



**ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ  
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ**

---

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Του φοιτητή του τμήματος ηλεκτρολογίας του ΤΕΙ Πειραιά

**ΜΑΜΑΚΟΣ Ε. ΣΩΤΗΡΗΣ  
Α.Μ. 33927**

**ΘΕΜΑ**

**ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ  
ΜΕ ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ  
ΣΕ ΑΥΤΟΝΟΜΗ ΚΑΙ ΔΙΑΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ**

**Επιβλέπων: Πέτρος Καραϊσάς**

**2014**

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	3
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	4
1.1. Αιολικά Συστήματα	4
1.2. Διαμόρφωση ηλεκτρικού μέρους ανεμογεννητριών	5
1.3. Μετατροπέας ισχύος και έλεγχος	8
1.4. Δομή εργασίας	9
2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ	10
2.1. Αεροδυναμικό μέρος	10
2.2. Σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών	12
2.3. Υποσύστημα γεννήτριας-ανορθωτή-μετατροπέα ανύψωσης	14
2.3.α. Σύγχρονη γεννήτρια	14
2.3.β. Ανορθωτική γέφυρα	15
2.3.γ. Μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς τάσης	17
2.4 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης	18
2.5 Συστήματα ελέγχου μετατροπέα	20
2.5.α Σύστημα βελτιστοποίησης απορροφούμενης ισχύος	21
2.5.β. Σύστημα σταθεροποίησης τάσης	22
2.5.γ. Σύστημα ελέγχου ροής ισχύος και σταθεροποίησης τάσης	23
2.6 Επιβεβαίωση θεωρίας συστήματος	29
2.6.α Σύγχρονη μηχανή και βαθυπερατό φίλτρο μέτρησης συχνότητας	29
2.6.β Ηλεκτρικό μέρος και σύστημα ελέγχου	34
3. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	41
3.1 Λειτουργικές περιπτώσεις	41
3.1.α. Όρια λειτουργίας	41
3.1.β. Διακοπτική συχνότητα	44
3.1.γ. Σφάλμα μόνιμης κατάστασης	45
3.1.γ.1 Σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο υπολογιστικό μοντέλο	45
3.1.γ.2 Σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο εργαστηριακό δοκίμιο	45
3.1.δ. Δυναμική απόκριση συστήματος	49
4.ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ- ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	56
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	58

## Περίληψη

Η διπλωματική εργασία που ακολουθεί παρουσιάζει την ανάλυση συστήματος ελέγχου ανεμογεννήτριας με σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών. Το σύστημα περιλαμβάνει ανορθωτική γέφυρα, μετατροπέα συνεχούς τάσης και μονοφασικό αντιστροφέα. Ο έλεγχος εφαρμόζεται στο μετατροπέα συνεχούς και στον αντιστροφέα με στόχο τη βελτιστοποίηση της απόδοσης και τη φιλικότητα στη σύνδεση προς το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η ανάλυση πραγματοποιήθηκε με μοντελοποίηση της διάταξης στο υπολογιστικό πρόγραμμα Matlab® με τη βοήθεια του toolbox Simulink®, της εταιρίας The MathWorks, Inc.

# 1<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

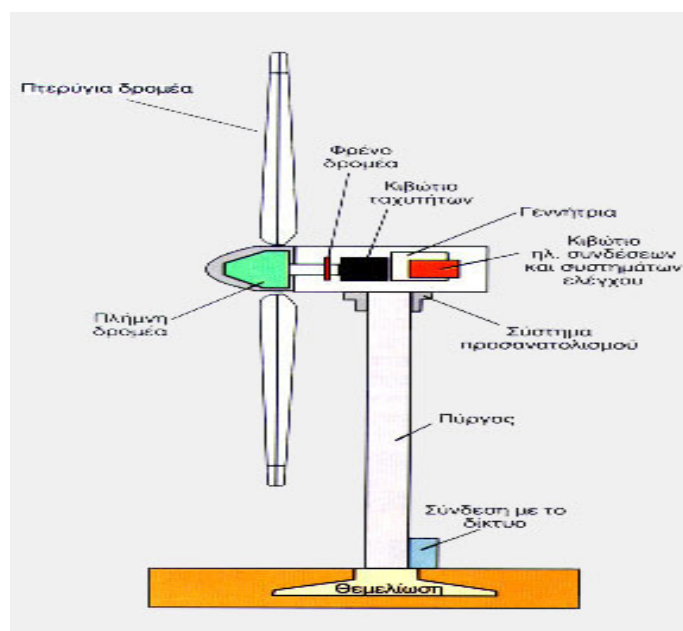
## Εισαγωγή

### 1.1 Αιολικά συστήματα

Ο σύγχρονος πολιτισμός χρησιμοποιεί τεράστιες ποσότητες ηλεκτρικής ενέργειας σε όλες τις δραστηριότητες του. Η ηλεκτρική ενέργεια παράγεται από τη μετατροπή κάποιας άλλης μορφής ενέργειας πρώτα σε μηχανική (κινητήριες μηχανές – στρόβιλοι) και στη συνέχεια σε ηλεκτρική μέσω των γεννητριών. Το μεγαλύτερο ποσοστό της ηλεκτρικής ενέργειας που παρέχεται στον καταναλωτή σήμερα από τα ανά τον κόσμο συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, προέρχεται από την καύση ορυκτών καυσίμων, από τη ροή ή πτώση των υδάτων και από την πυρηνική σχάση. Οι δυσμενείς περιβαλλοντικές επιπτώσεις των παραπάνω μεθόδων καθώς επίσης και η διαρκής αύξηση στις τιμές των καυσίμων έχουν στρέψει το ενδιαφέρον στις εναλλακτικές πηγές ενέργειας όπως είναι ο άνεμος, τα θαλάσσια κύματα και η ηλιακή ενέργεια. Η φθηνότερη και πλέον διαδεδομένη εναλλακτική πηγή σήμερα είναι ο άνεμος. Η εκμετάλλευση της αιολικής ενέργειας υπήρξε δυσχερής στο παρελθόν, λόγω του μεγάλου κόστους και της μικρής αποδοτικότητας των διατάξεων. Όμως η ανάπτυξη της τεχνολογίας και ιδιαίτερα της αεροδυναμικής και των ηλεκτρονικών ισχύος άνοιξε το δρόμο για την ελάττωση του κόστους και τη βελτίωση της απόδοσης και αξιοπιστίας των αιολικών μονάδων παραγωγής. Έτσι, σήμερα η αιολική ενέργεια είναι ο ταχύτερα αναπτυσσόμενος κλάδος παραγωγής και συγκεντρώνουν παγκοσμίως το ενδιαφέρον η τεχνολογία και οι εφαρμογές γύρω από τα ζητήματα της αξιοποίησης της.

Αιολικά πάρκα υπάρχουν σήμερα σε αρκετές περιοχές της Ελλάδας ενώ συνεχώς σχεδιάζονται νέα. Ενδεικτικά παρατίθεται ο ακόλουθος χάρτης ο οποίος υπάρχει στην επίσημη δικτυακή τοποθεσία της Δημόσιας Επιχείρησης Ηλεκτρισμού.

Η σχεδίαση μιας ανεμογεννήτριας προϋποθέτει τη μελέτη του αεροδυναμικού, του μηχανικού και του ηλεκτρικού της μέρους.



Η παρούσα εργασία επικεντρώνεται στη σχεδίαση του ηλεκτρικού μέρους και στην πρόβλεψη της συμπεριφοράς της ανεμογεννήτριας υπό διάφορες λειτουργικές καταστάσεις. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με πειραματικά που προκύπτουν από μετρήσεις σε δοκίμιο. Επιπλέον εξετάζονται τεχνικές για τη βελτίωση της λειτουργίας της πειραματικής διάταξης.

## 1.2 Διαμόρφωση ηλεκτρικού μέρους

Τα συστήματα ανεμογεννητριών λειτουργούν συνήθως σε σύνδεση με κάποιο υπάρχον δίκτυο άλλα σε απομακρυσμένες περιοχές όπου δεν υπάρχει δίκτυο ή δεν είναι εύκολη η σύνδεση σε αυτό, καλούνται να λειτουργήσουν αυτόνομα. Σχετικά με τον τρόπο σύνδεσης τους στο δίκτυο χωρίζονται σε δύο σημαντικές κατηγορίες : α) τα απευθείας συνδεδεμένα στο δίκτυο και β) αυτά που συνδέονται στο δίκτυο μέσω μετατροπέων ισχύος.

Στην πρώτη κατηγορία, οι ανεμογεννήτριες είναι σύγχρονες ή ασύγχρονες μηχανές στις οποίες επιβάλλεται η λειτουργία σε σταθερές στροφές εφόσον υπάρχει αυστηρή δέσμευση στη συχνότητα λειτουργίας τους από τη συχνότητα του δικτύου. Στις ασύγχρονες, οι στροφές δεν είναι ακριβώς σταθερές αν υπάρχει σύστημα μεταβολής της ολίσθησης. Προκειμένου να βελτιστοποιήσουν την απόδοση τους και ταυτόχρονα να προστατευτούν σε πολύ ισχυρούς ανέμους απαιτείται κάποια μορφή ελέγχου. Οι πλέον διαδεδομένες σήμερα τεχνικές ελέγχου περιλαμβάνουν τη χρήση μηχανικού κιβωτίου και τη μεταβολή του βήματος των πτερυγίων (pitch control). Επίσης σε ορισμένες κατασκευές είναι δυνατή η περιστροφή της γεννήτριας κατά τον εγκάρσιο άξονα ώστε να προσανατολίζεται η γεννήτρια προς την κατεύθυνση μέγιστης ροής του ανέμου η να αποκλίνει από αυτή όταν ο άνεμος είναι πολύ ισχυρός. Η τελευταία τεχνική δηλαδή η στροφή της γεννήτριας για να προστατευθεί εφαρμόζεται σε πολύ μικρής ισχύος γεννήτριες και δεν είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη καθώς υποβάλλει τον άξονα της γεννήτριας σε ισχυρές καταπονήσεις. Συνήθως υπάρχει συνδυασμός των παραπάνω συστημάτων για βελτιστοποίηση της απόδοσης. Ασφαλώς βέβαια αν αναφερόμαστε σε τεχνικά προηγμένες κατασκευές, είναι

απαραίτητη η χρήση συστήματος ελέγχου που θα καθορίζει σε τι βαθμό πρέπει να λειτουργήσει το κάθε σύστημα μετρώντας συνεχώς εξωτερικές παραμέτρους όπως η ταχύτητα του ανέμου και εσωτερικές όπως οι στροφές της γεννήτριας. Με χρήση τέτοιων μεθόδων μπορούν να κατασκευασθούν γεννήτριες πολύ μεγάλης ισχύος μέχρι αρκετά MW. Τυπικά εμπορικά συστήματα αυτής της κατηγορίας έχουν ονομαστική ικανότητα 600 KVA χρησιμοποιώντας ασύγχρονη γεννήτρια με δρομέα κλωβού, με μεταβολή του βήματος των πτερυγίων και περιστροφικό προσανατολισμό. Σε τόσο μεγάλες ισχύς είναι κάτι παραπάνω από απαραίτητα και αρκετά συστήματα ασφαλείας τα οποία ελέγχονται από τον κεντρικό ελεγκτή και λαμβάνουν υπόψη τη φόρτιση της γεννήτριας, τη θερμοκρασία της και άλλες παραμέτρους.

Στα συστήματα της δεύτερης κατηγορίας η συχνότητα λειτουργίας αποδεδειγμένη από τη συχνότητα του δικτύου και ρυθμίζεται από τους μετατροπείς με αποτέλεσμα οι ανεμογεννήτριες να λειτουργούν με μεταβλητές στροφές. Στην παρούσα εργασία θα αναλυθεί ένα σύστημα της δεύτερης κατηγορίας και συγκεκριμένα μια ανεμογεννήτρια μεταβλητών στροφών με σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών. Η μηχανή μονίμων μαγνητών αν και εκ πρώτης όψεως έχει αρκετά μειονεκτήματα, με κυριότερο την απομαγνήτιση των μαγνητών, είναι ευρύτατα χρησιμοποιούμενη σήμερα στα συστήματα μεταβλητών στροφών για λόγους που θα αναλυθούν παρακάτω. Το σύστημα θα σχεδιαστεί για σύνδεση σε δίκτυο, όμως η παρουσία του μετατροπέα ισχύος θα επιτρέπει και αυτόνομη λειτουργία. Παρακάτω αναλύονται μερικά από τα πλεονεκτήματα της επιλεγείσας διάταξης.

Η λειτουργία μεταβλητών στροφών καταργεί αυτομάτως την ανάγκη ύπαρξης μηχανικού κιβωτίου ή πτερυγίων μεταβλητού βήματος. Τα πτερύγια μεταβλητού βήματος μπορούν να συνεργαστούν με συστήματα μεταβλητών στροφών και αυξάνουν την απόδοση του συστήματος. Αν όμως πρόκειται για συστήματα μερικών KW όπως αυτό που εξετάζεται είναι οικονομικά ασύμφορη η υιοθέτησή τους. Επιπλέον πιθανή χρήση τους θα σήμαινε και την ανάγκη ενός ιδιαίτερα πολύπλοκου συστήματος ελέγχου. Από την άλλη το κιβώτιο είναι απαραίτητο σε συστήματα απευθείας σύνδεσης προκειμένου να διατηρούνται σταθερές οι στροφές της γεννήτριας κατά τις μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου. Συνεπώς είναι περιττό για ένα σύστημα που μπορεί να ρυθμίζει αυτόνομα τις στροφές του. Η ύπαρξη μηχανικού κιβωτίου συνεπάγεται αύξηση στο κόστος και το βάρος της διάταξης, απώλειες στη μεταφορά ισχύος και ανάγκη περιοδικής συντήρησης. Οι ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών λειτουργούν υπό βέλτιστες στροφές (δηλαδή με το βέλτιστο αεροδυναμικό συντελεστή ισχύος) για μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων ανέμου και συνεπώς εκμεταλλεύονται καλύτερα την αιολική ενέργεια.

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της λειτουργίας μεταβλητών στροφών συνδέεται με τα δυναμικά χαρακτηριστικά του συστήματος. Οι μηχανικές υπερφορτίσεις στο σύστημα μετάδοσης της κίνησης, οι οποίες καταπονούν κυρίως το κιβώτιο ταχυτήτων και προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της παραγόμενης ισχύος, εξαρτώνται από τη στρεπτική δυσκαμψία και στην περίπτωση των ανεμογεννητριών σταθερών στροφών είναι γενικά εντονότερες αν η κλίση της χαρακτηριστικής στροφών ροπής της γεννήτριας είναι απότομη. Με τη λειτουργία μεταβλητών στροφών η σύνδεση με το δίκτυο γίνεται πιο ελαστική και οι δυναμικές φορτίσεις από τις μεταβολές του ανέμου

αντισταθμίζονται μερικώς από την αδράνεια των στρεφόμενων μαζών. Έτσι μειώνονται οι μηχανικές καταπονήσεις και αυξάνεται η διάρκεια ζωής των μηχανικών μερών ελαττώνοντας το κόστος συντήρησης και βελτιώνοντας την αξιοπιστία του συστήματος.

Οι ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών είναι ιδιαίτερα ωφέλιμες στη σύνδεση με ασθενή δίκτυα. Αυτό ισχύει επειδή ο μετατροπέας ισχύος και ειδικότερα ο αντιστροφέας προσδίδει ευελιξία ως προς το χειρισμό της ισχύος. Δηλαδή, το σύστημα έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί με ρυθμιζόμενο συντελεστή ισχύος (επαγωγικό ή χωρητικό) και μπορεί ανάλογα με τις ανάγκες του δικτύου να παράγει ή να απορροφά ενεργό και άεργο ισχύ. Στα ασθενή δίκτυα είναι συνήθως απαραίτητη η παροχή άεργου ισχύος. Συνεπώς όταν συνδέονται απευθείας συστήματα σταθερών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια είναι απαραίτητη η χρήση πυκνωτών αντιστάθμισης διότι η ασύγχρονη γεννήτρια απορροφά πάντα άεργο ισχύ. Αν το ζητούμενο είναι να δοθεί αντίστοιχη ευελιξία σε συστήματα σταθερών στροφών πρέπει να ενσωματωθεί μετατροπέας ή κάποιο άλλο ευέλικτο σύστημα μεταφοράς όμως τότε αναιρείται το οικονομικό πλεονέκτημα των συστημάτων αυτών. Γενικά υπάρχει η τάση για δημιουργία μεικτών συστημάτων αλλά βασικό κριτήριο είναι η διατήρηση χαμηλού κόστους ώστε αντίστοιχα χαμηλό να είναι το κόστος ανά KWh παραγόμενης ενέργειας.

Ανάμεσα στα πλεονεκτήματα των ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών συγκαταλέγεται και η μείωση των επιπέδων θορύβου, όταν οι στροφές είναι χαμηλές. Γενικά ο θόρυβος που παράγεται από τα πτερύγια αυξάνει σε αναλογία με την πέμπτη δύναμη της ταχύτητας τους. Σε παλαιότερα συστήματα σταθερών στροφών, σημαντικό θόρυβο παρήγαγαν και τα κιβώτια όμως σήμερα κατασκευάζονται ειδικά κιβώτια ειδικά για αυτό το σκοπό. Ασφαλώς υπάρχουν διάφορες μέθοδοι για τη μείωση των επιπέδων θορύβου τόσο του μηχανικού (στρεφόμενα μηχανικά μέρη) όσο και του αεροδυναμικού (πτερύγια). Όμως όσο αυξάνει ο παραγόμενος θόρυβος όσο αυξάνει και το κόστος για την αντιμετώπιση του. Σημειώνεται εδώ ότι ο θόρυβος μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα όταν οι ανεμογεννήτριες εγκαθίστανται κοντά σε κατοικημένες περιοχές και συνήθως δεν απασχολεί όταν εγκαθίστανται σε απομακρυσμένες περιοχές.

Μειονεκτήματα των διατάξεων μεταβλητών στροφών είναι το αυξημένο κόστος και η πολυπλοκότητα λόγω της ύπαρξης των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος. Ειδικά τα διακοπτικά στοιχεία ενός αντιστροφέα έχουν υψηλό κόστος και το σύστημα ελέγχου πρέπει να τα προστατεύει σε όλες τις πιθανές λειτουργικές καταστάσεις.

Ένα ακόμη πρόβλημα είναι η έγχυση αρμονικών στο δίκτυο η οποία προκαλεί παραμόρφωση της τάσης εξόδου. Γενικά οι αρμονικές μπορούν να αντιμετωπισθούν αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και χρησιμοποιώντας βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο. Όμως τότε αυξάνεται η ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση σε κοντινές αποστάσεις από το μετατροπέα.

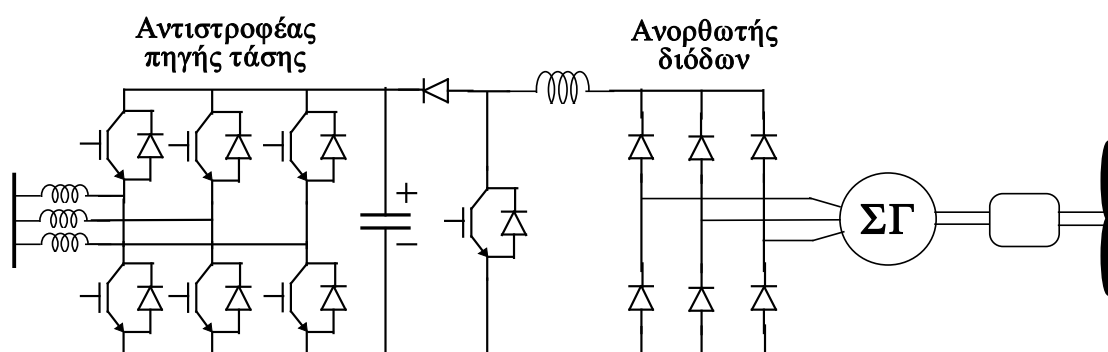
Ένα ζήτημα που πρέπει να εξεταστεί σε βάθος χρόνου είναι αν τελικά συμφέρει η εγκατάσταση πολλών μικρών ανεμογεννητριών ή λιγότερων μεγάλης ισχύος. Σίγουρα η παραγωγή μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας από μία μόνο γεννήτρια είναι δελεαστική, τι συμβαίνει όμως αν για κάποιο λόγο καταστραφεί η γεννήτρια. Επιπλέον η απελευθέρωση της αγοράς ενέργειας σημαίνει ότι θα εισέλθουν στο χώρο και μικροί παραγωγοί για τους οποίους ενδεχομένως να είναι συμφέρουσα η εγκατάσταση μικρής ισχύος. Σε αυτά τα

πλαίσια, στόχος της παρούσας εργασίας είναι η μελέτη μιας ανεμογεννήτριας σχετικά χαμηλής ισχύος 25 KW και αντίστοιχα χαμηλού κόστους. Στη συνέχεια παρουσιάζονται ορισμένα χαρακτηριστικά της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών.

Η επιλογή της σύγχρονης γεννήτριας προσφέρει τη δυνατότητα ευρείας μεταβολής της ταχύτητας λειτουργίας της μηχανής (5% έως 110% των ονομαστικών στροφών). Η ασύγχρονη γεννήτρια δεν αποκλείει το ίδιο χαρακτηριστικό, ωστόσο προκειμένου να είναι αποδοτική πρέπει να κινείται πολύ κοντά στις ονομαστικές στροφές με χαμηλή ολίσθηση. Η υιοθέτηση μονίμων μαγνητών προσφέρει μια σειρά από πλεονεκτήματα όπως οι μηδενικές απώλειες χαλκού στο δρομέα, η απλούστερη κατασκευή, μικρότερο βάρος και όγκο για τα ίδια ονομαστικά μεγέθη, με μειωμένες απώλειες άρα καλύτερο βαθμό απόδοσης. Επιπλέον η σχεδίαση των μηχανών αυτών καθιστά δυνατή την ενσωμάτωση πολλών πόλων πράγμα που κάνει περιττή τη χρήση κιβωτίου ανύψωσης στροφών. Μειονεκτήματα είναι το υψηλό κόστος των υλικών των μονίμων μαγνητών και η μεταβολή των μαγνητικών τους χαρακτηριστικών με την πάροδο του χρόνου.

### 1.3 Μετατροπείας ισχύος και έλεγχος

Το σύστημα ελέγχου ισχύος που εξετάζεται σε αυτή την άσκηση φαίνεται στο σχ. 1.1.



Σχ. 1.1 Τυπικό σύστημα ανεμογεννήτριας μονίμων μαγνητών μεταβλητών στροφών

Η εναλλασσόμενη τάση ακροδεκτών της σύγχρονης γεννήτριας, η οποία είναι ανάλογη των στροφών λειτουργίας, ανορθώνεται από την τριφασική μη-ελεγχόμενη γέφυρα διόδων. Στη συνέχεια ο μετατροπέας ανύψωσης της συνεχούς τάσης (DC boost) αναλαμβάνει να προσαρμόσει τη μεταβαλλόμενη τάση εξόδου του ανορθωτή στο επίπεδο που απαιτείται στην είσοδο του αντιστροφέα. Το πηνίο του DC δεν υπάρχει στην πειραματική κατασκευή ως περιττό αφού υπάρχει η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη της σύγχρονης γεννήτριας. Ο αντιστροφέας, που χρησιμοποιεί ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM), μπορεί να ρυθμίζει την ενεργό και την άεργο ισχύ εξόδου της διάταξης, με τη μεταβολή του μέτρου και της γωνίας της τάσης εξόδου του. Η τεχνική SPWM προτιμάται έναντι της απλής PWM επειδή παράγει τάση εξόδου με καλύτερο Συντελεστή Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (THD) δηλαδή με ανώτερες αρμονικές μειωμένου πλάτους. Επιπλέον, οι ανώτερες αρμονικές σημαντικού



μεγέθους είναι μετατοπισμένες σε συχνότητες πολύ υψηλότερες της βασικής και μπορούν να περιοριστούν με μικρότερα φίλτρα.

Το σύστημα ελέγχου της διάταξης αποτελείται από δύο τμήματα. Στο πρώτο τμήμα γίνεται έλεγχος των στροφών του δρομέα, έτσι ώστε να ακολουθείται πάντα μια προκαθορισμένη χαρακτηριστική ροπής στροφών. Αυτό επιτυγχάνεται με την ανάπτυξη από τη γεννήτρια της επιθυμητής κάθε στιγμή επιβραδύνουσας ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Συγκεκριμένα, παρακολουθώντας τη μεταβολή των στροφών της μηχανής και ανατρέχοντας κάθε στιγμή στη χαρακτηριστική ροπής στροφών γίνεται γνωστή η επιθυμητή ροπή και άρα το ρεύμα που πρέπει να διαρρέει τη γεννήτρια κάθε στιγμή. Από τη σύγκριση αυτού του ρεύματος με το ρεύμα που μετράται στην πράξη, προκύπτει κατάλληλο σήμα το οποίο ελέγχει το διακοπτικό στοιχείο του DC μετατροπέα και διαμορφώνει το ρεύμα στην επιθυμητή τιμή.

