



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Μελέτη σύνδεσης και ελέγχου επαγωγικών
μηχανών σε συστήματα ανεμαντλιών αυτόνομης
λειτουργίας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Ιάκωβου Ι. Κυριάκου

Επιβλέπων: Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2021



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

Μελέτη σύνδεσης και ελέγχου επαγωγικών
μηχανών σε συστήματα ανεμαντλιών αυτόνομης
λειτουργίας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Ιάκωβου Ι. Κυριάκου

Επιβλέπων: Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7^η Ιουλίου 2021.

(Υπογραφή)

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

(Υπογραφή)

.....
Σταύρος Α. Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Πάυλος Σ. Γεωργιάδης
Αναπ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2021

(Υπογραφή)

.....
Ιάκωβος Ι. Κυριάκος

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

Copyright © Ιάκωβος, Κυριάκος, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Το κομμάτι της ηλεκτροδότησης απομακρυσμένων ή αγροτικών περιοχών σε αναπτυσσόμενες χώρες αποτελεί ένα σημαντικό ζήτημα που δεν έχει επιλυθεί μέχρι σήμερα. Μια προσέγγιση για την λύση του προβλήματος αυτού αποτελεί η αυτόνομη λειτουργία μικρών ανεμογεννητριών (Small Wind Turbines - SWT) για την κάλυψη αναγκών μικρών κοινοτήτων. Το μικρό κόστος των SWT και η ευκολία κατασκευής τους από ντόπιους καθιστούν αυτή την ιδέα αρκετά ελκυστική. Μία από τις βασικότερες χρήσεις των SWT είναι η τροφοδότηση αντλιών για αποθήκευση νερού ή άρδευση. Ένα σύστημα ηλεκτρικής ανεμαντλίας (Wind Electric Pump System) αποτελείται από μια SWT, έναν μετατροπέα ισχύος και το σύστημα μηχανής-αντλίας. Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής είναι η βελτίωση της επίδοσης του συστήματος οδήγησης της ανεμαντλίας αξιοποιώντας τις δυνατότητες ενός μετατροπέα ισχύος.

Στα συστήματα WEPS, χρησιμοποιούνται κυρίως τριφασικές επαγωγικές μηχανές, λόγω χαμηλού κόστους και υψηλής ανθεκτικότητας, και φυγοκεντρικές αντλίες. Ως εκ τούτου, στα επόμενα κεφάλαια αναλύονται οι κυριότερες τεχνικές ελέγχου των επαγωγικών μηχανών και η εφαρμοσιμότητά τους στα WEPS. Συνηθέστερη τεχνική ελέγχου για εφαρμογές WEPS είναι ο βαθμωτός έλεγχος V/f (scalar control) ανοιχτού βρόχου, μια τεχνική που είναι μεν εξαιρετικά απλή αλλά υστερεί αρκετά σε απόδοση. Για τον λόγο αυτό, εξετάζονται τρεις διαφορετικές τεχνικές ελέγχου με σκοπό την βελτίωση απόδοσης σε ένα σύστημα WEPS.

Οι έλεγχοι που εξετάζονται είναι: μια βελτιωμένη εκδοχή του ελέγχου V/f , η τεχνική άμεσου διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου και η τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Η εξέταση των τεχνικών ελέγχου γίνεται με γνώμονα την συμπεριφορά του συστήματος σε οιονεί στατικές και δυναμικές καταστάσεις, την ευαισθησία του στις μεταβολές των παραμέτρων και την πολυπλοκότητά του.

Τέλος, επιχειρείται η εφαρμογή των συστημάτων ελέγχου σε έναν μετατροπέα πηγής τάσης. Ο μετατροπέας αποτελεί κατασκευή του εργαστηρίου LAAS του Γαλλικού Κέντρου Έρευνας (CNRS), με σκοπό την εγκατάστασή του σε εφαρμογές αγροτικής/αυτόνομης ηλεκτροδότησης. Η εφαρμογή των συστημάτων ελέγχου έγινε στα πλαίσια συνεργασίας του εργαστηρίου LAAS, του οργανισμού Wind Empowerment και του Εργαστηρίου Συστημάτων Ενέργειας του ΕΜΠ.

