησιμοποιείται σε συστήματα σταθερών στροφών, έχει σαν αποτέλεσμα να μην εμφανίζει προβλήματα όπως παρουσιάστηκαν για τον έλεγχο γωνίας βήματος πτερυγίου. Από το παρακάτω σχήμα διαπιστώνεται ότι για τον μηχανικό έλεγχο ο καλύτερος έλεγχος είναι η εφαρμογή του ενεργού ελέγχου απώλειας στήριξης και του ελέγχου βήματος πτερυγίου (Mutschler & Hoffmann, 2002).



Εικόνα 3: Οι χαρακτηριστικές ισχύος για διαφορετικές τεχνικές μηχανικού ελέγχου (Chen & Blaabjerg, 2009)

4.4. Ηλεκτρονικός Έλεγχος

Ο ηλεκτρονικός έλεγχος εφαρμόζεται κυρίως στα συστήματα μεταβλητών στροφών και στηρίζεται στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος. Τα ηλεκτρονικά ισχύος είναι ηλεκτρονικές διατάξεις που αξιοποιούν μεγάλα ποσοστά ισχύος της τάξης των MVA και έχουν εξελιχθεί με ραγδαίο ρυθμό αυξάνοντας τον αριθμό των εφαρμογών τους (Rao, Kumar & Babu, 2013). Υπάρχει μια αναλογία όσον αφορά το κόστος και την απόδοση με την πάροδο του χρόνου. Έτσι, όσο αυξάνεται η απόδοση και η εφαρμογή τόσο μειώνεται το κόστος. Βασικά

στοιχεία όπως, η τάση κατάρρευσης και η δυνατότητα μεταφοράς ρεύματος, αυξάνονται συνεχώς δίνοντας την δυνατότητα στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος να αλλάζουν (Ackermann, 2005)

Ένα άλλο σημαντικό κομμάτι είναι και η μετάβαση σε διαφορετικά υλικά κατασκευής, πέραν του πυριτίου, που είναι το πιο συνηθισμένο. Οι κυριότεροι τύποι ηλεκτρονικών ισχύος, σύμφωνα με τον Ackermann (2005) είναι οι ακόλουθοι: δίοδοι, θυρίστορ, GTO θυρίστορ, MOS-gate θυρίστορ, τρανζίστορ MOSFET, FET καρβιδίου του πυριτίου, IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor), IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Τα IGBT αποτελούν μια καλή επιλογή για τα συστήματα μεταβλητής ταχύτητας διαθέτοντας υψηλές διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας (2-20 kHz), καλές χαρακτηριστικές λειτουργίας κάνοντας εφικτό τον έλεγχο στην ενεργό και άεργο ισχύ.

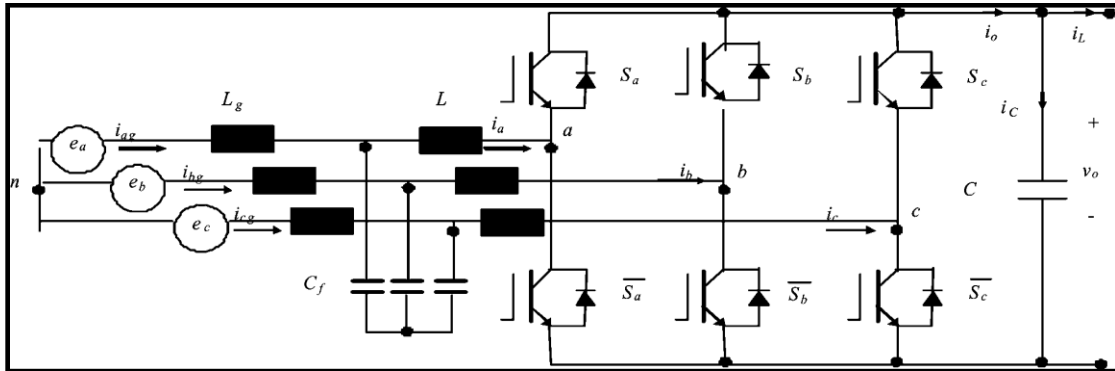
Τα πλεονεκτήματα της αξιοποίησης του ηλεκτρονικού ελέγχου είναι σύμφωνα με τους Rao, Kumar και Babu (2013): η υψηλή ποιότητας ενέργεια προσδιορίζοντας την τάση και τη σταθερότητα της συχνότητας, η μεγιστοποίηση εκμετάλλευσης της παραγομένης ενέργειας από τον έλεγχο των στροφών της μηχανής, η βέλτιστη απόδοση του συστήματος και η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος. Οι εφαρμοζόμενες συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος στα συστήματα μεταβλητών στροφών παρουσιάζονται παρακάτω (Ackermann, 2005):

- **Ο Μετατροπέας (ac/dc - dc/ac converter)**

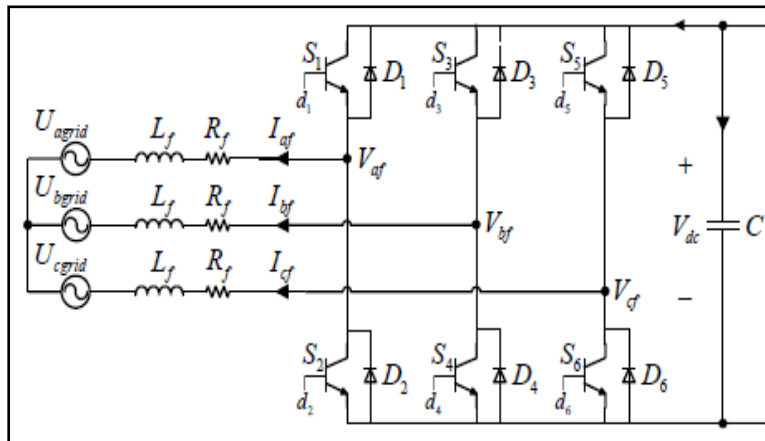
Η συσκευή έλεγχου αυτού του τύπου βρίσκει τεράστια εφαρμογή στα αιολικά συστήματα. Συγκροτείται από μια τριφασική γέφυρα με IGBT στοιχεία έξι παλμών συνδυάζοντας δυο μετατροπείς με κοινή διασύνδεση συνεχούς ρεύματος και ένα πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας ώστε να αποφευχθεί η μεταφορά ενέργειας από το ένα κομμάτι στο άλλο. Το σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της διάταξης είναι η μεταφορά ισχύος και η δυνατότητα ελέγχου ανέργου και άεργου ισχύος, που γίνεται ξεχωριστά για κάθε πλευρά.

Αποτέλεσμα αυτής της ενέργειας είναι ότι ο μετατροπέας λειτουργεί άλλοτε ως αντιστροφέας και άλλοτε ως ανορθωτής. Στο Σχήμα 9 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης (VSC – Voltage Source Converter) με IGBT στοιχεία. Προτέρημα του μετατροπέα είναι το υψηλό εύρος τιμών στις διακόπτες συχνότητες των στοιχείων που

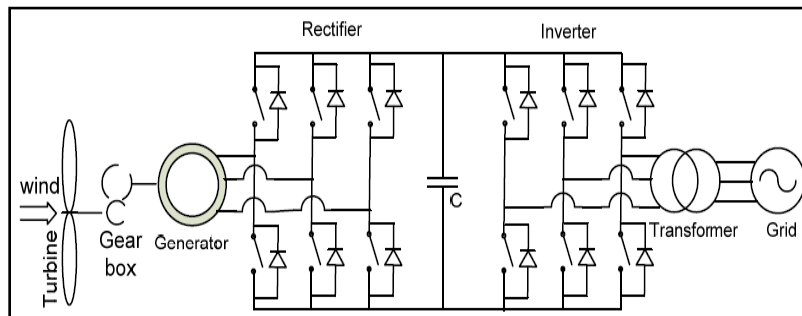
χρησιμοποιεί. Οι υψηλές διακοπτικές συχνότητες εμφανίζουν υψηλές αρμονικές επηρεάζοντας, έτσι, σε μικρότερο βαθμό το δίκτυο (Islam, Guo & Zhu, 2013).



Σχήμα 9: Διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης VSC με IGBT στοιχεία. (Chen, Guerrero & Blaabjerg, 2009)



Σχήμα 10: Η τοπολογία ενός μετατροπέα πηγής τάσης με IGBT στοιχεία (Bourdoulis & Alexandridis, 2013)



Σχήμα 11: Back to back converter (Islam, Guo & Zhu, 2013)

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι έλεγχου για τους μετατροπείς. Η πιο συνηθισμένη μέθοδος είναι η PWM (Pulse Width Modulation). Παρακάτω περιγράφεται η συγκεκριμένη μέθοδος για έναν μονοφασικό μονομελή μετατροπέα, που αποτελείται από ένα μόνο μέρος, συμπεριλαμβάνοντας δηλαδή τους διακόπτες S1 και S2 (Bourdoulis & Alexandridis, 2013).

Κάνοντας πράξη την μέθοδο PWM παράγουμε μια ημιτονοειδή τάση εξόδου προσαρμοσμένη σε μια επιθυμητή συχνότητα. Το ημιτονοειδές σήμα έλεγχου της προσαρμοσμένης συχνότητας συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή, ενώ το πλάτος της συγκεκριμένης δεν αλλάζει και διατηρείται σταθερό. Το αποτέλεσμα έχει ως εξής, αν η τιμή της τριγωνικής κυματομορφής είναι μεγαλύτερο από το ημιτονοειδές σήμα τότε κλείνει ο διακόπτης (S2) του μετατροπέα. Σαν αποτέλεσμα του παραπάνω η τάση εξόδου είναι η αρνητική τιμή της dc τάσεως στην είσοδο του μετατροπέα (Islam, Raju & Ahmed, 2013).

Από την άλλη μεριά, αν η τιμή της ημιτονοειδούς κυματομορφής είναι μεγαλύτερη της τριγωνικής κυματομορφής, κλείνει ο διακόπτης (S1) του μετατροπέα. Αποτέλεσμα της ενέργειας αυτής είναι ότι η έξοδος του παίρνει τη θετική τιμή της dc τάσεως στην είσοδο. Επίσης, η τριγωνική κυματομορφή σύμφωνα με τους Bourdoulis και Alexandridis (2013), δίνει και την συχνότητα (σταθερή) στην οποία προσαρμόζεται και η διακοπή λειτουργία των στοιχείων του μετατροπέα.

- **Ο λόγος κατάτμησης**

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{triangular}} \quad (4.4.1)$$

Όπου:

- $\hat{V}_{control}$: το πλάτος του σήματος ελέγχου
- $\hat{V}_{triangular}$: το πλάτος της τριγωνικής τάσης

Ο λόγος κατάτμησης σε ένα σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων d-q δίνεται από τη σχέση:

$$m_a = \sqrt{2} \sqrt{(m_d^2 + m_q^2)} \quad (4.4.2)$$

Όπου:

- m_d : ο λόγος κατάτμησης του μετατροπέα του d άξονα
- m_q : ο λόγος κατάτμησης του μετατροπέα του q άξονα

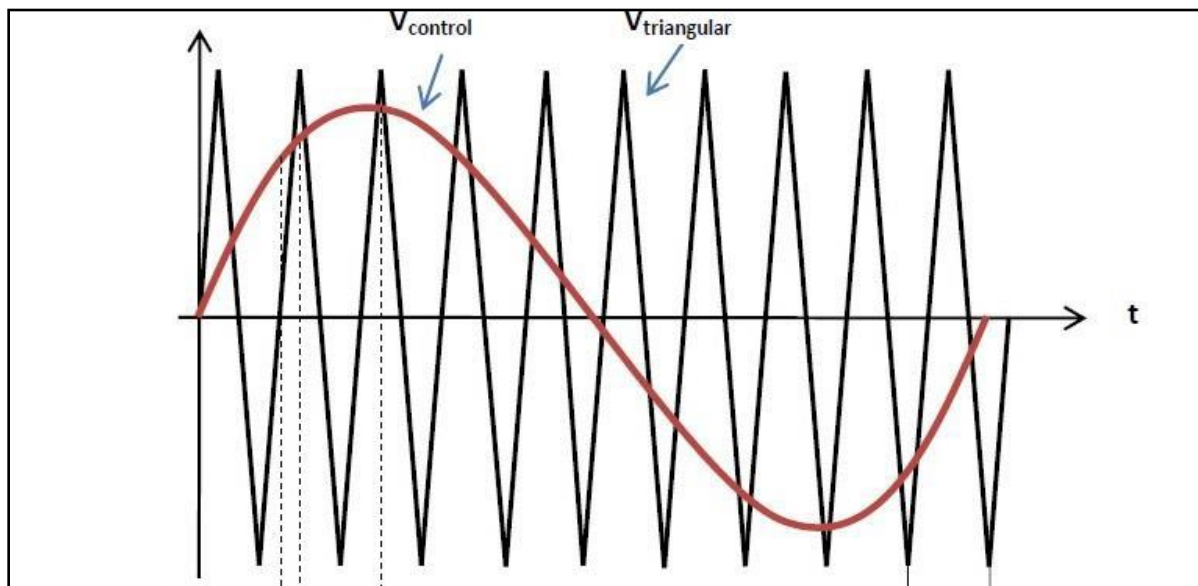
Παράλληλα, πρέπει να τονιστεί ότι το πλάτος τάσης εξόδου είναι ανάλογο του λόγου κατάτμησης, όταν η λειτουργία του μετατροπέα είναι στην γραμμική περιοχή (Islam, Raju & Ahmed, 2013). Όταν ο λόγος κατάτμησης είναι μικρότερος ή ίσος με τη μονάδα, τότε, το πλάτος της τάσης εξόδου του μετατροπέα, που εστιάζεται στην θεμελιώδη συχνότητα, δίνεται από την παρακάτω σχέση (Bourdoulis & Alexandridis, 2013):

$$\hat{v}_{ao} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad m_a \leq 1 \quad (4.4.3)$$

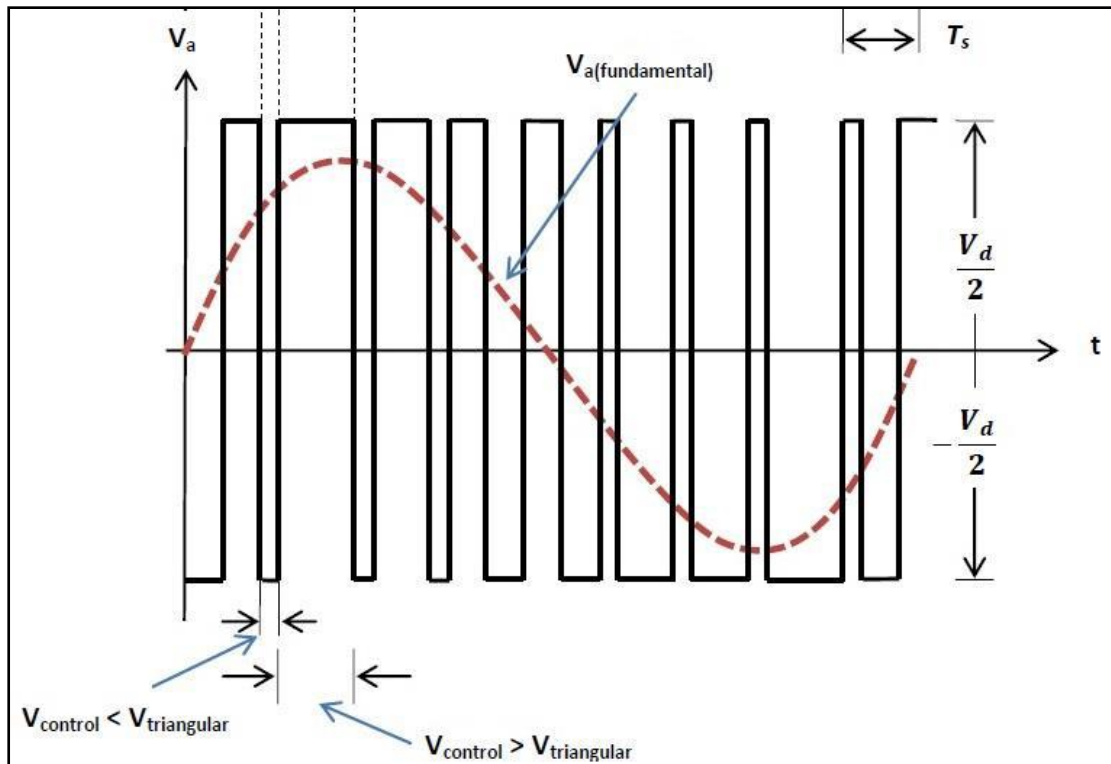
Όπου:

- \hat{v}_{ao} : το πλάτος της ac εξόδου του μετατροπέα
- V_{dc} : η dc στην είσοδο του μετατροπέα

Παρακάτω παρατηρείται σε σχηματική αναπαράσταση η μέθοδος PWM για έναν μονοφασικό μετατροπέα σε απλή μορφή. Εστίαση δίνεται στις κυματομορφές του σήματος έλεγχου, της τριγωνικής τάσης, της τάσης εξόδου με την συχνότητα της (Bourdoulis & Alexandridis, 2013).



Σχήμα 12: Αναπαράσταση της μεθόδου PWM (1/2)



Σχήμα 13: Αναπαράσταση της μεθόδου PWM (2/2)

Στο σχήμα 12, όπου φαίνεται ο τριφασικός μετατροπέας οι παραπάνω σχέσεις είναι ακριβώς οι ίδιες και η μέθοδος που αναλύθηκε προσαρμόζεται με τις εξής διαφοροποιήσεις: εμφανίζονται τρία σήματα έλεγχου της συχνότητας που επιθυμούμε και του ίδιου πλάτους, με την διαφορά φάσης κατά 120 μοίρες και συγκρίνονται με την ίδια τριγωνική κυματομορφή.

$$\hat{v}_{an} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad m_a \leq 1 \quad (4.4.4)$$

Αν χρειαζόμαστε την RMS τιμή της πολικής τάσεως στην έξοδο το μετατροπέα, τότε προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

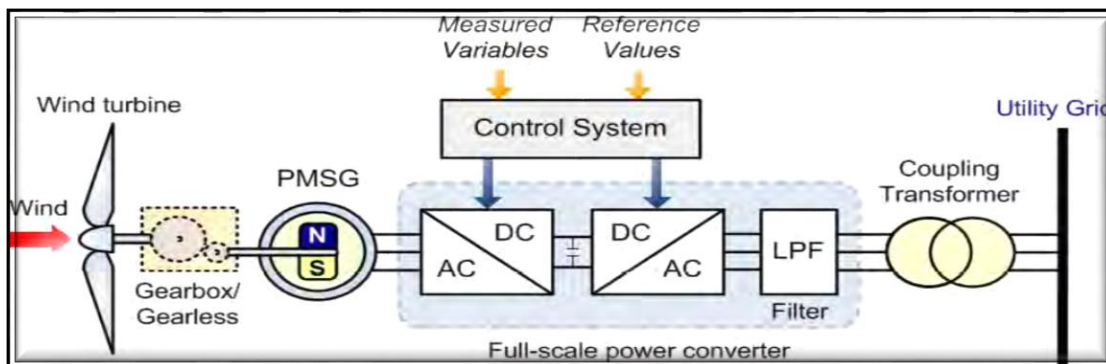
$$v_{ab(RMS)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad m_a \leq 1 \quad (4.4.5)$$

5. Μοντελοποίηση Ανεμογεννήτριας με Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη

Η σύγχρονη γεννήτρια, αποτελεί μια ακριβή επιλογή και μια πολύπλοκη κατασκευή, αλλά με πολλές δυνατότητες για την εφαρμογή της σε αιολικά συστήματα (Αλεξανδρίδης, 2013). Το κόστος αυξάνεται διότι χρησιμοποιούνται μόνιμοι μαγνήτες από συγκεκριμένο υλικό. Η γεννήτρια του συγκεκριμένου τύπου δίνει την δυνατότητα στην ανεμογεννήτρια να λειτουργεί με μεταβλητές ταχύτητες άνεμου. Από την άλλη μεριά, με την κατασκευαστική δομή της, εστιάζοντας στην παρουσία των πόλων, επιτυγχάνεται η απουσία του κιβώτιου ταχυτήτων.

Κλείνοντας, κατά τον Madani (2011), ο μετατροπέας τόσο από την πλευρά της μηχανής όσο και από την πλευρά του δικτύου δίνει την δυνατότητα έλεγχου. Στο σχήμα που ακολουθεί (Εικόνα 4) παρατίθεται μια σύγχρονη γεννήτρια για συστήματα μεταβλητής ταχύτητας. Η σύνδεση της γεννήτριας με το δίκτυο γίνεται μέσω ενός ανορθωτή από την πλευρά της μηχανής και ενός αντιστροφέα από την πλευρά του δικτύου. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο κεφάλαιο X για τον ηλεκτρονικό έλεγχο, η διάταξη αυτή, ονομάζεται back-to-back μετατροπέας και υλοποιείται με IGBT στοιχεία και με μέθοδο πριμοδότησης PWM ελέγχεται η διάταξη. Με τον μετατροπέα back-to-back ελέγχονται ουσιαστικά τα ποσοστά ισχύος που δημιουργούνται από την ανεμογεννήτρια.