Στο δεύτερο τμήμα ελέγχονται ο συντελεστής διαμόρφωσης και η γωνία φάσης του αντιστροφέα με στόχο τον έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος. Επιδιώκεται η παροχή προς το δίκτυο όλης της ενεργού ισχύος που παράγει η γεννήτρια ή ενός ποσοστού αυτής και η απορρόφηση ή παροχή σταθερής ποσότητας άεργου ισχύος, της οποίας το μέγεθος επιλέγεται από το χειριστή. Στη στρατηγική ελέγχου ενσωματώνεται και η ανάγκη διατήρησης σταθερής προεπιλεγμένης τιμής τάσης στον πυκνωτή που αποτελεί απαραίτητη προϋπόθεση για την ομαλή λειτουργία του συστήματος.

#### **1.4 Δομή της εργασίας**

Στην παρούσα εργασία μοντελοποιείται το σύστημα που παρουσιάστηκε παραπάνω με χρήση του λογισμικού Matlab<sup>®</sup> και Simulink<sup>®</sup>.

Η εργασία αποτελεί μέρος ενός ερευνητικού προγράμματος με στόχο την κατασκευή μιας ανεμογεννήτριας ισχύος 25 kW. Στις προσομοιώσεις στον υπολογιστή χρησιμοποιούνται οι τιμές των αυτεπαγωγών και αντιστάσεων γεννήτριας δοκιμίου ονομαστικής ισχύος 2.5 kW η οποία υπάρχει στο εργαστήριο. Η λειτουργία της ανεμογεννήτριας των 25 kW μπορεί να προσομοιωθεί θεωρώντας ότι οι ανά μονάδα τιμές των παραμέτρων της γεννήτριας είναι ίδιες με αυτές του δοκιμίου των 2.5 kW.

Παρατέθηκαν προηγουμένως συνοπτικά οι λόγοι που συνέβαλαν στην επιλογή της συγκεκριμένης ανεμογεννήτριας και αναφέρθηκε εν συντομία ο τρόπος λειτουργίας του ηλεκτρικού μέρους. Στα επόμενα κεφάλαια εκτίθεται αναλυτικά η μοντελοποίηση της διάταξης και παρουσιάζονται αντιπροσωπευτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων της λειτουργίας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται η μοντελοποίηση της διάταξης και οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία του συστήματος. Επιπλέον, επιχειρείται η θεωρητική ανάλυση της δυναμικής απόκρισης του συστήματος. Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με πειραματικά αποτελέσματα για τις ίδιες λειτουργικές περιπτώσεις. Επιπλέον εξετάζονται τα λειτουργικά όρια του συστήματος. Το τέταρτο κεφάλαιο περιλαμβάνει τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την εργασία.

## 2<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### Μοντελοποίηση της διάταξης

#### 2.1 Αεροδυναμικό Μέρος

Η παραγόμενη μηχανική ισχύς στον άξονα  $P_m$  για ορισμένη μέση ταχύτητα ανέμου  $V_w$  δίνεται από την εξίσωση

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p(\lambda) \quad (2.1.1)$$

όπου  $\rho$  είναι η πυκνότητα του αέρα η οποία λαμβάνεται  $1.25 \text{ kg/m}^3$ ,  $A = \pi R^2$  είναι το εμβαδόν του κυκλικού δίσκου που διαγράφει η έλικα και  $C_p(\lambda)$  είναι ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος ο οποίος είναι συνάρτηση του λόγου

$$\lambda = \frac{R\omega_R}{V_w} \quad (2.1.2)$$

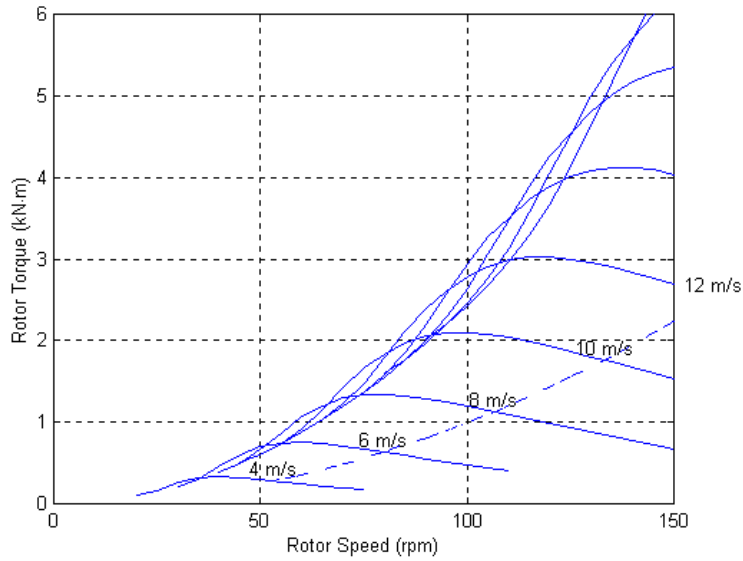
όπου  $R$  είναι η ακτίνα και  $\omega_R$  είναι η ταχύτητα περιστροφής της έλικας.

Η σχέση 2.1.1 ισχύει όταν η ροή του ανέμου είναι σταθερή, κατάσταση που δεν υφίσταται στην πράξη. Οι απότομες μεταβολές του ανέμου είναι δυνατόν να παράγουν ισχύ κατά πολύ μεγαλύτερη ή μικρότερη από τη θεωρητικά υπολογιζόμενη. Τέτοια φαινόμενα απαιτούν πολύπλοκες σχέσεις για να περιγραφούν με ακρίβεια και ξεφεύγουν από τα πλαίσια της παρούσας εργασίας. Η σχέση 2.1.1 ισχύει δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα στις περισσότερες περιπτώσεις και προτιμάται λόγω της απλότητας της.

Στις ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών επιδιώκεται συνήθως η λειτουργία υπό μέγιστο αεροδυναμικό συντελεστή, ώστε να μεγιστοποιείται η παραγωγή μηχανικής ισχύος. Ο αεροδυναμικός συντελεστής λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του για μια συγκεκριμένη τιμή του λόγου  $\lambda$  την  $\lambda_{\max}$ . Από τη σχέση 2.1.2 με γνωστή και σταθερή την τιμή του  $\lambda$ , υπολογίζονται για κάθε ταχύτητα ανέμου, οι ιδανικές στροφές λειτουργίας. Στο μαθηματικό μοντέλο που υλοποιείται στον υπολογιστή, λαμβάνεται ως είσοδος η μηχανική ροπή της έλικας η οποία υπολογίζεται από την εξίσωση

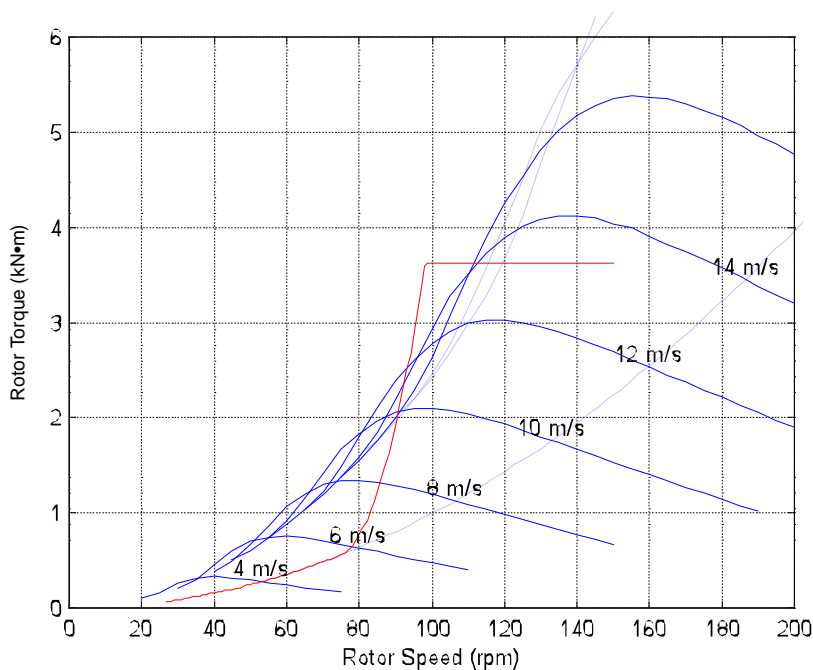
$$T_m = \frac{P_m}{\omega_R} \quad (2.1.3)$$

Στο σχήμα 2.1.1 έχουν σχεδιαστεί οι χαρακτηριστικές ροπής στροφών του ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Η μέγιστη ισχύς για κάθε καμπύλη εμφανίζεται εκεί όπου το γινόμενο (ροπή \* στροφές) μεγιστοποιείται. Ο συνδυασμός όλων αυτών των σημείων δίνει τη διακεκομμένη χαρακτηριστική. Είναι προφανές ότι το σύστημα θα εκμεταλλεύεται τόσο καλύτερα την ισχύ του ανέμου όσο πιο κοντά σε αυτή τη χαρακτηριστική κινείται.



Σχ. 2.1.1: Χαρακτηριστικές ροπής - στροφών ανεμοκινητήρα για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Στη διακεκομμένη γραμμή βρίσκονται τα σημεία μέγιστης ισχύος.

Στην πράξη η διακεκομμένη χαρακτηριστική ακολουθείται μόνο για χαμηλές τιμές ισχύος. Σε μεγάλες ισχύς το σύστημα πρέπει να αυτοπροστατευθεί περιορίζοντας τις στροφές της μηχανής κάτω από τις ονομαστικές. Αυτό γίνεται ακολουθώντας την κόκκινη χαρακτηριστική του σχ. 2.1.2.



Σχ. 2.1.2: Προτεινόμενη χαρακτηριστική ροπής - στροφών για το σύστημα αυτομάτου ελέγχου

Σε αυτή τη χαρακτηριστική διακρίνονται δύο τμήματα: το πρώτο έχει χαμηλή κλίση και ακολουθεί τη βέλτιστη παραγωγή ισχύος, ενώ το δεύτερο είναι απότομο και περιορίζει

την ταχύτητα κάτω από τις 100 ΣΑΛ. Το οριζόντιο τμήμα δεν λαμβάνεται υπόψη αφού εκεί αναλαμβάνει την πέδηση της διάταξης ξεχωριστό σύστημα

## 2.2 Σύγχρονη Γεννήτρια Μονίμων Μαγνητών

Η βασική διαφορά της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών από μια κοινή σύγχρονη γεννήτρια είναι η απουσία του τυλίγματος διέγερσης. Το πεδίο διέγερσης της μηχανής δημιουργείται από τη συστοιχία των μονίμων μαγνητών, οι οποίοι βρίσκονται τοποθετημένοι περιμετρικά στην επιφάνεια του δρομέα, ώστε να δημιουργούν ακτινικό μαγνητικό πεδίο.

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας προκύπτουν με εφαρμογή της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών. Η γεννήτρια δεν διαθέτει τυλίγματα απόσβεσης και μπορεί να περιγραφεί αναλυτικά ως μοντέλο τέταρτης τάξης με εισόδους τις τάσεις των ακροδεκτών  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$  και τη μηχανική ροπή στον άξονα  $T_m$  και μεταβλητές κατάστασης τις ροές του στάτη  $\psi_{qs}$ ,  $\psi_{ds}$  και τη γωνιακή ταχύτητα και θέση του δρομέα  $\omega_r, \theta_r$ . Ως έξοδοι του συστήματος λαμβάνονται τα ρεύματα  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ . Λεπτομερής ανάλυση αυτής της μοντελοποίησης υπάρχει στη διπλωματική εργασία του συναδέλφου Δ.Αλιπράντη. Παρακάτω παρατίθενται οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα. Όλα τα μεγέθη (τάσεις, εντάσεις, πεπλεγμένες ροές ανά δευτερόλεπτο, γωνιακή ταχύτητα δρομέα, αντιστάσεις, ροπή) είναι εκφρασμένα ανά μονάδα με τις βασικές τιμές που δίνονται στη συνέχεια.

**Πεπλεγμένες ροές:**

$$\psi_{qs} = \omega_b \int \left[ v_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) - \omega_r \psi_{ds} \right] dt \quad (2.2.1)$$

$$\psi_{ds} = \omega_b \int \left[ v_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) - \omega_r \psi_{qs} \right] dt \quad (2.2.2)$$

Όπου

$$\psi_{mq} = \frac{1}{\frac{1}{X_{mq}} + \frac{1}{X_{ls}}} \frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} = \frac{X_{mq}}{X_{mq} + X_{ls}} \psi_{qs} \quad (2.2.3)$$

$$\psi_{md} = \frac{1}{\frac{1}{X_{md}} + \frac{1}{X_{ls}}} \left( \frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + i'_m \right) = \frac{X_{md}}{X_{md} + X_{ls}} \psi_{ds} + \frac{X_{md} X_{ls}}{X_{md} + X_{ls}} i'_m \quad (2.2.4)$$

**Εντάσεις τυλιγμάτων:**

$$i_{qs} = \frac{\psi_{mq} - \psi_{qs}}{X_{ls}} \quad (2.2.5)$$

$$i_{ds} = \frac{\psi_{md} - \psi_{ds}}{X_{ls}} \quad (2.2.6)$$

**Κίνηση δρομέα:**

$$T_e = \psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \quad (2.2.7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{2H} \int (T_m - T_e) dt \quad (2.2.8)$$

$$\theta_r = \omega_b \int \omega_r dt \quad (2.2.9)$$

**Ανά μονάδα σύστημα:**

Βασική ισχύς:  $S_b$  = ονομαστική ισχύς της γεννήτριας

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

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

Βασική ένταση για τις μεταβλητές abc:  $I_{b(abc)} = \frac{S_b}{3V_{b(abc)}}$

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

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

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

ονομαστική ή βασική (ηλεκτρική) συχνότητα της μηχανής.

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

μηχανική ταχύτητα.

Αν ακολουθηθεί το ίδιο σκεπτικό, θα πρέπει κάθε υποσύστημα (ανορθωτική γέφυρα, μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς τάσης, αντιστροφέας ) να μοντελοποιηθεί ξεχωριστά και με την προοπτική να μπορεί να συνδεθεί με τα υπόλοιπα υποσυστήματα. Όμως μια λεπτομερής μαθηματική ανάλυση του κάθε υποσυστήματος δεν μπορεί να εξασφαλίσει ότι

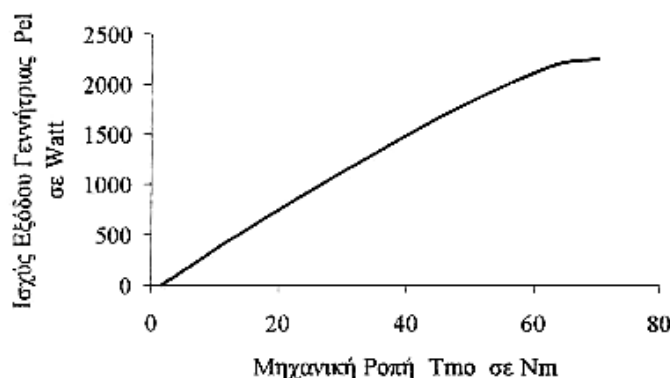
το συνολικό σύστημα θα ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα. Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο θα πρέπει το μοντέλο να λαμβάνει υπόψη του όλες τις ηλεκτρικές, ηλεκτρονικές, υλικές και λογικές ατέλειες της κάθε κατασκευής. Επειδή αυτό είναι πρακτικά αδύνατο, στη συγκεκριμένη μοντελοποίηση ακολουθείται μια διαφορετική προσέγγιση. Αντί του πλήρους μοντέλου κάθε υποσυστήματος, χρησιμοποιούνται απλουστευμένα μοντέλα τα οποία όμως συνθέτουν ένα περισσότερο ρεαλιστικό συνολικό μοντέλο.

### 2.3 Υποσύστημα Γεννήτριας-Ανορθωτικής Γέφυρας-Μετατροπέα DC

Είναι προφανές ότι η ανορθωτική διάταξη θα δίνει συνεχή τάση και ρεύμα στην έξοδο της. Εφόσον υπάρχει λοιπόν η ανορθωτική διάταξη και με τη λογική που αναλύθηκε παραπάνω, είναι μάλλον ανούσιο να γίνει ανάλυση της μηχανής με τριφασικά εναλλασσόμενα ρεύματα και τάσεις. Είναι προτιμότερο να θεωρηθεί ο συνδυασμός σύγχρονης μηχανής και ανορθωτή σαν DC γεννήτρια και να ρέουν στο σύστημα μόνο συνεχή ρεύματα.

#### 2.3.α Σύγχρονη γεννήτρια

Αντί του πλήρους μοντέλου σύγχρονης γεννήτριας που αναπτύχθηκε παραπάνω, χρησιμοποιείται το μοντέλο μέσης τιμής το οποίο δέχεται ως εισόδους τη μηχανική ροπή στον άξονα και το συνεχές ρεύμα που ρέει στην έξοδο του ανορθωτή το οποίο είναι ανάλογο της ενεργού τιμής του ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη με σχέση αναλογίας  $I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc}$ . Αποδεικνύεται θεωρητικά ότι υπάρχει σχέση μεταξύ της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που αναπτύσσει η γεννήτρια και του ρεύματος στο στάτη και η σχέση αυτή μπορεί να θεωρηθεί χωρίς σημαντικό σφάλμα γραμμική. Βέβαια η σχέση παύει να είναι γραμμική όταν η γεννήτρια φτάσει στο μέγιστο όριο ισχύος οπότε περαιτέρω αύξηση του ρεύματος μειώνει αντί να αυξάνει την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Η μαθηματική απόδειξη του ισχυρισμού είναι δύσκολη αφού εμπλέκονται σε αυτήν όλα τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής.



Σχ.2.3.α.1 Ισχύς εξόδου γεννήτριας συναρτήσει της μηχανικής ροπής εισόδου

Με βάση τα παραπάνω, το μοντέλο της μηχανής δέχεται ως είσοδο το συνεχές ρεύμα, το αντιστοιχίζει σε ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  και εν συνεχεία από τη σχέση 2.2.8 προκύπτει η γωνιακή ταχύτητα της μηχανής  $\omega_r$ .

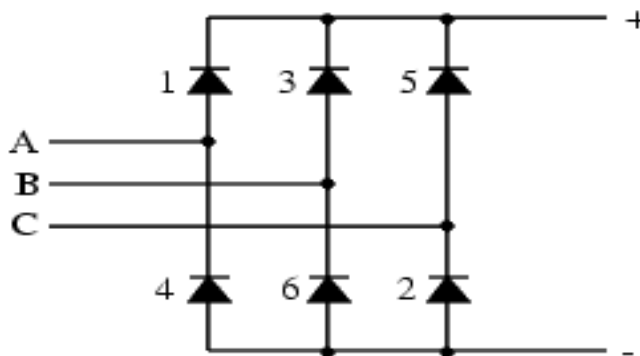
$$\omega_r = \frac{1}{J} \int (T_m - T_e) dt \quad (2.3.a.1)$$

Ως έξοδος του συστήματος λαμβάνεται η ηλεκτρική συχνότητα των τάσεων και ρευμάτων της μηχανής όπως προκύπτει από τη σχέση 2.3.1

$$f = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (2.3.a.2)$$

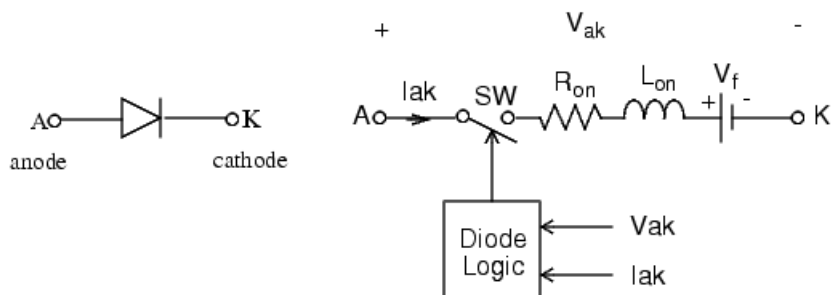
### 2.3.β Ανορθωτική γέφυρα

Στο σχήμα 2.3.β.1 παρουσιάζεται μια μη ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας. Οι διόδους του κυκλώματος έχουν αριθμηθεί σύμφωνα με τη σειρά αγωγής τους.



Σχ.2.3.β.1 Μη ελεγχόμενη τριφασική ανορθωτική γέφυρα

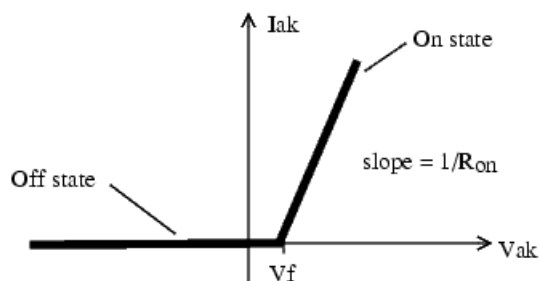
Ενδιαφέρον παρουσιάζει ο τρόπος που μοντελοποιείται στον υπολογιστή η διάδος ισχύος. Μια διάδος μπορεί ισοδύναμα να παρασταθεί σαν ένας ελεγχόμενος διακόπτης σε σειρά με μια πηγή τάσης  $V_f$  μια αυτεπαγωγή  $L_{on}$  και μια αντίσταση  $R_{on}$  όπως στο σχήμα 2.3.β.2. Οι  $R_{on}$  και  $L_{on}$  αποτελούν κατασκευαστικά στοιχεία της διόδου και συνήθως έχουν πολύ μικρές τιμές.



Σχ.2.3.β.2 Ισοδύναμο κύκλωμα διόδου

Ο διακόπτης ελέγχεται από τη διαφορά δυναμικού στα άκρα της διόδου και το ρεύμα που τη διαρρέει. Όταν η τάση  $V_{AK}$  είναι θετική ο διακόπτης κλείνει και η διάδος άγει. Όταν το ρεύμα μηδενιστεί η διάδος σταματά να άγει και ο διακόπτης ανοίγει. Όσο η τάση  $V_{AK}$  είναι αρνητική η διάδος είναι σε αποκοπή και ο διακόπτης ανοικτός. Όταν η  $V_{AK}$  υπερβεί μια αρνητική τιμή που εξαρτάται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της, διασπάται και αρχίζει να άγει. Η λειτουργία στην περιοχή διάσπασης δεν συναντάται στους ανορθωτές αλλά έχει μεγάλη χρησιμότητα σε άλλες διατάξεις (σταθεροποιητές) και υπάρχουν ειδικές διάοδοι για λειτουργία σε αυτή την περιοχή (διάοδοι zener).

Η πηγή τάσης  $V_f$  αντιστοιχεί στη διαφορά δυναμικού που αναπτύσσεται στα άκρα της διόδου όταν άγει και ονομάζεται τάση αγωγής. Η τάση αγωγής συνδέεται με το ρεύμα που διαρρέει τη διάοδο σύμφωνα με την καμπύλη του σχήματος 2.3.β.3. Στην πραγματικότητα η καμπύλη είναι εκθετική και όχι γραμμική αλλά μπορεί να προσεγγισθεί από γραμμική για απλοποίηση του υπολογιστικού μοντέλου.



Σχ.2.3.β.3 Γραμμικοποιημένη Καμπύλη  $V_f$ - $I$  διόδου

Στο μαθηματικό μοντέλο που μελετάται, η ανορθωτική γέφυρα δεν μοντελοποιείται ξεχωριστά πλην όμως λαμβάνονται υπόψη κατά τη μοντελοποίηση των υπόλοιπων υποσυστημάτων, οι επόμενες σχέσεις.

Μέση τιμή της τάσης εξόδου:

$$\bar{V}_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{-30^\circ}^{30^\circ} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} V_m \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V_m}{\pi} \quad (2.3.\beta.1)$$

όπου  $V_m$  η ενεργός τιμή της φασικής τάσης εισόδου της ανόρθωσης

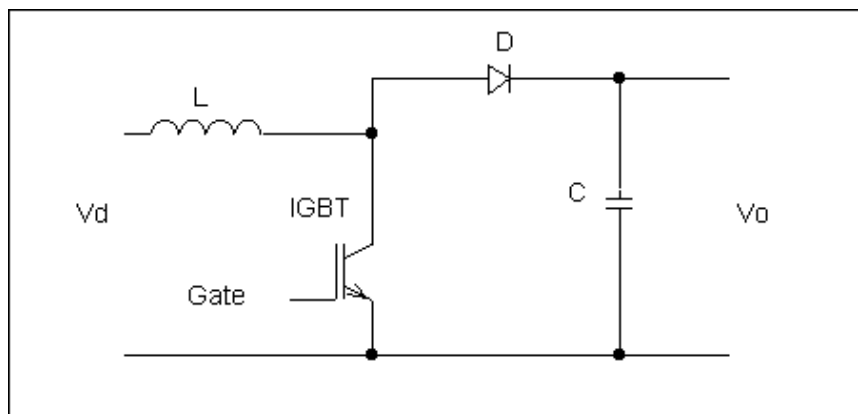
Ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου:

$$I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0 \quad (2.3.\beta.2)$$



### 2.3.γ Μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Σχηματικά, ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης έχει τη μορφή που φαίνεται στο σχήμα 2.3.γ.1. Στην είσοδο εφαρμόζεται μια συνεχής τάση  $V_d$  και στην έξοδο προκύπτει συνεχής τάση  $V_o$ , η οποία είναι μεγαλύτερη κατά μέση τιμή από τη  $V_d$ .