Λέξεις-Κλειδιά: Αγροτική ηλεκτροδότηση, ανεμαντλία, μικρές ανεμογεννήτριες, έλεγχος επαγωγικών 3Φ κινητήρων, βαθμωτός έλεγχος V/f , διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, φυγοκεντρική αντλία, μετατροπέας πηγής τάσης.

Abstract

Rural electrification has been an important subject in many developing countries over the past century. A suggestion to contribute to the solution of this matter has been the development of small wind turbines (SWT) and their standalone operation. Small wind turbines have easy construction and cheap applicability, and therefore are an attractive solution. SWT are widely used in Wind Electric Pump Systems (WEPS) for irrigation purposes or water storage in standalone operation. These systems consist of a SWT, a power converter and the motor-pump system. The objective of this thesis is the study and improvement of the drive system in a WEPS by utilizing the potential of the power converter.

In a WEPS drive system, a three-phase induction motor paired with a centrifugal pump is most commonly used, due to its low cost and high reliability. Hence, in the next chapters of this thesis various motors' control systems are analyzed and their applicability to WEPS is examined. The most common drive technique in a wind-pump system is an open-loop V/f control, which is characterized by a simple design but low efficiency. Therefore, three different motor control systems are examined with respect to efficiency, complexity and parameter sensitivity. These control methods are: *Enhanced V/f Control*, *Direct Field Orientation Control* and *Indirect Field Orientation Control*. The aforementioned control methods were first tested in simulation environment and then attempts were made to be implemented in a voltage source power converter. The power converter is a developing board designed for rural electrification purposes by LAAS laboratory of the French National Centre for Scientific Research (CNRS). The implementation of the motor control drive system in this specific power converter was within the purview of the collaboration between LAAS laboratory, Wind Empowerment Association and Electric Energy Systems laboratory of NTU of Athens.

Key-words: Rural electrification, wind-pump, wind electric pump systems, small wind turbines, induction motor, centrifugal pump, motor control, V/f scalar control, Direct Field Orientation, Indirect Field Orientation, Sensorless control.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον υποψήφιο διδάκτορα Αθανάσιο Βασιλάκη για την υποστήριξη του εγχειρήματος της παρούσας διπλωματικής, την ουσιαστική καθοδήγησή του και την εξαιρετική συνεργασία μας καθ' όλη την διάρκειά της.

Επιπλέον, θα ήθελα να εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στα μέλη του οργανισμού Wind Empowerment και υπεύθυνους της πρακτικής μου εργασίας, Jean Alinei και Luis F. L. Villa, για την πολύτιμη βοήθειά τους στα εργαστηριακά πειράματα και τις χρήσιμες συμβουλές τους.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου, καθηγητή Ε.Μ.Π, για την υποστήριξη της πρωτοβουλίας αυτής της διπλωματικής.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, η οποία πάντα με στήριζε και υπήρξε αρωγός της επιτυχούς ολοκλήρωσης των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