Παρατηρώντας την κάτωθι εικόνα (Εικόνα 4) διακρίνεται στην έξοδο του μετατροπέα για την σύνδεση της στο δίκτυο, η εφαρμογή ενός φίλτρου που σκοπό έχει την αποκοπή ανώτερων αρμόνικων που εμφανίζονται στο φασματικό περιεχόμενο κατά την ροή ισχύος στο δίκτυο. Αφετέρου, ο μετασχηματιστής για την τελική σύνδεση διαμορφώνει την τάση που εισέρχεται στο δίκτυο (Molina & Alvarez, 2011).



Εικόνα 4: Ανεμογεννήτρια με σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (Molina & Alvarez, 2011)

5.1. Περιγραφή Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμου Μαγνήτη

Η σύγχρονη γεννήτρια αποτελείται κατασκευαστικά από τον δρομέα, που τροφοδοτείται από συνεχές ρεύμα. Το συνεχές ρεύμα στο δρομέα που δημιουργείται από κάποια εξωτερική παρέμβαση, όπως μια άλλη κινητήρια μηχανή παράγει το μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της γεννήτριας. Υπάρχει όμως και η δυνατότητα απουσίας του συνεχούς ρεύματος, με τη χρήση μόνιμων μαγνητών. Ο στάτης αποτελείται από τριφασικό τύλιγμα με διαφορά 120 μοιρών των τοποθετημένων τυλιγμάτων (Chapman, 2010). Η εμφάνιση μαγνητικού πεδίου έχει σαν αποτέλεσμα στα τυλίγματα του στάτη να παράγεται τριφασική τάση που αποτελεί και την έξοδο της γεννήτριας (Σαφάκας, 2011).

Κατασκευαστικά, ο στάτης είναι μια κυλινδρική κατασκευή από υλικό σιδηρομαγνητικό με ελασματική μορφή και στο εσωτερικό του μέρους έχει αυλακώσεις (Mohan, Undeland & Robbins, 2010). Στις αυλακώσεις τοποθετείται το τύλιγμα που είναι τριφασικής σύνδεσης με τα τυλίγματα αυτά να διαφέρουν κατά 120 μοίρες μεταξύ τους τοποθετημένα περιστροφικά. Ο δρομέας είναι κατασκευαστικά κυλινδρικός και έχει το τύλιγμα διέγερσης το οποίο είναι εφαρμοσμένο είτε αυλακώσεων είτε τυλιγμένο σε εξωτερικούς πόλους. (Rashid 2011· Σαφάκας, 2011).

Η λέξη σύγχρονη θέλει να προσδιορίσει την ουσία του φαινομένου της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα, που στρέφεται με την ίδια ταχύτητα του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου, που παράγεται. (Σαφάκας, 2011). Ο αριθμός των στροφών του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου ανά λεπτό υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο, που περιλαμβάνει το ζεύγος των πόλων της μηχανής και την συχνότητα που ισούται με την συχνότητα του δικτύου (Chapman, 2010· Hubert, 2008).

$$n_s = \frac{60f_s}{p} \quad (5.1.1)$$

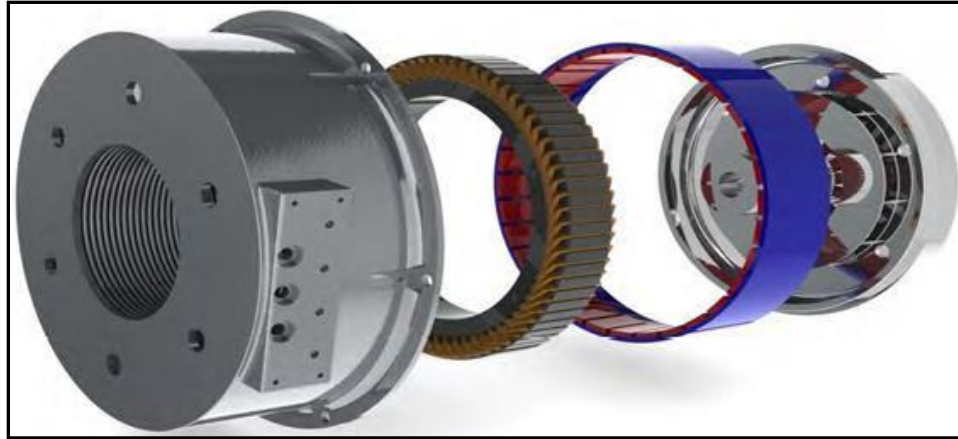
Τα ζεύγη των πόλων σε μια μηχανή με κυλινδρικό δρομέα ή όπως αποκαλείται και σαν μηχανή με τύλιγμα κατανεμημένων πόλων, έχουν αριθμό ένα ή δύο στις περισσότερες μηχανές, όταν θέλουμε μεγάλη ισχύ (Αλεξανδρίδης, 2013). Από την άλλη μεριά, όταν η μηχανή έχει έκτυπους πόλους, ο αριθμός των ζευγών παίρνει τιμές μεταξύ του ένα και του σαράντα στο περίπου. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των μηχανών έκτυπων πόλων είναι ότι ο δρομέας έχει χαμηλές ταχύτητες, χαρακτηριστικό που τις κάνει εύχρηστες σε συστήματα ανεμογεννητριών (Σαφάκας, 2011).

Όσον αφορά την τροφοδοσία του τυλίγματος του δρομέα με συνεχές ρεύμα υπάρχουν κάποιες τεχνικές. Ενδεικτικές είναι η τροφοδοσία από ειδική πηγή συνεχούς ρεύματος με εφαρμογή στον άξονα της γεννήτριας και η εξωτερική πηγή συνεχούς ρεύματος σαν τροφοδοσία (Charman, 2010). Η τροφοδοσία με συνεχές ρεύμα, εφαρμοζόμενη στον άξονα της γεννήτριας, υλοποιείται με μηχανή διέγερσης η οποία με την σειρά της, είναι μια μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος δηλαδή, χρησιμοποιείται σαν μικρή γεννήτρια.

Η μηχανή διέγερσης έχει στην έξοδο της ένα τριφασικό ανορθωτή που έχει θέση και αυτός πάνω στον άξονα της γεννήτριας, δίνοντας την δυνατότητα ρύθμισης του ρεύματος διέγερσης. Η παραπάνω διάταξη έχει χρησιμότητα σε μεγάλες γεννήτριες. Στη τροφοδοσία από εξωτερική πηγή συνεχούς ρεύματος, ο δρομέας απαιτείται να έχει ψήκτρες και δακτυλίους ολίσθησης (Σαφάκας, 2011). Ένα σημαντικό μειονέκτημα είναι ότι οι ψήκτρες παρουσιάζουν φθορά λόγω τριβών και απαιτείται συντήρηση, δηλαδή αντικατάστασή τους, ενώ η ισχύς επηρεάζεται από την πτώση τάσης πάνω τους.

Όταν ο δρομέας περιλαμβάνεται από μόνιμους μαγνήτες, το μαγνητικό πεδίο που παράγεται δεν απαιτεί κάποιο συνεχές ρεύμα στο τυλίγμα διέγερσης ένα αρκετά σημαντικό πλεονέκτημα. Κατασκευαστικά αυτό σημαίνει ότι δεν περιλαμβάνεται η χρήση ψηκτρών και δακτυλίων ολίσθησης, οπότε αυτόματα μειώνεται ο βαθμός συντήρησης (Αλεξανδρίδης & Μητρονίκας, 2012). Επίσης, η απουσία τυλίγματος διέγερσης μειώνει τις θερμικές επιβαρύνσεις στον δρομέα. Η χρησιμότητα των μαγνητών δίνει την δυνατότητα στις γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη να διεγείρονται μόνες τους καθώς το πεδίο παράγεται από τον ίδιο τον δρομέα κάτι που σημαίνει αρκετά καλό βαθμό απόδοσης (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

Στα πλεονεκτήματα χρήσης μόνιμων μαγνητών συμπεριλαμβάνεται και η μείωση στο συνολικό βάρος και όγκο κατασκευής για την γεννήτρια. Ένα σημαντικό μειονέκτημα των συγκεκριμένων γεννητριών είναι ότι το υλικό κατασκευής των μαγνητών είναι υψηλό (Αλεξανδρίδης, 2013).



Σχήμα 14: Η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (PMGL)

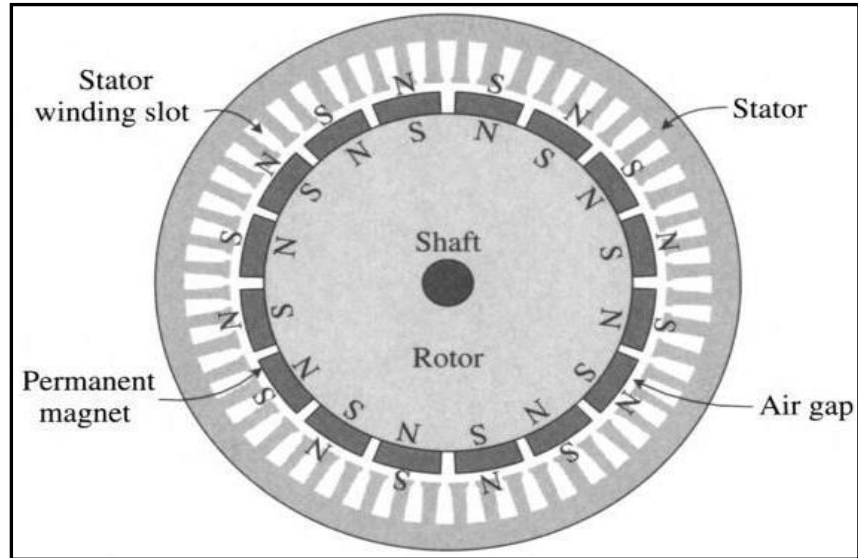
Ακολουθεί μια μικρή περιγραφή για μόνιμους μαγνήτες καθώς και των τύπων που χρησιμοποιούνται για της υλοποίησή τους. Η πρώτη κατηγορία είναι ο συνδυασμός κραμάτων κοβάλτιο (Co), αλουμίνιο (Al), νικέλιο (Ni), και σιδήρου (Fe). Η δεύτερη κατηγορία αποτελείται από φερρίτες (σιδηρίτες) μεγάλης τεχνολογικής σπουδαιότητας κεραμικά μαγνητικά υλικά. Στην τελευταία κατηγορία περιλαμβάνονται τα κράματα από νεοδύμιο (Nd), σίδηρο (Fe) και βόριο (B) ή σαμάριο (Sm) και κοβάλτιο (Co) τα όποια αντλούνται από σπάνιες γαίες (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

Οι σύγχρονες γεννήτριες μόνιμων μαγνητών κατηγοριοποιούνται σύμφωνα με τους Madani (2011) και Meier (2008) και με βάση τον τρόπο τοποθέτησης των μόνιμων μαγνητών στον δρομέα:

- Μαγνήτες τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα (*surface-mounted PM*)
- Μαγνήτες τοποθετημένοι ακριβώς κάτω από την επιφάνεια του δρομέα (*inset PM*)
- Μαγνήτες ενσωματωμένοι στον δρομέα (*buried PM*)

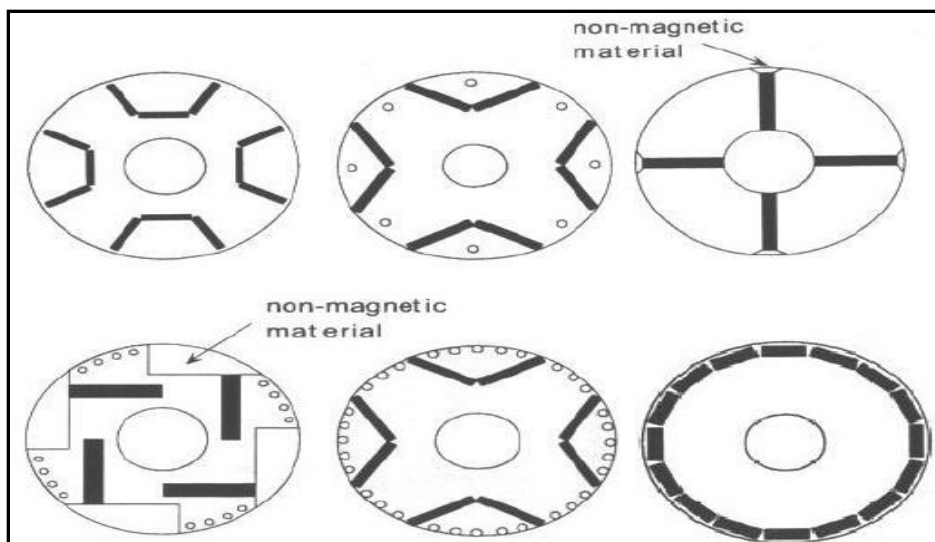
Η εικόνα 5 δείχνει την κατηγορία με μαγνήτες τοποθετημένους στην επιφάνεια του δρομέα. Οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν προσανατολισμό ακτινικό ή περιφερικό σε ειδικές περιπτώσεις (Madani, 2011). Οι επιφανειακοί μαγνήτες παρέχουν την δυνατότητα απλής κατασκευής όσο και χαμηλότερο συνολικό κόστος (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011). Η καταλληλότητα της συγκεκριμένης τεχνολογίας έχει να κάνει με εφαρμογές που απαιτούν χαμηλές ταχύτητες. Στην εναλλακτική που ο δρομέας είναι εξωτερικός, οι μαγνήτες βρίσκονται εσωτερικά με αποτέλεσμα

να εκμεταλλεύονται τις φυγόκεντρες δυνάμεις που δημιουργούνται, ώστε οι μαγνήτες να διατηρούν την θέση τους (Madani 2011· Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).



Εικόνα 5: Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη με μαγνήτες κάτω από την επιφάνεια του δρομέα inset PMSG (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011)

Ο σχεδιασμός με μαγνήτες ενσωματωμένους στον δρομέα, που είναι προσανατολισμένοι είτε ακτινικά είτε περιφερειακά, κατά τον Madani (2011), μπορεί να γίνει με ποικίλους τρόπους, όπως παρατηρείται και στο σχήμα 15. Οι ενσωματωμένοι μαγνήτες δεν παρουσιάζουν δυνάμεις φυγόκεντρες και έτσι διασφαλίζονται υψηλές ταχύτητες. Κύριο μειονέκτημα είναι η ιδιαιτερότητα στην κατασκευή του δρομέα (Meier, 2008).

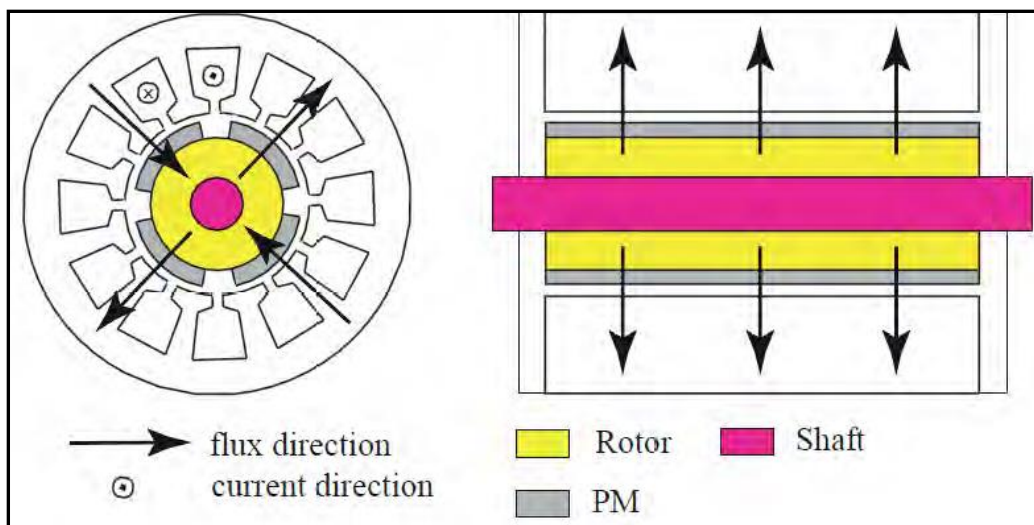


Σχήμα 15: Δρομείς με εσωτερικούς μαγνήτες για σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (Grauers, 1996 ·Sadarangani, 2006)

Οι σύγχρονες γεννήτριες μόνιμων μαγνητών μπορούν να ταξινομηθούν και με κριτήριο τη διεύθυνση μαγνητικής ροής στο εσωτερικό τους ως εξής (Madani, 2011· Meier, 2008):

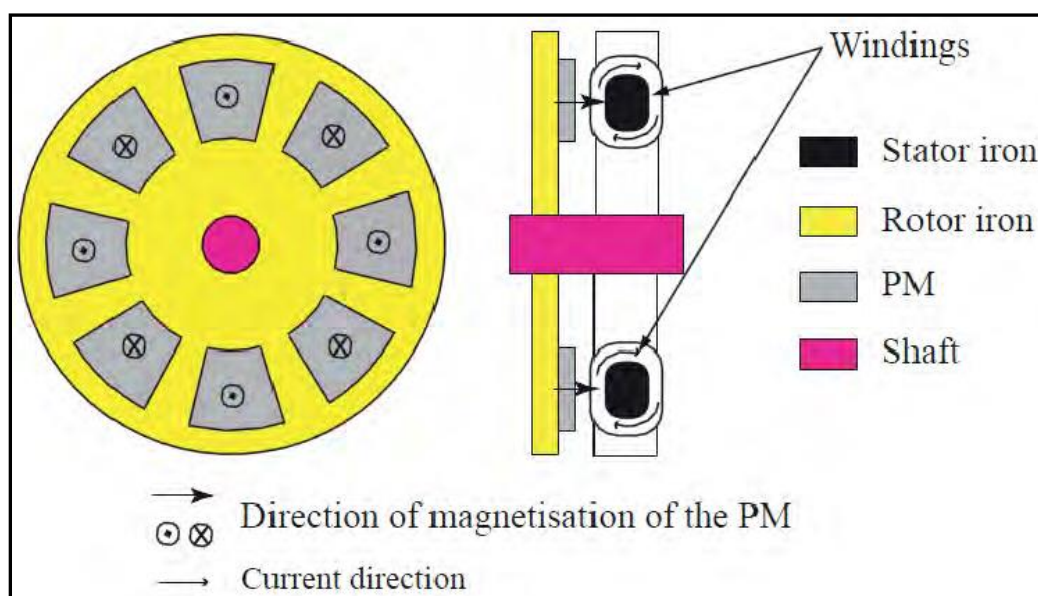
- ακτινικής ροής (*radial flux, RF*)
- αξονικής ροής (*axial flux, AF*)
- εγκάρσιας ροής (*transversal flux, TF*)

Η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη ακτινικής ροής (*RF-PMSG*) είναι σχετικά απλή στην κατασκευή της και με χαμηλό κόστος. Η ροή ρέει ακτινικά στο διάκενο της μηχανής. Στη παρακάτω εικόνα (Εικόνα 6), παρατηρείται η τομή μιας τέτοιας γεννήτριας. Αρνητικά της γεννήτριας είναι το μεγάλο μήκος άξονα και το συνολικό βάρος. Ο δρομέας, κατασκευαστικά, κυμαίνεται στις παραπάνω περιγραφές.



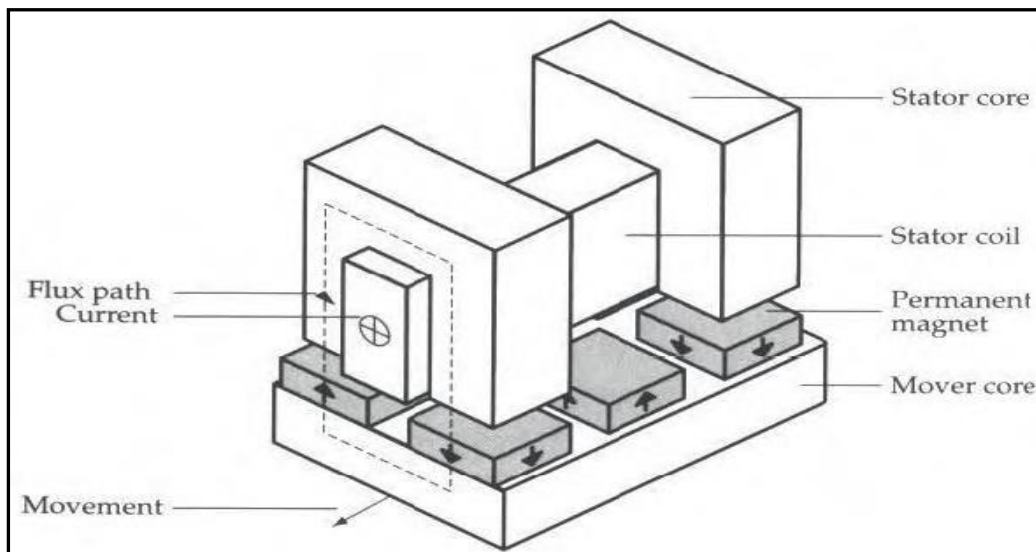
Εικόνα 6: Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη ακτινικής ροής
(Madani, 2011·Meier, 2008)

Στην κατηγορία της *σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη αξονικής ροής (AF-PMSG)* η ροή κινείται παράλληλα με τον άξονα της μηχανής στο κενό, όπως διακρίνεται και από το παρακάτω σχήμα. Οι μηχανές αυτές έχουν μεγάλη διάμετρο αλλά μικρό άξονα. Οι μαγνήτες είναι κατασκευαστικά τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα ενώ, εμφανίζονται πολλές τοπολογίες διαφορετικού τύπου σε σχέση με τη θέση τόσο του στάτη, όσο και του δρομέα και των τυλιγμάτων τους (Parviainen, 2005).