Σχήμα 2.3.γ.1 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Το ημιαγωγικό στοιχείο IGBT μπορεί να παρασταθεί ισοδύναμα όπως και η διάοδος. Δηλαδή σαν ένας ελεγχόμενος διακόπτης σε σειρά με πηγή τάσης  $V_f$ , αντίσταση  $R_{on}$  και αυτεπαγωγή  $L_{on}$ . Το IGBT αρχίζει να άγει όταν η διαφορά δυναμικού μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού του  $V_{CE}$  είναι θετική μεγαλύτερη της  $V_f$  και το σήμα τάσης στην πύλη του  $V_{GS}$  υπερβαίνει την τιμή κατωφλίου  $V_{GS(th)}$ . Αποκόπτει τη ροή όταν  $V_{CE} > 0$  και ταυτόχρονα  $V_{GS} < V_{GS(th)}$ . Όταν  $V_{CE} < 0$  το IGBT είναι σε αποκοπή. Επειδή πολλά εμπορικά IGBT δεν έχουν την τελευταία ιδιότητα, χρησιμοποιούν αντιπαράλληλη διάοδο συνδεδεμένη μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού. Η περίπτωση  $V_{CE} < 0$  δεν συμβαίνει στο μετατροπέα ανύψωσης τάσης αφού η τάση στην είσοδο του είναι πάντα θετική. Επίσης, διαθέτουν γρήγορη αντιπαράλληλη διάοδο για προστασία από αρνητικές αιχμές τάσης.

Ο πυκνωτής στην έξοδο της διάταξης λειτουργεί ως φίλτρο αποκοπής των αρμονικών της τάσης και σε συνδυασμό με το σχετικό σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα συμβάλλει στη διατήρηση σταθερής τάσης εξόδου  $V_o$ . Εναλλακτικά θα μπορούσαν να υπάρχουν και συσσωρευτές παράλληλα στον πυκνωτή ώστε να μην υπάρχει το πρόβλημα σταθεροποίησης της τάσης αλλά οι συσσωρευτές πρέπει να αντικαθίστανται μετά από κάποια χρόνια και το κόστος τους είναι μεγάλο.

Όταν το IGBT άγει, βραχυκυκλώνει το πηνίο  $L$  (αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων της μηχανής) το οποίο αποθηκεύει ενέργεια μαγνητικού πεδίου:

$$W_1 = V_d \bar{I}_s t_{on} \quad (2.3.γ.1)$$

όπου  $\bar{I}_s$  είναι η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου και  $t_{on}$  ο χρόνος αγωγής.

Όταν το IGBT σταματήσει να άγει τότε η ενέργεια η αποθηκευμένη στην αυτεπαγωγή, θα μεταφερθεί προς την έξοδο μέσω της διάοδος  $D$ , μαζί με την ενέργεια της πηγής εισόδου. Επομένως, η τάση της αυτεπαγωγής  $L$  προστίθεται με την τάση εισόδου και

έτσι εξαναγκάζει το ρεύμα της αυτεπαγωγής να κυκλοφορήσει με φορά προς το τον πυκνωτή και τα επόμενα κυκλώματα.

Κατά τη φάση που δεν άγει το IGBT το πηνίο απελευθερώνει ενέργεια:

$$W_0 = (V_d - \overline{V_0}) \overline{I_s} t_{off} \quad (2.3.γ.2)$$

Για έναν μετατροπέα χωρίς απώλειες, η ενέργεια που αποθήκευσε το πηνίο πρέπει να έχει την ίδια τιμή με την ενέργεια που απελευθερώνει. Επομένως:

$$V_d \overline{I_s} t_{on} = -(V_d - \overline{V_0}) \overline{I_s} t_{off} \quad (2.3.γ.3)$$

$$\overline{V_0} = V_d \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{V_d}{1 - D} \quad (2.3.γ.4)$$

όπου D ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη (Duty Cycle) =  $t_{on}/T$

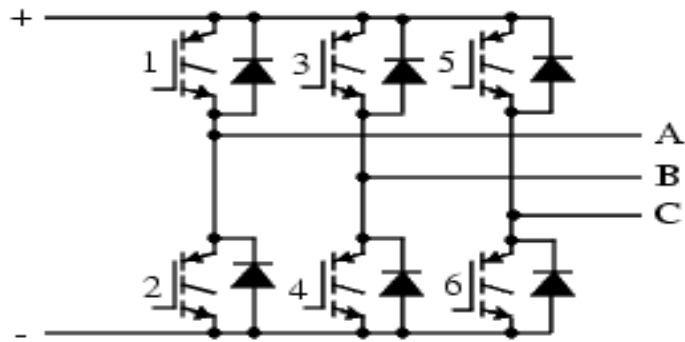
Επιπλέον για το ρεύμα εξόδου ισχύει:

$$\overline{I_o} = \overline{I_s} (1 - D) \quad (2.3.γ.5)$$

## 2.4 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

Το κύκλωμα ενός τυπικού τριφασικού αντιστροφέα με IGBTs φαίνεται στο σχήμα 2.4.1. Για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων με εφαρμογή της τεχνικής SPWM, χρησιμοποιούνται τρεις όμοιες ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς (μία για κάθε ημιγέφυρα) και μια τριγωνική κυματομορφή φορέα συγχρονισμένες μεταξύ τους. Οι ημιτονοειδείς κυματομορφές παρουσιάζουν διαφορά φάσης  $120^\circ$  η κάθε μία από τις άλλες όπως συμβαίνει σε ένα τυπικό τριφασικό σύστημα. Το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς  $A_r$  είναι μεταβλητό σε σχέση με το πλάτος της κυματομορφής φορέα  $A_c$  το οποίο παραμένει σταθερό. Μεταβάλλοντας αυτό το πλάτος επιτυγχάνεται μεταβολή του συντελεστή διαμόρφωσης (modulation factor) σύμφωνα με τη σχέση:

$$M_f = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.4.1)$$



Σχ. 2.4.1 Κυκλωματικό διάγραμμα τριφασικού αντιστροφέα

Ο συντελεστής διαμόρφωσης παίρνει τιμές από 0 έως 1. Αν για κάποιο λόγο ξεπεράσει την τιμή 1, τότε έχουμε υπερδιαμόρφωση, η οποία για μεγάλες τιμές εκφυλίζεται και έχει σαν αποτέλεσμα η τάση εξόδου του αντιστροφέα να έχει τετραγωνική μορφή.

Το πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι:

$$V_{AB,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_c M_f \quad (2.4.2)$$

όπου  $V_c$  είναι η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα ή στη συγκεκριμένη περίπτωση η τάση στους πυκνωτές στην έξοδο του DC μετατροπέα.

Είναι προφανές από την παραπάνω σχέση ότι μεταβάλλοντας το συντελεστή διαμόρφωσης είναι δυνατή η ρύθμιση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα στην επιθυμητή τιμή.

Ο λόγος που προτιμάται η SPWM από την απλή PWM είναι η εξάλειψη ή μείωση ανώτερων αρμονικών. Αυτό που επιτυγχάνεται στην ουσία με την τεχνική SPWM είναι η μετατόπιση της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας σε συχνότητα πολύ υψηλότερη από αυτή της βασικής αρμονικής συνιστώσας. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική είναι η αρμονική η οποία έχει το μέγιστο συντελεστή παραμόρφωσης που δίνεται από τη σχέση:

$$D_n \% = 100 \left( \frac{V_{AB,n}}{n^2} \right) \quad (2.4.3)$$

Συνεπώς μειώνεται το κόστος, το μέγεθος και το βάρος του φίλτρου που χρειάζεται να τοποθετηθεί μεταξύ εξόδου και φορτίου ώστε να καταπνίξει τις ανεπιθύμητες συχνότητες.

Το πλάτος και η τάξη της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_{(AB,d)\max} = 0.27 V_c \quad (2.4.4)$$

$$d = F_{nc} - 2 \quad (2.4.5)$$

$$F_{nc} = \frac{F_c}{F_r} \quad (2.4.6)$$

όπου  $F_{nc}$  η ανηγμένη συχνότητα του φορέα.

Πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα:

$$V_{AB,1} = V_c M_f \quad (2.4.7)$$

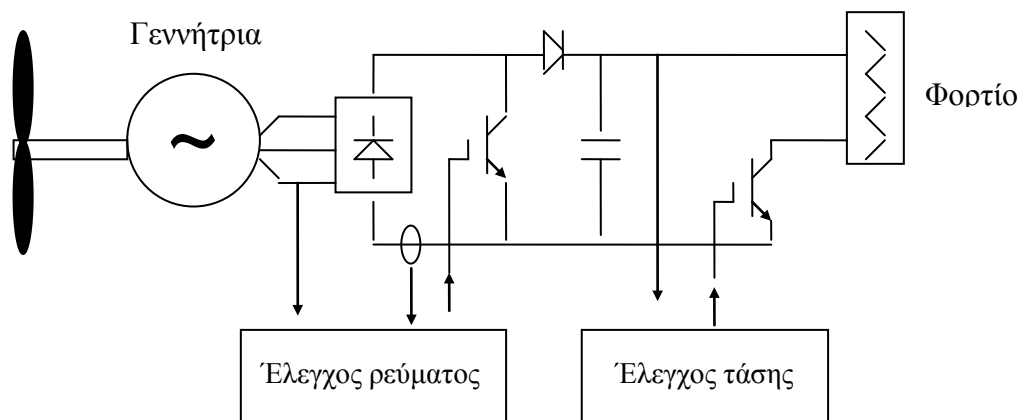
Πλάτος και τάξη της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας:

$$V_{(AB,d)max} = 0.37V_c \quad (2.4.8)$$

$$d = 2F_{nc} - 1 \quad (2.4.9)$$

## 2.5 Συστήματα ελέγχου μετατροπέα

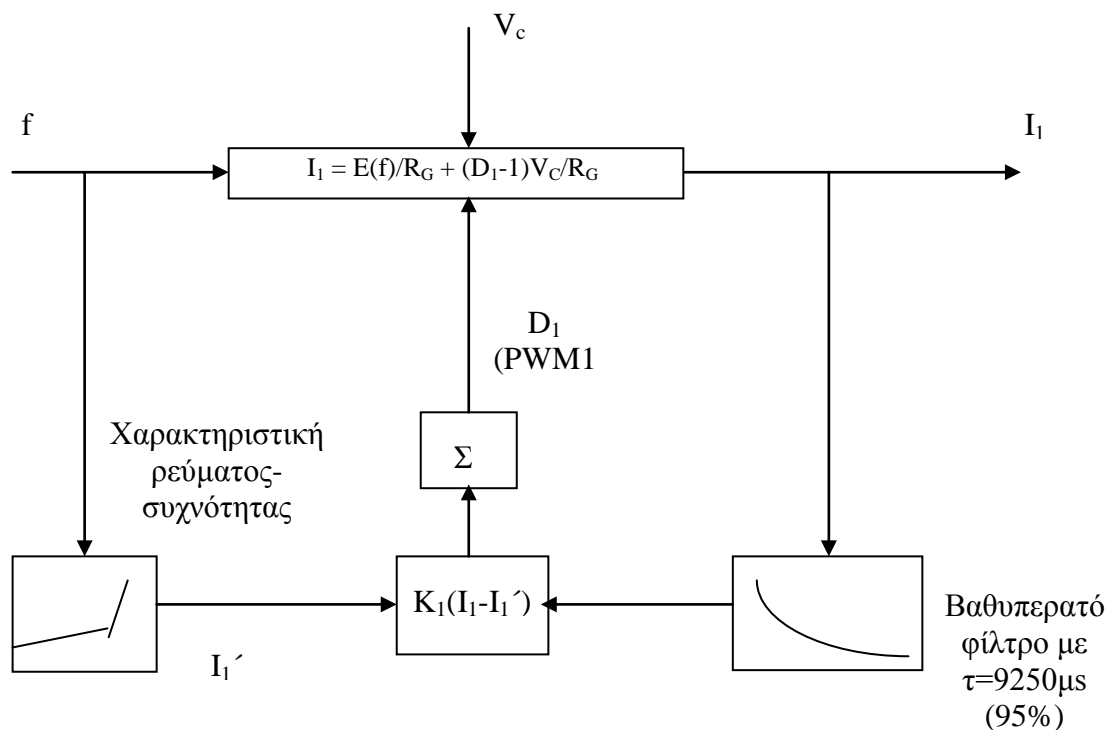
Όπως έχει αναφερθεί, υπάρχουν δύο συστήματα ελέγχου, ένα που επιβάλλει στο σύστημα να λειτουργεί υπό μια προκαθορισμένη χαρακτηριστική ροπής στροφών και ένα δεύτερο που ρυθμίζει τη ροή ενεργού και άεργου ισχύος και εξασφαλίζει τη διατήρηση σταθερής τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα. Στο σχήμα 2.5.1 φαίνεται μια απλοποιημένη παράσταση του συστήματος ελέγχου. Βέβαια το σύστημα αυτό αφορά στη διάταξη πριν τον αντιστροφέα και δεν μπορεί να συνδεθεί χωρίς τροποποίηση σε αυτόν.



Σχ.2.5.1: Σχηματικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου

## 2.5.α Σύστημα βελτιστοποίησης απορροφούμενης ισχύος

Το σύστημα αυτό λειτουργεί σύμφωνα με το διάγραμμα του σχήματος 2.5.α.1.



Σχ.2.5.α.1 Σχηματικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου ρεύματος γεννήτριας με ηλεκτρικές εξισώσεις

Όπου:

$V_c$  η τάση της συστοιχίας πυκνωτών σε Volt.

$f$  η ηλεκτρική συχνότητα της γεννήτριας σε Hz.

$D_1$  η τιμή του βαθμού χρησιμοποίησης (duty cycle) του IGBT του DC μετατροπέα που κυμαίνεται από 0 ως 1.

$I_1$  το συνεχές ρεύμα στην ανόρθωση, δηλαδή στην πλευρά χαμηλής τάσης του DC μετατροπέα, σε A.

$I_1'$  το ρεύμα αναφοράς που υπολογίζεται από την καμπύλη ρεύματος συχνότητας που είναι ενσωματωμένη στο πρόγραμμα του συστήματος ελέγχου, σε A.

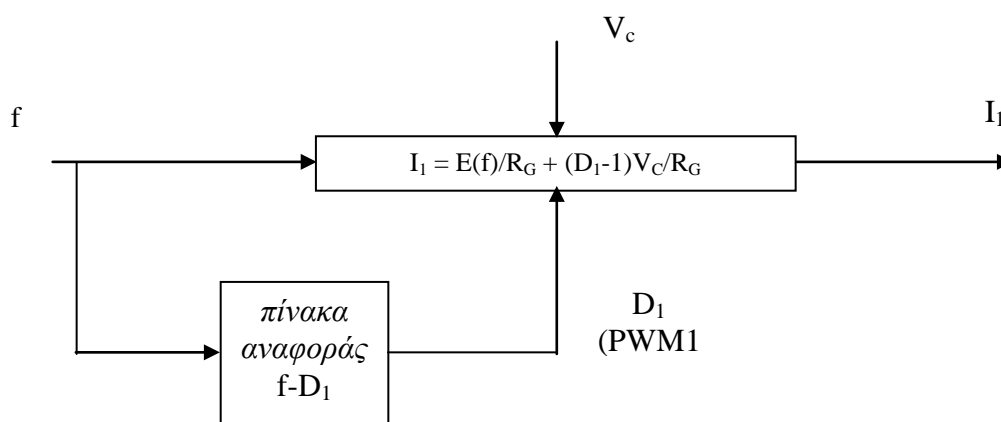
$K_1$  το κέρδος του βρόχου ανάδρασης, περίπου  $-0.75\%/A$

$E(f)$  η ισοδύναμη συνεχής τάση που παράγει η ηλεκτρεγερτική δύναμη της γεννήτριας. Είναι  $E(f)=4.45*f$  σε Volt.

$R_G$  η ισοδύναμη αντίσταση της γεννήτριας που εμφανίζεται μετά την ανόρθωση και εξαρτάται από το σημείο λειτουργίας, κυρίως από τη συχνότητα. Μπορεί να υπολογιστεί πειραματικά, ή από προσομοίωση στον υπολογιστή. Ενδεικτικά αναφέρονται οι τιμές των  $5\Omega$  για 40 Hz και των  $15\Omega$  για 80 Hz.

Το βαθυπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για την αποκοπή των αρμονικών του ρεύματος που οφείλονται στη λειτουργία του μετατροπέα. Η σταθερά χρόνου αντιστοιχεί σε συχνότητα περίπου 108 Hz ώστε να μην αποκόπτονται ωφέλιμες συχνότητες.

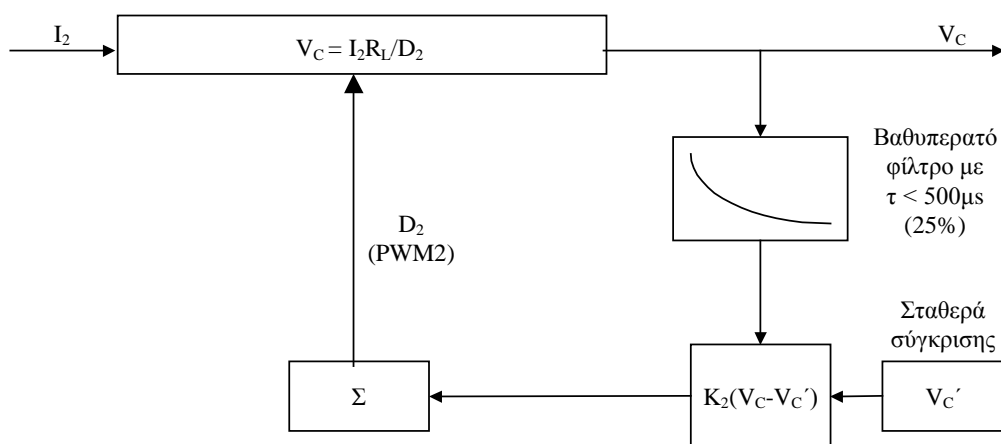
Το παραπάνω σύστημα είναι διακριτού χρόνου. Η μέθοδος αυτή εμφανίζει το μειονέκτημα, ότι στις μεταβολές του ανέμου (μεταβολές ροπής), το σύστημα αργεί να δώσει στο ρεύμα  $I_1$  τη σωστή τιμή του δεδομένου ότι πρέπει να συγκρίνει αρκετές λανθασμένες τιμές με τη σωστή, μέχρι να δημιουργήσει το σωστό σήμα  $D_1$ . Θα ήταν προτιμότερο να γνωρίζει εκ των προτέρων το σύστημα ποια τιμή του  $D_1$  αντιστοιχεί σε κάθε τιμή της συχνότητας  $f$  ώστε να ανταποκρίνεται άμεσα σε κάθε αλλαγή αυτής. Μια τέτοια υλοποίηση φαίνεται στο σχήμα 2.5.α.2.



Σχ. 2.5.α.2 Σύστημα ελέγχου με πίνακα αναφοράς

### 2.5.β Σύστημα σταθεροποίησης τάσης

Το υπό μελέτη σύστημα είναι αυτό που φαίνεται στο σχήμα 2.5.β.1.



Σχ. 2.5.β.1 Σχηματικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου τάσης πυκνωτών με ηλεκτρικές εξισώσεις

Όπου:

$I_2$  η μέση τιμή του ρεύματος που εξέρχεται από την πλευρά υψηλής τάσης του μετατροπέα DC, σε A. Σύμφωνα με τη σχέση 2.3.γ.5 είναι  $I_2=I_1*(1-D_1)$

$V_c$  η τάση της συστοιχίας των πυκνωτών σε V

$D_2$  η τιμή του βαθμού χρησιμοποίησης (duty cycle) του διακοπτικού στοιχείου 2 που κυμαίνεται από 0 ως 1

$V_c$  η τάση αναφοράς που είναι σταθερά, σε Volt

$K_2$  το κέρδος του βρόχου ανάδρασης, περίπου 0.2%/V

C η χωρητικότητα της συστοιχίας των πυκνωτών , 235μF

$R_L$  η αντίσταση φορτίου 15 Ω

Το παραπάνω σύστημα ελέγχου μεταβάλλει με διαμόρφωση εύρους παλμών μια σταθερή αντίσταση  $R_L$  έτσι ώστε να απορροφά όση ενεργό ισχύ παράγεται από τη διάταξη γεννήτριας ανορθωτή και DC μετατροπέα. Το σήμα ελέγχου του δεύτερου διακοπτικού στοιχείου (IGBT) προκύπτει από σύγκριση της τάσης στους πυκνωτές με μία τάση αναφοράς η οποία επιλέγεται σύμφωνα με το επιθυμητό επίπεδο τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.

### 2.5.γ Σύστημα ελέγχου ροής ισχύος και σταθεροποίησης τάσης

Το σύστημα αυτό έχει σχεδιαστεί για σύνδεση του μονοφασικού αντιστροφέα στο δίκτυο μέσω εν σειρά αυτεπαγωγής L. Θεωρώντας την τάση δικτύου ως αναφορά, δηλαδή τάση με μηδενική γωνία, και εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchoff ισχύουν οι ακόλουθες εξισώσεις:

$$\begin{aligned}V_a &= I \cdot Z + V_\delta \\ \Leftrightarrow |V_a|e^{j\delta} &= j \cdot I \cdot \omega L + |V_\delta| \\ \Leftrightarrow I \frac{|V_a| \sin \delta}{\omega L} + j \frac{(|V_\delta| - |V_a| \cos \delta)}{\omega L}\end{aligned} \quad (2.5.γ.1)$$

Φαινόμενη ισχύς του αντιστροφέα προς το δίκτυο:

$$S = V \cdot I^* = |V_\delta| \cdot I^* = \frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \sin \delta}{\omega L} - j \cdot \frac{|V_\delta|^2 - |V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} \quad (2.5.γ.2)$$

Φαινόμενη ισχύς του δικτύου προς τον αντιστροφέα:

$$S = V \cdot I^* = |V_\alpha| \cdot I^* = \frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \sin \delta}{\omega L} - j \cdot \frac{|V_\alpha|^2 - |V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} \quad (2.5.γ.3)$$

Ενεργός ισχύς:

$$P = \frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \sin \delta}{\omega L} \quad (2.5.\gamma.4)$$

Άεργος ισχύς στην πλευρά του δικτύου:

$$Q = -\frac{|V_\delta|^2 - |V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} \quad (2.5.\gamma.5)$$

Άεργος ισχύς στην πλευρά του αντιστροφέα:

$$Q = -\frac{|V_\alpha|^2 - |V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} \quad (2.5.\gamma.6)$$

Όπου  $V_\alpha$  η τάση εξόδου του αντιστροφέα και  $V_\delta$  η φασική τάση του δικτύου.