1	Αιολική Ενέργεια - Συστήματα Ανεμολιτών	11
1.1	Εισαγωγή - Ιστορική Αναδρομή	11
1.2	Ηλεκτροδότηση Αγροτικών Περιοχών	14
1.3	Σύγχρονα Συστήματα Ανεμολιτών	16
1.4	Γεννήτριες και Ηλεκτρονικά Ισχύος στα WEPS	19
1.4.1	Σύγχρονες και Επαγωγικές Γεννήτριες	19
1.4.2	Ηλεκτρονικά Ισχύος	19
1.5	Τεχνικές Οδήγησης Μηχανών	23
1.5.1	Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου AC Μηχανών	23
1.5.2	Τεχνικές Ελέγχου AC Μηχανών στα WEPS	24
2	Σύστημα Οδήγησης Ανεμολιτίας	27
2.1	Περιγραφή του Συστήματος Οδήγησης	27
2.2	Αντιστροφείας Πηγής Τάσης	28
2.2.1	Συστήματα VSC	28
2.2.2	Αρχές Λειτουργίας Μετατροπέα Ημιγέφυρας	29
2.2.3	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών - SPWM	30
2.2.4	Μοντελοποίηση και Έλεγχος VSC	33
2.2.5	Φασιδέτες και Δισδιάστατα Πεδία	34
2.3	Επαγωγική Τριφασική AC Μηχανή	39
2.3.1	Παραδοχές Μοντελοποίησης	39
2.3.2	Μαθηματική Περιγραφή	40
2.3.3	Ισοδύναμο Δυναμικό Κύκλωμα Μηχανής	44
2.3.4	Ισοδύναμο Κύκλωμα Μόνιμης Κατάστασης	45
2.3.5	Βασικές Εξισώσεις Μόνιμης Κατάστασης	47
2.3.6	Ρεύμα Μαγνήτισης	48
2.3.7	Παρατηρητές και Παρατηρησιμότητα	49
2.4	Φυγοκεντρική Αντλία	50
3	Τεχνικές Ελέγχου Επαγωγικών Κινητήρων	57
3.1	Βαθμωτός Έλεγχος	57
3.1.1	Λειτουργία Μεταβλητής Τάσης - Μεταβλητής Συχνότητας	57
3.1.2	Έλεγχος V/f Ανοιχτού Βρόχου	59
3.1.3	Έλεγχος V/f με Αντιστάθμιση Ολίσθησης	62
3.1.4	Βελτιωμένος V/f χωρίς Μηχανικό Αισθητήρα	63
3.1.5	Βαθμωτός Έλεγχος Ροπής	65
3.2	Διανυσματικός Έλεγχος	71
3.2.1	Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος	71
3.2.2	Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος	76

3.3	Εκτίμηση Ταχύτητας	80
3.3.1	Περιγραφή Μοντέλου με Εκτίμηση Ταχύτητας	81
4	Ανάπτυξη Τεχνικών Ελέγχου σε Περιβάλλον Προσο-	
	μοίωσης	85
4.1	Βελτιωμένος V/f χωρίς Μηχανικό Αισθητήρα	86
4.1.1	Οιονεί Στατική Συμπεριφορά	86
4.1.2	Δυναμική Συμπεριφορά	91
4.1.3	Ευαισθησία Παραμέτρων	95
4.2	Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος	98
4.2.1	Οιονεί Στατική Συμπεριφορά	98
4.2.2	Δυναμική Συμπεριφορά	102
4.2.3	Ευαισθησία Παραμέτρων	105
4.3	Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος	108
4.3.1	Οιονεί Στατική Συμπεριφορά	108
4.3.2	Δυναμική Συμπεριφορά	112
4.3.3	Ευαισθησία Παραμέτρων	116
4.4	Σύγκριση Τεχνικών Οδήγησης	118
5	Αποτελέσματα	121
5.1	Περιγραφή Συστήματος VSC	121
5.2	Έλεγχος V/f Ανοιχτού Βρόχου	123
5.3	Εφαρμογή Κλειστού Βρόχου	125
5.3.1	Πρωτόκολλο Επικοινωνίας SPI - Μετρήσεις	125
5.3.2	Σύστημα VSC Ελεγχόμενης Συχνότητας με Ωμικό Φορ- τίο	127
5.4	Τροποποιήσεις Μετατροπέα Πηγής Τάσης	128
6	Συμπεράσματα	133
A	Παράρτημα	135
A.1	Μοντέλο Συστήματος Οδήγησης Ανεμαντλίας	135
A.2	Μοντέλο Βελτιωμένου V/f	136
A.2.1	Αντιστάθμιση Ολίσθησης	136
A.2.2	Αντιστάθμιση Πτώσης Τάσης	136
A.3	Μοντέλο Έμμεσου Διανυσματικού Ελέγχου IFO	137
A.3.1	Σύστημα Ελέγχου IFO	137
A.3.2	Παρατηρητής Ροής	137
A.4	Μοντέλο Άμεσου Διανυσματικού Ελέγχου DFO.	138
A.4.1	Σύστημα Ελέγχου DFO	138
A.4.2	Παρατηρητής Ροής	139