Εικόνα 7: Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη αξονικής ροής (Madani, 2011·Meier, 2008)

Στη σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη εγκάρσιας ροής (TF-PMSG) η μαγνητική ροή ρέει κάθετα στην κατεύθυνση της κίνησης του δρομέα. Η χρησιμότητά της είναι για χαμηλές ταχύτητες και εκεί που απαιτούνται υψηλές ροπές. Στα αρνητικά συγκαταλέγεται ο μειωμένος συντελεστής ισχύος ανάλογα με το φάσμα τιμών της ροπής.



Εικόνα 8: Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη εγκάρσιας ροής (Madani, 2011· Meier, 2008)

Γενικά, παρατηρείται ότι η εφαρμογή της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη σε συστήματα ανεμογεννητριών δεν είναι πάντα η ιδανική επιλογή καθώς υπάρχουν αρκετά μειονεκτήματα. Αρχικά, τα υλικά είναι ακριβά και οι μαγνήτες λόγω υψηλών θερμοκρασιών μπορεί να απομαγνητιστούν καθιστώντας αναγκαίο κάποιο είδος ψύξης (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

Εν συνεχεία, κατά τον Αλεξανδρίδη (2013), ο μετατροπέας του τύπου back - to - back για την σύνδεση με το δίκτυο, αυξάνει το κόστος. Αφετέρου, η απουσία κιβωτίων ταχυτήτων μειώνει το βάρος και απλοποιεί την συνολική κατασκευή. Παράλληλα, η υψηλή απόδοση που παρουσιάζουν έναντι των ασύγχρονων γεννητριών, δίνει μια καλύτερη επιλογή για τα αιολικά συστήματα. Επίσης, στα μειονεκτήματα συγκαταλέγεται το πρόβλημα κατά την εκκίνηση, πιο συγκεκριμένα, στον συγχρονισμό και τη ρύθμιση της τάσης αλλά και η μεταβλητότητα του άνεμου στο σύστημα (Αλεξανδρίδης, 2013).

5.2 Μετασχηματισμός Park

Σημαντική βοήθεια μας προσφέρουν μαθηματικοί μετασχηματισμοί για την μελέτη των ηλεκτρικών συστημάτων με στόχο την αποδέσμευση των μεταβλητών για τον υπολογισμό των μην γραμμικών εξισώσεων με χρόνο μεταβλητές (Fitzgerald, Kingsley, Umans & James, 2003). Το εργαλείο που εξυπηρετεί τον σκοπό μας είναι ο μετασχηματισμός Park. Ο μετασχηματισμός Park προσαρμόζει το στρεφόμενο τριφασικό πλαίσιο σε ένα πλαίσιο πιο μαθηματικό (Αλεξανδρίδης, 2013). Η ουσία του τριφασικού συστήματος στις συνιστώσες d , q και 0 δίνει την δυνατότητα για καλύτερο έλεγχο.

Όταν το τριφασικό σύστημα είναι συμμετρικό, η συνιστώσα 0 παίρνει τιμή μηδέν, οπότε, το τελικό σύστημα αποτελείται από τις δυο κάθετες συνιστώσες d , q (Αλεξανδρίδης & Μητρονίκας, 2012). Πολύ σημαντικό είναι ότι οι εξισώσεις είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και με σταθερούς συντελεστές (Fitzgerald, Kingsley, Umans & James, 2003). Αυτός ο σημαντικός μετασχηματισμός, υλοποιείται με την παρακάτω μήτρα, η οποία έχει γενική μορφή (Ohm, 2000). Αξίζει να σημειωθεί, ότι ο μετασχηματισμός Park, πολλαπλασιάζει οποιαδήποτε τριφασικά μεγέθη, είτε είναι τάσεις, είτε ρεύματα. Μέσω της μήτρας του μετασχηματισμού Park δίνεται η παρακάτω σχέση (Αλεξανδρίδης, 2013):

$$p = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (5.2.1)$$

Όπου:

- θ : $\omega t - \theta_0$: η γωνία του στρεφόμενου συστήματος συντεταγμένων και του συστήματος αναφοράς με ω κάποια αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα και αρχική γωνία θ_0 .
- Η μήτρα P είναι αντιστρέψιμη μαθηματικά και άρα ισχύει η ιδιότητα της ορθογωνικότητας.
- Έτσι η αντιστρέψιμη μήτρα Park είναι (Ohm, 2000):

$$p^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (5.2.2)$$

Οι μεταβλητές από το τριφασικό σύστημα a-b-c θα μεταφέρονται στο σύστημα κάθετων d-q αξόνων σύμφωνα με τη σχέση (Αλεξανδρίδης, 2013):

$$X_{dq0} = P_{Xabc} \quad (5.2.3)$$

$$X_{dq0} = \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{pmatrix} X_{abc} = \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (5.2.4)$$

Από τις μαθηματικές ιδιότητες του μετασχηματισμού ισχύει (Αλεξανδρίδης, 2013):

$$p(t) = v_{abc}^T i_{abc} \quad (5.2.5)$$

$$p(t) = (p^{-1} v_{dq0})^T (p^{-1} i_{dq0}) \quad (5.2.6)$$

$$p(t) = v_{dq0}^T (p^{-1})^T p^{-1} i_{dq0} \quad (5.2.7)$$

$$p(t) = \frac{3}{2} v_{dq0}^T p^1 p^{-1} i_{dq0} \quad (5.2.8)$$

$$p(t) = \frac{3}{2} v_{dq0}^T i_{dq0} \quad (5.2.9)$$

5.3. Μοντελοποίηση Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμου Μαγνήτη

Παρακάτω παρουσιάζεται η μοντελοποίηση της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο d-q πλαίσιο αναφοράς. Οι εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών στο τριφασικό σύστημα συντεταγμένων είναι (Γιαννακόπουλος & Βοβός, 2008 · Huang, 2013· Molina, Sanchez & Lede, 2010):

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} \quad (5.3.1)$$

Όπου:

- **V_{as}, V_{bs}, V_{cs} :** οι τάσεις του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα
- **i_{as}, i_{bs}, i_{cs} :** τα ρεύματα του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα, η θετική φορά των οποίων ορίζεται προς την κατεύθυνση των αρνητικών δυναμικών, δηλαδή να εισέρχονται στη μηχανή.

- **R_s** : η αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη.
- **$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$** : οι μαγνητικές ροές του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα.

Οι μαγνητικές ροές του στάτη στις φάσεις a, b και c δίνονται από τις σχέσεις (Γιαννακόπουλος & Βοβός, 2008· Huang, 2013· Ohm, 2000):

$$\begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \lambda_{am} \\ \lambda_{bm} \\ \lambda_{cm} \end{pmatrix} \quad (5.3.2)$$

Όπου:

- **L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}** : οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη.
- **L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}** : οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη, για τις οποίες ισχύει.
- **$\lambda_{am}, \lambda_{bm}, \lambda_{cm}$** : οι μαγνητικές ροές που δημιουργούνται στους πόλους της μηχανής.

Με την εφαρμογή του μετασχηματισμού Park στην παραπάνω εξίσωση, προκύπτει το μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας στο στρεφόμενο πλαίσιο d-q πλαίσιο αναφοράς, το οποίο δίνεται από την παρακάτω σχέση (Molina, Sanchez & Lede, 2010· Ohm 2000·Wuri, Zarga & Kouro, 2011):

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (5.3.3)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} \quad (5.3.4)$$

Όπου:

- **v_{ds}, v_{qs}** : οι τάσεις του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **i_{ds}, i_{qs}** : τα ρεύματα του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$** : οι μαγνητικές ροές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **ω_s** : η γωνιακή ταχύτητα του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου για την οποία ισχύει: $\omega_s = P\omega_r$, ίσο με το γινόμενο της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα με το ζεύγος πόλων της σύγχρονης γεννήτριας.

Οι μαγνητικές ροές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα δίνονται από τις σχέσεις (Huang, 2013· Ohm 2000·Wuri, Zarga & Kouro, 2011):

$$\lambda_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \lambda_{dm} \quad (5.3.5)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs}i_{qs} + \lambda_{qm} \quad (5.3.6)$$

Όπου:

- **L_{ds}, L_{qs} :** οι επαγωγές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **$\lambda_{dm}, \lambda_{qm}$:** οι συνιστώσες της μαγνητικής ροής που παράγεται στους πόλους της μηχανής.

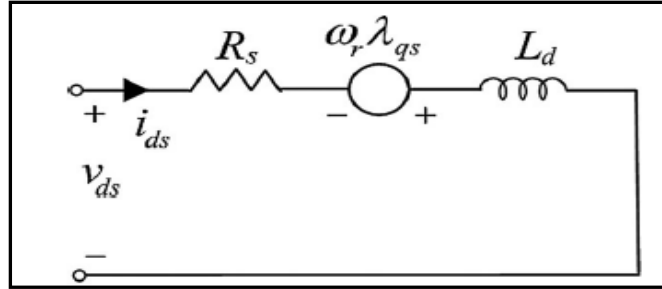
Στις σύγχρονες γεννήτριες με μηχανές με κυλινδρικό δρομέα, οι επαγωγές L_{ds} και L_{qs} είναι ίσες, ενώ στις σύγχρονες μηχανές με έκτυπους πόλους λόγω μη συμμετρίας του διάκενου μεταξύ δρομέα και στάτη οι επαγωγές L_{ds} και L_{qs} διαφέρουν. Συνήθως, στην τελευταία περίπτωση, η επαγωγή L_{ds} είναι μικρότερη από την L_{qs} (Αλεξανδρίδης & Μητρονίκας, 2012· Huarez, 2013· Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

Όταν, το σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι προσανατολισμένο με το μαγνητικό πεδίο που παράγεται από τους μαγνητικούς πόλους της μηχανής, τότε η συνιστώσα της μαγνητικής ροής στον άξονα q είναι μηδέν ($\lambda_{qm}=0$), ενώ στον άξονα d ισούται με τη μαγνητική ροή που παράγουν οι μόνιμοι μαγνήτες ($\lambda_{dm}=0$) της οποίας η τιμή είναι σταθερή ($d\lambda_{dm}/dt=0$) και μπορεί να ληφθεί από τις παραμέτρους και τα στοιχεία που αναγράφονται στην πινακίδα της μηχανής (Gajewski, 2015· Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

Εντέλει με τα παραπάνω προκύπτει:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - p\omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (5.3.7)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα με βάση την παραπάνω εξίσωση είναι (Kim, Jeung, Lee & Kim, 2012):

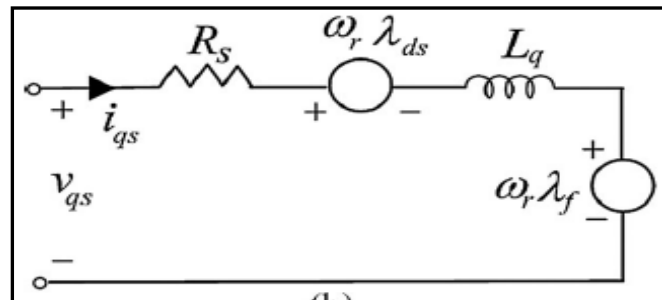


Ισχύουν οι ισότητες:

$$\omega_r \lambda_{qs} = p \omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (5.3.8)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + p \omega_r L_{ds} i_{ds} + p \omega_r \lambda_m \quad (5.3.9)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα με βάση την παραπάνω εξίσωση είναι:



(Kim, Jeung, Lee & Kim, 2012)

Ισχύουν οι ισότητες:

$$\omega_r (\lambda_{ds} + \lambda_f) = p \omega_r (\lambda_m + L_{ds} i_{ds}) \quad (5.3.10)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (-R_s i_{ds} + p \omega_r L_{qs} i_{qs} + v_{ds}) \quad (5.3.11)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (-R_s i_{qs} - p \omega_r L_{ds} i_{ds} - p \omega_r \lambda_m + v_{qs}) \quad (5.3.12)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς που παράγει η μηχανή δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις (Ackermann, 2005·Molina, Sanchez & Lede, 2010):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (5.3.13)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} - v_{ds} i_{ds}) \quad (5.3.14)$$

Η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή στη σύγχρονη μηχανή είναι (Αλεξανδρίδης & Μητρονίκας, 2012· Gajewski, 2015):

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad (5.3.15)$$

Από την σχέση παραπάνω εύκολα μπορούμε να εξάγουμε και την ακόλουθη σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m i_{qs} + i_{ds}i_{qs}(L_{ds} - L_{qs})) \quad (5.3.16)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή αποτελείται από την ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγεται από την αλληλεπίδραση μεταξύ του ρεύματος i_{qs} και των μόνιμων μαγνητών και από τη ροπή αντίδρασης που οφείλεται στη διαφορά μεταξύ των επαγωγών L_{ds} και L_{qs} (Ackermann, 2005· Huang, 2013). Για το μηχανικό μέρος η εξίσωση ροπής της μηχανής είναι (Αλεξανδρίδης, 2013):

$$J_{gen} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{mech} - b\omega_r \quad (5.3.17)$$

Όπου:

- **J_{gen} :** η ροπή αδράνειας του δρομέα της γεννήτριας.
- **T_e :** η ηλεκτρομαγνητική ροπή της γεννήτριας.
- **T_{mech} :** η μηχανική ροπή στην είσοδο της γεννήτριας.
- **B :** ο συντελεστής μηχανικών τριβών.

Η εξίσωση (13.17) με τη βοήθεια της (13.15) μπορεί να γραφεί ως (Molina, Sanchez & Lede, 2010):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_{gen}} \left(\frac{3}{2}p(\lambda_m i_{qs} + i_{ds}i_{qs}(L_{ds} - L_{qs})) - T_{mech} - b\omega_r \right) \quad (5.3.18)$$

Οι εξισώσεις (13.7) και (13.9) περιγράφουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο σύγχρονα στρεφόμενο d-q πλαίσιο αναφοράς και χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή του συνολικού μοντέλου του αιολικού συστήματος μεταβλητής ταχύτητας με σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (Ackermann, 2005).

6. Μοντελοποίηση Μετατροπέα στη πλευρά δικτύου

Παρακάτω ακολουθεί η μοντελοποίηση του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου στο d-q πλαίσιο αναφοράς. Από την πλευρά του δικτύου στο παραπάνω (Σχήμα 9), η πλευρά της DC σύνδεσης αποτελείται από τον πυκνωτή χωρητικότητας C (Li, Swatloski & Gathings, 2012) ενώ, από την άλλη, βλέπει το τριφασικό δίκτυο AC (Dannehl & Fuchs, 2008). Οι τάσεις στο τριφασικό δίκτυο είναι (Αλεξανδρίδης, 2013· Fatu et al., 2007· Bourdoulis & Alexandridis, 2013).

$$\begin{pmatrix} U_{agrid} \\ U_{bgrid} \\ U_{cgrid} \end{pmatrix} = R_f \begin{pmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{pmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{af} \\ v_{bf} \\ v_{cf} \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

Όπου:

- **$U_{agrid}, U_{bgrid}, U_{cgrid}$** : οι τάσεις του δικτύου στις φάσεις a, b και c.
- **i_{af}, i_{bf}, i_{cf}** τα ρεύματα στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα.
- **v_{af}, v_{bf}, v_{cf}** : οι τάσεις στην έξοδο του μετατροπέα στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα.
- **R_f, L_f** : η αντίσταση και η αυτεπαγωγή του RL φίλτρου του δικτύου αντίστοιχα.

Επαναλαμβάνοντας τον μετασχηματισμό Park, οι εξισώσεις στο σύγχρονα στρεφόμενο d-q πλαίσιο αναφοράς γίνονται (Bourdoulis & Alexandridis, 2013 · Haque, Negnevitsky, & Muttaqi, 2010):

$$U_{dgrid} = R_f i_{df} + L_f \frac{di_{df}}{dt} - \omega_s L_f i_{qf} + v_{df} \quad (6.2)$$

$$U_{qgrid} = R_f i_{qf} + L_f \frac{di_{qf}}{dt} + \omega_s L_f i_{df} + v_{qf} \quad (6.3)$$

Όπου:

- **U_{dgrid}, U_{qgrid}** : οι τάσεις του δικτύου στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **i_{df}, i_{qf}** : τα ρεύματα στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **v_{df}, v_{qf}** : οι τάσεις στην έξοδο του μετατροπέα στους άξονες d και q αντίστοιχα.
- **$\omega_s = \omega_N$** : γωνιακή ταχύτητα του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου γίνεται ίση με την κυκλική συχνότητα του δικτύου.

Στην περίπτωση που το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι προσανατολισμένο στην τάση του δικτύου ώστε, η τελευταία να ευθυγραμμίζεται με τον q άξονα του d-q πλαισίου αναφοράς, τότε η d συνιστώσα της τάσης του δικτύου θα είναι μηδέν, δηλαδή $U_{dgrid}=0$, και επομένως, $U_{qgrid}= U_{grid}$. Με τον προσανατολισμό αυτόν γίνεται απόζευξη του έλεγχου μεταξύ ενεργού και αέργου ισχύος (Bourdoulis & Alexandridis, 2013· Gajewski & Pieńkowski, 2017):

$$\frac{di_{df}}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f i_{df} + \omega_N L_f i_{qf} - v_{df}) \quad (6.4)$$

$$\frac{di_{qf}}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_{grid} - R_f i_{qf} - \omega_N L_f i_{df} - v_{qf}) \quad (6.5)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα τάσης δίνεται (Bourdoulis & Alexandridis, 2013):

$$P_f = \frac{3}{2} (v_{df} i_{df} + v_{qf} i_{qf}) \quad (6.6)$$

$$Q_f = \frac{3}{2} (v_{qf} i_{df} - v_{df} i_{qf}) \quad (6.7)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς για το δίκτυο δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις (Αλεξανδρίδης, 2013· Bourdoulis & Alexandridis, 2013· Li, Haskew, Swatloski & Gathings, 2012):

$$P_{grid} = \frac{3}{2} (U_{qgrid} i_{df} + U_{dgrid} i_{qf}) \quad (6.8)$$

$$Q_{grid} = \frac{3}{2} (U_{qgrid} i_{df} - U_{dgrid} i_{qf}) \quad (6.9)$$

DC πλευρά:

Κάνοντας την παραδοχή ότι έχουμε μηδενικές απώλειες (Dorf & Svobora, 2010· Haque, Negnevitsky & Muttaqi, 2010· Hemeida, Farag & Mahgoud, 2011):

$$P_f = P_c + P_s \quad (6.10)$$

Η ισχύς του πυκνωτή δίνεται από την σχέση (Emma, Adel & Mimouni, 2013· Van, Ngyen, Tran & Nguyen, 2015):

$$P_c = V_{dc} C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6.11)$$

Επίσης, προκύπτει (Αλεξανδρίδης, 2013· Bourdoulis & Alexandridis, 2013· Dorf & Svobora, 2010):

$$\frac{3}{2}(v_{df}i_{df} + v_{qf}i_{qf}) = V_{dc}C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (6.12)$$

Λύνοντας ως προς την παράγωγο της V_{dc} :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} \left(\frac{v_{df}}{V_{dc}} i_{df} + \frac{v_{qf}}{V_{dc}} i_{qf} - \frac{v_{ds}}{V_{dc}} i_{ds} - \frac{v_{qs}}{V_{dc}} i_{qs} \right) \quad (6.13)$$

Οι λόγοι κατάτμησης του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου στο στρεφόμενο πλαίσιο d και q είναι:

$$m_{df} = \frac{v_{df}}{V_{dc}} \quad (6.14)$$

$$m_{qf} = \frac{v_{qf}}{V_{dc}} \quad (6.15)$$

Με την ίδια ακριβώς λογική προκύπτουν και οι λόγοι κατάτμησης για την πλευρά της μηχανής στο στρεφόμενο πλαίσιο d και q:

$$m_{ds} = \frac{v_{ds}}{V_{dc}} \quad (6.16)$$

$$m_{qs} = \frac{v_{qs}}{V_{dc}} \quad (6.17)$$

Με αντικατάσταση των παραπάνω λόγων στην σχέση (6.13) προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} (m_{df}i_{df} + m_{qf}i_{qf} - m_{ds}i_{ds} - m_{qs}i_{qs}) \quad (6.18)$$

Με την παραδοχή ότι το ρεύμα είναι ίσο με την σχέση που ακόλουθη:

$$I_s = \frac{3}{2} (m_{ds}i_{ds} + m_{qs}i_{qs}) \quad (6.19)$$

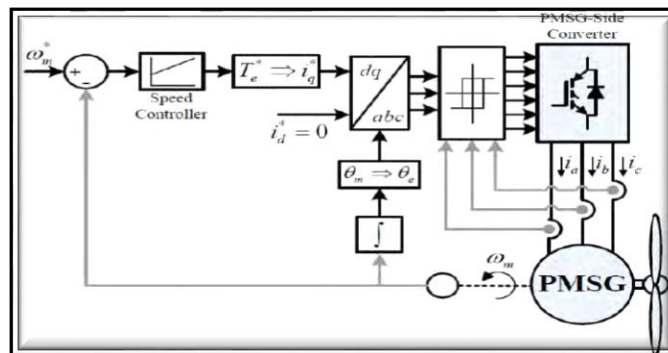
Από τις εξισώσεις (6.18) και (6.19) προκύπτει η εξίσωση της dc διασύνδεσης:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} (m_{df}i_{df} + m_{qf}i_{qf}) - \frac{I_s}{C} \quad (6.20)$$

7. Έλεγχος μετατροπέα στη πλευρά της μηχανής

Μια αρκετά συνηθισμένη τεχνική έλεγχου, από την πλευρά του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής, είναι ο διανυσματικός έλεγχος ή όπως αλλιώς αποκαλείται, έλεγχος με προσανατολισμό στο μαγνητικό πεδίο (*field oriented control, FOC*). Η τεχνική αυτή εστιάζει τον έλεγχο σε μετασχηματισμένα μαθηματικά μοντέλα με σκοπό τα τριφασικά ρεύματα από τον στάτη να μετατραπούν σε δυο κάθετες συνιστώσες d και q για να αναπαρασταθούν με ένα διάνυσμα (Emma, Adel & Mimouni, 2013).