Βασική επιδίωξη κατά τη λειτουργία του συστήματος είναι η πλήρης εκμετάλλευση της ενεργού ισχύος που παράγει η διάταξη γεννήτριας-ανορθωτή-μετατροπέα DC. Επιπλέον ζητείται η ανταλλαγή σταθερής ποσότητας άεργου ισχύος η οποία θα μεταβάλλεται μόνο κατόπιν σχετικής εντολής. Τέλος, απαραίτητη προϋπόθεση για την ομαλή λειτουργία είναι η διατήρηση σταθερής τάσης στη συστοιχία των πυκνωτών. Τα παραπάνω μεταφράζονται στις ακόλουθες σχέσεις:

$$P = V_c' \cdot I_2 = \frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \sin \delta}{\omega L} \quad (2.5.\gamma.7)$$

$$Q = -\frac{|V_\delta|^2 - |V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} = c_1 \Rightarrow |V_\alpha| \cdot \cos \delta = c_2 \quad (2.5.\gamma.8)$$

$$|V_\alpha| = \frac{V_c' \cdot M_f}{\sqrt{2}} \quad (2.4.5.9)$$

Όπου  $c_1$ ,  $c_2$  παράμετροι εκ των οποίων η  $c_2$  θα επιλέγεται ανάλογα με την επιθυμητή ποσότητα άεργου ισχύος. Συνδυάζοντας τις σχέσεις 2.5.γ.8 και 2.5.γ.9 προκύπτει:

$$\frac{V_c' \cdot M_f}{\sqrt{2}} \cdot \cos \delta = c_2 \Rightarrow \cos \delta = \frac{c_2 \cdot \sqrt{2}}{V_c' \cdot M_f} \quad (2.5.\gamma.10)$$

Επιπλέον από τη 2.5.γ.7 προκύπτει:



$$\sin \delta = \frac{V_c' \cdot I_2 \cdot \omega L}{|V_\delta| \frac{V_c' \cdot M_f}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_2 \cdot \omega L}{|V_\delta| \cdot M_f} \quad (2.5.\gamma.11)$$

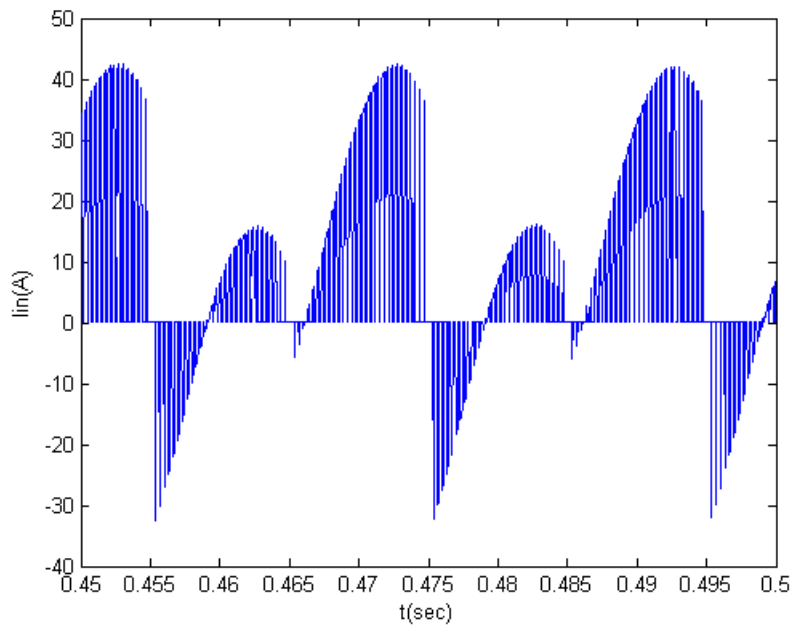
Υψώνοντας στο τετράγωνο τις 2.5.γ.10-11 προκύπτει η σχέση υπολογισμού του συντελεστή διαμόρφωσης:

$$M_f = \sqrt{2 \left( \frac{G_2^2}{V_c'^2} + \frac{I_2^2 \omega^2 L^2}{|V_\delta|^2} \right)} \quad (2.5.\gamma.12)$$

Από τις σχέσεις 2.5.γ.10 και 2.5.γ.12 υπολογίζεται σε κάθε χρονική στιγμή η γωνία και ο συντελεστής διαμόρφωσης ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις που ετέθησαν παραπάνω. Η  $V_c'$  στις παραπάνω σχέσεις δεν είναι η πραγματική τάση των πυκνωτών, αλλά η τάση αναφοράς 550 Volt στην οποία επιδιώκεται να σταθεροποιηθεί η τάση των πυκνωτών. Στην ουσία δηλαδή ο αντιστροφέας σε συνδυασμό με το δίκτυο και το πηνίο σύνδεσης μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα σύνθετο φορτίο το οποίο προσαρμόζεται με βάση τις παραπάνω σχέσεις ούτως ώστε για δεδομένο ρεύμα να αναπτύσσεται πάντα τάση στην είσοδο του αντιστροφέα ίση με 550 Volt. Για απλοποίηση των υπολογισμών, στην ανάλυση του συστήματος θεωρούμε το συνδυασμό αντιστροφέα-δικτύου σαν ωμικό φορτίο. Η παραδοχή αυτή φαίνεται λογική αφού το σύστημα που προηγείται του αντιστροφέα παράγει συνεχή τάση και ρεύμα, εισάγει όμως σφάλμα το οποίο αυξάνει όσο αυξάνεται η άεργος ισχύς που διακινείται. Πράγματι η ανταλλαγή άεργου ισχύος προϋποθέτει για επαγωγική ή χωρητική συμπεριφορά του αντιστροφέα. Αν μάλιστα θεωρηθεί ότι αρνητικό ρεύμα μπορεί να ρεύσει στο κύκλωμα που προηγείται του αντιστροφέα τότε αναμένεται σε συνθήκες ανταλλαγής άεργου ισχύος το ρεύμα εισόδου να μην είναι συνεχές. Στα σχήματα 2.5.γ.1-3 παρουσιάζονται τρεις ακραίες περιπτώσεις λειτουργίας και είναι προφανές ότι το ρεύμα εμφανίζει αρνητικές αιχμές όταν ανταλλάσσεται έστω και μικρή ποσότητα άεργου ισχύος. Η μόνη περίπτωση στην οποία μπορεί να θεωρηθεί συνεχές είναι όταν η άεργος ισχύς που βλέπει ο αντιστροφέας είναι μηδενική ισχύει δηλαδή από τη σχέση 2.5.γ.6 ότι:

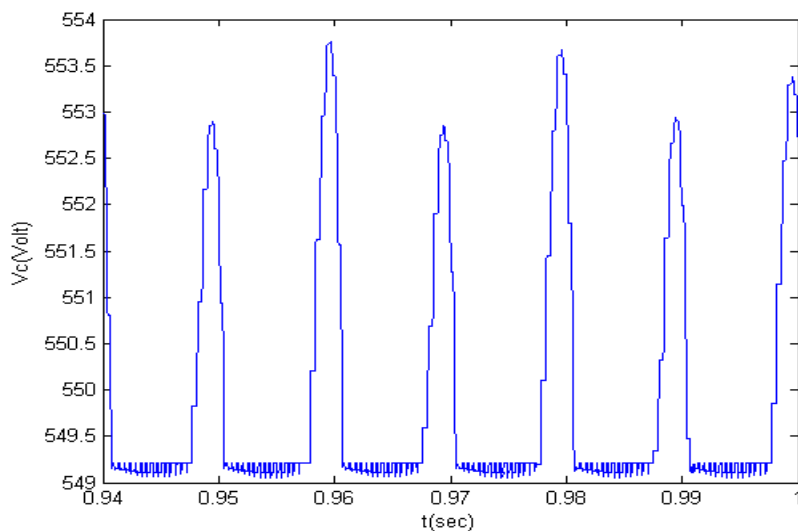
$$Q = -\frac{|V_a|^2 - |V_a| \cdot |V_\delta| \cos \delta}{\omega L} = 0 \quad (2.5.\gamma.13)$$

*Σχ.2.5.γ.1 Ρεύμα εισόδου αντιστροφέα για μηδενική άεργο ισχύ στην πλευρά του αντιστροφέα*

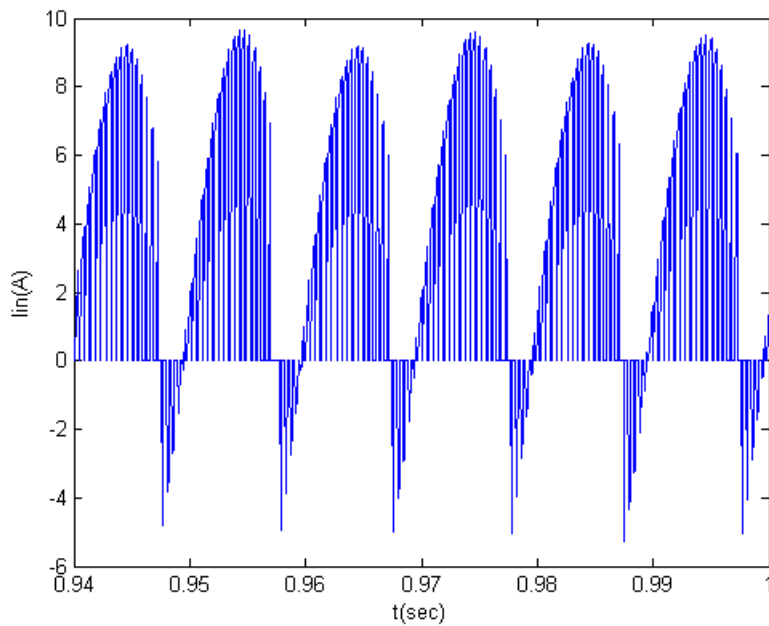


*Σχ.2.5.γ.2 Ρεύμα εισόδου αντιστροφέα για μέγιστη ενεργό ισχύ ( $\delta=90^\circ$ )  
(αποτέλεσμα προσομοίωσης)*

Στην πράξη, το κύκλωμα που προηγείται του αντιστροφέα δεν επιτρέπει διέλευση αρνητικού ρεύματος λόγω της διόδου που έπεται του μετατροπέα ανύψωσης. Οι αρνητικές αιχμές του ρεύματος θα απορροφούνται από τους πυκνωτές και θα προκαλούν διακύμανση της τάσης τους και άρα της τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα. Στα σχήματα 2.5.γ δίνεται ενδεικτικά η μορφή της τάσης και του ρεύματος εισόδου για απόδοση στο δίκτυο 1408 W και απορρόφηση 210 Var με την παραδοχή ότι η γεννήτρια με τον ανορθωτή και το μετατροπέα ανύψωσης αντιστοιχούν σε ιδανική πηγή τάσης σε σειρά με δίοδο.

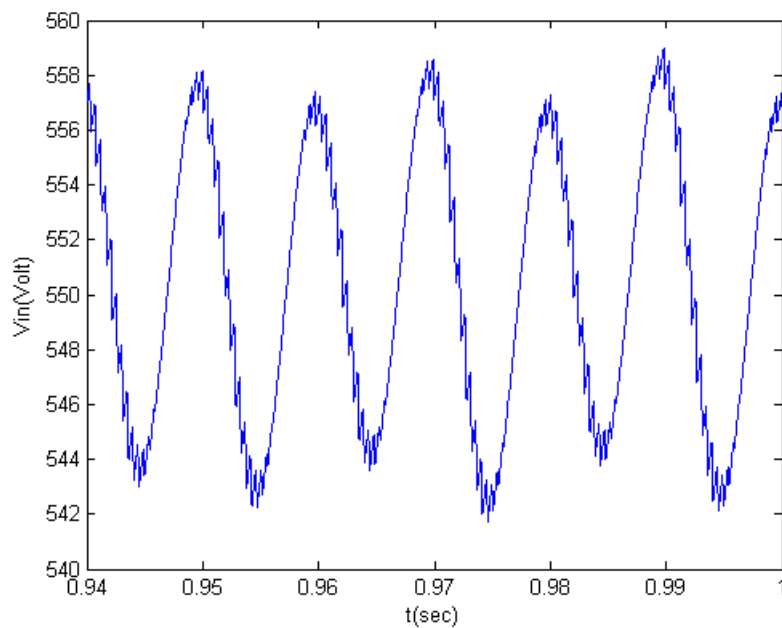


*Σχ.2.5.γ.3 Τάση εισόδου για απορρόφηση από το δίκτυο 210 Var άεργου ισχύος  
(αποτέλεσμα προσομοίωσης)*

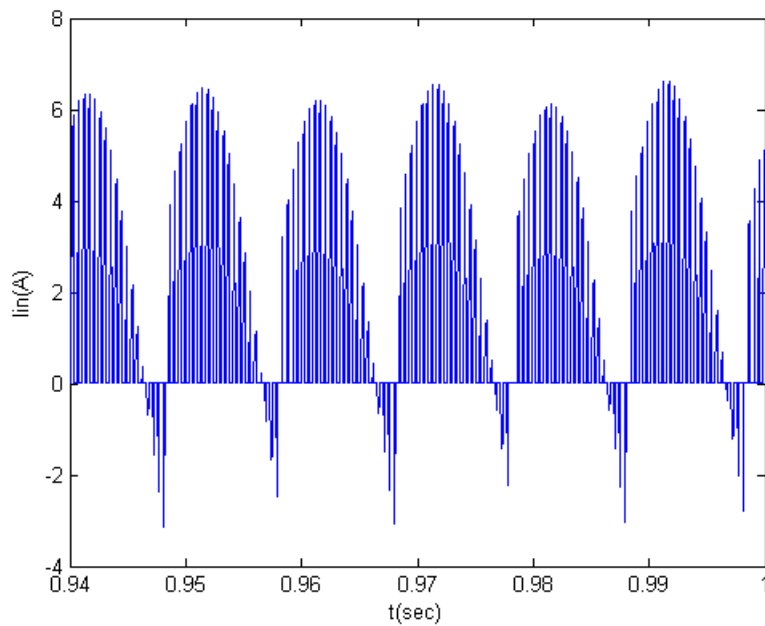


*Σχ.2.5.γ.4 Ρεύμα εισόδου για απορρόφηση από το δίκτυο 210 Var άεργου ισχύος  
(αποτέλεσμα προσομοίωσης)*

Από τα παραπάνω σχήματα, γίνεται αντιληπτό ότι η άεργος ισχύς μετατρέπεται σε αρνητικές αιχμές ρεύματος οι οποίες προκαλούν θετικές αιχμές τάσης στους πυκνωτές. Ένα πιο ρεαλιστικό μοντέλο περιλαμβάνει και την αντίσταση και αυτεπαγωγή της γεννήτριας σε σειρά με την ιδανική πηγή τάσης. Δηλαδή πρόκειται για πραγματική πηγή τάσης αντί για ιδανική. Τα αντίστοιχα γραφήματα για μια ακραία λειτουργική περίπτωση δίνονται στα παρακάτω σχήματα.



*Σχ.2.5.γ.5 Τάση εισόδου για απορρόφηση από το δίκτυο 840 Var άεργου ισχύος  
και παραγωγή 438 W (αποτέλεσμα προσομοίωσης)*



Σχ.2.5.γ.6 Ρεύμα εισόδου για απορρόφηση από το δίκτυο 840 Var άεργου ισχύος και παραγωγή 438 W (αποτέλεσμα προσομοίωσης)

Η αυτεπαγωγή της μηχανής δεν επηρεάζει το ρεύμα επιδρά όμως σημαντικά στη μορφή της τάσης. Η τάση πλέον δεν εμφανίζει τις αιχμές του σχήματος 2.5.γ.3 αλλά αποκτά μια σχεδόν ημιτονοειδή μορφή με DC συνιστώσα τα 550 Volt. Επιπλέον η επίδραση στη μέση τιμή της τάσης ακόμα και για μια τέτοια ακραία περίπτωση, όπου η άεργος ισχύς είναι διπλάσια από την ενεργό, είναι αμελητέα. Το ζήτημα αυτό αναλύεται εκτενέστερα στο επόμενο κεφάλαιο, όπου εξετάζονται τα λειτουργικά όρια του συστήματος.

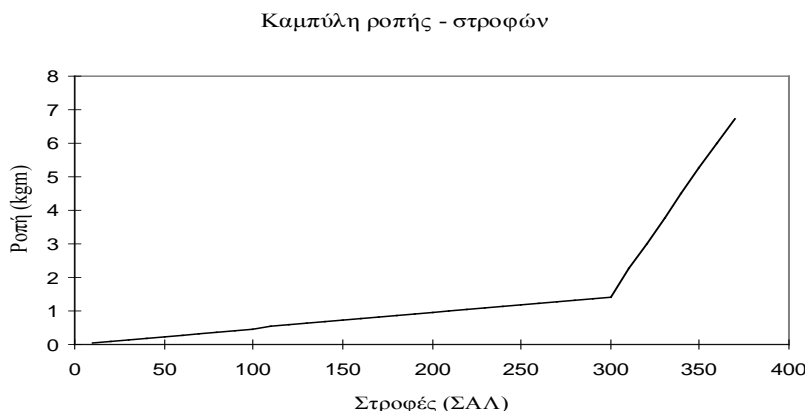
Αν τελικά γίνει η παραδοχή ωμικού φορτίου, ως προς τη μέθοδο ελέγχου της τάσης, ο αντιστροφέας παρουσιάζει ομοιότητα με το σύστημα ελέγχου που προτάθηκε στο σχήμα 2.5.β.1. Αν είναι επιθυμητή η αντιστοίχιση σε επίπεδο εξισώσεων, του αντιστροφέα στο μοντέλο του σχήματος 2.5.β.1 θα πρέπει η σχέση  $V_c = I_2 R_1 / D_2$  να αντικατασταθεί από την  $V_c = I_2 R_{in}$  όπου:

$$R_{in} = \frac{V_c'^2}{P} = \frac{V_c'^2}{\frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \sin \delta}{\omega L}} = \frac{V_c' \cdot \omega L \cdot \sqrt{2}}{M_f \cdot |V_\delta| \sin \delta} \quad (2.5.γ.14)$$

## 2.6 Επιβεβαίωση Θεωρίας Συστήματος

### 2.6.α Σύγχρονη μηχανή και βαθυπερατό φίλτρο μέτρησης συχνότητας

Το πρώτο τμήμα του συστήματος περιλαμβάνει την εξίσωση κίνησης της μηχανής και ένα βαθυπερατό φίλτρο για τις διακυμάνσεις της συχνότητας. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή αντιστοιχίζεται σε συχνότητα μέσω της καμπύλης ροπής στροφών. Η καμπύλη γραμμικοποιείται για απλούστευση των υπολογισμών και έχει τη μορφή που φαίνεται στο σχήμα 2.6.1



Σχ.2.6.1 Γραμμικοποιημένη καμπύλη ροπής στροφών

Οι στροφές μετατρέπονται σε συχνότητα διαιρώντας με  $\frac{120}{P} = \frac{120}{24} = 5$ . Οι σχέσεις για τα δύο γραμμικά τμήματα είναι:

$$\begin{aligned} T_e &= 0.02376 \cdot f && \text{για } 0 < f < 59.76 \\ T_e &= 0.37427 \cdot (f - 59.76) + 1.42 && \text{για } 59.76 < f < 73.6 \end{aligned} \quad (2.6.1)$$

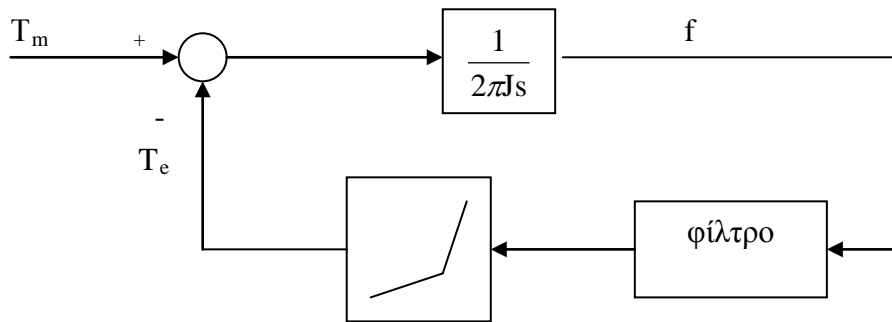
Όπου η ροπή δίνεται σε kgm και η συχνότητα σε Hz.

Ισχύει ακόμη:

$$f = \frac{1}{2\pi J} \int (T_m - T_e) dt \quad (2.6.2)$$

Όπου η ροπή είναι σε Ntm και η σταθερά αδράνειας σε Joule\*sec. Η σταθερά αδράνειας είναι  $J=0.06$  Joule\*sec όπως υπολογίστηκε με δοκιμή στάσης.

Το σύστημα μπορεί να παρασταθεί σαν σύστημα με ανάδραση όπως στο σχήμα 2.6.2. Μια πιο ρεαλιστική αναπαράσταση θα περιελάμβανε και την καθυστέρηση στη συχνότητα που οφείλεται στο χρόνο εντολής του προγράμματος ελέγχου. Δηλαδή ένα επιπλέον φίλτρο στον κλάδο ανατροφοδότησης. Ο χρόνος εντολής όμως είναι ασήμαντος σε σχέση με τη σταθερά χρόνου του μηχανικού μέρους και έχει ελάχιστη επίδραση στην απόκριση του συστήματος.



Σχ.2.6.2 Περιγραφή συστήματος στο πεδίο της συχνότητας

Ο κλάδος ανάδρασης θα έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$F(s) = \frac{c}{T_f s + 1} \quad (2.6.3)$$

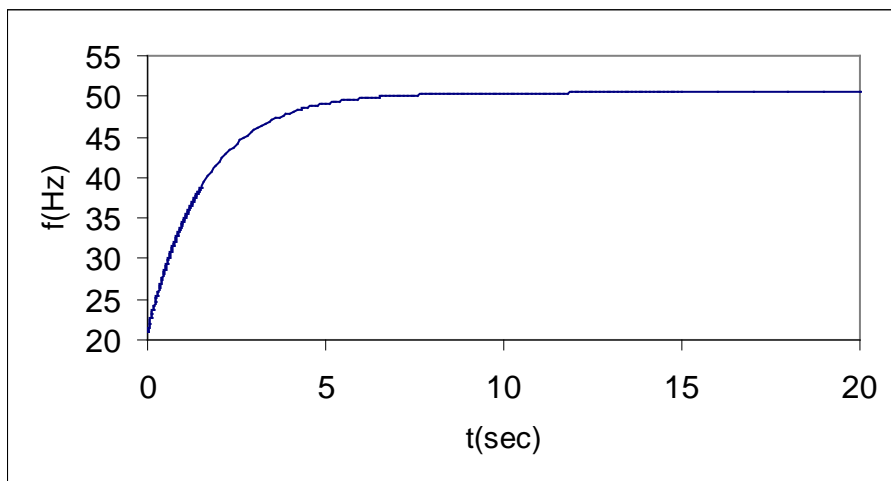
Όπου  $c$  είναι η κλίση της καμπύλης  $T$ - $f$  και  $T_f$  η σταθερά χρόνου του φίλτρου.

Γενικά με το φίλτρο επιδιώκεται η αποκοπή ταλαντώσεων της συχνότητας οι οποίες προκαλούνται από τις διακυμάνσεις του ανέμου αλλά και από τους κραδασμούς στο δρομέα της γεννήτριας όταν αυτή λειτουργεί σε χαμηλές στροφές. Επειδή η συχνότητα αντιστοιχίζεται στα  $D_1, D_2$ , αν δεν αποκοπούν οι ταλαντώσεις της υπάρχει κίνδυνος να ταλαντώνεται ολόκληρο το σύστημα. Οι κραδασμοί του μηχανικού μέρους εμφανίζονται στη συχνότητα περιστροφής του άξονα. Δηλαδή για ταχύτητες περιστροφής από 160 έως 400 ΣΑΛ οι ταλαντώσεις θα εμφανίζονται σε συχνότητες από 2.6 έως 6.7 Hz.

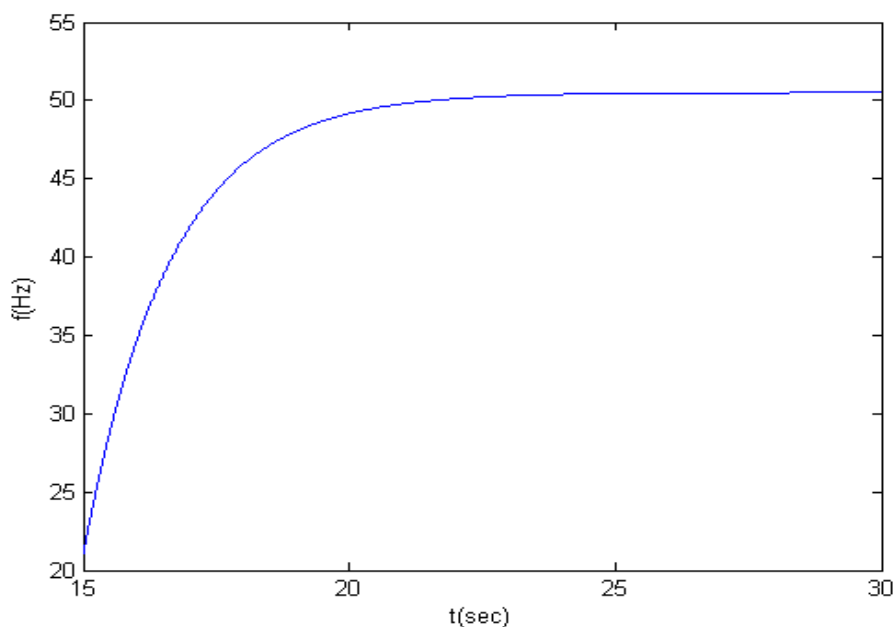
Με την εισαγωγή του φίλτρου, το σύστημα ενδέχεται να γίνει δευτέρας τάξεως ανάλογα με τις τιμές των  $T_f$  και  $c$ . Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι:

$$H(s) = \frac{1}{2\pi J} \frac{s + \frac{1}{T_f}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{T_f} + \frac{c}{2\pi J \cdot T_f}} \quad (2.6.4)$$

Παρακάτω δίνονται οι καμπύλες της χρονικής απόκρισης για φίλτρα με σταθερές χρόνου  $T_f=0.38$  και  $T_f=0.15$  sec καθώς και η καμπύλη χωρίς φίλτρο δηλαδή για  $T_f=0$ . Θεωρείται ως αρχική κατάσταση η ροπή 0.5 Kgm και συχνότητα 21 Hz και η ροπή μεταβάλλεται βηματικά στα 1.2 Kgm.