Για ταχύτητα και απόδοση βέλτιστου ελέγχου της μαγνητικής ροής και της παραγόμενης ροπής, ο χειρισμός των d και q συνιστωσών του ρεύματος απαιτεί κατάλληλο χειρισμό (Αλεξανδρίδης & Μητρονίκας 2012). Στο σχήμα 16, η παλμοδότηση των ηλεκτρονικών στοιχείων, πραγματοποιείται με την τεχνική έλεγχου του ρεύματος σε βρόχο ύστερης και ο προσανατολισμός είναι στο πεδίο του δρομέα (Freire, Estima & Cardoso, 2012· Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014).



Σχήμα 16: Διάγραμμα ελέγχου με προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα (Freire, Estima & Cardoso, 2012)

Στο σχήμα 16, στην d συνιστώσα του ρεύματος του στάτη θέτουμε την τιμή ίση με μηδέν, το αποτέλεσμα αυτής της ενέργειας έχει ως στόχο ο έλεγχος της παραγομένης ηλεκτρομαγνητικής ροπής, να πραγματοποιείται μέσω της q συνιστώσας του ρεύματος του στάτη (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011). Άλλες τακτικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται στις σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη είναι ο έλεγχος της μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος και ο έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος (Bose, 2002· Monajemy, 2000).

7.1 Έλεγχος μηδενικού ρεύματος στον d-άξονα (*zero d-axis current, ZDC*)

Θέτοντας την d συνιστώσα του ρεύματος i_{ds} ίση με μηδέν, από το παρακάτω τύπο (15.1.1) διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα του στάτη γίνεται ίσο με την q συνιστώσα (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad i_{ds} = 0 \quad (7.1.1)$$

Με την παραπάνω σχέση αυτόματα η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή η οποία δίνεται από το τύπο (13.5) θα είναι ίση με το ρεύμα του στάτη της q συνιστώσας. Έτσι, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι για τον έλεγχο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αρκεί να μεταβάλουμε το παραπάνω ρεύμα. Επομένως, ο τύπος διαμορφώνεται ως εξής (Huang, 2013):

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_m i_{qs} = \frac{3}{2} p \lambda_m i_s \quad (7.1.2)$$

7.2 Έλεγχος μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος

Ο έλεγχος μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος (maximum torque per ampere, MTPA) έχει σαν στόχο την παράγωγη ροπής με το ελάχιστο ρεύμα στάτη. Η d συνιστώσα του ρεύματος είναι ίση με (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011):

$$i_{ds} = \sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2} \quad (7.2.1)$$

Εάν ο δρομέας της γεννήτριας είναι κυλινδρικός τότε, οι επαγωγές στους d και q άξονες θα είναι ίσες με την ροπή να δίνεται από την σχέση 7.2.1. Συγκεκριμένα, το ελάχιστο ρεύμα στάτη i_{qs} , παράγει την ροπή με αποτέλεσμα ο έλεγχος μηδενικού ρεύματος στον d άξονα, να ταυτίζεται με τον έλεγχο μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος. Εάν έχουμε έκτυπους πόλους, η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή ισούται:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(\lambda_m i_{qs} + \sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2} i_{qs} (L_{ds} - L_{qs}) \right) \quad (7.2.2)$$

Υπολογίζοντας την παράγωγο της παραπάνω σχέσης (15.2.2) και θέτοντας την ίση με μηδέν έχουμε:

$$\frac{dT_e}{di_{qs}} = 0 \quad (7.2.3)$$

$$\lambda_m - (L_{ds} - L_{qs})i_{ds} + (L_{ds} - L_{qs})\frac{i_{qs}^2}{i_{ds}} = 0 \quad (7.2.4)$$

Έτσι, ο υπολογισμός της d συνιστώσας του ρεύματος:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_m}{2(L_{ds}-L_{qs})} \pm \sqrt{\frac{\lambda_m^2}{4(L_{ds}-L_{qs})^2} + i_{qs}^2} \quad (7.2.5)$$

Στις σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη ισχύει σε μεγάλο ποσοστό $L_{ds} < L_{qs}$, οπότε το δεξί μέρος της εξίσωσης πρέπει να είναι θετικό για να έχουμε ελάχιστο ρεύμα, όπως δείχνει και η σχέση (15.2.5).

7.3 Έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος

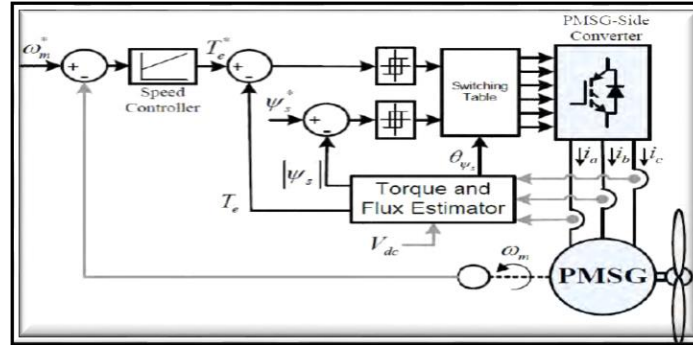
Στον έλεγχο μοναδιαίου συντελεστή ισχύος (*unity power factor, UPF*) η γωνία μεταξύ τάσης και ρεύματος του στάτη είναι μηδενική, με αποτέλεσμα να ισχύει (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011):

$$\varphi = \theta_v - \theta_i = \tan^{-1} \frac{v_{qs}}{v_{ds}} - \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = 0 \quad (7.3.1)$$

Παρατηρώντας την παραπάνω σχέση της τάσης στην μόνιμη κατάσταση, προκύπτουν τιμές των d και q συνιστωσών του ρεύματος που είναι απαραίτητες για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

7.4 Απευθείας έλεγχος ροπής (direct torque control, DTC)

Ο απευθείας έλεγχος ροπής (*direct torque control, DTC*) είναι μία μέθοδος για τον έλεγχο του μετατροπέα από την πλευρά της μηχανής. Σημαντικό προτέρημα του ελέγχου αυτού είναι ότι δεν απαιτείται μετασχηματισμός των τριφασικών μεγεθών στις d και q συνιστώσες, ενώ ο έλεγχος γίνεται τόσο στην ηλεκτρομαγνητική ροή όσο και στον έλεγχο ροής του στάτη (Liu, Zhu & Howe, 2005). Η επίτευξη των παραπάνω μεγεθών γίνεται με την κατάλληλη επιλογή των διανυσμάτων χώρου για την τάση (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014· Tiwari et al., 2017).

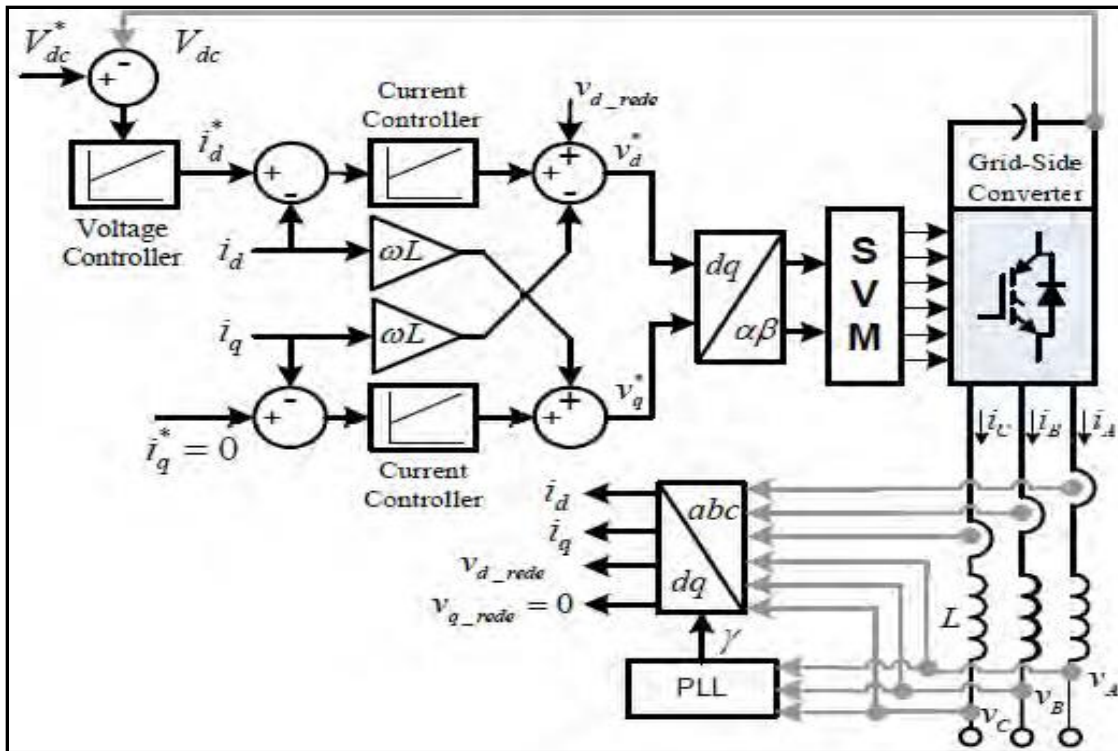


Σχήμα 17: Διάγραμμα απευθείας ελέγχου ροπής
(Freire, Estima & Cardoso, 2012)

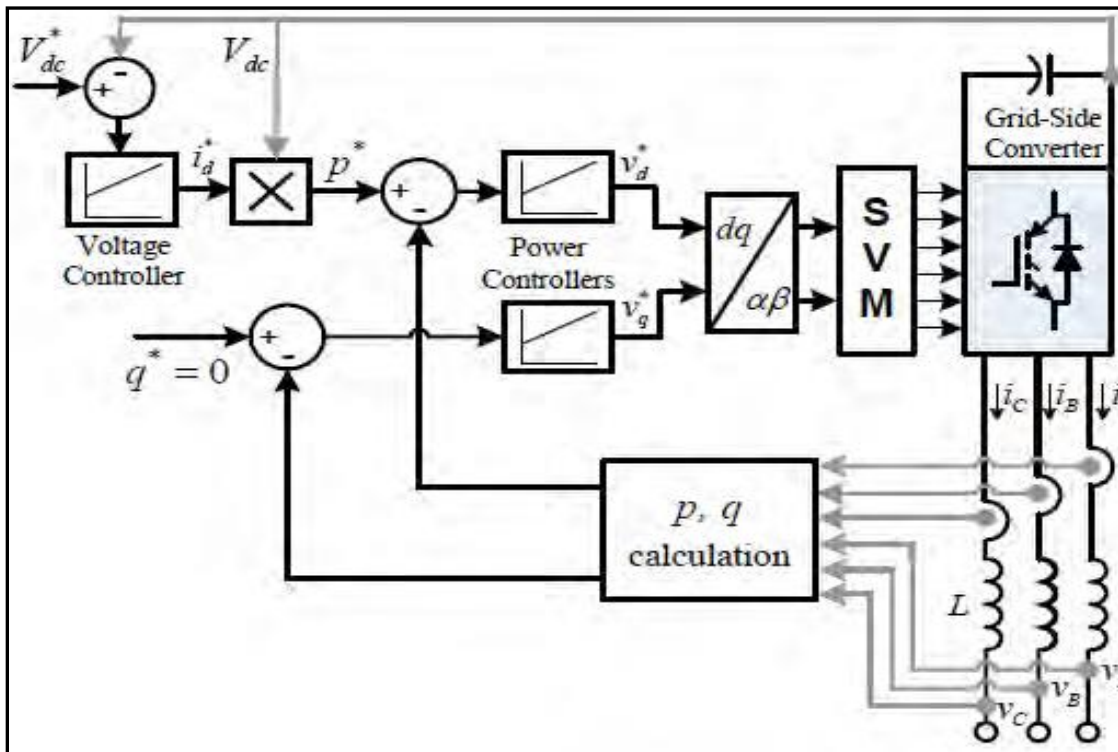
7.5 Έλεγχος μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου

Από τον αντιστροφή στην πλευρά του δικτύου, εφαρμόζεται ο διανυσματικός έλεγχος με την διαφορά ότι το πλαίσιο αναφοράς θα είναι προσανατολισμένο στην τάση (Freire, Estima & Cardoso, 2012· Giglia, Pucci, Serporta & Vitale, 2007) οπότε έχουμε έλεγχο με προσανατολισμό στην τάση (*voltage oriented control, VOC*). Ένας άλλος έλεγχος, όσον αφορά τον αντιστροφή στην πλευρά της μηχανής, που κατακτά όλο ένα και περισσότερο έδαφος, είναι ο απευθείας έλεγχος ισχύος (*direct power control, DPC*).

Ο έλεγχος εστιάζεται στην ενεργό και την άεργο ισχύ χωρίς εξωτερική παρέμβαση εξωτερικών βρόχων, όπως και γίνεται δηλαδή στον διανυσματικό έλεγχο, επιτυγχάνοντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος μηδενίζοντας την άεργο ισχύ Linus & Damodharan, 2015· Tiwari et al., 2017· Yang & Zhang, 2013). Στα σχήματα 18 και 19, παρατηρείται τόσο ο έλεγχος με προσανατολισμό στην τάση όσο και η εφαρμογή του απευθείας ελέγχου ισχύος στον αντιστροφή από την πλευρά του δικτύου.



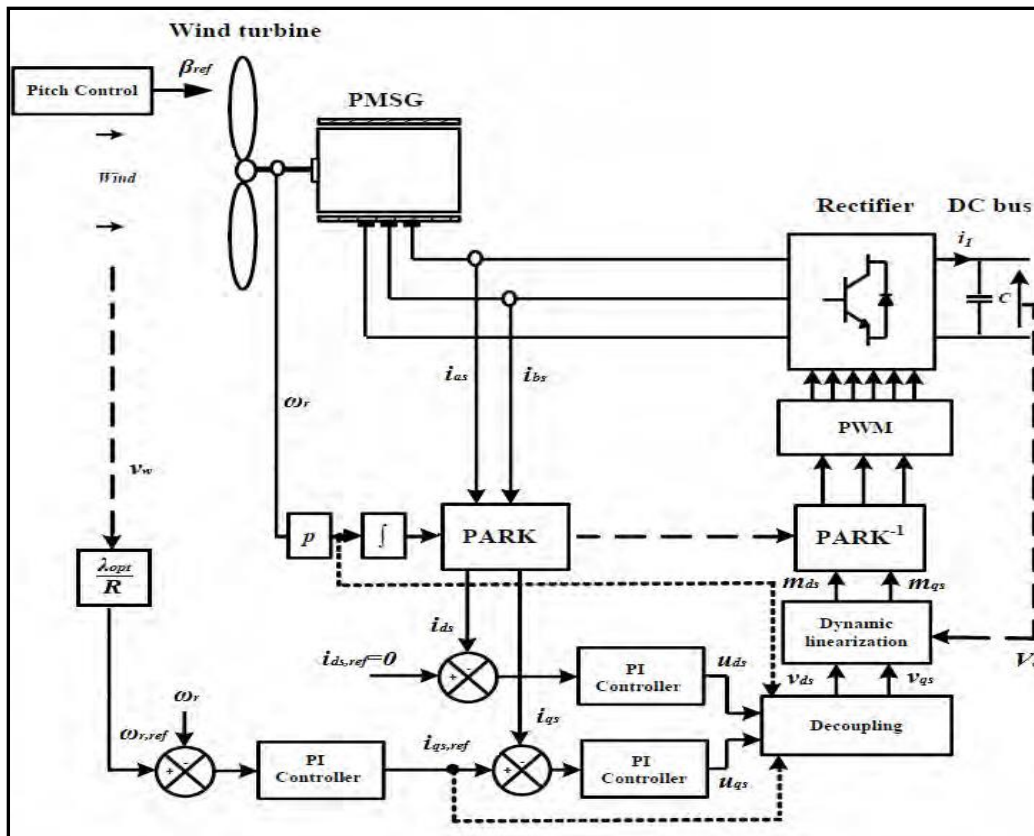
Σχήμα 18: Διάγραμμα ελέγχου με προσανατολισμό στην τάση (Freire, Estima & Cardoso, 2012)



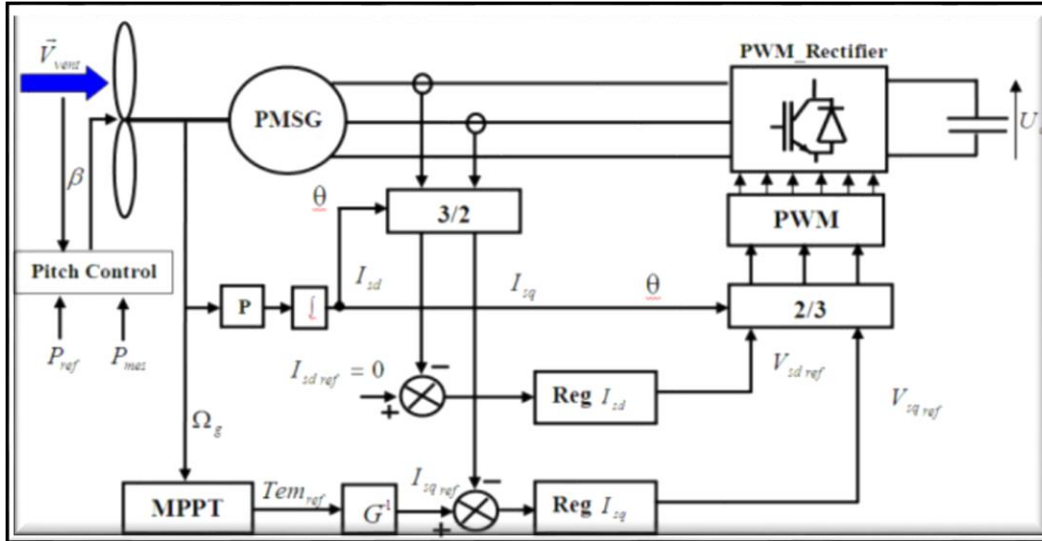
Σχήμα 19: Διάγραμμα απευθείας ελέγχου ισχύος (Freire, Estima & Cardoso, 2012)

7.6 Έλεγχος με προσανατολισμό στο πεδίο (FOC)

Από την πλευρά του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής μας ενδιαφέρει η ρύθμιση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα ω_r ανάλογα με τον άνεμο ώστε, ο συντελεστής ισχύος να μπορεί να μεγιστοποιεί την τιμή του (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014). Αποτέλεσμα της ενέργειας αυτής είναι η ανεμογεννήτρια να παράγει τη μέγιστη δυνατή ισχύ σε κάθε μεταβολή άνεμου. Στο σχήμα 20, παρατηρούμε διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα. Έτσι, μετρώντας την γωνιακή θέση του δρομέα μέσω αισθητήρων, εφαρμόζεται στον μετασχηματισμό Park, έχοντας τα τριφασικά μεγέθη μετασχηματισμένα σε δύο κάθετες συνιστώσες, τις i_{ds} και i_{qs} (Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014· Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).



Σχήμα 20: Διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής (FOC)



Σχήμα 21: Διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής

(Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014)

Ο τελικός σκοπός των μετασχηματισμένων τριφασικών μεγεθών στο στρεφόμενο d-q πλαίσιο αναφοράς δίνει την δυνατότητα έλεγχου με την χρήση *PI ελεγκτών*. Οι βρόχοι έλεγχου έχουν σειριακή δομή, αποτελείται από ένα γρήγορο εσωτερικό βρόχο που ελέγχει το ρεύμα του d ή q άξονα και από έναν αργό εξωτερικό βρόχο που δημιουργεί το σήμα έλεγχου για τον εσωτερικό βρόχο (Moga, 2009). Στον εσωτερικό βρόχο γίνεται σύγκριση του ρεύματος με το ρεύμα αναφοράς και το σφάλμα εφαρμόζεται για την παράγωγη των σημάτων παλμοδότησης του μετατροπέα (Mansour, Mansouri & Mmimouni, 2011).

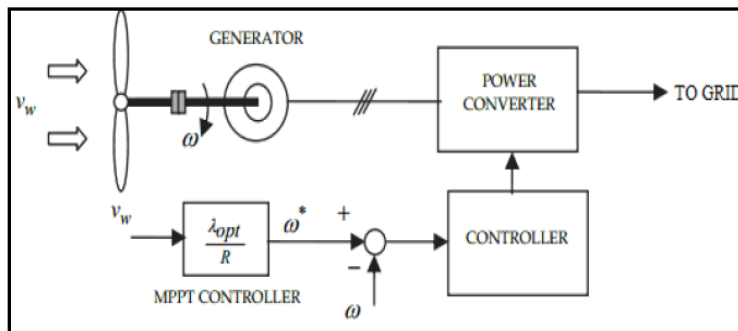
Η μεταβλητή του ρεύματος αναφοράς i_{qs_ref} στον q άξονα δημιουργείται από έναν εξωτερικό βρόχο που ελέγχει την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Από την άλλη η μεταβλητή του ρεύματος αναφοράς i_{d_ref} στον d άξονα δημιουργείται από έναν εξωτερικό βρόχο που επιτηρεί την ηλεκτρομαγνητική ροπή της Te γεννήτριας (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011). Στην συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιούμε τον έλεγχο μηδενικού ρεύματος στον άξονα d με αποτέλεσμα η μεταβλητή του ρεύματος αναφοράς i_{ds_ref} να είναι ίση με μηδέν. Κλείνοντας για την μεταβλητή της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα ω_r_ref υιοθετείται η στρατηγική έλεγχου, όπως φαίνεται παρακάτω με κάποια από τις μεθόδους MPPT (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014).

7.7 MPPT

7.7.1 MPPT με βέλτιστο λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου

Η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας ρυθμίζεται ώστε ο λόγος ταχύτητας του ακροπτερυγίου να είναι σταθερός στην βέλτιστη τιμή για την μέγιστη παραγωγή ισχύος. (Eltamaly, Alolah & Farh, 2013·Thongam & Ouhrouche, 2011). Η ταχύτητα του ανέμου μετράτε με σκοπό τη δημιουργία της ταχύτητας αναφοράς ω^* ώστε να έχουμε τον βέλτιστο λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ_{opt} . Εν συνεχεία, η ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας ελέγχεται ώστε να ακολουθεί την ταχύτητα αναφοράς.

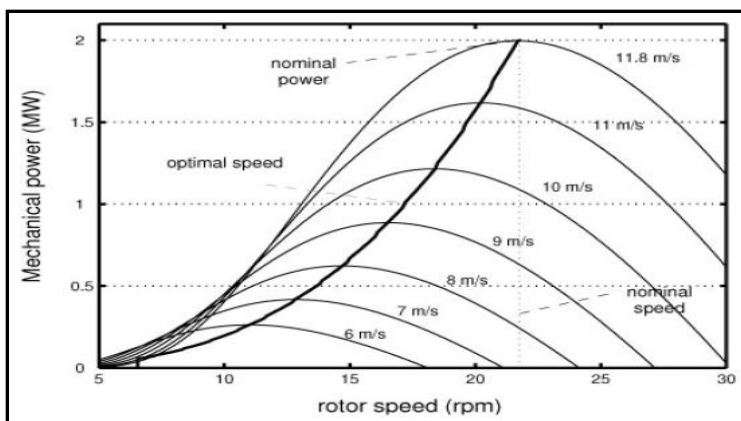
Βέβαια, κάθε μέθοδος έχει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Στην συγκεκριμένη στρατηγική μειονεκτήματα είναι η ανακρίβεια στην μεταβολή ταχύτητας του ανέμου, αλλά και ο παράγοντας κατάλληλου λογισμικού για τον υπολογισμό των μεγεθών που διαφέρει για κάθε ανεμογεννήτρια (Belmokhtar, Ibrahim & Doumbia, 2016· Thongam & Ouhrouche, 2011) .



Σχήμα 22: Έλεγχος λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου
(Eltamaly, Alolah & Farh, 2013)

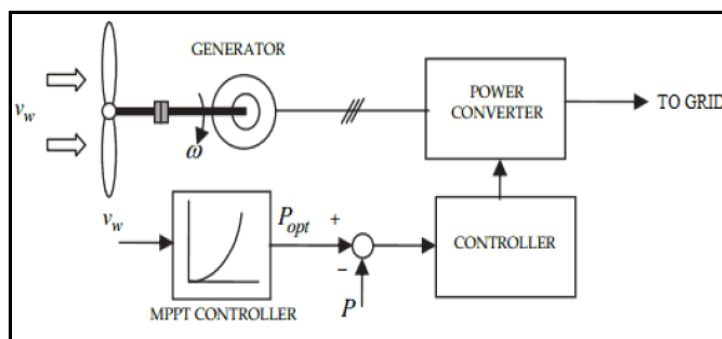
7.7.2. MPPT με καμπύλη μέγιστης ισχύος της ανεμογεννήτριας

Στην συγκεκριμένη στρατηγική είναι απαραίτητη η καμπύλη μέγιστης ισχύος της γεννήτριας με στόχο να λειτουργεί η γεννήτρια στα σημεία της καμπύλης αυτής μέσω μηχανικού ελέγχου (Wu, Lang, Zargari & Kouros, 2011). Ακολουθεί μια τυπική καμπύλη ισχύος (Thongam & Ouhrouche, 2011).



Εικόνα 9: Τυπική καμπύλη μέγιστης ισχύος ανεμογεννήτριας (Salles, Cardoso & Hameyer, 2011)

Μέσω προσομοιώσεων λαμβάνεται η μέγιστη ισχύς της γεννήτριας για τις διάφορες ταχύτητες ανέμου και καθορίζονται έτσι οι τιμές της μέγιστης ισχύος (Belmokhtar, Ibrahim & Doumbia, 2016· Eltamaly, Alolah & Farh, 2013). Για να έχουμε την μεταβλητή PM_{opt} μετράμε την ταχύτητα ανέμου και με γνώμονα την καμπύλη μέγιστης ισχύος, βρίσκουμε την τιμή που πρέπει να πάρει η μεταβλητή. Εν συνεχεία, για να έχουμε μηδενικό σφάλμα στην έξοδο των σημάτων συγκρίνουμε την ισχύ αναφοράς με την πραγματική ισχύ εξόδου. Στόχος της στρατηγικής αυτής είναι η γεννήτρια να λειτουργεί σε σημείο μέγιστης ισχύος.

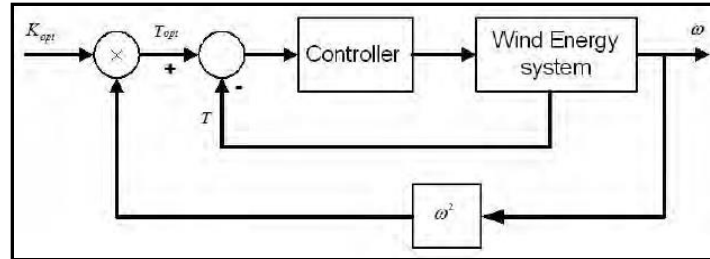


Σχήμα 23: Διάγραμμα ελέγχου με καμπύλη μέγιστης ισχύος ανεμογεννήτριας (Eltamaly, Alolah & Farh, 2013)

7.7.3. MPPT με βέλτιστη ροπή

Για τον προσδιορισμό της τιμής αναφοράς TM_{opt} χρησιμοποιείται η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Ο συντελεστής k_{opt} της βέλτιστης ροπής υπολογίζεται από τις μεταβλητές της

ανεμογεννήτριας (Belmokhtar, Ibrahim & Doumbia, 2016). Με την ανατροφοδότηση, η μηχανική ροπή TM παίρνει την καλύτερη τιμή για να υπάρχει μέγιστη παραγωγή ισχύος. Στον συγκεκριμένο έλεγχο πλεονέκτημα αποτελεί ότι δεν υπάρχουν αισθητήρες για την μετρούμενη ταχύτητα (Wu, Lang, Zargari & Kouro, 2011).

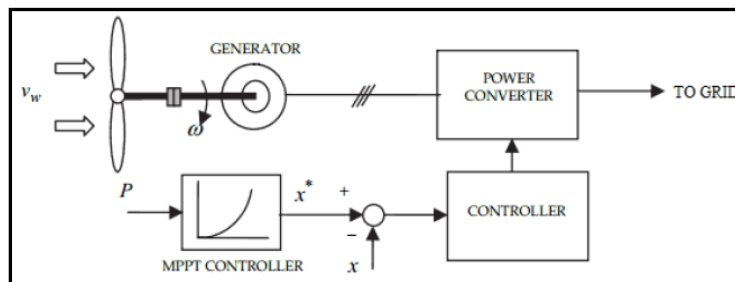


Σχήμα 24: Διάγραμμα ελέγχου με βέλτιστη ροπή (Thongam & Ouhrouche, 2011)

7.7.4. MPPT με αλγόριθμο ανάβασης λόφου

Ο αλγόριθμος ανάβασης λόφου (hill climbing) κάνει αναζήτηση για το μέγιστο σημείο ισχύος της ανεμογεννήτριας χωρίς να είναι απαραίτητο να έχουμε στοιχεία για την μέτρηση του ανέμου ή την ταχύτητα περιστροφής. Έτσι, δίνει πλεονέκτημα σε σχέση με τις παραπάνω μεθόδους (Belmokhtar, Ibrahim & Doumbia, 2016). Το σημείο μέγιστης ισχύος βρίσκεται από την θέση του σημείου λειτουργίας με αλληλεπιδράσεις ταχύτητας ισχύος (Eltamaly, Alolah & Farh, 2013).

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 25), διάφορες ταχύτητες ανέμου δημιουργούν αύξηση στην ισχύ μέσω της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα. Ανάλογα με το πεδίο που βρίσκεται το σημείο μέγιστης ισχύος, δεξιά ή αριστερά από αυτό, παρατηρείται μείωση ή αύξηση ισχύος αντίστοιχα.



Σχήμα 25: Διάγραμμα ελέγχου με αλγόριθμο ανάβασης λόφου (Eltamaly, Alolah & Farh, 2013)

7.8 Ελεγκτές ρεύματος για πλευρά μηχανής

Συμφώνα με τις εξισώσεις που προέκυψαν από την μοντελοποίηση της ανεμογεννήτριας στο σύγχρονο στρεφόμενο d-q πλαίσιο αναφοράς έχουμε τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (-R_s i_{ds} + p\omega_r L_{qs} i_{qs} + v_{ds}) \quad (7.8.1)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (-R_s i_{qs} - p\omega_r L_{ds} i_{ds} - p\omega_r \lambda_m + v_{qs}) \quad (7.8.2)$$

Εστιάζοντας την προσοχή μας στις παραπάνω εξισώσεις διαπιστώνουμε ότι δεν έχουμε γραμμικά μεγέθη, αλλά το μοντέλο της γεννήτριας χαρακτηρίζεται από μη γραμμικότητα, όπου είναι εύκολος ο ανεξάρτητος έλεγχος των ρευμάτων i_{ds} και i_{qs} με συγκεκριμένο τρόπο. Βασικό μέλημα, λοιπόν, είναι οι μη γραμμικοί όροι της εξίσωσης να εξαλειφθούν με στόχο την απόζευξη των ελέγχων στους δυο άξονες. Χρησιμοποιώντας το τέχνασμα του μετασχηματισμού εισόδου έχουμε:

$$u_{ds} = p\omega_r L_{qs} i_{qs} + v_{ds} \quad (7.8.3)$$

$$u_{qs} = -p\omega_r L_{ds} i_{ds} - p\omega_r \lambda_m + v_{qs} \quad (7.8.4)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (-R_s i_{ds} + u_{ds}) \quad (7.8.5)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (-R_s i_{qs} + u_{qs}) \quad (7.8.6)$$

Τα u_{ds} και u_{qs} είναι οι εισόδοι ελέγχου. Βέβαια, ο έλεγχος δεν πραγματοποιείται απευθείας στις d και q συνιστώσες του ρεύματος του στάτη, αλλά στις τάσεις του μετατροπέα στην πλευρά της γεννήτριας στους άξονες d και q και πιο συγκεκριμένα, στους λόγους κατάτμησης m_{ds} και m_{qs} . Έτσι, αντικαθιστώντας στις εξισώσεις που υπολογίζουν τους λόγους κατάτμησης του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής στους άξονες d και q έχουμε τις σχέσεις:

$$m_{ds} = \frac{1}{V_{dc}} (-p\omega_r L_{qs} i_{qs} + u_{ds}) \quad (7.8.7)$$

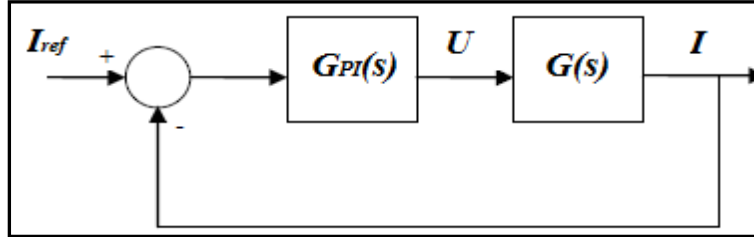
$$m_{qs} = \frac{1}{V_{dc}} (p\omega_r L_{ds} i_{ds} + p\omega_r \lambda_m + u_{qs}) \quad (7.8.8)$$

Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό *Laplace* στις εξισώσεις που έχουμε θέσει τα σήματα ελέγχου έχουμε τις έξεις συναρτήσεως μεταφοράς:

$$G_{I_{ds}}(s) = \frac{I_{ds}}{U_{ds}} = \frac{1}{L_{ds}s + R_s} \quad (7.8.9)$$

$$G_{Iqs}(s) = \frac{I_{qs}}{U_{qs}} = \frac{1}{L_{qs}s + R_s} \quad (7.8.10)$$

Ακολουθεί δομικό διάγραμμα των εσωτερικών βρόχων ελέγχου ρεύματος για τους άξονες d και q:



Σχήμα 26: Δομικό διάγραμμα των εσωτερικών βρόχων ελέγχου ρεύματος (Dorf & Bishop, 2011)

Ο ελεγκτής PI που προκύπτει έχει εξίσωση (Dorf & Bishop, 2011):

$$u = k_p(i_{ref} - i) + K_I \int_0^t (i_{ref} - i) \quad (7.8.11)$$

Με μετασχηματισμένη συνάρτηση μεταφοράς είναι η ακόλουθη:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (7.8.12)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος είναι (Dorf & Bishop, 2011):

$$G_{ol}(s) = G_{PI}(s)G(s) \quad (7.8.13)$$

Ενώ, η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου του συστήματος είναι (Dorf & Bishop, 2011):

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{ol}(s)}{G_{ol}(s)+1} \quad (7.8.14)$$

Μας εξυπηρετεί η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου να είναι πρώτης τάξης:

$$\frac{I}{I_{ref}} = G_{cl}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (7.8.15)$$

Όπου:

- τ_i : η επιθυμητή σταθερά χρόνου του συστήματος

Για να έχει βάση η παραπάνω εξίσωση πρέπει:

$$G_{ol}(s) = \frac{1}{\tau_i s} \quad (7.8.16)$$

Από την παραπάνω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε τις τιμές των κερδών του ελεγκτή, ώστε να πετύχουμε την επιθυμητή απόκριση. Έτσι, για τον άξονα d έχουμε:

$$K_{p,lds} = \frac{L_{ds}}{\tau_i} \quad (7.8.17)$$

$$K_{I,Ids} = \frac{R_s}{\tau_i} \quad (7.8.18)$$

ενώ για τον άξονα q έχουμε:

$$K_{p,Iqs} = \frac{L_{qs}}{\tau_i} \quad (7.8.19)$$

$$K_{I,Iqs} = \frac{R_s}{\tau_i} \quad (7.8.20)$$

7.9 Έλεγχος ταχύτητας

Η εξίσωση που μας δίνει πληροφορίες για το μηχανικό μέρος, χωρίς να περιλαμβάνει το κιβώτιο ταχυτήτων είναι:

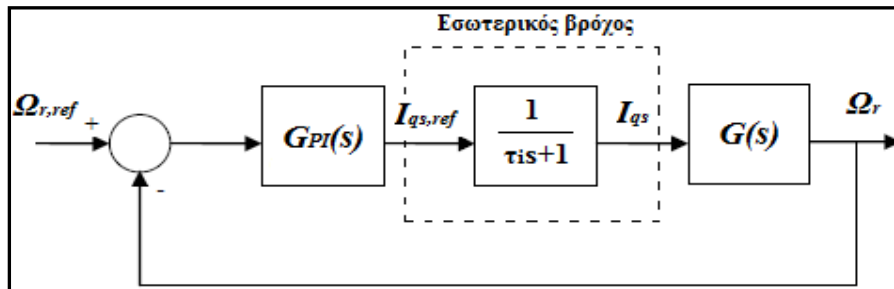
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p (\lambda_m i_{qs} + i_{ds} i_{qs} (L_{ds} - L_{qs})) - T_M - b\omega_r \right) \quad (7.9.1)$$

Χρησιμοποιώντας τον έλεγχο μηδενικού ρεύματος στον d άξονα η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p (\lambda_m i_{qs}) - T_M - b\omega_r \right) \quad (7.9.2)$$

Θεωρώντας την ροπή T_m στην εξίσωση ως εξωτερική διαταραχή δίνεται η δυνατότητα να την παραλείψουμε, οπότε χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό *Laplace* έχουμε την εξής συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_{\omega_r}(s) = \frac{\Omega_r}{I_{qs}} = \frac{3 p \lambda_m}{2 J s + b} \quad (7.9.3)$$



Σχήμα 27: Δομικό Διάγραμμα ελεγκτή ταχύτητας (Dorf & Bishop, 2011)

Παρατηρώντας το δομικό διάγραμμα ελεγκτή ταχύτητας για τον εσωτερικό βρόχο ρεύματος έχουμε την συνάρτηση μεταφοράς που δίνεται από την σχέση (7.9.3). Πρέπει όμως να πούμε ότι

ο εσωτερικός βρόχος ελέγχου είναι γρηγορότερος από τον εξωτερικό. Χωρίς να αποκλίνουμε από την ακρίβεια θεωρούμε ότι $I_{qs} = I_{qs_ref}$ με το ρεύμα I_{qs_ref} να είναι ίσο με:

$$\dot{i}_{qs,ref} = K_p(\omega_{r,ref} - \omega_r) + K_I \int_0^t (\omega_{r,ref} - \omega_r) dt \quad (7.9.4)$$

Εξισώνοντας και λαμβάνοντας υπόψη τις παραδοχές που έγιναν έχουμε την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \lambda_m \left(K_p(\omega_{r,ref} - \omega_r) + K_I \int_0^t (\omega_{r,ref} - \omega_r) dt \right) - b\omega_r \right) \quad (7.9.5)$$

Οπότε με εφαρμογή του μετασχηματισμού Laplace, προκύπτει:

$$s\Omega_r = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \lambda_m \left(K_p(\Omega_{r,ref} - \Omega_r) + \frac{K_I}{s} (\Omega_{r,ref} - \Omega_r) \right) - b\Omega_r \right) \quad (7.9.6)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος με κλειστό βρόχο είναι:

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{r,ref}} = G_{cl}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7.9.7)$$