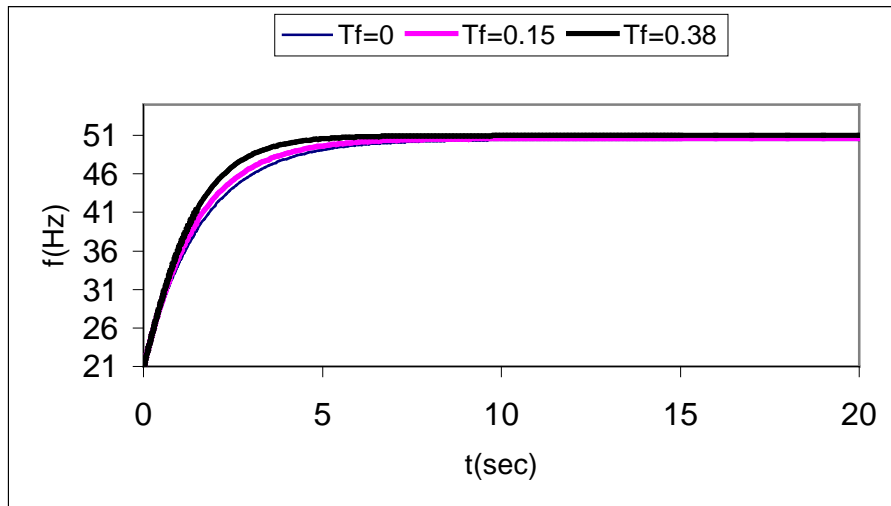


Σχ.2.6.3 Χρονική απόκριση συχνότητας, χωρίς φίλτρο, για βηματική μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.2 Kgm (θεωρητικό αποτέλεσμα)

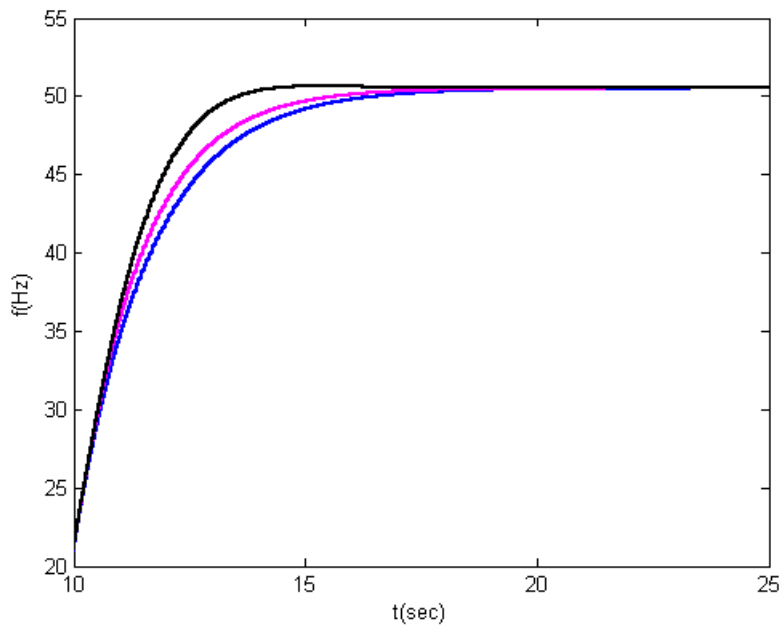


Σχ.2.6.4 Χρονική απόκριση συχνότητας, χωρίς φίλτρο, για βηματική μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.2 Kgm (αποτέλεσμα προσομοίωσης)

Η απόκριση της συχνότητας είναι η αναμενόμενη και το σύστημα ισορροπεί στα 50.5 Hz. Η σταθερά χρόνου εξαρτάται από την κλίση της καμπύλης T-f και τη σταθερά αδράνειας της μηχανής και είναι περίπου 1.62 sec.



Σχ.2.6.5 Χρονική απόκριση συχνότητας, με φίλτρα 2.7 και 6.7 Hz για βηματική μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.2 Kgm (θεωρητικά αποτελέσματα)

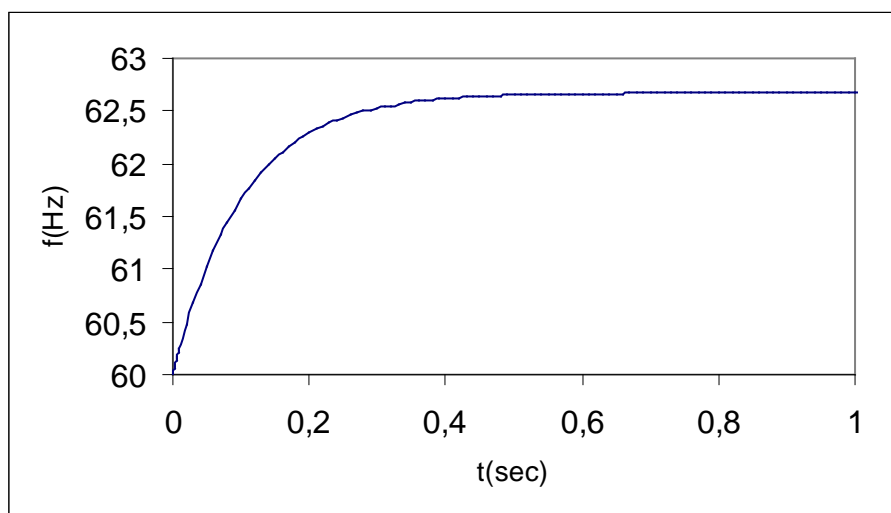


Σχ.2.6.6 Χρονική απόκριση συχνότητας, με φίλτρα 2.7 και 6.7 Hz για βηματική μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.2 Kgm (αποτελέσματα προσομοίωσης)

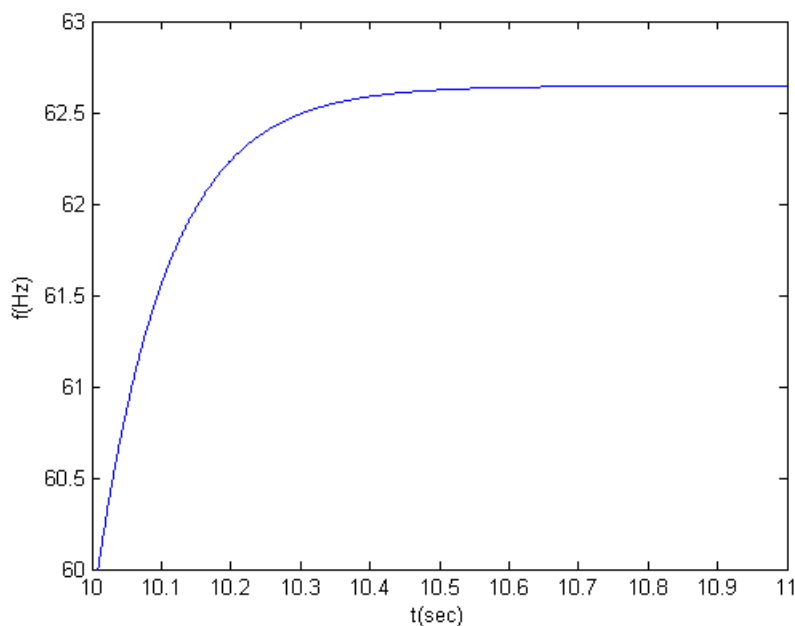
Ουσιαστικά το φίλτρο δεν αλλοιώνει τα χαρακτηριστικά της απόκρισης αλλά επιδρά στη σταθερά χρόνου του συστήματος μειώνοντας την. Αυτό είναι αναμενόμενο αφού το φίλτρο καθυστερεί την ανατροφοδότηση της ηλεκτρικής ροπής και δεν της επιτρέπει να λαμβάνει αμέσως τη σωστή τιμή της αλλά μια τιμή ελαφρώς μικρότερη. Έτσι η μηχανή επιταχύνεται πιο γρήγορα και τελικά ισορροπεί σε μια ταχύτητα ελαφρώς μεγαλύτερη της αναμενόμενης. Για τα φίλτρα που εξετάστηκαν το φαινόμενο δεν αποτελεί πρόβλημα αλλά εισάγει ένα μικρό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση.



Αντίστοιχα γραφήματα μπορούν να εξαχθούν για συχνότητα μεγαλύτερη των 60 Hz. Στα επόμενα σχήματα θεωρείται αρχική ροπή 1.5 Kgm και συχνότητα 60 Hz και η ροπή μεταβάλλεται βηματικά στα 2.5 Kgm.

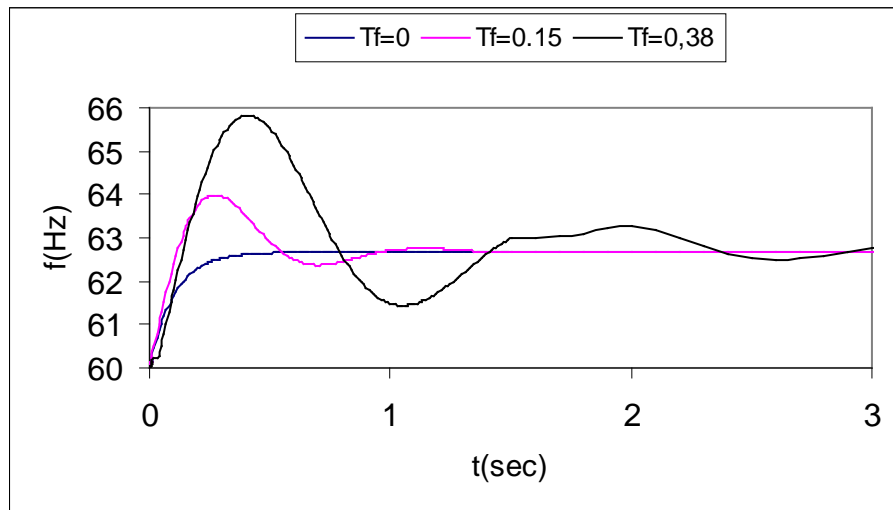


Σχ.2.6.7 Χρονική απόκριση συχνότητας, χωρίς φίλτρο, για βηματική μεταβολή ροπής από 1.5 σε 2.5 Kgm (θεωρητικό αποτέλεσμα)

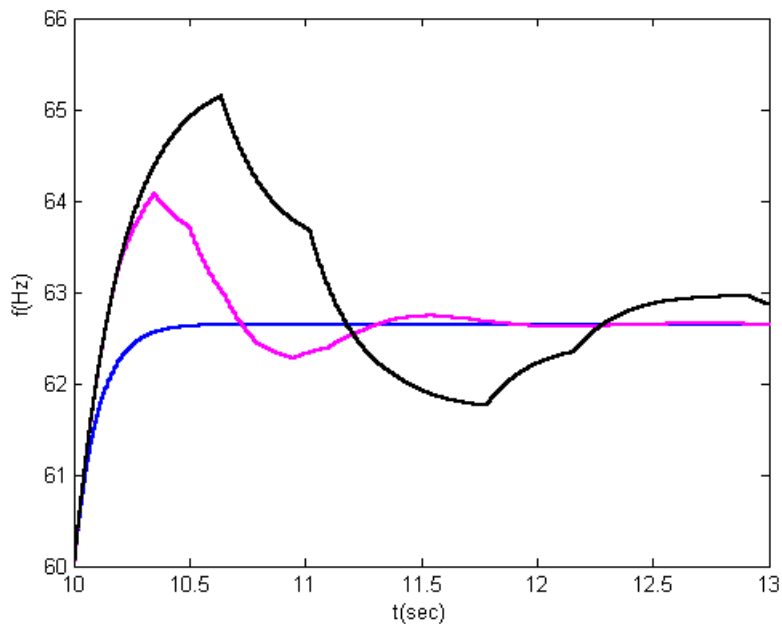


Σχ.2.6.8 Χρονική απόκριση συχνότητας, χωρίς φίλτρο, για βηματική μεταβολή ροπής από 1.5 σε 2.5 Kgm (αποτέλεσμα προσομοίωσης)

Η σταθερά χρόνου μειώνεται δραστικά καθώς το σύστημα κινείται πλέον στο απότομο τμήμα της χαρακτηριστικής T-f . Έτσι από 1.62 sec μειώνεται σε μόλις 100 ms. Πλέον η σταθερά χρόνου του συστήματος είναι συγκρίσιμη με αυτή των φίλτρων που εξετάζονται και το σύστημα μετατρέπεται σε σύστημα δεύτερης τάξης.



Σχ.2.6.9 Χρονική απόκριση συχνότητας με φίλτρα 2.7 και 6.7 Hz για βηματική μεταβολή ροπής από 1.5 σε 2.5 Kgm (θεωρητικά αποτελέσματα)



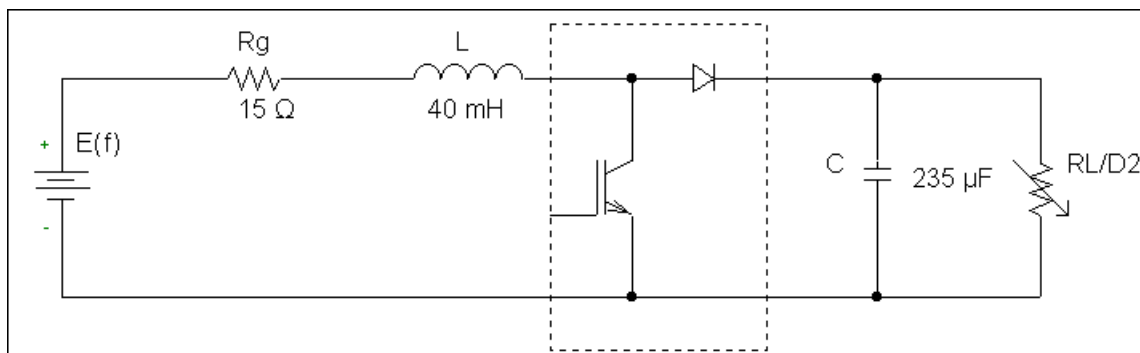
Σχ.2.6.10 Χρονική απόκριση συχνότητας με φίλτρα 2.7 και 6.7 Hz για βηματική μεταβολή ροπής από 1.5 σε 2.5 Kgm (αποτελέσματα προσομοίωσης)

Η συχνότητα παρουσιάζει ταλαντώσεις γεγονός που θα είναι ιδιαίτερα επιβλαβές για τη λειτουργία του συνολικού συστήματος. Το φίλτρο 2.7 Hz απορρίπτεται καθώς οδηγεί τη συχνότητα σε ταλαντώσεις που θα αποσβένουν πολύ αργά. Συγκεκριμένα η σταθερά απόσβεσης θα είναι  $\zeta=0.26$  που είναι πολύ μικρή τιμή. Με το φίλτρο 6.7 Hz η σταθερά απόσβεσης θα είναι  $\zeta=0.41$  που σημαίνει ότι οι ταλαντώσεις θα εξαλείφονται μετά από περίπου 2.5 sec. Οριακά λοιπόν μπορεί να χρησιμοποιηθεί το φίλτρο 6.7 Hz αν και είναι προτιμότερο αν χρησιμοποιηθεί κάποιο μεγαλύτερο της τάξης των 10-15 Hz.

## 2.6.β Ηλεκτρικό μέρος και σύστημα ελέγχου

Το ηλεκτρικό μέρος αναμένεται να έχει πολύ μικρότερη σταθερά χρόνου από το μηχανικό στις χαμηλές συχνότητες οπότε η επίδραση του στη χρονική απόκριση του πλήρους συστήματος θα είναι αμελητέα. Ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι υψηλές συχνότητες άνω των 60 Hz όπου οι σταθερές χρόνου γίνονται συγκρίσιμες.

Το σύστημα γεννήτρια – ανορθωτής - μετατροπέας ανύψωσης μαζί με τα συστήματα ελέγχου τάσης και ρεύματος μπορούν να παρασταθούν από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.6.β.1.



Σχ.2.6.β.1 Ισοδύναμο κυκλωματικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου

Για τις ανάγκες της θεωρητικής ανάλυσης ο μετατροπέας ανύψωσης θεωρείται ιδανικός με λόγους τάσεων και ρευμάτων  $\bar{V}_0 = \frac{V_d}{1-D}$  και  $\bar{I}_0 = \bar{I}_s(1-D)$  όπως προκύπτει από τις σχέσεις 2.3.γ.4-5. Η δίοδος επίσης θεωρείται ιδανική και παρουσιάζει μηδενική τάση αγωγής. Η αντίσταση και αυτεπαγωγή της μηχανής αντιστοιχούν σε δύο τυλίγματα και η τάση  $E(f)$  είναι η πολική τάση της γεννήτριας και ισούται με 4.45f.

Από το κύκλωμα μπορούν να εξαχθούν οι εξισώσεις κατάστασης με μεταβλητές κατάστασης την τάση του πυκνωτή  $V_c$  και το ρεύμα του πηνίου  $I_l$  το οποίο αντιστοιχεί στο ρεύμα  $I_l$  της προηγούμενης ανάλυσης. Οι εξισώσεις κατάστασης θα είναι της μορφής

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \vec{A}\vec{x} + \vec{B}\vec{u} \quad (2.6.\beta.1)$$

$$\vec{y} = \vec{C}\vec{x} + \vec{D}\vec{u} \quad (2.6.\beta.2)$$

όπου  $\vec{x}$  είναι το διάνυσμα κατάστασης,  $\vec{u}$  το διάνυσμα εισόδων του συστήματος και  $\vec{y}$  το διάνυσμα εξόδων.

Εφαρμόζοντας νόμους Kirchoff στο κύκλωμα προκύπτουν οι εξισώσεις 2.6.β.3-4.

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_c \cdot D_2}{R_L \cdot C} + \frac{I_L(1-D_1)}{C} \quad (2.6.\beta.3)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{E(f) - I_L R_G - V_C(1 - D_1)}{L} \quad (2.6.\beta.4)$$

οι εξισώσεις γράφονται σε μορφή πινάκων

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_2}{R_L \cdot C} & \frac{(1-D_1)}{C} \\ \frac{D_1-1}{L} & -\frac{R_G}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ L \end{bmatrix} \cdot E(f) \quad (2.6.\beta.5)$$

Ως έξοδος του συστήματος μπορεί να θεωρηθεί η τάση στον πυκνωτή ή το ρεύμα του πηνίου οπότε θα ισχύει αντίστοιχα:

$$y = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.6.\beta.6)$$

ή

$$y = [0 \ 1] \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.6.\beta.7)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος εξάγεται από τη σχέση:

$$G(s) = C[sI - A]^{-1} \cdot B \quad (2.6.\beta.8)$$

όπου I ο μοναδιαίος πίνακας και A,B,C οι πίνακες που δόθηκαν παραπάνω.

Μετά από πράξεις πινάκων, η συνάρτηση μεταφοράς με έξοδο την τάση  $V_C$  είναι:

$$G_1(s) = \frac{\Delta V_C}{\Delta E} = \frac{1 - D_1}{s^2 LC + s \left( \frac{D_2 \cdot L}{R_L} + R_G \cdot C \right) + \frac{R_G}{R_L} \cdot D_2 - (1 - D_1)^2} \quad (2.6.\beta.9)$$

και αντίστοιχα με έξοδο το ρεύμα  $I_L$

$$G_2(s) = \frac{\Delta I_L}{\Delta E} = \frac{sC + \frac{D_2}{R_L}}{s^2 LC + s \left( \frac{D_2 \cdot L}{R_L} + R_G \cdot C \right) + \frac{R_G}{R_L} \cdot D_2 - (1 - D_1)^2} \quad (2.6.\beta.10)$$

Προφανώς οι παραπάνω συναρτήσεις είναι αρκετά πολύπλοκες και δεν βοηθούν ιδιαίτερα στην κατανόηση της χρονικής απόκρισης του συστήματος. Η συχνότητα σχετίζεται με τα  $D_1$

και  $D_2$  συνεπώς οποιαδήποτε μεταβολή αυτής θα μεταβάλλει τα  $D_1, D_2$  άρα και τις συναρτήσεις μεταφοράς. Η χρησιμότητα των 2.6.β.9-10 έγκειται στην εύρεση της σταθεράς χρόνου του ηλεκτρικού συστήματος και στην απεικόνιση του σημείου στο οποίο θα ισορροπήσει αυτό σε μια μεταβολή των παραμέτρων του που δεν εξαρτώνται από τη συχνότητα. Είναι χρήσιμες λοιπόν οι παραπάνω σχέσεις για να παρασταθεί η ευαισθησία του συστήματος σε μια εσωτερική μεταβολή όπως αυτή της ηλεκτρεγερτικής δύναμης  $E$ . Αντί για μεταβολή της  $E$  μπορεί να μεταβληθεί κάποιο άλλο μέγεθος όπως η αντίσταση ή η αυτεπαγωγή. Προκειμένου να απλοποιηθεί λίγο η κατάσταση θα εξεταστεί η απόκριση για συγκεκριμένες συχνότητες όπου τα  $D_1, D_2$  είναι γνωστά από τους πίνακες αναφοράς. Παρακάτω γίνεται μια προσέγγιση του ζητήματος για συχνότητες 38 και 67 Hz. Για  $f=38$  Hz ισχύει  $D_1=0.7$  και  $D_2=0.005$  και οι 2.6.β.9-10 γράφονται:

$$G_1(s) = \frac{\Delta V_C}{\Delta E} = \frac{31920}{(s+765) \cdot (s+14)} \quad (2.6.β.11)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta I_L}{\Delta E} = \frac{25 \cdot (s+1.4)}{(s+765) \cdot (s+14)} \quad (2.6.β.12)$$

Έστω ότι γίνεται βηματική μεταβολή της τάσης  $E(f)$  από μια αρχική τιμή  $E_\alpha$  σε μια τελική  $E_\beta$  χωρίς να αλλάξει η συχνότητα. Στην αρχική τιμή το σύστημα έχει ισορροπήσει σε τάση  $V_C(\alpha)$  και ρεύμα  $I_L(\alpha)$ . Με αντίστροφο μετασχηματισμό Laplace, στο πεδίο του χρόνου θα ισχύουν:

$$V_C(t) - V_C(\alpha) = 31920 \frac{E_\beta - E_\alpha}{765 \cdot 14} \left( 1 - \frac{14}{-751} e^{-765t} + \frac{765}{-751} e^{-14t} \right) \Rightarrow \quad (2.6.β.13)$$

$$V_C(t) - V_C(\alpha) = 2.98 \cdot (E_\beta - E_\alpha) \cdot (1 + 0.0019e^{-765t} - 1.0019e^{-14t})$$

$$I_L(t) - I_L(\alpha) = 25 \cdot (E_\beta - E_\alpha) \left( \frac{1.4 - 765}{765 \cdot 751} e^{-765t} + \frac{1.4 - 14}{-14 \cdot 751} e^{-14t} + \frac{1.4}{751 \cdot 14} \right) \quad (2.6.β.14)$$

$$\Rightarrow I_L(t) - I_L(\alpha) = (E_\beta - E_\alpha) (-0.033e^{-765t} + 0.03e^{-14t} + 0.0033)$$

Αντίστοιχα για συχνότητα λειτουργίας τα 67 Hz  $D_1=0.52, D_2=0.028$  και θα ισχύουν:

$$G_1(s) = \frac{\Delta V_C}{\Delta E} = \frac{51072}{(s+796) \cdot (s+38)} \quad (2.6.β.15)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta I_L}{\Delta E} = \frac{25 \cdot (s+7.9)}{(s+796) \cdot (s+38)} \quad (2.6.β.16)$$

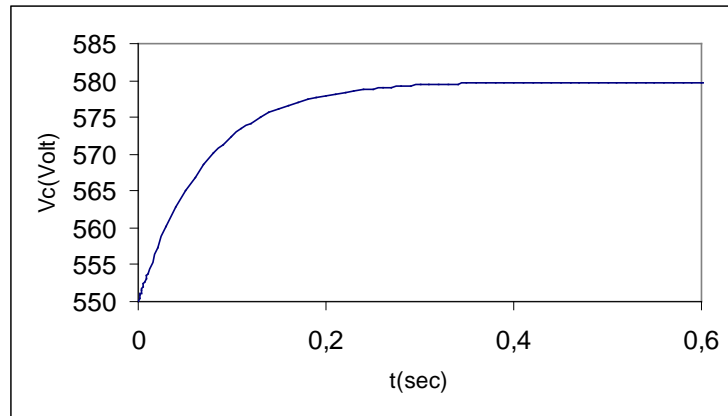
$$V_C(t) - V_C(\alpha) = 51072 \frac{E_\beta - E_\alpha}{796 \cdot 38} \left( 1 - \frac{38}{-758} e^{-796t} + \frac{796}{-758} e^{-38t} \right) \Rightarrow \quad (2.6.\beta.17)$$

$$V_C(t) - V_C(\alpha) = 1.69 \cdot (E_\beta - E_\alpha) \cdot (1 + 0.05e^{-796t} - 1.05e^{-38t})$$

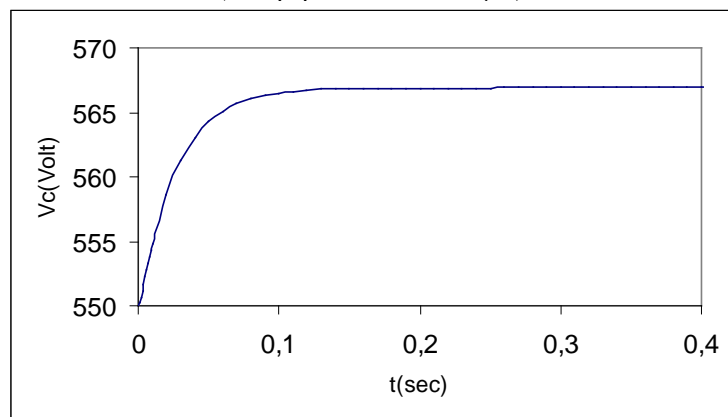
$$I_L(t) - I_L(\alpha) = 25 \cdot (E_\beta - E_\alpha) \left( \frac{7.9 - 796}{796(796 - 38)} e^{-796t} + \frac{7.9 - 38}{-38(796 - 38)} e^{-38t} + \frac{7.9}{796 \cdot 38} \right) \Rightarrow \quad (2.6.\beta.18)$$

$$I_L(t) - I_L(\alpha) = (E_\beta - E_\alpha) (-0.0326e^{-796t} + 0.026e^{-38t} + 0.0065)$$

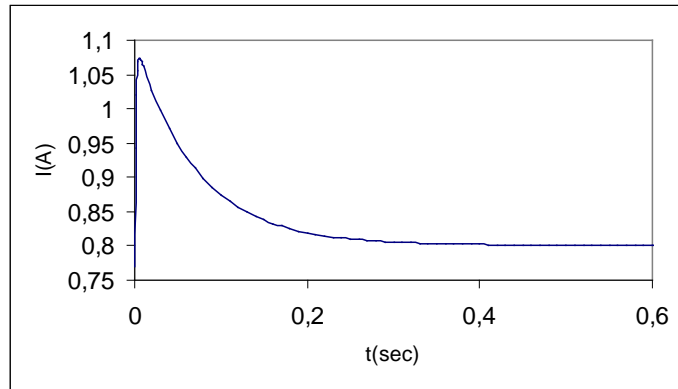
Παρακάτω έχουν σχεδιαστεί ενδεικτικά οι καμπύλες χρονικής απόκρισης για βηματική μεταβολή της τάσης  $E$  κατά 10 Volt. Στην πρώτη περίπτωση η μεταβολή γίνεται στα 40 Hz και στη δεύτερη στα 67 Hz. Η αρχική τάση πυκνωτών θεωρείται ίση με 550 Volt ενώ το ρεύμα στην πρώτη περίπτωση είναι αρχικά 0.8 A και στη δεύτερη περίπτωση είναι αρχικά 3.765 A.