Η εξίσωση περιγράφει ένα σύστημα δεύτερης τάξης, όπου ω_n η φυσική συχνότητα και ζ ο λόγος απόσβεσης (Dorf & Bishop, 2011) Ο χρόνος αποκατάστασης T_s για ένα σύστημα όπως παραπάνω, δηλαδή, δεύτερης τάξης με απόκριση για ζ μικρότερο της μονάδας, είναι ίσος με τον τύπο που ακολουθεί (7.9.8). Επίσης, ιδιαίτερη προσοχή δίνεται ώστε η καμπύλη να είναι εντός του ορίου 2% της τελικής τιμής (Dorf & Bishop, 2011).

$$T_s = -\frac{\ln(0.02)}{\zeta\omega_n} \approx \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (7.9.8)$$

Σύμφωνα με τους Dorf και Bishop (2011), αν στην μεταβλητή του επιθυμητού χρόνου T_s δώσουμε μια τιμή ώστε να έχουμε ισορροπία στο σύστημα και μια τιμή στον λόγο απόσβεσης ζ , θα προκύψει η φυσική συχνότητα. Έτσι, αν συσχετίσουμε τις παραπάνω εξισώσεις, προσδιορίζουμε τα κέρδη των ελεγκτών K_p και K_I .

$$K_{p,\omega_r} = \frac{2}{3} \frac{J}{p\lambda_m} \left(\frac{8}{T_s} - \frac{b}{J} \right) \quad (7.9.9)$$

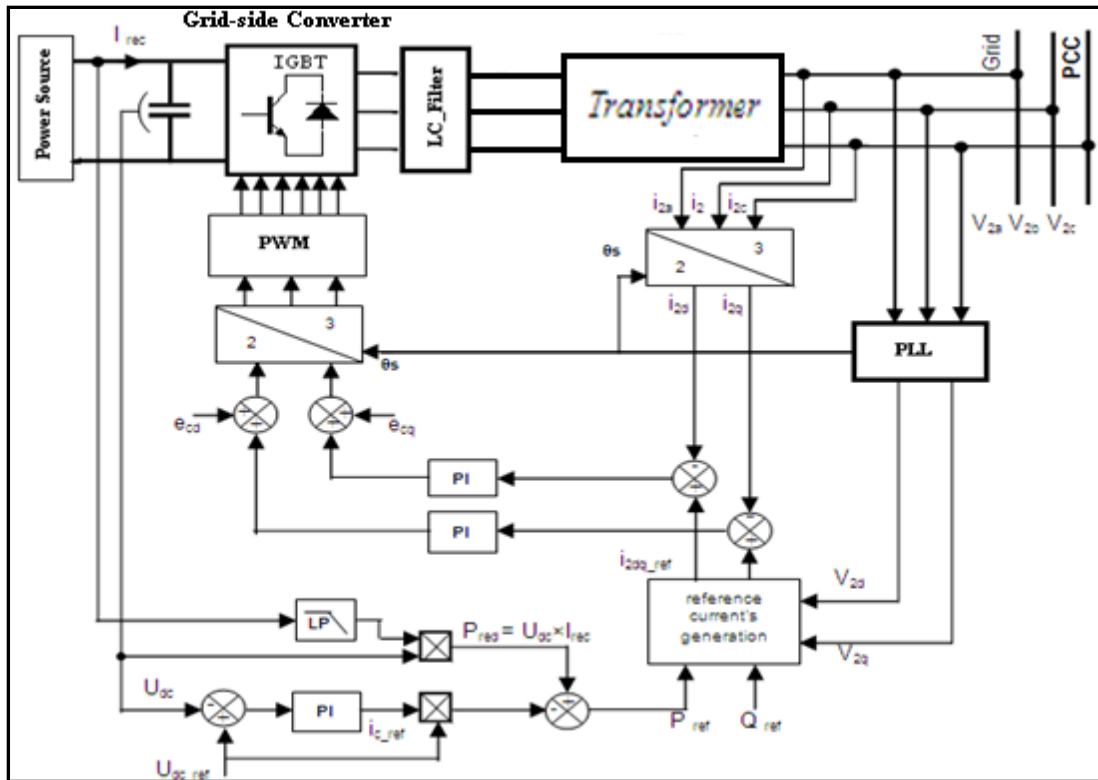
$$K_{I,\omega_r} = \frac{2}{3} \frac{J}{p\lambda_m} \left(\frac{4}{\zeta T_s} \right)^2 \quad (7.9.10)$$

7.10 Έλεγχος με προσανατολισμό στην τάση (VOC)

Ο έλεγχος του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου εστιάζεται στην τάση V_{dc} της DC διασύνδεσης με στόχο την λειτουργία σε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος (Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014·Linus & Damodharan, 2015). Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 18), βλέπουμε το διάγραμμα ελέγχου που υλοποιείται στον μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου. Όπως και στην πλευρά της μηχανής ο έλεγχος που εφαρμόζεται είναι ο διανυσματικός έλεγχος με την διαφορά ότι η γωνιακή ταχύτητα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς είναι ίση με την κυκλική συχνότητα της τάσης του δικτύου (Yang & Zhang, 2013).

Επίσης, εάν η τάση του δικτύου ευθυγραμμιστεί με το πλαίσιο αναφοράς κατά τρόπο ώστε να είναι στον q άξονα, τότε έχουμε ανεξάρτητο έλεγχο τόσο της ενεργού όσο και της άεργου ισχύος (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014). Από την κυκλική συχνότητα του δικτύου είναι εύκολο να χρησιμοποιήσουμε και την γωνία που θα χρησιμοποιηθεί για τον μετασχηματισμό των τριφασικών ρευμάτων στον στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014·Linus & Damodharan, 2015). Με απλούς PI ελεγκτές και βρόχους σε σειριακή δομή, υλοποιείται ο έλεγχος στην πλευρά του δικτύου. Οι μεταβλητές αναφοράς idf, ref και iqf, ref δημιουργούνται από δυο εξωτερικούς βρόχους, ενώ ο έλεγχος των ρευμάτων idf και iqf υλοποιείται από δυο εσωτερικούς βρόχους. Τα σήματα παλμοδότησης του μετατροπέα δημιουργούνται από τους εσωτερικούς βρόχους.

Όταν η μεταβλητή του ρεύματος αναφοράς idf, ref παίρνει τιμή ίση με μηδέν υλοποιείται ο μοναδιαίος συντελεστής ισχύος, αφού η άεργος ισχύς είναι ανάλογη της d συνιστώσας του ρεύματος. Επομένως, ο d άξονας μπορεί να μην συμπεριληφθεί σαν εξωτερικός βρόχος δίνοντας την δυνατότητα για πιο απλό έλεγχο (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014). Το ρεύμα αναφοράς iqf, ref δημιουργείται από τον εξωτερικό βρόγχο που ελέγχει την τάση της DC διασύνδεσης V_{dc} (Linus & Damodharan, 2015).



Σχήμα 28: Διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου (Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014)

7.11 Ελεγκτές ρεύματος για πλευρά δικτύου

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τον μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου στο σύγχρονο στρεφόμενο d-q πλαίσιο αναφοράς όταν η τάση του δικτύου είναι ευθυγραμμισμένη με τον q-άξονα είναι οι ακόλουθες:

$$\frac{di_{df}}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f i_{df} + \omega_N L_f i_{qf} - v_{df}) \quad (7.11.1)$$

$$\frac{di_{qf}}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_{grid} - R_f i_{qf} - \omega_N L_f i_{df} - v_{qf}) \quad (7.11.2)$$

Παρατηρείται, ότι οι εξισώσεις δεν είναι γραμμικές, οπότε για να γίνει ανεξάρτητος έλεγχος και στους δυο άξονες, εφαρμόζεται η στρατηγική του μετασχηματισμού της εισόδου (Mrcela, Sumina, Sacic & Barisa, 2016):

$$u_{df} = \omega_N L_f i_{qf} - v_{df} \quad (7.11.3)$$

$$u_{qf} = U_{grid} - \omega_N L_f i_{df} - v_{qf} \quad (7.11.4)$$

Θέτοντας τους παραπάνω μη γραμμικούς όρους και αντικαθιστώντας στις βασικές διαφορικές εξισώσεις (15.11.1 και 15.11.2) , προκύπτουν οι γραμμικές εξισώσεις πρώτης τάξης:

$$\frac{di_{df}}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f i_{df} + u_{df}) \quad (7.11.5)$$

$$\frac{di_{qf}}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f i_{qf} + u_{qf}) \quad (7.11.6)$$

Ο έλεγχος δεν γίνεται απευθείας στις d και q συνιστώσες του ρεύματος του δικτύου, αλλά στους λόγους κατάτμησης m_{df} και m_{qf} του μετατροπέα.

$$m_{df} = \frac{1}{V_{dc}} (\omega_N L_f i_{qf} - u_{df}) \quad (7.11.7)$$

$$m_{qf} = \frac{1}{V_{dc}} (-U_{grid} - \omega_N L_f i_{df} - u_{qf}) \quad (7.11.8)$$

Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό *Laplace* στις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς (Hamatwi, Davidson & Gitau, 2017):

$$G(s) = \frac{I_{df}}{U_{df}} = \frac{I_{qf}}{U_{qf}} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (7.11.9)$$

Οι ελεγκτές ρεύματος έχουν την κλασική δομή ενός κλειστού συστήματος με μοναδιαία ανάδραση. Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω ενέργειες όπως για τον υπολογισμό των κερδών στην πλευρά της μηχανής, έτσι και εδώ, με την χρήση του κλασικού ελεγκτή με αναλογία και ολοκλήρωση υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του ανοικτού συστήματος, με σκοπό το κλειστό σύστημα να είναι πρώτης τάξης (Hamatwi, Davidson & Gitau, 2017).

$$K_{p,I_{df}} = K_{p,I_{qf}} = \frac{L_f}{\tau_i} \quad (7.11.10)$$

$$K_{I,I_{df}} = K_{I,I_{qf}} = \frac{R_f}{\tau_i} \quad (7.11.11)$$

7.12 Ελεγκτής τάσης DC διασύνδεσης

Η εξίσωση που περιγράφει την Vdc τάση είναι η σχέση:

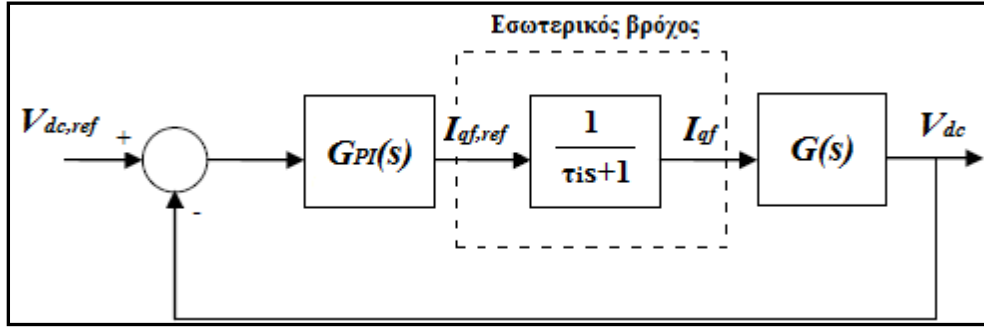
$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} (m_{df} i_{df} + m_{qf} i_{qf}) - \frac{I_s}{C} \quad (7.12.1)$$

Για να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος πρέπει:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} (m_{qf} i_{qf}) - \frac{I_s}{C} \quad (7.12.2)$$

Κάνοντας την παραδοχή ότι το κλάσμα I_s/C είναι εξωτερική διαταραχή, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό *Laplace* προκύπτει:

$$G_{V_{dc}}(s) = \frac{V_{dc}}{I_{qf}} = \frac{3}{2} \frac{m_{qf}}{Cs} \quad (7.12.3)$$



Σχήμα 29: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή τάσης DC διασύνδεσης
(Hamatwi, Davidson & Gitau, 2017)

Προτείνεται ο ελεγκτής να έχει την ακόλουθη μορφή:

$$i_{qf,ref} = K_p (V_{dc,ref} - V_{dc}) + K_I \int_0^t (V_{dc,ref} - V_{dc}) dt \quad (7.12.4)$$

Εάν τεθεί:

$$K_I = \frac{K_p}{\tau_i} \quad (7.12.5)$$

Τότε η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει είναι:

$$G_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (7.12.6)$$

Άρα, αν αντικαταστήσουμε την συνάρτηση $G(s)$ με την 7.12.5, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ανοικτού βρόχου γίνεται:

$$G_{OL}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \left(\frac{1}{\tau_i s + 1}\right) \frac{3}{2} \frac{m_{qf}}{Cs} \quad (7.12.7)$$

Μια μέθοδος που μας χρησιμεύει είναι η βέλτιστη συμμετρική μέθοδος που στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς πληροί τα κριτήρια, οπότε τα κέρδη των ελεγκτών προσδιορίζονται ως εξής:

$$K_p = \frac{1}{2K_I T_I} \quad (7.12.8)$$

$$T_i = 4T_I \quad (7.12.9)$$

Οι μεταβλητές K_I και T_I προσδιορίζονται από τη συνάρτηση μεταφοράς του προς ελεγχόμενου συστήματος, δηλαδή από τη σχέση:

$$G_I(s) = \frac{K_I}{s} \left(\frac{1}{T_I s + 1} \right) = \frac{3}{2} \frac{m_{qf}}{C_s} \left(\frac{1}{\tau_i s + 1} \right) \quad (7.12.10)$$

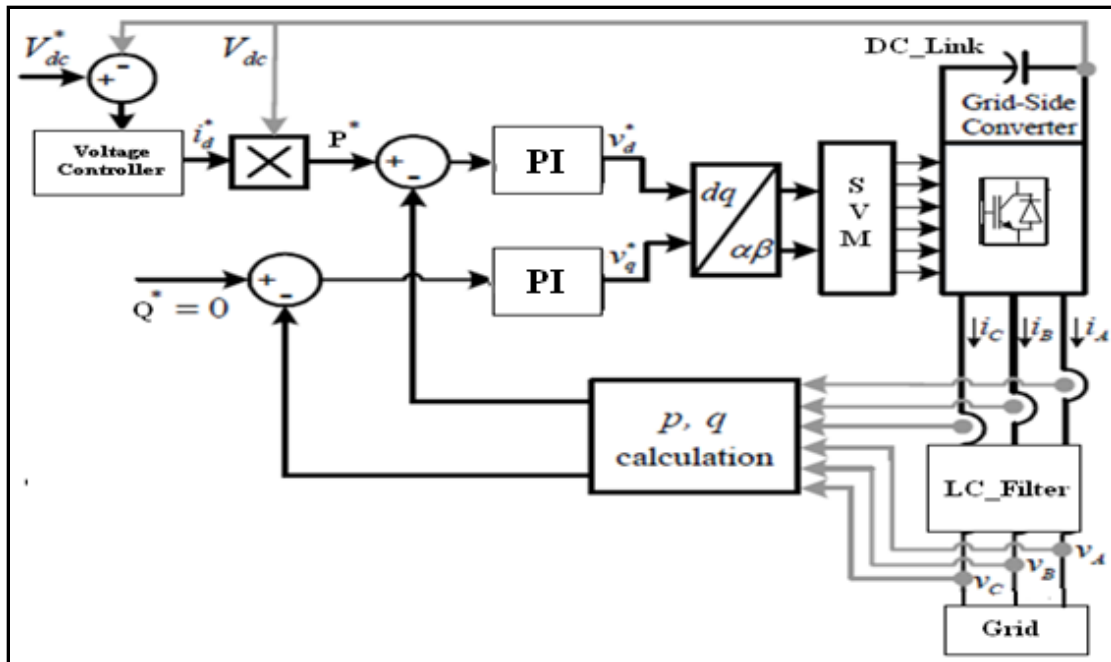
Εξισώνοντας του συντελεστές της εξίσωσης (7.12.11) με την βοήθεια των σχέσεων (7.12.8) και (7.12.9) προκύπτουν κέρδη των ελεγκτών, που είναι:

$$K_p = \frac{1}{3} \frac{C}{m_{qf} \tau_i} \quad (7.12.11)$$

$$K_I = \frac{1}{12} \frac{C}{m_{qf} \tau_i^2} \quad (7.12.12)$$

7.13 Πλευρά του δικτύου: Απευθείας έλεγχος ισχύος (DPC)

Όπως αναφέραμε και πιο πάνω με την μέθοδο του διανυσματικού ελέγχου, η τεχνική του απευθείας ελέγχου ισχύος, δεν συμπεριλαμβάνει εσωτερικούς βρόχους ρεύματος. Ο έλεγχος εστιάζεται απευθείας πάνω στην ενεργό και άεργο ισχύ (Allagui, Hasnaoui & Belhadj, 2014· Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014).



Σχήμα 30: Διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου

(Hasnaoui, Mehdi & Belhadj, 2014)

Στα παραπάνω σχήματα απεικονίζονται τα ρεύματα και οι τάσεις που μετρούνται με σκοπό τον υπολογισμό ενεργού και άεργου ισχύος. Εάν η τάση προσανατολιστεί στο σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο ώστε να έχουμε ευθυγράμμιση στο q-άξονα είναι εφικτός ο ανεξάρτητος έλεγχος μεταξύ ενεργού και άεργου ισχύος. Οι βρόχοι ελέγχου έχουν σειριακή δομή με τους εσωτερικούς βρόχους να είναι πιο γρήγοροι και ο έλεγχος να γίνεται με ελεγκτή ολοκλήρωσης και αναλογίας.

Οι έξοδοι των βρόχων εφαρμόζονται για τη δημιουργία των λόγων κατάτμησης στους άξονες d και q αντίστοιχα. Για την επίτευξη του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος μηδενίζουμε την άεργο ισχύ, ώστε να γίνει ίση με μηδέν, ενώ για την μεταβλητή αναφοράς που έχει σχέση με την ενεργό ισχύ, δημιουργείται από τον εξωτερικό βρόχο που ελέγχει την τάση στην DC διασύνδεση (Hasnaoui, Mehdi & Belhadj 2014).

7.14 Ελεγκτές ενεργού και άεργου ισχύος

Για την παραδοχή ότι:

$$U_{dgrid} = 0 \quad (7.14.1)$$

$$U_{qgrid} = U_{grid} \quad (7.14.2)$$

Προκύπτουν η ενεργός και η άεργος ισχύς του δικτύου:

$$P_{grid} = \frac{3}{2} U_{grid} i_{qf} \quad (7.14.3)$$

$$Q_{grid} = \frac{3}{2} U_{grid} i_{df} \quad (7.14.4)$$

Κάνοντας την παραδοχή ότι η τάση του δικτύου είναι σταθερή σε πλάτος και συχνότητα, παραγωγίζοντας τις εξισώσεις που μας δίνουν την ενεργό και άεργο ισχύ ως προς το δίκτυο προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{dP_{grid}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} P_{grid} - \omega_N Q_{grid} - \frac{3}{2} \frac{U_{grid}}{L_f} v_{qf} + \frac{3}{2} \frac{U_{grid}^2}{L_f} \quad (7.14.5)$$

$$\frac{dQ_{grid}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} Q_{grid} + \omega_N P_{grid} - \frac{3}{2} \frac{U_{grid}}{L_f} v_{df} \quad (7.14.6)$$

Λόγω μη γραμμικότητας στις παραπάνω σχέσεις εφαρμόζουμε την στρατηγική μετασχηματισμού της εισόδου και προκύπτει (Mrcela, Sumina, Sacic & Barisa, 2016):

$$u_{qf} = -\omega_N Q_{grid} - \frac{3}{2} \frac{U_{grid}}{L_f} v_{qf} + \frac{3}{2} \frac{U_{grid}^2}{L_f} \quad (7.14.7)$$

$$u_{df} = \omega_N P_{grid} - \frac{3}{2} \frac{U_{grid}}{L_f} v_{df} \quad (7.14.8)$$

Αντικαθιστώντας τις μετασχηματισμένες εισόδους προκύπτουν:

$$\frac{dP_{grid}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} P_{grid} + u_{qf} \quad (7.14.9)$$

$$\frac{dQ_{grid}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} Q_{grid} + u_{df} \quad (7.14.10)$$

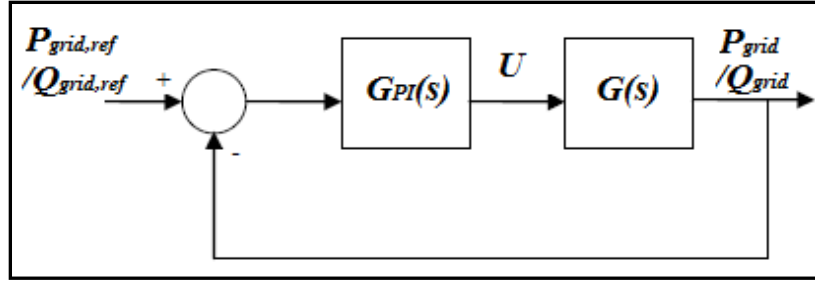
Ο έλεγχος εστιάζεται στους λόγους κατάτμησης του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου τους οποίους τους βρίσκουμε από τις παρακάτω σχέσεις:

$$V_{ac} m_{qf} = \frac{2}{3} \frac{L_f}{U_{grid}} \left(-\omega_N Q_{grid} + \frac{3}{2} \frac{U_{grid}^2}{L_f} - u_{qf} \right) \quad (7.14.11)$$

$$V_{ac} m_{df} = \frac{2}{3} \frac{L_f}{U_{grid}} \left(\omega_N P_{grid} - u_{df} \right) \quad (7.14.12)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό *Laplace* στις διαφορικές εξισώσεις (7.14.9 και 7.14.10) προκύπτει η εξής συνάρτηση μεταφοράς:

$$G(s) = \frac{P_{grid}}{U_{qs}} = \frac{Q_{grid}}{U_{ds}} = \frac{1}{\left(s + \frac{R_f}{L_f} \right)} \quad (7.14.13)$$



Σχήμα 31: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή ενεργού/άεργου ισχύος

Χωρίς να αλλάζουμε διαδικασία προσδιορίζουμε τα κέρδη kP και kI ώστε το κλειστό σύστημα να έχει την απόκριση που επιθυμούμε, οπότε έχουμε τις ακόλουθες ιδιότητες:

$$K_{P,P} = K_{P,Q} = \frac{1}{\tau_i} \quad (7.14.14)$$

$$K_{I,P} = K_{I,Q} = \frac{R_f}{L_f \tau_i} \quad (7.14.15)$$

7.15 Ελεγκτής τάσης DC διασύνδεσης

Με αντικατάσταση των ρευμάτων i_{df} και i_{qf} από τις εξισώσεις (7.14.3 και 7.14.4) η εξίσωση (7.15.1) για την dc διασύνδεση ισούται:

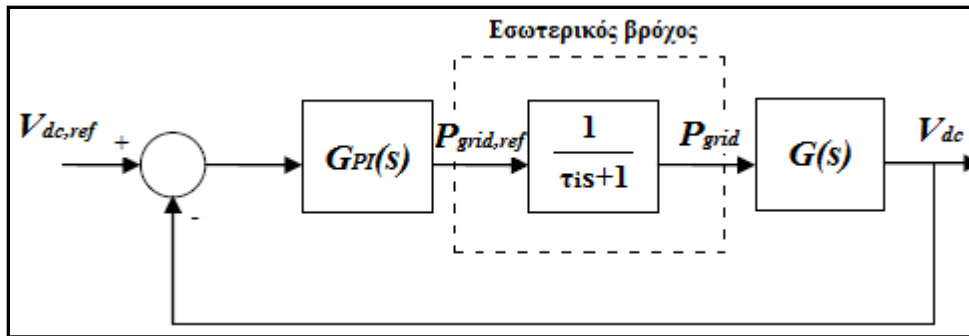
$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{m_{qf}}{CU_{grid}} P_{grid} + \frac{m_{df}}{CU_{grid}} Q_{grid} - \frac{I_s}{C} \quad (7.15.1)$$

Με την παραδοχή ότι η άεργος ισχύς είναι ίση με μηδέν, ώστε να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος η εξίσωση γίνεται:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{m_{qf}}{CU_{grid}} P_{grid} - \frac{I_s}{C} \quad (7.15.2)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς που δίνεται παρακάτω λαμβάνεται ως εξής θεωρώντας σαν εξωτερική διαταραχή I_s/C τον όρο:

$$G_{V_{dc}}(s) = \frac{V_{dc}}{P_{grid}} = \frac{m_{qf}}{CU_{grid}s} \quad (7.15.3)$$



Σχήμα 32: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή τάσης DC διασύνδεσης

Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι η πλέον γνωστή μας μετασχηματισμένη κατά *Laplace* με αναλογική και ολοκληρωματική μεταβλητή. Η συνάρτηση μεταφοράς ικανοποιεί τα κριτήρια της βέλτιστης συμμετρικής μεθόδου επομένως τα κέρδη για τον *PI* ελεγκτή μας προσδιορίζονται από τις ισότητες:

$$K_P = \frac{1}{2} \frac{C U_{grid}}{m_{qf} \tau_i} \quad (7.15.4)$$

$$K_I = \frac{1}{8} \frac{C U_{grid}}{m_{qf} \tau_i^2} \quad (7.15.5)$$

8. Αποτελέσματα Έρευνας

8.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό ακολουθεί η παρουσίαση και ο σχολιασμός των αποτελεσμάτων προσομοίωσης με την βοήθεια του Matlab/Simulink, ενός συστήματος μεταβλητής ταχύτητας με σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη. Στην προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν τα μαθηματικά μοντέλα της γεννήτριας, του δικτύου και της dc διασύνδεσης. Εν συνεχεία, δίνονται οι παράμετροι του δικού μας συστήματος, καθώς και οι μαθηματικές εξισώσεις που χρησιμοποιήσαμε, όπως αναλύθηκαν στις παραγράφους παραπάνω.

Στόχος είναι η περιγραφή του εφαρμοζόμενου ελέγχου, τόσο από την πλευρά της μηχανής, που είναι διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένος στο πεδίο, όσο και από την πλευρά του δικτύου, ο οποίος είναι απευθείας έλεγχος ισχύος. Η είσοδος του συστήματος είναι βηματική με σταθερή τιμή και αντιπροσωπεύει την ταχύτητα του ανέμου.

8.2 Περιγραφή Συστήματος

Το σύστημά μας είναι μεταβλητής ταχύτητας. Περιλαμβάνει μια σύγχρονη γεννήτρια μόνιμων μαγνητών, η οποία είναι απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο ελεγχόμενη από έναν μετατροπέα πλήρους κλίμακας. Το σύστημά μας δεν περιλαμβάνει κιβώτιο ταχυτήτων καθώς αναπληρώνεται η λειτουργία του από τον αριθμό των ζευγαριών των πόλων της μηχανής και της συχνότητας. Η dc διασύνδεση αποτελείται από τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα.

Όλο μαζί το σύστημα αποτελεί τον μετατροπέα πλήρους κλίμακας. Στον πίνακα 1 προσδιορίζονται οι τιμές για το σύστημά μας των παραμέτρων της ανεμογεννήτριας, της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη, του δικτύου και της DC διασύνδεσης.

Πίνακας 1: Τιμές συστήματος παραμέτρων ανεμογεννήτριας

Ονομαστική ισχύς	P_N	1.5MW
Πυκνότητα αέρα	ρ	1.223 kg/m ³
Ακτίνα πτερυγίων	R	32m
Ταχύτητα έναρξης	V_{cut_in}	4 m/s
Ταχύτητα αποκοπής	V_{cut_off}	20 m/s
Ονομαστική ταχύτητα	w_r	376.8 r/s
Συνολική ροπή αδράνειας	J	35000 kgm ²
Συντελεστής τριβών	b	0.001 Nms

Πίνακας 2: Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη

Ονομαστική ισχύς	$P_{N,S}$	1.5MW
Ονομαστική τάση (πολική)	$V_{N,S}$	575V
Ονομαστική συχνότητα λειτουργίας	$F_{N,S}$	60Hz
Αριθμός ζευγών πόλων	p	48
Μαγνητική ροή μόνιμων μαγνητών	λ_m	1.48Wb(rms)
Αντίσταση τυλιγμάτων στάτη	R_s	0.006Ω
Αυτεπαγωγή στάτη στον d-άξονα	L_{ds}	0.000395H
Αυτεπαγωγή στάτη στον q-άξονα	L_{qs}	0.000395H

Πίνακας 3: Δίκτυο

Ονομαστική τάση (φασική)	U_{grid}	575V(rms)
Ονομαστική συχνότητα	F_N	50Hz
Αντίσταση RL φίλτρου	R_f	0.003H
Αυτεπαγωγή RL φίλτρου	L_f	0.3H

Πίνακας 4: DC Διασύνδεση

Ονομαστική ισχύ	V_{dc}	1150V
Χωρητικότητα πυκνωτή	C	1000e-6

8.2.1 Περιγραφή Εφαρμοζόμενων Σχημάτων Ελέγχου

Ο έλεγχος στην πλευρά της μηχανής εστιάζεται στη ρύθμιση της ταχύτητας περιστροφής ω_r του δρομέα της γεννήτριας, έτσι σε κάθε ταχύτητα ανέμου έχουμε μέγιστη παραγωγή ισχύος, δηλαδή να λειτουργεί στο βέλτιστο συντελεστή ισχύος C_p . Όσον αφορά τον έλεγχο στην πλευρά του δικτύου, έμφαση δίνεται στη λειτουργία σε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και στη dc διασύνδεση που πρέπει να είναι σταθερή.

- **Ο έλεγχος του μετατροπέα στην πλευρά της μηχανής**

Ο έλεγχος στην πλευρά της μηχανής εστιάζεται στην ακρίβεια του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό στο πεδίο, όπως έχει αναλυθεί παραπάνω στο αντίστοιχο κεφάλαιο. Η δομή του ελεγχόμενου συστήματος στην πλευρά της μηχανής έχει δυο εσωτερικούς βρόχους ελέγχου ρεύματος, ο ελεγκτής αφορά το ρεύμα του στατη με το ρεύμα i_{ds} , και το ρεύμα, i_{qs} . Χρησιμοποιώντας τη μέθοδο μηδενικού ρεύματος στον άξονα d, η τιμή αναφοράς ισούται $i_{ds, ref}=0$.

Όσον αφορά την τιμή του ρεύματος αναφοράς στον άξονα q, $i_{qs, ref}$, υπολογίζονται από έναν εξωτερικό βρόχο ελέγχου, που ουσιαστικά είναι η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Για τον υπολογισμό των κερδών των ελεγκτών χρησιμοποιούνται οι σχέσεις που έχουν αναλυθεί εκτενέστερα παραπάνω. Στον πίνακα 4 παρουσιάζονται αναλυτικά οι τιμές των κερδών των PI ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας, όπως προκύπτουν από τις εξισώσεις που έχουμε για το κάθε κομμάτι ξεχωριστά.

Πίνακας 4: Τιμές κερδών PI ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας

Παράμετρος		Σύμβολο	Τιμή
Σταθερά Χρόνου		τ_i	0.01s
Χρόνος Αποκατάστασης		T_s	12s
Λόγος Απόσβεσης		ζ	0.707
<i>Ελεγκτές Ρεύματος</i>			
Άξονας d	Κέρδος αναλογικού όρου	K_{p_Ids}	0.0395
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	K_{I_Ids}	0.6
Άξονας q	Κέρδος αναλογικού όρου	K_{p_Iqs}	0.0395
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	K_{I_Iqs}	0.6
<i>Ελεγκτές Ταχύτητας</i>			
Άξονας q	Κέρδος αναλογικού όρου	K_{p_wr}	214.611
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	K_{I_wr}	72.15

- **Ο έλεγχος του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου**

Ο έλεγχος στην πλευρά του δικτύου εστιάζεται στην μέθοδο που ονομάζεται απευθείας έλεγχος ισχύος, όπως αναλύθηκε εκτενέστερα στο αντίστοιχο κεφάλαιο. Στον έλεγχο στην πλευρά του δικτύου έχουμε δυο βρόχους που είναι εσωτερικοί και η λειτουργία τους προσδιορίζεται στον έλεγχο ενεργού ισχύος του δικτύου P_{grid} και ο άλλος βρόχος έλεγχου άφορα την άεργο ισχύ του δικτύου Q_{grid} . Η μεταβλητή της άεργου ισχύος ισούται $Q_{grid,ref}=0$, με αποτέλεσμα να ικανοποιούμε την προδιαγραφή για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

Η μεταβλητή της ενεργού ισχύος $P_{grid, ref}$ υπολογίζεται από έναν εξωτερικό βρόχο ελέγχου που εστιάζεται στην dc διασύνδεση. Η dc διασύνδεση παίρνει τιμή από τις προδιαγραφές του συστήματος. Για τον προσδιορισμό των τιμών του PI ελεγκτή της dc σύνδεσης υπολογίζεται από τις σχέσεις (7.15.4) και (7.15.5) με την προϋπόθεση ότι $m_{qf}=1$.

Πίνακας 5: Τιμές κερδών PI ελεγκτών ισχύος

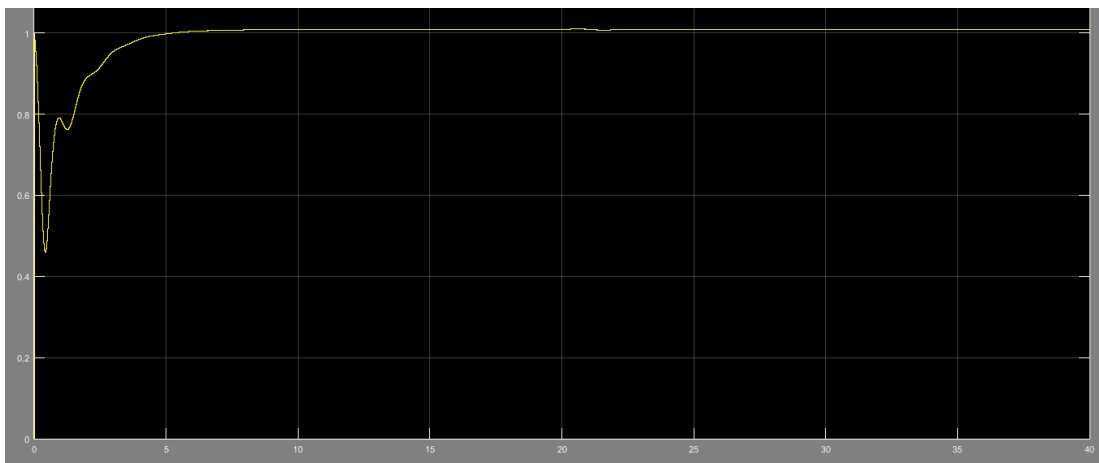
Παράμετρος		Τιμή
Σταθερά Χρόνου	τ_i	0.001s
<i>Ελεγκτές Ισχύος</i>		
Άξονας d	Κέρδος αναλογικού όρου	$K_{P_Q}=1000$
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	$K_{I_Q}=10$
Άξονας q	Κέρδος αναλογικού όρου	$K_{P_P}=1000$
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	$K_{I_P}=10$

Πίνακας 6: Τιμές κερδών PI ελεγκτών τάσης

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή
<i>Ελεγκτές Τάσης</i>		
Άξονας q	Κέρδος αναλογικού όρου	$K_{P_Vdc}=2875$
	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου	$K_{I_Vdc}=7187.5$

8.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

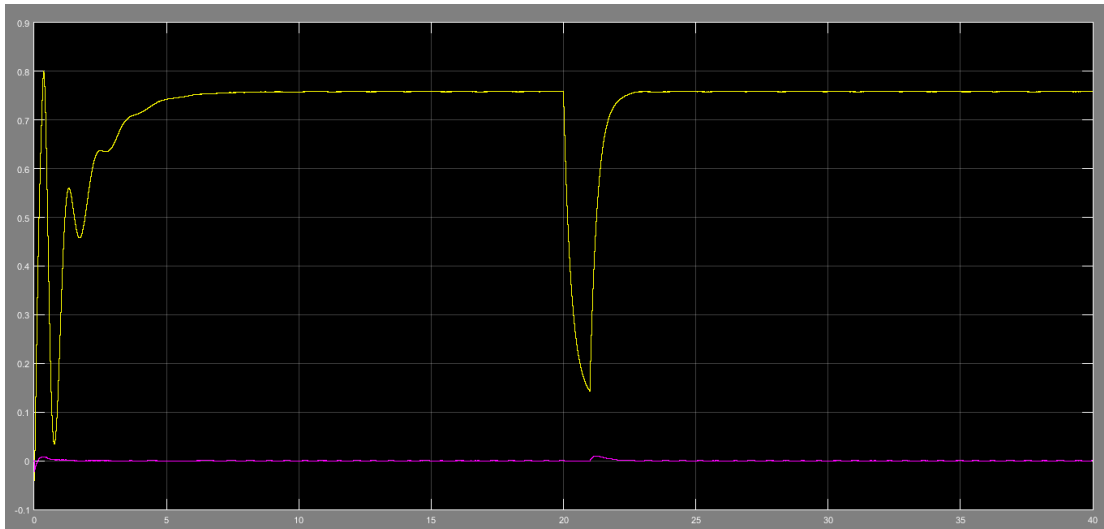
Παρακάτω απεικονίζονται σε γραφικές παραστάσεις τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του αιολικού συστήματος μεταβλητής ταχύτητας. Πιο συγκεκριμένα σαν είσοδος χρησιμοποιήθηκε η βηματική (σταθερή) που είναι ουσιαστικά η ταχύτητα ανέμου με σκοπό να βγάλουμε συμπεράσματα για την απόκριση του συστήματος. Η σταθερή τιμή του ανέμου είναι εντός του εύρους λειτουργίας και κοντά στην ονομαστική ταχύτητα του ανέμου, σαν αποτέλεσμα της ενέργειας αυτής η γωνία βήματος πτερυγίων ισούται με μηδέν ($\beta=0$). Ο χρόνος προσομοίωσης είναι 40 δευτερόλεπτα. Η ταχύτητα του ανέμου αρχικά για τις γραφικές παραστάσεις θα είναι βηματική με τιμή 11.1m/s (σταθερή). Ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις:



Σχήμα 33: Γραφική παράσταση κοντά στην επιθυμητή ταχύτητα περιστροφής

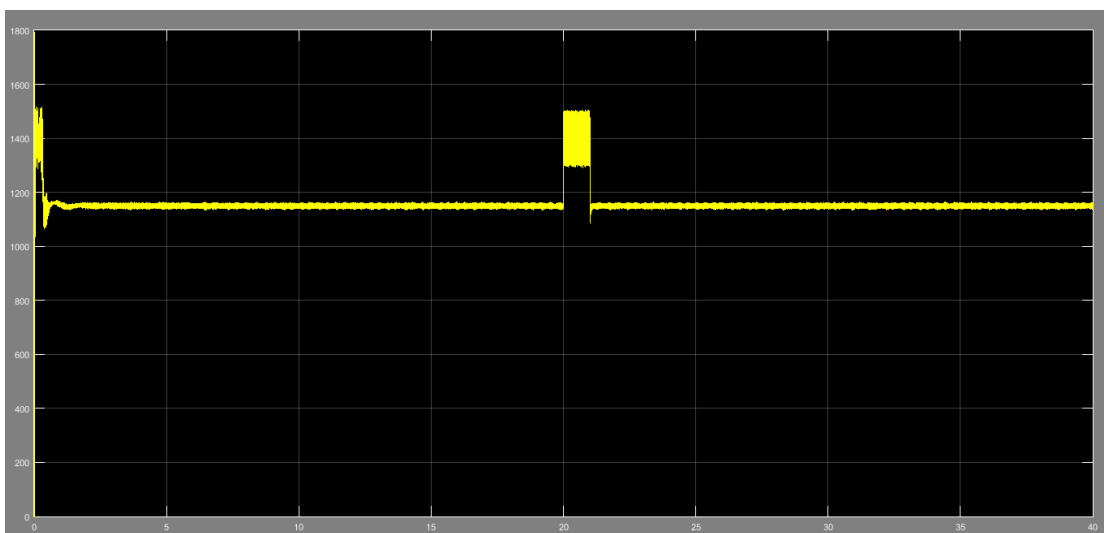
Συνεχίζοντας έχουμε την γραφική παράσταση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα για την γεννήτρια μας σύμφωνα με την μέγιστη τιμή περιστροφής που μπορεί να αποδώσει. Δουλεύοντας το σύστημα σε per unit μονάδες παρατηρούμε ότι όσο πιο κοντά στο ένα βρίσκεται η γραφική παράσταση, σημαίνει ότι λειτουργεί στη βέλτιστη τιμή περιστροφής, μας ικανοποιεί να είμαστε από το ένα (± 0.3). Ακολουθούν οι γραφικές για σταθερό άνεμο.

Στο διάγραμμα παρατηρείται η απόκλιση της γραφικής παράστασης από το ένα και ο χρόνος που χρειάζεται για να σταθεροποιηθεί. Η μέγιστη υπερύψωση και ο χρόνος που χρειάζεται για να αποκατασταθεί εξαρτάται κατά κύριο λόγο από τον ελεγκτή ταχύτητας. Για το παραπάνω ως εξετάσουμε το σενάριο μεγαλύτερου χρόνου αποκατάστασης για αυτό συνεπάγεται για το σύστημα μας μείωση στην υπερύψωση αλλά και αύξηση του συστήματος ως προς το χρόνο για την επιθυμητή τιμή. Το αντίθετο δηλαδή μείωση του χρόνου αποκατάστασης θα είχε σαν αποτέλεσμα αύξηση της μέγιστης υπερύψωσης.