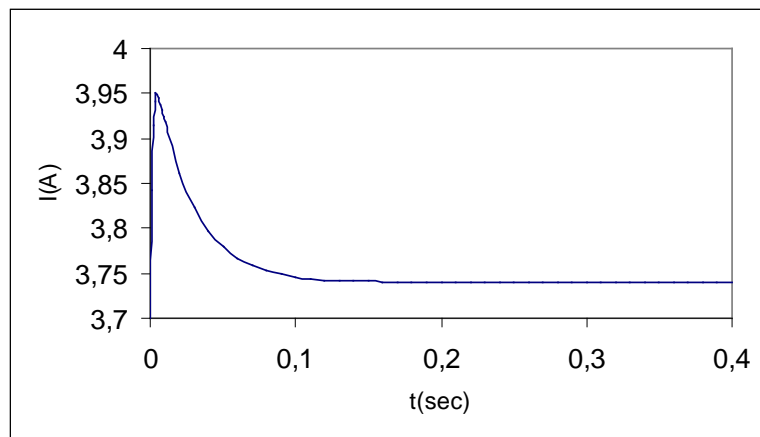
Σχ.2.6.β.2 Χρονική απόκριση τάσης  $V_c$  σε βηματική μεταβολή της  $E(f)$  από 169 σε 179 volt (θεωρητικό αποτέλεσμα)



Σχ.2.6.β.3 Χρονική απόκριση τάσης  $V_c$  σε βηματική μεταβολή της  $E(f)$  από 298 σε 308 Volt (θεωρητικό αποτέλεσμα)

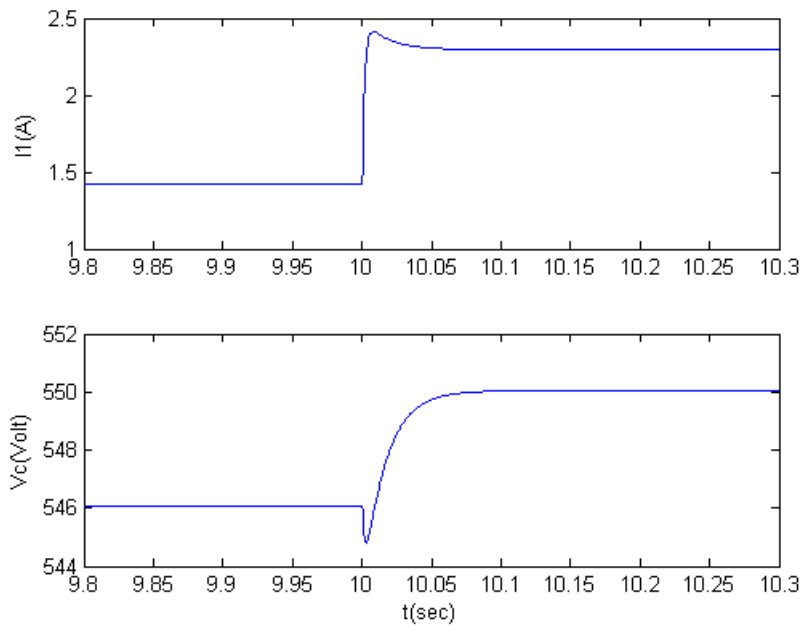


Σχ.2.6.β.4 Χρονική απόκριση ρεύματος  $I_L$  σε βηματική μεταβολή της  $E(f)$  από 169 σε 179 volt (θεωρητικό αποτέλεσμα)

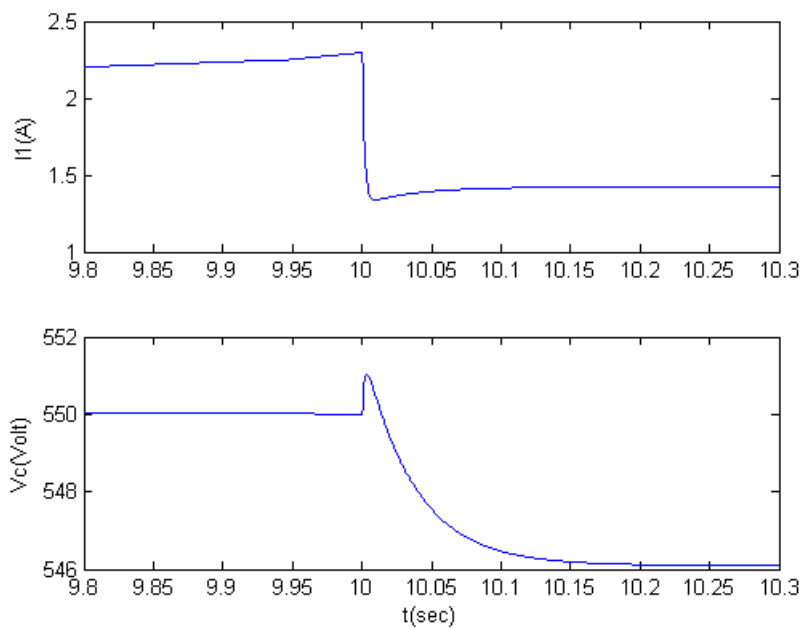


Σχ.2.6.β.5 Χρονική απόκριση ρεύματος  $I_L$  σε βηματική μεταβολή της  $E(f)$  από 298 σε 308 Volt (θεωρητικό αποτέλεσμα)

Η παραπάνω ανάλυση δίνει μια εικόνα για τη χρονική σταθερά του ηλεκτρικού μέρους και για το πλάτος της μεταβολής των  $V_c$  και  $I_L$ .



*Σχ.2.6.β.6 Χρονική απόκριση ρεύματος  $I_L$  και τάσης  $V_c$  σε βηματική μεταβολή της  $f$  από 40 σε 60 Hz (αποτέλεσμα προσομοίωσης)*



*Σχ.2.6.β.7 Χρονική απόκριση ρεύματος  $I_L$  και τάσης  $V_c$  σε βηματική μεταβολή της  $f$  από 60 σε 40 Hz (αποτέλεσμα προσομοίωσης)*

Η σταθερά χρόνου τόσο για την τάση όσο και για το ρεύμα είναι περίπου 0.05 sec όσο δηλαδή υπολογίστηκε και στην ανάλυση ευαισθησίας. Η διαφορά, είναι ότι τώρα η διακύμανση στην τάση είναι αμελητέα αφού η αλλαγή του  $D_2$  με τη συχνότητα, επαναφέρει την τάση στο επιθυμητό επίπεδο. Μάλιστα η τιμή των 546 Volt στην τάση οφείλεται σε σφάλμα μόνιμης κατάστασης δηλαδή σε εσφαλμένη τιμή στον πίνακα  $D_2$ -f και δεν σχετίζεται με τα ηλεκτρικά μεταβατικά.



Στο πρώτο τμήμα της καμπύλης ροπής στροφών η σταθερά χρόνου του μηχανικού μέρους είναι όπως ήταν αναμενόμενο πολύ μεγαλύτερη από αυτή του ηλεκτρικού συστήματος. Όμως στο δεύτερο και απότομο τμήμα της καμπύλης, οι σταθερές χρόνου είναι συγκρίσιμες, με τα ηλεκτρικά φαινόμενα να είναι περίπου 6 φορές πιο γρήγορα από τα μηχανικά, γεγονός που καθιστά αναγκαία την εισαγωγή των ηλεκτρικών μεταβατικών στο μοντέλο του συστήματος.

Εισάγοντας τη μηχανή και το φίλτρο η απόκριση των ηλεκτρικών μεγεθών, εξαρτάται πλέον από τις σταθερές χρόνου αυτών των δύο στοιχείων. Τελικά, μεγαλύτερη επίδραση στις σταθερές του ηλεκτρικού συστήματος έχει ο χρόνος δειγματοληψίας της συχνότητας ο οποίος καθορίζει και τους χρόνους αλλαγής των  $D_1, D_2$ . Όσο πιο γρήγορα γίνονται οι αλλαγές τόσο πιο μικρή θα είναι η διακύμανση στην τάση και το ρεύμα και άρα τόσο πιο μικρές οι σταθερές χρόνου. Ο χρόνος δειγματοληψίας εξαρτάται ισχυρά από τη σταθερά χρόνου του φίλτρου μέτρησης συχνότητας. Αν χρησιμοποιηθεί φίλτρο 10 Hz, η συχνότητα θα λαμβάνει το 64 % της νέας τιμής της μετά από 100 ms. Δηλαδή και σε αυτή την περίπτωση τα ηλεκτρικά φαινόμενα θα υπάρχουν αλλά θα είναι λιγότερο έντονα.

## 3<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### Αποτελέσματα

#### 3.1 Λειτουργικές περιπτώσεις

Το σύστημα μπορεί να λειτουργεί σε τέσσερις καταστάσεις ανάλογα με τη παροχή η απορρόφηση από το δίκτυο ενεργού και άεργου ισχύος. Πρακτικό ενδιαφέρον έχουν κυρίως οι δύο περιπτώσεις στις οποίες το σύστημα παρέχει ενεργό ισχύ στο δίκτυο και απορροφά ή παρέχει άεργο ισχύ. Οι άλλες δύο καταστάσεις στις οποίες το σύστημα απορροφά ενεργό ισχύ δεν παρουσιάζουν πρακτικό ενδιαφέρον αφού οι ανεμογεννήτριες εγκαθίστανται με βασικό στόχο την παραγωγή ενέργειας.

##### 3.1.α Όρια Λειτουργίας

Υπάρχουν συγκεκριμένοι παράγοντες που καθορίζουν τα λειτουργικά όρια της διάταξης. Σημαντικός παράγοντας είναι τα κατασκευαστικά στοιχεία της σύγχρονης γεννήτριας..

Η γεννήτρια δοκίμιο δεν είναι κυλινδρικού δρομέα αλλά έκτυπων πόλων, καθώς οι επιφανειακοί μαγνήτες παρά το γεγονός ότι έχουν πολύ μικρό πάχος, είναι ορθογώνιοι παραλληλεπίπεδοι, με συνέπεια να δημιουργούν ανομοιομορφίες εντός του διακένου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να διαφέρουν οι αλληλεπαγωγές  $L_{mq}$  και  $L_{md}$  γεγονός που δυσχεραίνει τη θεωρητική ανάλυση της γεννήτριας. Στην πράξη, η γεννήτρια δοκίμιο ενώ κατασκευάστηκε με την προοπτική να παράγει ονομαστική ενεργό ισχύ 2500 W, μπορεί να παράγει μέγιστη ενεργό ισχύ 2225 W. Με δεδομένο ότι η γεννήτρια πρέπει να έχει τη δυνατότητα υπέρβασης της ονομαστικής ροπής εισόδου κατά 50% λόγω των διαταραχών της ταχύτητας του ανέμου, προέκυψε ότι η ονομαστική ισχύς της είναι μόλις 1500 W.

Το αν θα μπορέσει η γεννήτρια θεωρητικά τουλάχιστον να δώσει στο δίκτυο αυτά τα 1500 W σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας, εξαρτάται από το πηνίο που θα

χρησιμοποιηθεί στη ζεύξη αντιστροφέα δικτύου. Από τη σχέση 2.5.γ.4 είναι προφανές ότι η γωνία  $\delta$  θα πρέπει να κινείται στο πρώτο η στο δεύτερο τεταρτημόριο διαφορετικά το σύστημα θα απορροφά αντί να παράγει ενεργό ισχύ. Ακόμη, από τη σχέση 2.5.γ.8 φαίνεται ότι η παράμετρος  $c_2$  είναι καθοριστική για το αν το σύστημα θα παράγει ή θα απορροφά άεργο ισχύ και σε ποια ποσότητα.

Η επιλογή του πηνίου επηρεάζει και τον συντελεστή διαμόρφωσης με τρόπο που περιγράφεται από τη σχέση 2.5.γ.12. Ο συντελεστής διαμόρφωσης πρέπει να είναι μεγαλύτερος του μηδενός και δεν πρέπει σε καμία περίπτωση να ξεπερνάει τη μονάδα. Είναι προτιμότερο να μην υπερβαίνει ούτε το 0.9 ώστε να υπάρχει ένα περιθώριο ασφαλείας.

Με μέγιστη ενεργό ισχύ τα 2225 W και τάση στους πυκνωτές  $V_c=550$  Volt η μέση τιμή του μέγιστο ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα  $I_{2max}$  αναμένεται να μην ξεπερνά τα 4 A. Η τάση δικτύου είναι 220 Volt και ο συντελεστής διαμόρφωσης πρέπει να κυμαίνεται από 0.1 έως 0.9. Με αντικατάσταση αυτών στην ανισότητα 3.1.α.1 προκύπτει το ανώτατο όριο για την επιλογή του πηνίου.

$$\sin \delta = \frac{\sqrt{2} \cdot I_2 \cdot \omega L}{|V_\delta| \cdot M_f} \leq 1 \quad (3.1.α.1)$$

Για συντελεστή διαμόρφωσης εντός των ορίων το πηνίο θα έχει μέγιστη τιμή 111 mH .

Το ζητούμενο σε μια ζεύξη με πηνίο είναι να ομαλοποιηθεί όσο το δυνατόν περισσότερο η, πλούσια σε αρμονικές, τάση εξόδου του αντιστροφέα. Είναι λογικό λοιπόν να επιδιώκεται η σύνδεση με όσο το δυνατόν μεγαλύτερο πηνίο. Στην πράξη αποδεικνύεται ότι μια αυτεπαγωγή της τάξης των 100 mH δεν μπορεί να λειτουργήσει με ασφάλεια στο εργαστήριο. Ασφαλείς θεωρούνται τιμές μεγαλύτερες των 200 mH. Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί τόσο μεγάλη αυτεπαγωγή, πρέπει να περιοριστεί η παραγόμενη ενεργός ισχύς . Από τη σχέση 3.1.α.1 προκύπτει η ανισότητα:

$$\frac{I_2}{M_f} \leq 2.476 \quad (3.1.α.2)$$

Το μέγιστο ρεύμα  $I_2$  θα είναι 2.23 A και η μέγιστη ενεργός ισχύς 1226 W.

Όπως έχει αναφερθεί, τα ασθενή δίκτυα συνήθως πάσχουν από έλλειψη άεργου ισχύος. Βασική επιδίωξη λοιπόν είναι η απόδοση άεργου ισχύος από το σύστημα. Η άεργος ισχύς στην πλευρά του δικτύου δίνεται από τη σχέση 2.5.γ.5 η οποία επαναλαμβάνεται εδώ για ευκολία.

$$Q = \frac{|V_\alpha| \cdot |V_\delta| \cos \delta - |V_\delta|^2}{\omega L} \quad (3.1.α.3)$$

Είναι προφανές, ότι άεργος ισχύς θα αποδίδεται στο δίκτυο για περιορισμένη περιοχή της γωνίας  $\delta$ . Συγκεκριμένα θα πρέπει να ισχύει:

$$c_2 = |V_\alpha| \cos \delta \geq |V_\delta| \Rightarrow \cos \delta \geq \frac{|V_\delta|}{|V_\alpha|} \quad (3.1.a.4)$$

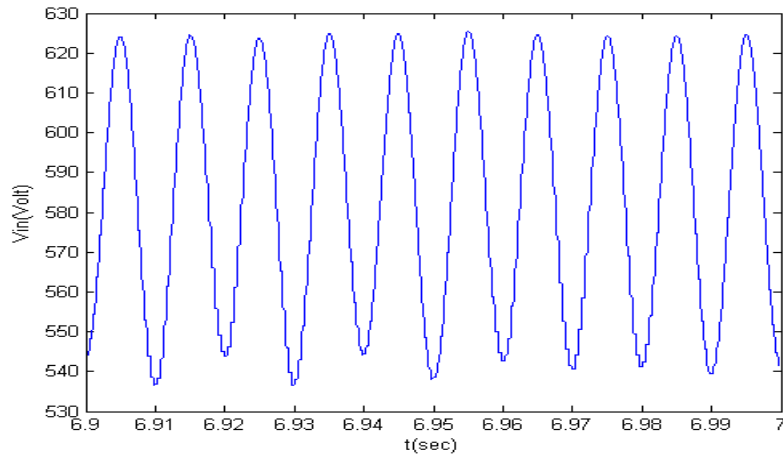
Η συνθήκη 3.1.a.4 ισχύει μόνο όταν η γωνία  $\delta$  κινείται στο πρώτο τεταρτημόριο. Η παράμετρος  $c_2$  δεν έχει περιορισμό ως προς την ελάχιστη θετική τιμή της, δηλαδή το μηδέν, περιορίζεται όμως ως προς τη μέγιστη από το πηνίο που θα εκλεγεί. Ο περιορισμός αυτός προκύπτει από τη σχέση 3.1.a.5 και τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω για το συντελεστή διαμόρφωσης.

$$M_f = \sqrt{2 \left( \frac{c_2^2}{V_c^2} + \frac{I^2 \omega^2 L^2}{|V_\delta|^2} \right)} \leq 0.9 \quad (3.1.a.5)$$

Η σχέση 3.1.a.5 παρέχει ένα όριο στην επιλογή του πηνίου ώστε να μπορεί να αποδοθεί άεργος ισχύς. Πράγματι, αν τεθεί  $c_2=220$  διαπιστώνεται εύκολα ότι η αυτεπαγωγή δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 155 mH. Δηλαδή αν γίνει η ζεύξη με το πηνίο των 200 mH θα πρέπει να περιοριστεί ακόμα περισσότερο η ενεργός ισχύς. Συγκεκριμένα, θα πρέπει το ρεύμα  $I_2$  να μην υπερβαίνει τα 1.73 A και η ενεργός ισχύς τα 953 W. Η μέγιστη δυνατή άεργος ισχύς θα δίνεται για  $\delta=90^\circ$  και θα είναι 455 Var.

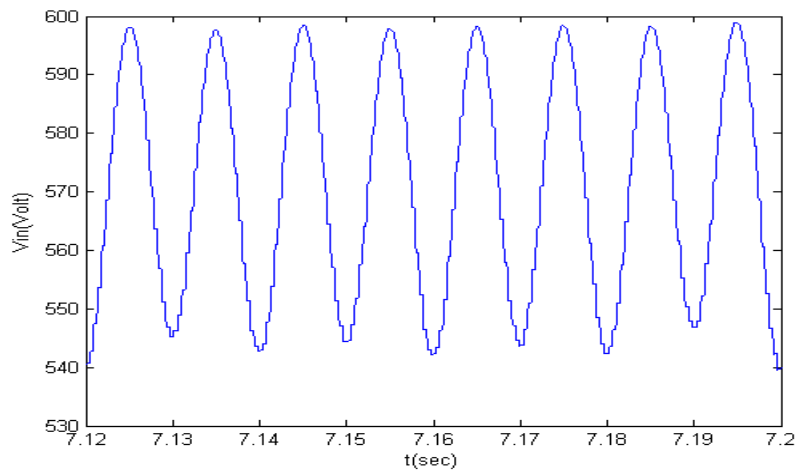
Αν είναι επιθυμητή η απορρόφηση άεργου ισχύος, με τη γωνία  $\delta$  στο πρώτο τεταρτημόριο, θα πρέπει η παράμετρος  $c_2$  να είναι μικρότερη του 220. Η μέγιστη άεργος ισχύς θα απορροφάται για  $c_2=0$  και θα είναι 770 Var. Για την ενεργό ισχύ δεν υπάρχει άλλος περιορισμός πέραν του 3.1.a.2 και η μέγιστη τιμή της θα είναι 1226 W. Αν για κάποιο λόγο επιδιώκεται η απορρόφηση μεγαλύτερης ποσότητας άεργου ισχύος θα πρέπει η γωνία  $\delta$  να κινηθεί στο δεύτερο τεταρτημόριο. Η μέγιστη άεργος ισχύς θα απορροφάται για  $\delta=180^\circ$  και  $M_f=0.9$  και θα είναι 1996 Var.

Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο έγινε μια αναφορά στις επιπτώσεις της διακίνησης άεργου ισχύος στην τάση των πυκνωτών και το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα. Εκεί, έγινε σαφές ότι ακόμα και διπλάσια άεργος ισχύς από την ενεργό, έχει αμελητέα επίδραση στη μέση τιμή της τάσης. Αυτό ισχύει αν αναφερόμαστε στην άεργο ισχύ στην πλευρά του δικτύου. Η άεργος όμως στην πλευρά του αντιστροφέα μπορεί να λάβει πολύ μεγαλύτερες τιμές και να επηρεάσει σημαντικά την τάση των πυκνωτών. Ενδεικτικά δίνεται η μορφή της τάσης για απορρόφηση στην πλευρά του αντιστροφέα 3175 Var που είναι και η χειρότερη δυνατή περίπτωση, για γωνία  $\delta=180^\circ$ .



Σχ.3.1.α.1 Τάση εισόδου αντιστοφεία για απορόφηση 3175 Var

Προφανώς μια τέτοια περίπτωση δεν είναι αποδεκτή για ένα αξιόπιστο σύστημα. Σύμφωνα με την ανάλυση της παραγράφου 2.5.γ ο συντελεστής διαμόρφωσης και η γωνία  $\delta$  θα υπολογίζονται με αναφορά τη σωστή τάση των 550 Volt. Συνεπώς, να μεν το πρώτο τμήμα με τη γεννήτρια και το μετατροπέα ανύψωσης θα λειτουργεί σωστά, όμως στο δεύτερο τμήμα με τον αντιστροφέα θα εμφανίζεται σφάλμα στην ισχύ. Αν τεθεί ένα όριο 5 % στην αύξηση της τάσης η άεργος στην πλευρά του αντιστροφέα περιορίζεται στα 2133 Var. Η περίπτωση αυτή δίνεται στο σχήμα 3.1.α.2.



Σχ.3.1.α.2 Τάση εισόδου αντιστοφεία για απορόφηση 2133 Var

Η αντίστοιχη άεργος ισχύς στην πλευρά του δικτύου θα είναι 1723 Var. Αυτή η τιμή είναι το ανώτατο όριο άεργου ισχύος με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω. Το όριο αυτό μπορεί να αυξηθεί με αύξηση της χωρητικότητας των πυκνωτών

### 3.1.β Διακοπτική συχνότητα

Τα IGBTs που χρησιμοποιούνται τόσο στο μετατροπέα ανύψωσης όσο και στον αντιστροφέα είναι στοιχεία που μπορούν να λειτουργήσουν σε σχετικά υψηλές διακοπτικές συχνότητες μέχρι και 20 KHz. Η επιλογή της συχνότητας πρέπει να γίνει λαμβάνοντας υπόψη τα παρακάτω.

Αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα επιτυγχάνεται μετατόπιση των ανεπιθύμητων αρμονικών στην περιοχή της νέας συχνότητας και μειώνεται το μέγεθος του φίλτρου εξόδου που απαιτείται για να τις αποκόψει. Ταυτόχρονα όμως αύξηση της συχνότητας προκαλεί και αύξηση στην επίδραση των μη ιδανικοτήτων του διακοπτικού στοιχείου. Συγκεκριμένα, επειδή αυξάνεται ο λόγος των χρόνων έναυσης και αποκοπής των IGBTs προς την περίοδο των παλμών, γίνονται εντονότερα αισθητές οι μεταβάσεις των IGBTs οι οποίες μετατρέπονται σε αιχμές στις τάσεις που ελέγχονται από τους διακόπτες. Πρέπει να τονιστεί ότι οι χρόνοι μετάβασης για ένα διακοπτικό στοιχείο δεν είναι απαραίτητα αυτοί που δίνει ο κατασκευαστής αφού εξαρτώνται ισχυρά από παρασιτικές αυτεπαγωγές και χωρητικότητες στη σύνδεση με το κύκλωμα οδήγησης. Οι αιχμές των τάσεων μεταφράζονται σε απώλειες του μετατροπέα καθώς και σε ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.

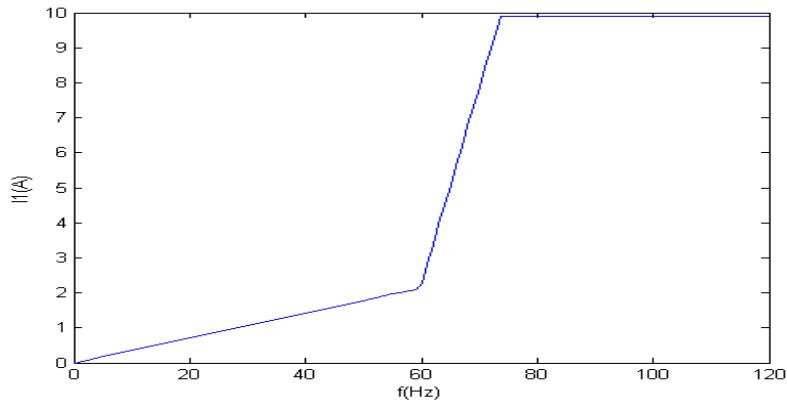
Αν η διακοπτική συχνότητα είναι δεδομένη και δεν μπορεί να μεταβληθεί, υπάρχουν τρόποι για τη μείωση των απωλειών και της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης. Ένας τρόπος είναι η χρησιμοποίηση κυκλωμάτων απόσβεσης (snubbers) τα οποία αποσβένουν τις μεγάλες αιχμές με πυκνωτές και αντιστάσεις. Συχνά όμως τέτοια συστήματα μεταθέτουν την απορροφούμενη υπέρταση σε ισχυρό παλμό ρεύματος ο οποίος μπορεί να είναι καταστροφικός για το IGBT. Εναλλακτικά μπορεί να μειωθεί ο ρυθμός ανόδου και καθόδου των παλμών τάσης  $dV/dt$  χρησιμοποιώντας κατάλληλη αντίσταση μεταξύ καναλιού τροφοδοσίας παλμών οδήγησης και πύλης του IGBT. Αύξηση της αντίστασης συνεπάγεται μείωση των ρυθμών ανόδου και καθόδου. Τα περιθώρια αύξησης της αντίστασης είναι στενά, επειδή όσο εξομαλύνονται οι παλμοί, τόσο μειώνεται η απόδοση και άρα απαιτείται αντίστοιχη αύξηση του συντελεστή χρησιμοποίησης (Duty Cycle) από την παλμογεννήτρια. Βέβαια η μείωση των αιχμών έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση των απωλειών στα IGBT και αντισταθμίζει ως ένα βαθμό τη μείωση της απόδοσης.

### **3.1.γ Σφάλμα μόνιμης κατάστασης**

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η μηχανική ροπή εισόδου θεωρείται σταθερή και τα μεταβατικά φαινόμενα έχουν εξασθενήσει. Μια τέτοια κατάσταση δεν συναντάται ποτέ στην πράξη καθώς η ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται διαρκώς. Τα σφάλματα στη μόνιμη κατάσταση μπορούν να χωρισθούν σε δύο κατηγορίες: α) σε αυτά που οφείλονται σε κατασκευαστικά χαρακτηριστικά και αδυναμίες των στοιχείων που συνθέτουν το σύστημα και β) σε σφάλματα λόγω μη ιδανικής λειτουργίας του συστήματος ελέγχου. Τα σφάλματα της πρώτης κατηγορίας οφείλονται σε παράγοντες όπως η θερμοκρασία, η απόδοση των στοιχείων σε διαφορετικές συχνότητες, παράσιτα και παρεμβολές κ.α.

#### **3.1.γ.1 Σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο υπολογιστικό μοντέλο**

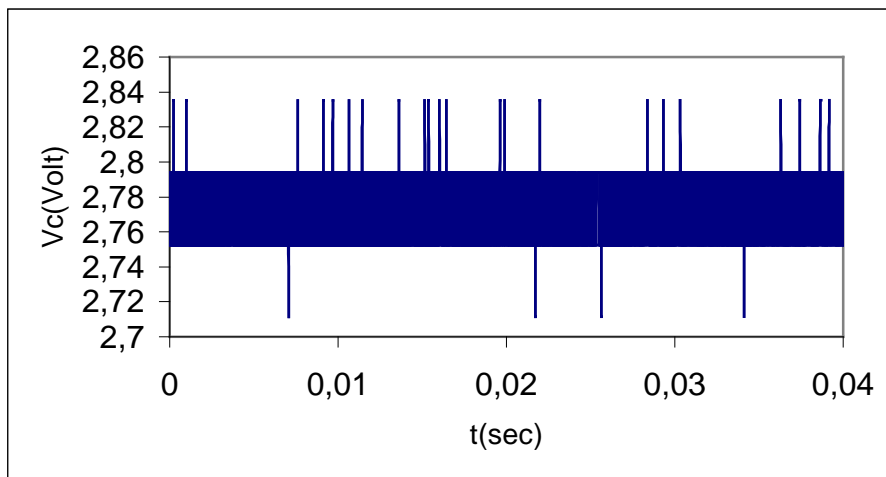
Προκειμένου να παρατηρηθεί το σφάλμα μόνιμης κατάστασης, η ροπή εισόδου διατηρείται σταθερή μέχρι να ισορροπήσει το σύστημα. Ένα μέτρο του σφάλματος είναι η απόσταση του πραγματικού σημείου ισορροπίας από το αντίστοιχο θεωρητικό σημείο στη χαρακτηριστική ροπής στροφών που ακολουθεί το σύστημα. Ένα άλλο μέτρο είναι η απόκλιση της τάσης των πυκνωτών από την επιθυμητή τιμή. Η χαρακτηριστική ρεύματος-συχνότητας που ακολουθείται είναι αυτή του σχήματος 3.1.γ.1. Η ίδια χαρακτηριστική ακολουθείται στο δοκίμιο και τα αποτελέσματα πρέπει να είναι συγκρίσιμα.



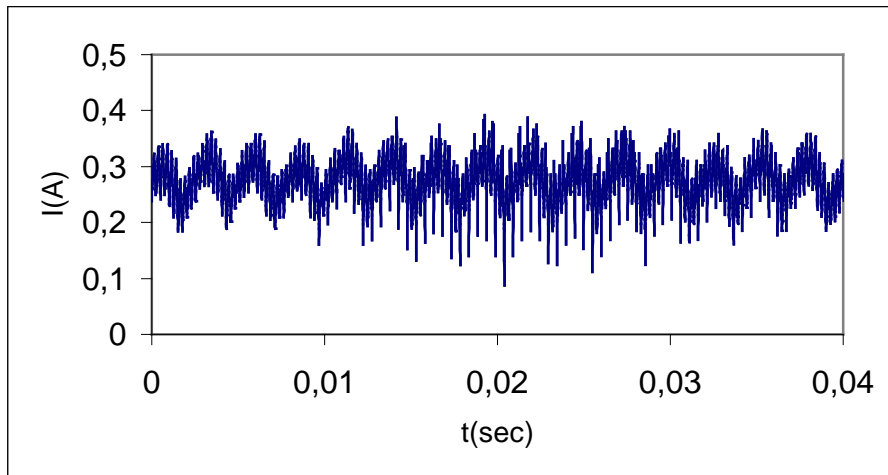
Σχ.3.1.γ.1 Χαρακτηριστική ανορθωμένου ρεύματος γεννήτριας-συχνότητας

### 3.1.γ.2 Σφάλμα μόνιμης κατάστασης στο εργαστηριακό δοκίμιο

Στο δοκίμιο η τάση των πυκνωτών είναι διακοπτόμενη λόγω της λειτουργίας του διακοπτικού στοιχείου  $D_2$  και κατά συνέπεια οι μετρήσεις της εμφανίζονται σαν νέφη σημείων όπως στο σχήμα 3.1.γ.5. Το ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας προέρχεται επίσης από διακοπτικό στοιχείο, αλλά για τις τιμές  $D_1$  που χρησιμοποιούνται στο δοκίμιο, δεν είναι διακοπτόμενο. Ενδεικτικά δίνεται η μορφή του για ροπή 2 kgm στο σχήμα 3.1.γ.6. Το ρεύμα μετρήθηκε με αμπεροτσιμπίδα και τα αποτελέσματα πρέπει να πολλαπλασιαστούν x10. Η τάση μετρήθηκε με διαφορικό Probe και πρέπει να πολλαπλασιαστεί X200.

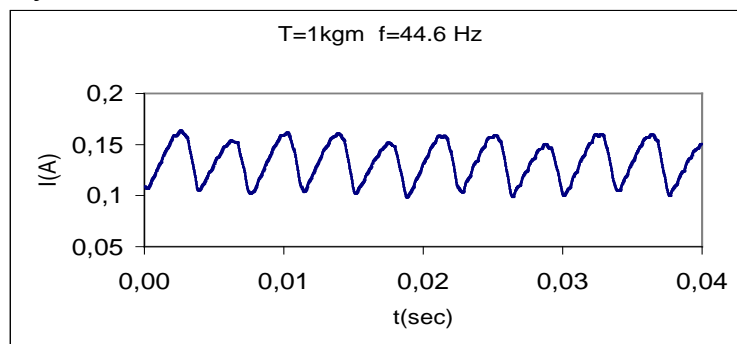


Σχ.3.1.γ.5 Τάση πυκνωτών για μηχανική ροπή εισόδου 2 kgm (πειραματική μέτρηση)

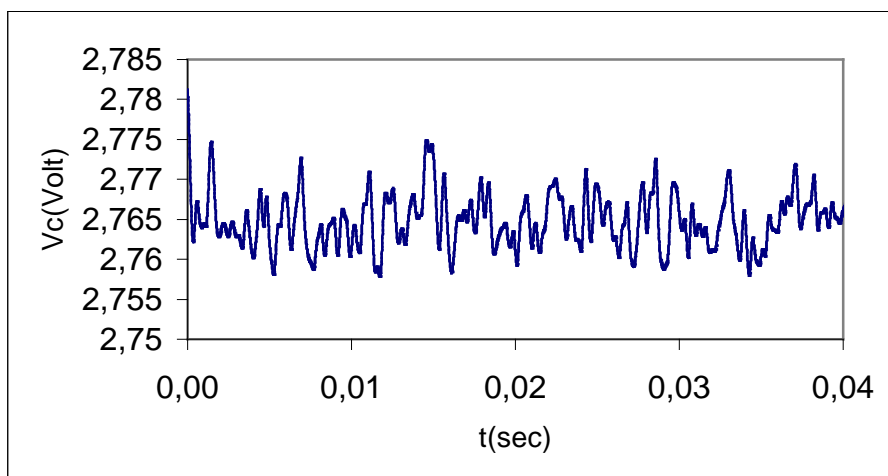


Σχ.3.1.γ.6 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μηχανική ροπή εισόδου 2 kgm (πειραματική μέτρηση)

Ο παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε στις μετρήσεις παρείχε τη δυνατότητα φιλτραρίσματος των παραπάνω κυματομορφών έτσι ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την καταγραφή των τιμών που ενδιαφέρουν σε αυτή την παράγραφο. Μετρήσεις μόνιμης κατάστασης έγιναν στα 1, 2 και 3.66 kgm και τα φιλτραρισμένα αποτελέσματα δίνονται ακολούθως.

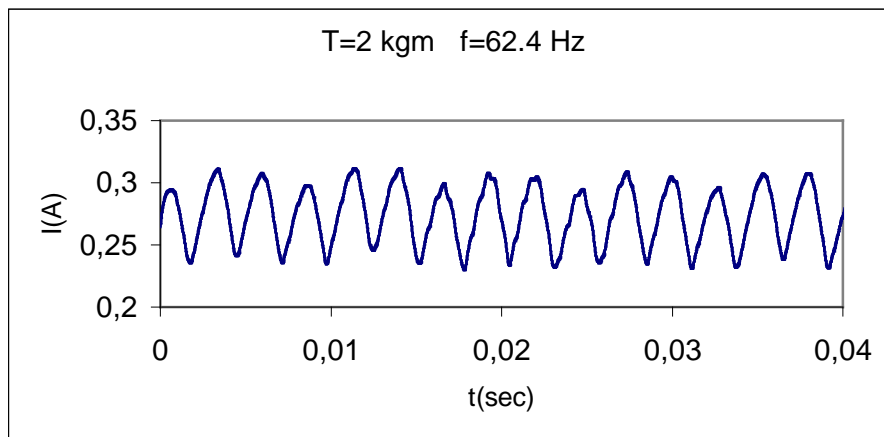


Σχ.3.1.γ.7 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μηχανική ροπή εισόδου 1 kgm (πειραματική μέτρηση)

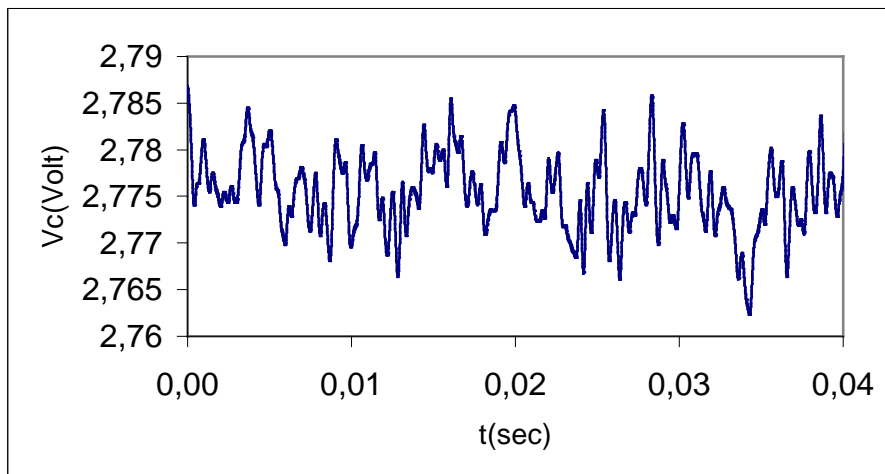


Σχ.3.1.γ.8 Τάση πυκνωτών για μηχανική ροπή εισόδου 1 kgm  
(πειραματική μέτρηση)

Στο 1 kgm η μηχανή στρεφόταν με 223 ΣΑΛ που αντιστοιχεί σε ηλεκτρική συχνότητα 44.6 Hz. Η μέση τιμή του ανορθωμένου ρεύματος είναι κατά προσέγγιση 1.3 A και η τάση πυκνωτών περίπου 553 Volt. Το σημείο ισορροπίας δεν βρίσκεται πάνω στη χαρακτηριστική καθώς στο 1 kgm αντιστοιχούν 42.1 Hz και 1.5 A.



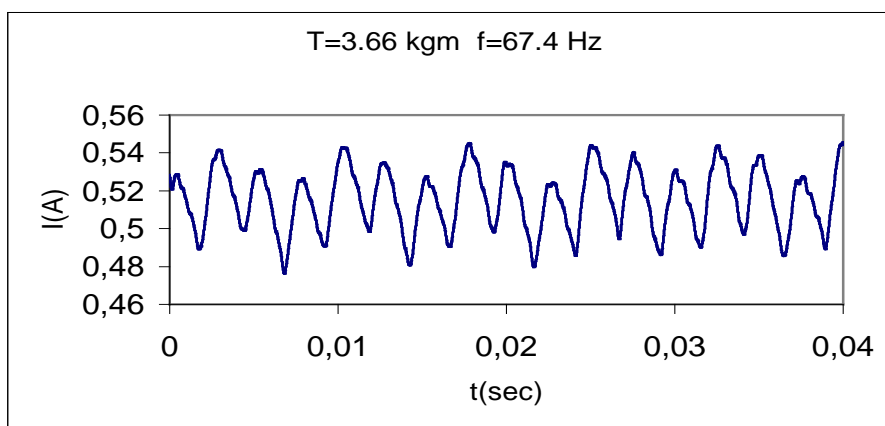
Σχ.3.1.γ.9 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μηχανική ροπή εισόδου 2 kgm  
(πειραματική μέτρηση)



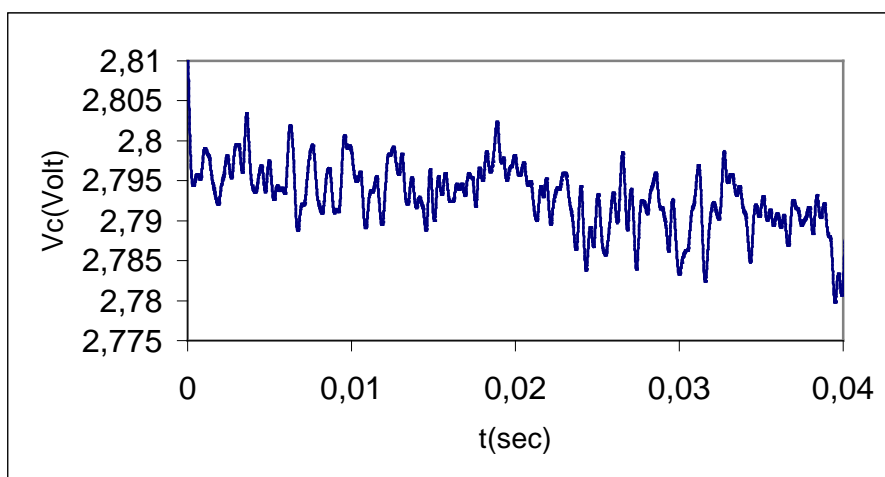
Σχ.3.1.γ.10 Τάση πυκνωτών για μηχανική ροπή εισόδου 2 kgm  
(πειραματική μέτρηση)

Στα 2 kgm η μηχανή στρεφόταν με 312 ΣΑΛ που αντιστοιχεί σε ηλεκτρική συχνότητα 62.4 Hz. Η μέση τιμή του ανορθωμένου ρεύματος είναι κατά προσέγγιση 2.8 A και η τάση πυκνωτών περίπου 555 Volt. Το σημείο ισορροπίας δεν βρίσκεται πάνω στη χαρακτηριστική καθώς στα 2 kgm αντιστοιχούν 61.3 Hz και 3 A.





Σχ.3.1.γ.11 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μηχανική ροπή εισόδου 3.66 kgm (πειραματική μέτρηση)



Σχ.3.1.γ.12 Τάση πυκνωτών για μηχανική ροπή εισόδου 3.66 kgm (πειραματική μέτρηση)

Στα 3.66 kgm η μηχανή στρεφόταν με 337 ΣΑΛ που αντιστοιχεί σε ηλεκτρική συχνότητα 67.4 Hz. Η μέση τιμή του ανορθωμένου ρεύματος είναι κατά προσέγγιση 5.2 A και η τάση πυκνωτών περίπου 558 Volt. Το σημείο ισορροπίας δεν βρίσκεται πάνω στη χαρακτηριστική καθώς στα 3.66 kgm αντιστοιχούν 65.7 Hz και 5.5 A.

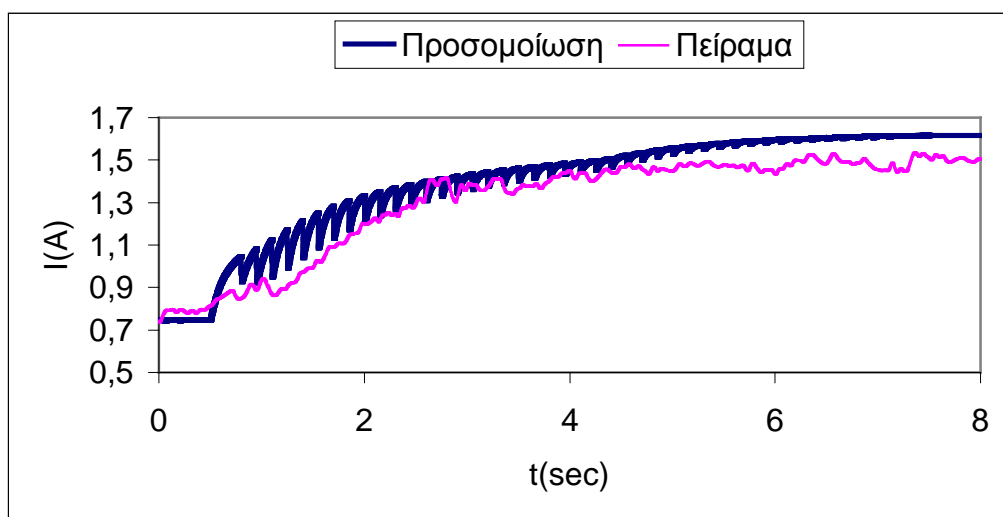
Το συμπέρασμα που προκύπτει από το πείραμα μόνιμης κατάστασης είναι ότι το σύστημα λειτουργεί με κάποιο μικρό σφάλμα το οποίο δεν είναι σταθερό. Συγκεκριμένα, η γεννήτρια φαίνεται να ισορροπεί σε μεγαλύτερη κατά 2 έως 6 % ταχύτητα από την προβλεπόμενη ενώ το ανορθωμένο ρεύμα είναι από 6 έως 13 % μικρότερο από το προβλεπόμενο. Η τάση είναι αυξημένη κατά περίπου 0.5 έως 1.4 % από την αναμενόμενη τιμή της. Στα παραπάνω ποσοστά συμπεριλαμβάνεται και το σφάλμα μέτρησης. Το σφάλμα για το όργανο μέτρησης της ροπής είναι  $\pm 0.1$  kgm ενώ για το στροφόμετρο  $\pm 1$  ΣΑΛ. Επιπλέον για το ρεύμα και την τάση έχουμε αντίστοιχα σφάλματα μέτρησης  $\pm 0.2$  A και  $\pm 2$  Volt.

### 3.1.δ Δυναμική απόκριση συστήματος

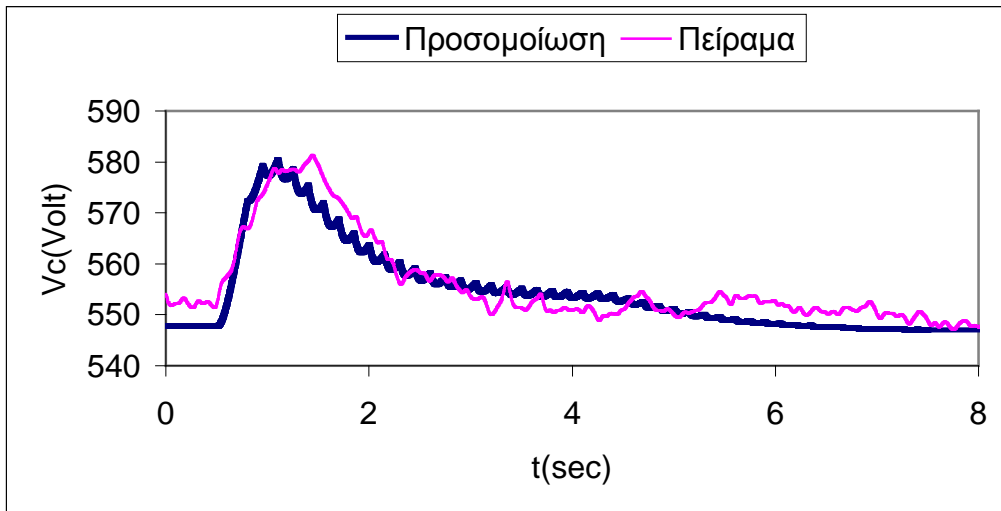
Μια πρώτη προσέγγιση στο ζήτημα της δυναμικής απόκρισης, τουλάχιστον σε ότι αφορά στη συχνότητα, έγινε στο τέλος του δευτέρου κεφαλαίου. Εκεί έγινε σαφές ότι η δυναμική συμπεριφορά δεσμεύεται κατά πολύ μεγάλο βαθμό από το φίλτρο μέτρησης της συχνότητας. Το φίλτρο επηρεάζει τη χρονική απόκριση της συχνότητας η οποία με τη σειρά της επηρεάζει τα μεγέθη που ενδιαφέρουν, δηλαδή τα ρεύματα και τις τάσεις.

Προκειμένου να εξεταστεί η δυναμική απόκριση, έγιναν απότομες μεταβολές ροπής σε περιοχές που αντιστοιχούν στα δύο επιμέρους τμήματα της καμπύλης ροπής-στροφών αλλά και μεταβολή από μια κατάσταση του πρώτου τμήματος σε κατάσταση του δεύτερου.. Από τη σύγκριση των αποτελεσμάτων αποδεικνύεται ότι η παραδοχή αυτή δεν εισάγει σημαντικό σφάλμα.