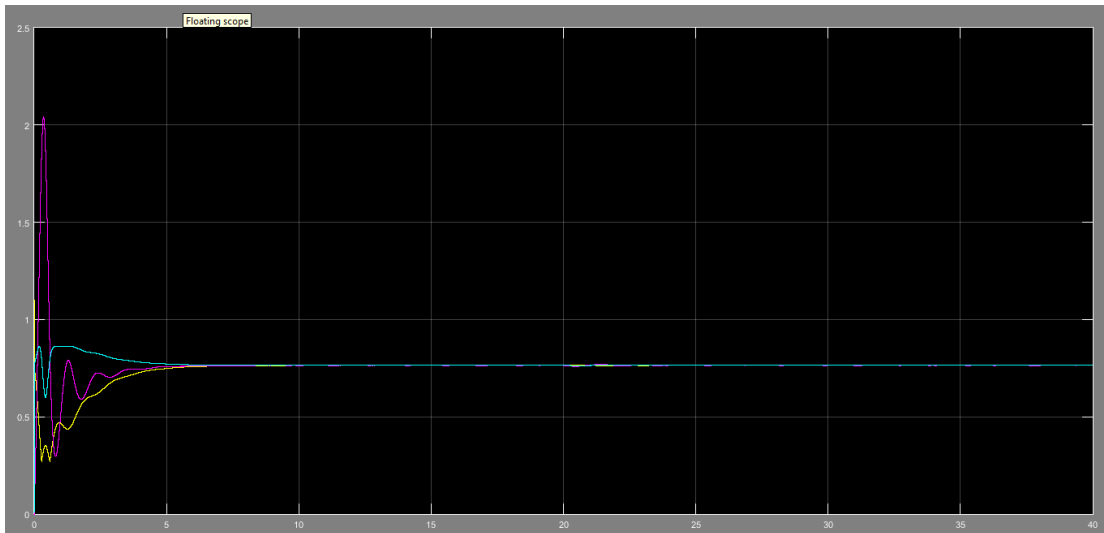
Σχήμα 34: PQ για σταθερό άνεμο

Βλέποντας το διάγραμμα ενεργού και άεργου ισχύος βλέπουμε ότι έλεγχος μας είναι ο επιθυμητός, καταφέραμε να μηδενίσουμε την άεργο ισχύ ώστε να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι η ενεργός ισχύς στην πλευρά του δικτύου θα είναι λίγο μικρότερη από την ενεργό ισχύ της μηχανής λόγω του φίλτρου RL.



Σχήμα 35: dc Διασύνδεση για σταθερό άνεμο

Για την dc διασύνδεση βλέπουμε ότι έχουμε σταθερή τιμή και στην επιθυμητή τιμή που έχουμε αναφέρει παραπάνω για την τάση στα άκρα του μετατροπέα.



Σχήμα 36: Γραφικές παραστάσεις για την ηλεκτρομηχανική ροπή, την μηχανική και τον έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής.

Παραπάνω (Σχήμα 36) παρατίθεται η γραφική παράσταση του ελέγχου ταχύτητας –με μωβ χρώμα- και της ηλεκτρομηχανικής ροπής -μπλε χρώμα- της γεννήτριας.

9. Συμπεράσματα

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης μπορούμε να εξάγουμε σημαντικά συμπεράσματα για την συμπεριφορά του συστήματος στην έξοδό του ή όπως αλλιώς λέμε για την απόκρισή του. Ο έλεγχος αναφέρεται σε τρία κομμάτια ξεχωριστά τόσο στην πλευρά της μηχανής, στην dc διασύνδεση, αλλά και στον μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου. Όσον αφορά τον έλεγχο στην πλευρά της σύγχρονης γεννήτριας μονίμου μαγνήτη πέτυχαμε πολύ καλά αποτελέσματα όπως είδαμε και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης μας, όπως επίσης πήραμε αποτελέσματα στις επιθυμητές τιμές και στον έλεγχο στην πλευρά του δικτύου.

Ειδικότερα για το σταθερό άνεμο που δόθηκε στο σύστημα σαν είσοδο είχαμε μια πολύ καλή απόκριση σύμφωνα με τον εφαρμοζόμενο έλεγχο του συνολικού συστήματος. Αναλυτικότερα από την πλευρά της μηχανής ο έλεγχος εστιάζεται στο ότι ο άνεμος πρέπει να εκμεταλλεύεται πλήρως σαν την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της μηχανής, όπως επίσης η τεχνική έλεγχου σταθερής ροπής μέσω των τρόπων που εξηγήθηκαν. Για την πλευρά του

δικτύου κύριο προτέρημα είναι η λειτουργία του συστήματος σε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, ώστε να μην έχουμε παροχή άεργου ισχύος, που συμβάλει στην συνολική ευστάθεια του δικτύου, αλλά και στην σταθερή τιμή που πρέπει να έχει η dc διασύνδεση χωρίς να επηρεάζεται από την μεταβολή του ανέμου, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο ξεχωριστό έλεγχο για κάθε μετατροπέα.

Παράλληλα κερδίζει ότι η απόκριση του συστήματος οφείλεται κυρίως στην δυναμική συμπεριφορά και στις παραμέτρους τους συστήματος. Σύμφωνα με τα παραπάνω και αυτός ο έλεγχος έγινε με επιτυχία καθώς έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και η dc διασύνδεση έμεινε σταθερή στον άνεμο που δόθηκε. Σημαντικό συμπέρασμα είναι ο ηλεκτρονικός έλεγχος που αναλύθηκε και παρουσιάσθηκε σίγουρα αποτελεί μια πολύ καλή επιλογή για το σύστημά μας αλλά προτείνουμε να υπάρχει σε συνδυασμό με ένα μηχανικό έλεγχο, ώστε όταν έχουμε μεγάλες ταχύτητες ανέμου πέρα της ονομαστικής, η παραγόμενη ισχύς που ελέγχεται μέσω των μετατροπέων, να είναι στα πλαίσια που ορίσαμε για να μην έχουμε μεγάλα ρεύματα στο στάτη που κάνουν ζημιά στα τυλίγματα του.

Βιβλιογραφία

- Αλεξανδρίδης, Α. Θ. (2013). Τεχνολογίες ελέγχου στα αιολικά συστήματα. *Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών*.
- Αλεξανδρίδης, Α. Θ., & Μητρονίκας, Ε. (2012). Προηγμένος έλεγχος ηλεκτρικών μηχανών. *Πανεπιστήμιο Πατρών*, 30.
- Ackermann, T. (Ed.). (2005). *Wind power in power systems*. John Wiley & Sons.
- Akhmatov, V. (2005). *Induction generators for wind power*. Multi-Science Pub.
- Allagui, M., Hasnaoui, O. B., & Belhadj, J. (2014). A 2MW direct drive wind turbine; vector control and direct torque control techniques comparison. *Journal of Energy in Southern Africa*, 25(2), 117-126.
- Belmokhtar, K., Ibrahim, H., & Doumbia, M. L. (2016). A Maximum Power Point Tracking Control Algorithms for a PMSG-based WECS for Isolated Applications: Critical Review. In *Wind Turbines-Design, Control and Applications*. InTech.
- Bianchi, F. D., Mantz, R. J., & De Battista, H. (2007). *The wind and wind turbines* (pp. 7-28). Springer London.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., & Timbus, A. V. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 53(5), 1398-1409.
- Bose, B. K. (2002). *Modern power electronics and AC drives*.
- Bourdoulis, M. K., & Alexandridis, A. T. (2013, November). Direct power flow modeling and simple controller design for ac/dc voltage-source converters. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE* (pp. 637-642). IEEE.
- Bouwer, P. (2013). *Modelling, design and implementation of a small-scale, position sensorless, variable speed wind energy conversion system incorporating DTC-SVM of a PMSG drive with RLC filter* (Doctoral dissertation, Stellenbosch: Stellenbosch University).
- Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D., & Bossanyi, E. (2011). *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons.
- Γιαννακόπουλος, Γ. Β., & Βοβός, Ν. Α. (2008). Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. *Εκδόσεις ΖΗΤΗ, Θεσσαλονίκη*.

- Chang, R. D., Zuo, J., Zhao, Z. Y., Zillante, G., Gan, X. L., & Soebarto, V. (2017). Evolving theories of sustainability and firms: History, future directions and implications for renewable energy research. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72, 48-56.
- Chapman, S. J. (2010). *Ηλεκτρικές μηχανές* (4η εκδ.). Εκδόσεις Τζιόλα.
- Chen, Z., Guerrero, J. M., & Blaabjerg, F. (2009). A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(8), 1859-1875.
- Chub, A., Jalakas, T., Milczarek, A., Kallaste, A., & Malinowski, M. (2014, June). Grid integration issues of PMSG-based residential wind turbines. In *Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), 2014* (pp. 147-154). IEEE.
- Dannehl, J., & Fuchs, F. W. (2008, September). Flatness-based voltage-oriented control of three-phase PWM rectifiers. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th* (pp. 444-450). IEEE.
- Dorf, R. C., & Bishop, R. H. (2011). *Modern control systems*. Pearson.
- Dorf, R. C., & Svoboda, J. A. (2010). *Introduction to electric circuits*. John Wiley & Sons.
- Ελευθέριος, Β. (2016). Αύξηση της ελαστικότητας δικτύου διανομής μέσω σχηματισμού βέλτιστων αυτοτροφοδοτούμενων μικροδικτύων.
- Earnest, J., & Wizelius, T. (2011). *Wind power plants and project development*. PHI Learning.
- Elgenedy, M. A., Abdel-Khalik, A. S., Elserougi, A. A., Ahmed, S., & Massoud, A. (2012). A current-source-converter-based pmsg wind energy conversion system: Simulation study. In *15th International Middle East Power System Conference (MEPCON)*.
- Eltamaly, A. M., Alolah, A. I., & Farh, H. M. (2013). Maximum Power Extraction from Utility-Interfaced Wind Turbines. In *New Developments in Renewable Energy*. InTech.
- Emna, M. E., Adel, K., & Mimouni, M. F. (2013). The wind energy conversion system using PMSG controlled by vector control and SMC strategies. *International Journal of Renewable Energy Research*, 3(1), 41-50.
- Fatu, M., Lascu, C., Andreescu, G. D., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., & Boldea, I. (2007, September). Voltage sags ride-through of motion sensorless controlled PMSG for wind turbines. In *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE* (pp. 171-178). IEEE.
- Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., Umans, S. D., & James, B. (2003). *Electric machinery* (Vol. 5). New York: McGraw-Hill.

- Freeman, J. B., & Balas, M. (1999, January). An investigation of variable speed horizontal-axis wind turbines using direct model-reference adaptive control. In *Proc. 18th ASME Wind Energy Symp* (pp. 66-76).
- Freire, N., Estima, J., & Cardoso, A. (2012). A comparative analysis of PMSG drives based on vector control and direct control techniques for wind turbine applications. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 88(1), 184-187.
- Gajewski, P. (2015). Analysis of a wind energy converter system with pm sg generator. *Czasopismo Techniczne, 2015*(Elektrotechnika Zeszyt 1-E (8) 2015), 219-228.
- Gajewski, P., & Pieńkowski, K. (2016). Advanced control of direct-driven PMSG generator in wind turbine system. *Archives of Electrical Engineering*, 65(4), 643-656.
- Grauers, A. (1996). *Design of direct-driven permanent-magnet generators for wind turbines* (Doctoral dissertation, Chalmers University of Technology).
- Giglia, G., Pucci, M., Serporta, C., & Vitale, G. (2007, September). Experimental comparison of three-phase distributed generation systems based on VOC and DPC control techniques. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on* (pp. 1-12). IEEE.
- Hamatwi, E., Davidson, I. E., & Gitau, M. N. (2017). Rotor Speed Control of a Direct-Driven Permanent Magnet Synchronous Generator-Based Wind Turbine Using Phase-Lag Compensators to Optimize Wind Power Extraction. *Journal of Control Science and Engineering*, 2017.
- Hansen, A. D., & Hansen, L. H. (2007, May). Market penetration of wind turbine concepts over the years. In *Proc. of EWEK* (Vol. 2007).
- Haque, M. E., Negnevitsky, M., & Muttaqi, K. M. (2010). A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator. *IEEE transactions on industry applications*, 46(1), 331-339.
- Hasnaoui, O., Mehdi, A., & Belhadj, J. (2014). Direct Drive Wind Turbine Equipped with an Active and Reactive Power supervisory. *International Journal of Renewable Energy Research*, 4(2), 435-444.
- Hemeida, A. M., Farag, W. A., & Mahgoub, O. A. (2011). Modeling and control of direct driven PMSG for ultra large wind turbines. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 59(918-924), 43.

- Huang, N. (2013). Simulation of power control of a wind turbine permanent magnet synchronous generator system.
- Hubert, C. I. (2008). *Ηλεκτρικές μηχανές: Θεωρία, Λειτουργία, Εφαρμογές, Ρυθμίσεις και Έλεγχος* (1η Ελληνική εκδ.). Εκδόσεις Ίων
- Islam, M. R., Guo, Y. G., & Zhu, J. G. (2013). Power converters for wind turbines: Current and future development. *Materials and Processes for Energy: Communicating Current Research and Technological Developments*, 559-571.
- Islam, M. S., Raju, N. I., & Ahmed, A. U. (2013). Sinusoidal PWM signal generation technique for three phase voltage source inverter with analog circuit & simulation of PWM inverter for standalone load & micro-grid system. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*.
- Jiang, Z. (2017). Power Conversion System for Grid Connected Micro Hydro Power System with Maximum Power Point Tracking.
- Johnson, K. E., Pao, L. Y., Balas, M. J., & Fingersh, L. J. (2006). Control of variable-speed wind turbines: standard and adaptive techniques for maximizing energy capture. *IEEE control systems*, 26(3), 70-81.
- Kaldellis, J. K., & Zafirakis, D. (2011). The wind energy (r) evolution: A short review of a long history. *Renewable Energy*, 36(7), 1887-1901.
- Kim, K. H., Jeung, Y. C., Lee, D. C., & Kim, H. G. (2012). LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization. *IEEE transactions on power electronics*, 27(5), 2376-2384.
- Li, S., Haskew, T. A., Swatloski, R. P., & Gathings, W. (2012). Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines. *IEEE Transactions on power electronics*, 27(5), 2325-2337.
- Linus, R. M., & Damodharan, P. (2015). Maximum power point tracking method using a modified perturb and observe algorithm for grid connected wind energy conversion systems. *IET Renewable Power Generation*, 9(6), 682-689.
- Liu, Y., Zhu, Z. Q., & Howe, D. (2005). Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(2), 599-608.
- Lubosny, Z., & Lubosny, Z. (2003). *Wind turbine operation in electric power systems: advanced modeling*. Berlin: Springer.

- Madani, N. (2011). Design of a permanent magnet synchronous generator for a vertical axis wind turbine.
- Mansour, M., Mansouri, M. N., & Mmimouni, M. F. (2011). Study and control of a variable-speed wind-energy system connected to the grid. *International Journal of Renewable Energy Research*, 1(2), 96-104.
- Meier, F. (2008). *Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications* (Doctoral dissertation, KTH).
- Mizera, R. (2005). Modification of symmetric optimum method.
- Mohan, N., Undeland, T. A., & Robbins, W. P. (2010). *Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά ισχύος - Ανάλυση, σχεδίαση και εφαρμογές των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος* (3η εκδ.). Εκδόσεις Τζιόλα.
- Molina, M. G., & Alvarez, J. G. (2011). Technical and regulatory exigencies for grid connection of wind generation. In *Wind Farm-Technical Regulations, Potential Estimation and Siting Assessment*. InTech.
- Molina, M. G., Sanchez, A. G., & Lede, A. R. (2010, November). Dynamic modeling of wind farms with variable-speed direct-driven PMSG wind turbines. In *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T&D-LA), 2010 IEEE/PES* (pp. 816-823). IEEE.
- Monajemy, R. (2000). *Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives* (Doctoral dissertation).
- Mora, M. O. (2009). *Sensorless vector control of PMSG for wind turbine applications*. Aalborg: Aalborg University.
- Mršćela, I., Sumina, D., Sačić, F., & Bariša, T. (2016, September). A wind turbine two level back-to-back converter power loss study. In *Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2016 IEEE International* (pp. 308-314). IEEE.
- Muljadi, E., & Butterfield, C. P. (2001). Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation. *IEEE transactions on Industry Applications*, 37(1), 240-246.
- Muller, S., Deicke, M., & De Doncker, R. W. (2002). Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry applications magazine*, 8(3), 26-33.
- Mutschler, P., & Hoffmann, R. (2002). Comparison of wind turbines regarding their energy generation. In *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual* (Vol. 1, pp. 6-11). IEEE.

- Ohm, D. Y. (2000). Dynamic model of PM synchronous motors. *Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia, www.drivetechinc.com, 16.*
- Parviainen, A. (2005). Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines. *Acta Universitatis Lappeenrantaensis.*
- Petersson, A. (2005). *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines.* Chalmers University of Technology.
- PMGL. *Products.* Ανάκτηση από Τοποθεσία Web της PM Generators Ltd.: <http://www.pmgenerators.com/products>
- Qazi, S. H., Mustafa, M. W., & Bajkani, I. A. (2011). Simulation of PMSG based Wind Energy system with Multi Level NPC Converter. *Accepted Papers, 84.*
- Raducu, G. A. (2008). Control of grid side inverter in a B2B configuration for WT applications. *PED10-1015b, Aalborg University.*
- Rao, B. S., Kumar, C. H., & Babu, V. S. (2013). Power Flow in PMSG Connected Wind Energy Conversion System through Current Source Converter Using Space Vector Modulation Technique. *International Journal of Advanced Computer Research, 3(3), 70.*
- Rao, Y. M., & Rao, B. S. Performance Evaluation of PWM Converter Control Strategy for PMSG Based Variable Speed Wind Turbine.
- Rajendran, S., Govindarajan, U., & Sankar, D. S. P. (2013). Active and reactive power regulation in grid connected wind energy systems with permanent magnet synchronous generator and matrix converter. *IET Power Electronics, 7(3), 591-603.*
- Rashid, M. H. (2011). Multilevel Power Converters. *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook 3rd ed., Elsevier, 457-458.*
- Reusser, C. A., Kouros, S., Llor, A., Cardenas, R., & Yaramasu, V. (2017, April). Permanent Magnet Synchronous Generator WECS based on a four-level double star converter. In *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on* (pp. 1-6). IEEE.
- Σαφάκας, Α. Ν. (2011). *Ηλεκτρικές μηχανές* (Τόμ. Β). Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών.
- Sadarangani, C. (2006). Electrical Machines-Design and Analysis of Introduction and permanent Magnet Motors.

- Salles, M. B., Cardoso, J. R., & Hameyer, K. (2011). Dynamic modeling of transverse flux permanent magnet generator for wind turbines. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 10(1), 95-105.
- Shchur, I. (2011). Estimation of electromagnetic compatibility and efficiency of the adjustable load systems of PMSG in wind turbines. *Przegląd Elektrotechniczny*, 87(1), 85-90.
- Shah, J. (2017). Offshore Wind Energy-A Review.
- Soni, R. K., Chauhan, A. K., Kumar, R. R., & Singh, S. K. (2014, December). Comparative study of SVM and hysteresis control strategies for grid side converter of PMSG. In *India Conference (INDICON), 2014 Annual IEEE* (pp. 1-6). IEEE.
- Tiwari, R., Babu, N. R., Padmanaban, S., Martirano, L., & Siano, P. (2017, June). Coordinated DTC and VOC control for PMSG based grid connected wind energy conversion system. In *Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2017 IEEE International Conference on* (pp. 1-6). IEEE.
- Thongam, J. S., & Ouhrouche, M. (2011). MPPT control methods in wind energy conversion systems. In *Fundamental and advanced topics in wind power*.
- Van, T. L., Ngyen, T. D., Tran, T. T., & Nguyen, H. D. (2015). Advanced control strategy of back-to-back PWM converters in PMSG wind power system. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 13(2), 81.
- Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., & Kouro, S. (2011). *Power conversion and control of wind energy systems*. John Wiley & Sons.
- Xu, L., & Wang, Y. (2007). Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions. *IEEE Transactions on Power Systems*, 22(1), 314-323.
- Xu, L., & Cartwright, P. (2006). Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation. *IEEE Transactions on energy conversion*, 21(3), 750-758.
- Yang, S., & Zhang, L. (2013, January). Modeling and control of the PMSG wind generation system with a novel controller. In *Intelligent System Design and Engineering Applications (ISDEA), 2013 Third International Conference on* (pp. 946-949).
- Zhang, Z., Hackl, C., Abdelrahem, M., & Kennel, R. (2016). Voltage sensorless direct model predictive control of 3L-NPC back-to-back power converter PMSG wind turbine systems with fast dynamics. *Tc (Clarke trans.)*, 3, 2.