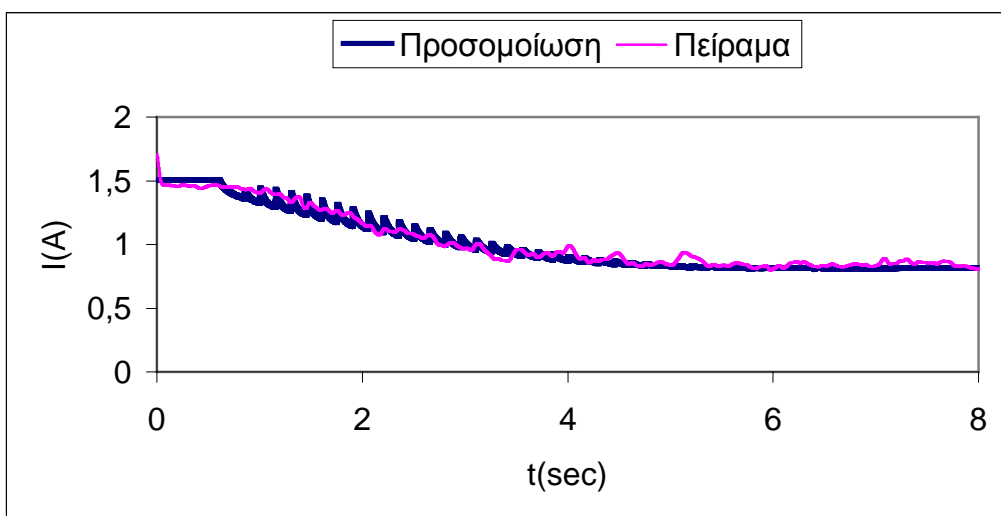
Πειραματικές μετρήσεις έγιναν μόνο για το σύστημα γεννήτριας –ανορθωτή-μετατροπέα ανύψωσης. Η σύνδεση του αντιστροφέα στο υπάρχον σύστημα δεν πραγματοποιήθηκε συνεπώς η δυναμική απόκριση του συνολικού συστήματος μπορεί να προσεγγισθεί μόνο θεωρητικά.



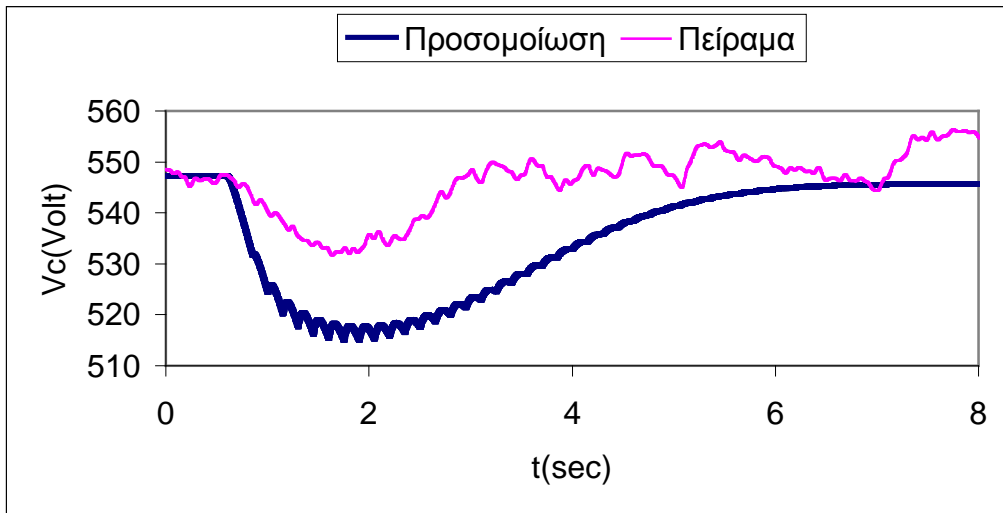
*Σχ.3.1.δ.1 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.07 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)*



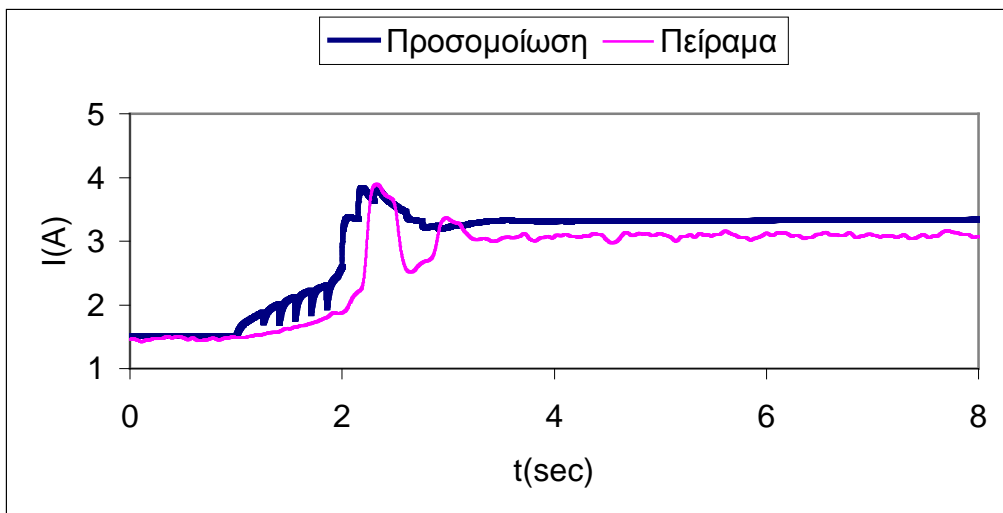
Σχ.3.1.δ.2 Τάση πυκνωτών για μεταβολή ροπής από 0.5 σε 1.07 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



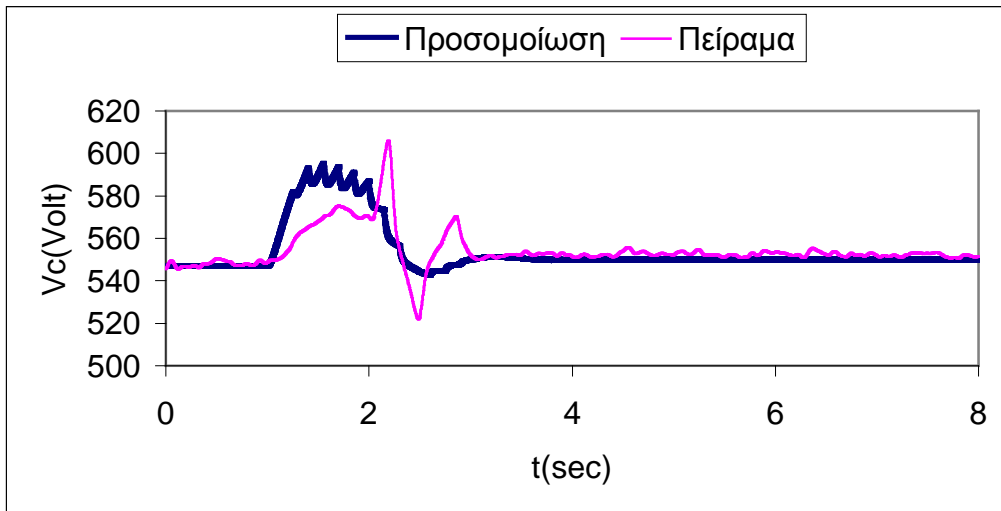
Σχ.3.1.δ.3 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 1 σε 0.52 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



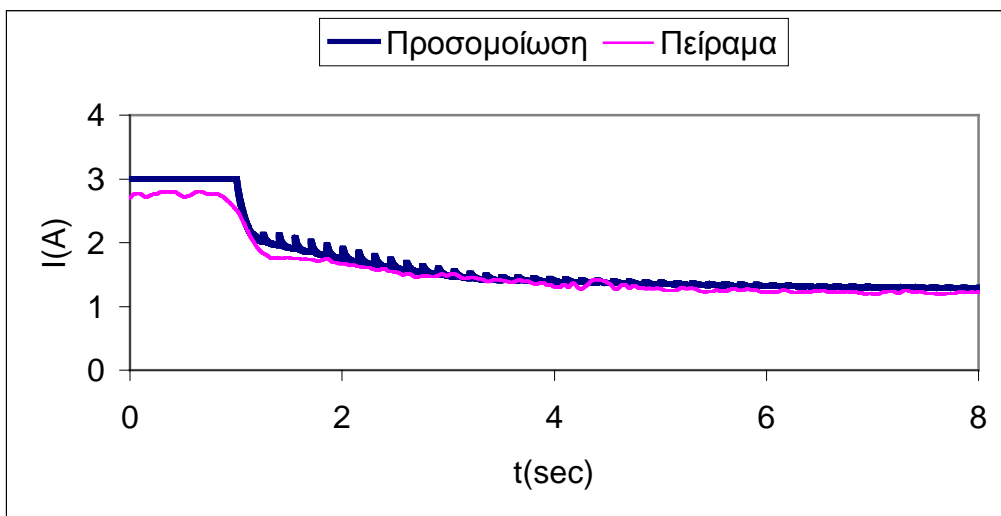
*Σχ.3.1.δ.4 Τάση πυκνωτών για μεταβολή ροπής από 1 σε 0.52 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)*



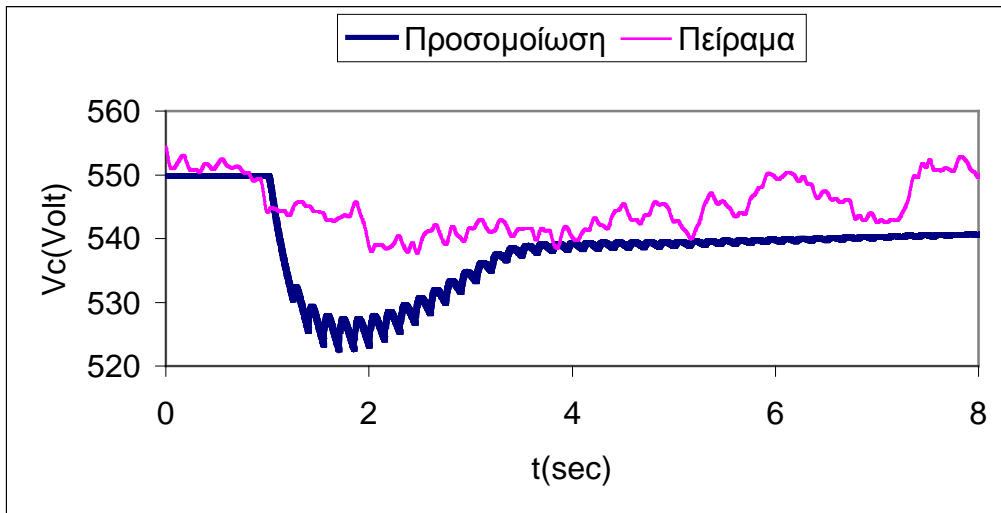
*Σχ.3.1.δ.5 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 1 σε 2.18 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)*



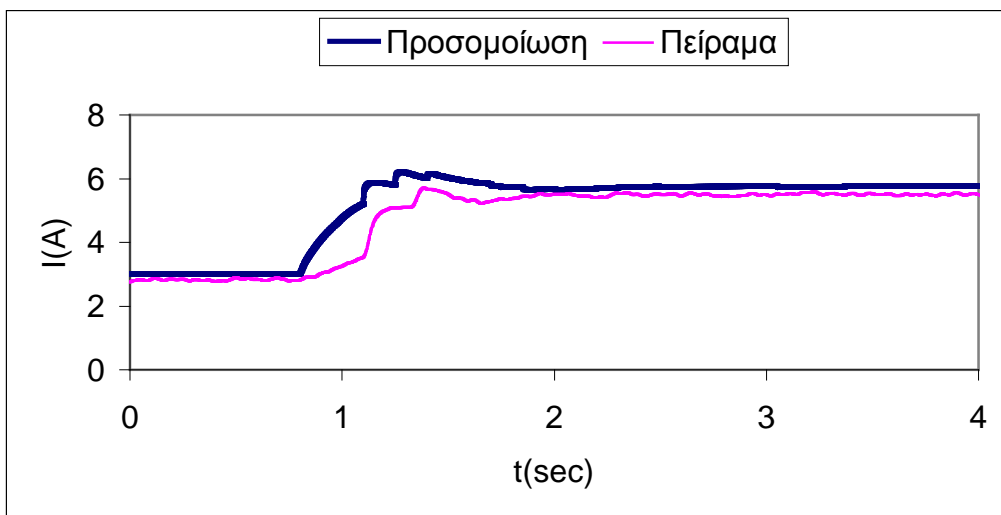
Σχ.3.1.δ.6 Τάση πυκνωτών για μεταβολή ροπής από 1 σε 2.18 kgm  
 Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



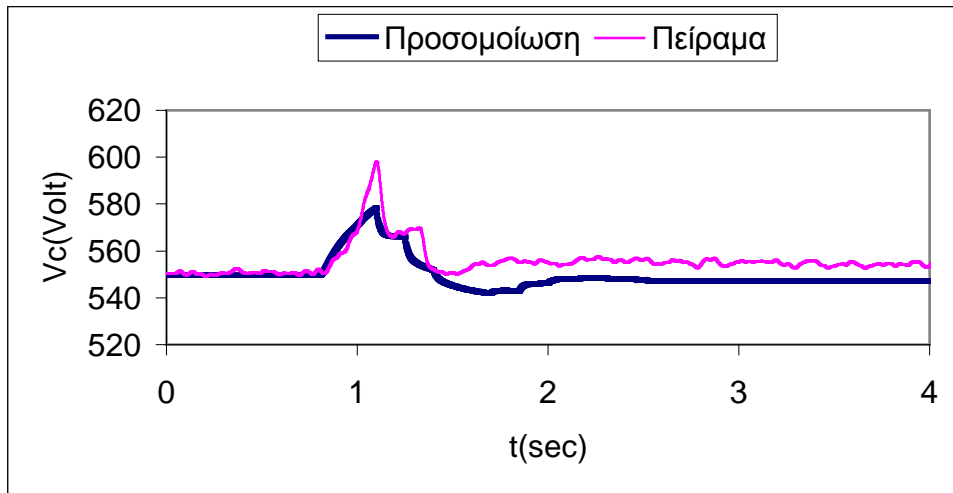
Σχ.3.1.δ.7 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 2 σε 0.84 kgm  
 Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



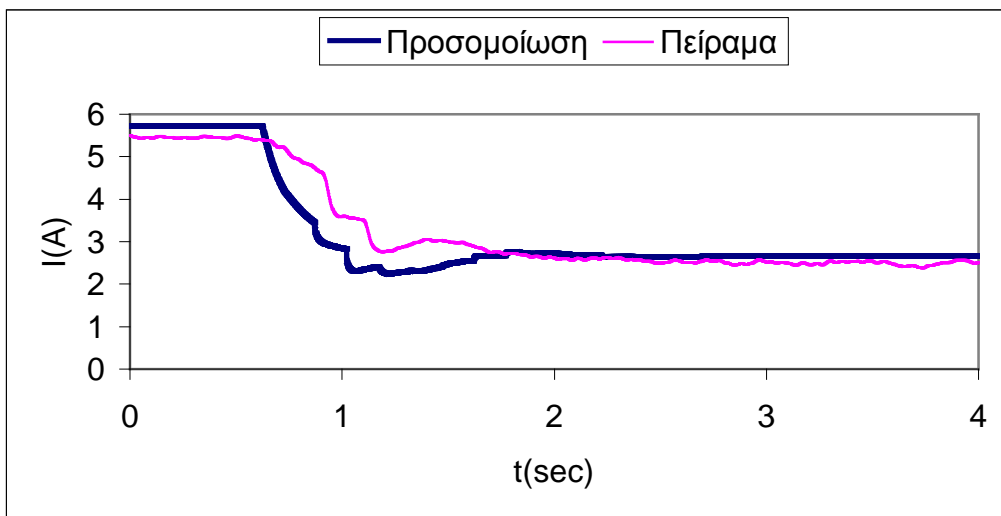
Σχ.3.1.δ.8 Τάση πυκνωτών για μεταβολή ροπής από 2 σε 0.84 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



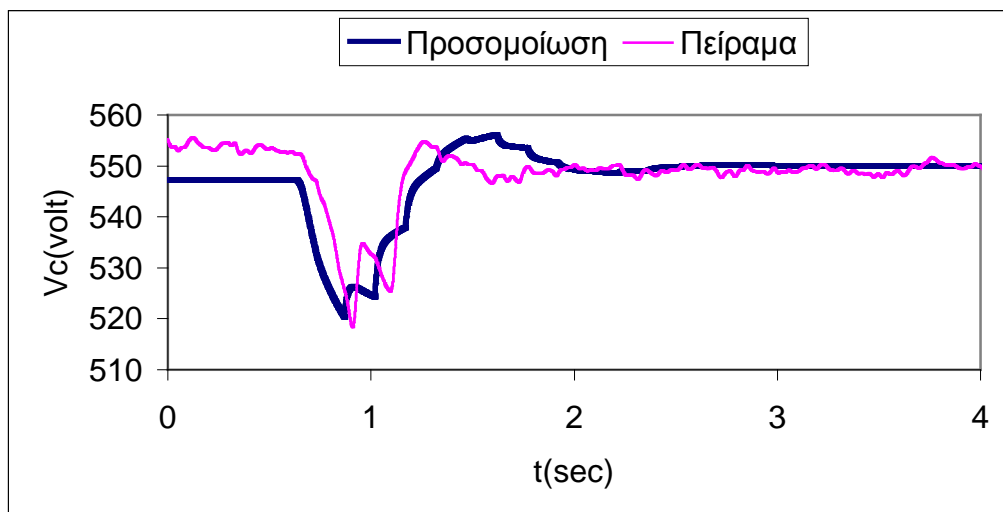
Σχ.3.1.δ.9 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 2 σε 3.8 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



Σχ.3.1.δ.10 Τάση πυκνωτών για μεταβολή ροπής από 2 σε 3.8 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



Σχ.3.1.δ.11 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 3.8 σε 1.74 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)



Σχ.3.1.δ.11 Ανορθωμένο ρεύμα γεννήτριας για μεταβολή ροπής από 3.8 σε 1.74 kgm  
Αποτελέσματα προσομοίωσης (μπλε χρώμα) και πειράματος (μωβ χρώμα)

## 4<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ -ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η ομοιότητα μεταξύ των πειραματικών και των θεωρητικών αποτελεσμάτων είναι προφανής σε όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις. Ομοιότητα που παρατηρείται τόσο στη μορφή των καμπυλών όσο και σε μεγέθη που περιγράφουν τη χρονική απόκριση, όπως η σταθερά χρόνου και η μέγιστη υπερύψωση. Πρέπει να σημειωθεί, ότι η τιμή του ρεύματος είναι πάντα λίγο διαφορετική μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων λόγω του σφάλματος μόνιμης κατάστασης που εμφανίζεται στα πειραματικά και εξετάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Οι θεωρητικές καμπύλες δεν είναι ομαλές όπως οι πραγματικές αλλά αυτό είναι αναμενόμενο για ένα μοντέλο διακριτού χρόνου. Επιπλέον οι πίνακες αναφοράς για τα  $D_1$  και  $D_2$  έχουν προκύψει κατόπιν γραμμικής παρεμβολής μερικών αντιπροσωπευτικών τιμών Έτσι, τα γραμμικά τμήματα των πινάκων αναφοράς εμφανίζουν γραμμικά τμήματα και στις καμπύλες των αποκρίσεων. Σε ένα πιο ακριβές μοντέλο θα έπρεπε να ληφθούν περισσότερες τιμές για τα  $D_1$  και  $D_2$ .



Από τις παραπάνω καμπύλες μπορούν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τη συμπεριφορά του μοντέλου σε όλες τις λειτουργικές καταστάσεις. Αξίζει να εξεταστεί ξεχωριστά η κάθε περίπτωση όπως ορίζεται από το τμήμα τις καμπύλης ροπής στροφών που ακολουθείται.

Στο πρώτο τμήμα (τμήμα βέλτιστης απορρόφησης ισχύος), η απόκριση του ρεύματος ακολουθεί την απόκριση της συχνότητας όπως παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.6.3. Απόκριση τέτοιας μορφής είναι επιθυμητή και εγγυάται την καλή λειτουργία του συστήματος. Η τάση των πυκνωτών παρουσιάζει έντονη ανύψωση ή βύθιση ανάλογα με την αύξηση ή μείωση της ροπής από το αρχικό σημείο ισορροπίας. Σίγουρα η μεταβολή στην τάση είναι ανεπιθύμητη αλλά και αναπόφευκτη εξαιτίας του φίλτρου μέτρησης συχνότητας. Συγκεκριμένα, το φίλτρο προκαλεί διαφοροποίηση της μετρούμενης από την πραγματική συχνότητα με αποτέλεσμα τα  $D_1$  και  $D_2$  να λαμβάνουν τιμές που δεν αντιστοιχούν στην τρέχουσα αλλά σε κατάσταση που προηγείται κατά χρόνο ίσο με της σταθερά χρόνου του φίλτρου. Το φαινόμενο είναι εντονότερο όσο πιο απότομη είναι η μεταβολή. Θετικό είναι ότι η τάση επανέρχεται στην επιθυμητή τιμή μόλις αποκτήσει η μηχανή τη νέα ταχύτητα περιστροφής. Περιορισμός του φαινομένου επιτυγχάνεται με επιλογή φίλτρου μικρότερης σταθεράς χρόνου. Τα ηλεκτρικά μεταβατικά φαινόμενα εμφανίζονται ως κυμάτωση μικρού πλάτους στο ρεύμα και την τάση και μπορούν να αμεληθούν χωρίς σημαντικό σφάλμα.

Στο δεύτερο τμήμα (τμήμα προστασίας), η απόκριση του ρεύματος ακολουθεί και πάλι την απόκριση της συχνότητας όπως παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.6.5. Το σύστημα είναι πλέον δεύτερης τάξης και εμφανίζεται υπερύψωση (overshoot) ή undershoot ανάλογα με την αύξηση ή μείωση της ροπής. Για την τάση των πυκνωτών ισχύουν όσα αναφέρθηκαν παραπάνω με τη διαφορά ότι λόγω της μορφής του ρεύματος, εμφανίζονται οι ταλαντώσεις του συστήματος δεύτερης τάξης και στην τάση. Τα ηλεκτρικά φαινόμενα δεν είναι ορατά αφού πλέον η σταθερά χρόνου αυτών είναι συγκρίσιμη με τη σταθερά του υποσυστήματος γεννήτριας φίλτρου.

Στη μετάβαση μεταξύ πρώτου και δευτέρου τμήματος, επικρατούν τα φαινόμενα της τελικής κατάστασης ισορροπίας. Δηλαδή, αν γίνεται μετάβαση από το πρώτο στο δεύτερο τμήμα, τότε εμφανίζονται οι υπερυψώσεις του συστήματος δευτέρου βαθμού. Αντιθέτως αν η μετάβαση γίνεται από το δεύτερο στο πρώτο τμήμα, τότε το σύστημα πλησιάζει την απόκριση του συστήματος πρώτης τάξης. Βέβαια η επικράτηση της μιας από τις δύο αποκρίσεις εξαρτάται από το πόσο κοντινότερα βρίσκεται το τελικό σημείο ισορροπίας από το σημείο αλλαγής της κλίσης δηλαδή τα 1.42 kgm. Πρέπει να σημειωθεί, ότι οι θεωρητικές καμπύλες δεν πλησιάζουν τόσο ικανοποιητικά όσο στις άλλες περιπτώσεις τις πειραματικές. Ειδικότερα, στα σχήματα 3.1.δ.5-6 παρατηρείται ότι τα φαινόμενα ταλάντωσης είναι αρκετά πιο έντονα από τα θεωρητικώς αναμενόμενα. Αυτό γεννά υποψίες για κακή μετάβαση του συστήματος από το πρώτο στο δεύτερο τμήμα που πιθανώς οφείλονται σε κάποιο κατασκευαστικό ζήτημα.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Ι. ΤΕΓΟΠΟΥΛΟΣ, "Ηλεκτρικές μηχανές", Εκδόσεις Συμμετρία, 1991
- [2] Μ. ΠΑΠΑΔΟΠΟΥΛΟΣ, "Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές", Εκδόσεις ΕΜΠ, 1997.
- [3] Σ. ΜΑΝΙΑΣ, "Ηλεκτρονικά Ισχύος", Εκδόσεις Συμμετών, 2000.
- [4] Π. ΠΑΡΑΣΚΕΥΟΠΟΥΛΟΣ, "Εισαγωγή Στον Αυτόματο Έλεγχο", Αθήνα 2001
- [5] Τ. ΚΟΥΣΙΟΥΡΗΣ, "Θεωρία Ανάλυσης Συστημάτων και Κυκλωμάτων", Εκδόσεις ΕΜΠ
- [6] Καραϊσας, Π. *Σημειώσεις ηλεκτρικών μηχανών.*
- [7] Μαλατέστας, Π. Β. (2010). *Ηλεκτρική κίνηση*. Τζιόλα.

[8] N.MOHAN, T. M. UNDELAND, W. P. ROBBINS, “Power Electronics- Converters”, Applications and Design, Wiley, 1995.

[9] Α.ΧΑΝΙΩΤΗΣ, “Κατασκευή και Δοκιμή Συστήματος Ελέγχου με Μικροεπεξεργαστή για Σύγχρονη Ανεμογεννήτρια Μονίμων Μαγνητών Μεταβλητών Στροφών”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, 2001

[10] Κ. ΜΟΥΓΙΑΚΟΣ, “Μελέτη και Κατασκευή Αντιστροφέα για Σύνδεση Ανεμογεννήτριας με το Δίκτυο”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, 2003

[11] ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ, Α. Λ. ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Σ. ΡΑΠΤΗΣ (Διπλωματική).