A.4.3	Εκτιμητής Ταχύτητας Δρομέα	139
A.5	Αντισταθμιστές Ροής-Ροπής Διανυσματικού Ελέγχου	140
A.6	Έλεγχος Ρευμάτων - dq	141

1 Αιολική Ενέργεια - Συστήματα Ανεμολιών

1.1 Εισαγωγή - Ιστορική Αναδρομή

Η εκμετάλλευση της αιολικής ενέργειας αποτέλεσε σημαντικό παράγοντα για την κάλυψη βασικών αναγκών αλλά και για την επέκταση των δραστηριοτήτων του ανθρώπου από την αρχαιότητα. Η μετατροπή της αιολικής ενέργειας σε κινητική και μηχανική υπήρξε μια πολύ ελκυστική ιδέα για την διευκόλυνση ποικίλων δραστηριοτήτων. Ο διαρκής μόχθος των κοινωνιών για αποδοτικότερη κάλυψη των αναγκών, η αύξηση των πληθυσμών αλλά και η δίψα για ανακάλυψη νέων τόπων οδήγησε στην αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων για την δημιουργία εργαλείων και μέσων παραγωγής. Η χρήση της ενέργειας του ανέμου αρχικά στη ναυτιλία και αργότερα στην γεωργία υπήρξε καθοριστικός παράγοντας για την εξέλιξη του ανθρώπου και της κοινωνίας.

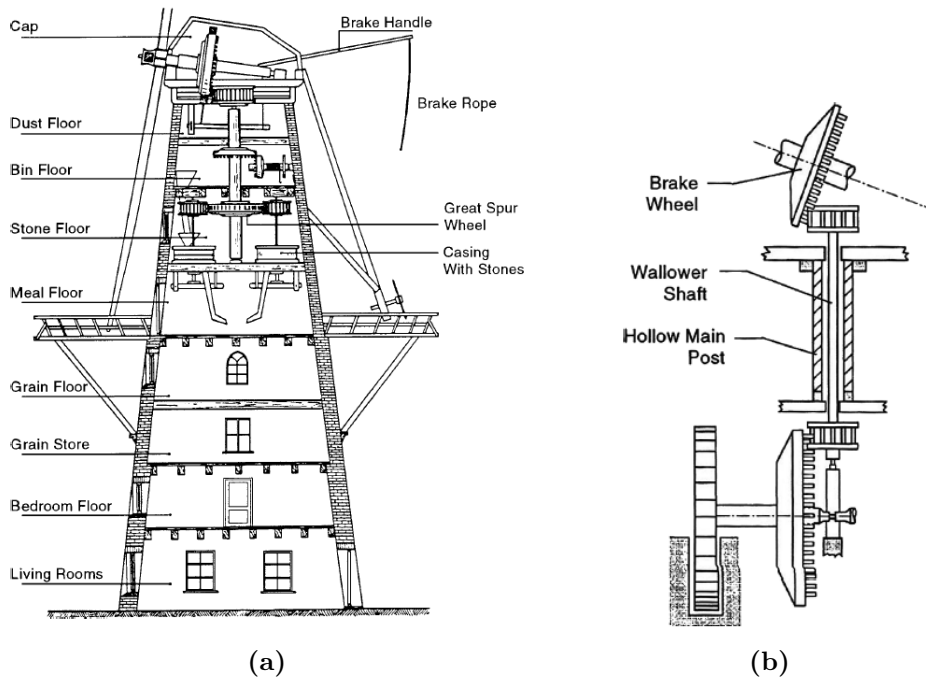
Η συνεισφορά της αιολικής ενέργειας στην γεωργία και στην παροχή νερού, ήτοι η μετατροπή της σε μηχανική, αποτυπώνεται πρώτη φορά σαν ιδέα στην αρχαία Βαβυλώνα για αρδευτικά έργα ήδη από τον 17^ο αι. π.Χ.[1][2]. Ωστόσο, τα πρώτα σχέδια ανεμόμυλων που έχουν ανακαλυφθεί από αρχαιολόγους και χρησιμοποιούνταν για άλεση σιτηρών, χρονολογούνται περί το 200 π.Χ., όταν οι πρώτοι οριζόντιοι ανεμόμυλοι κάνουν την εμφάνισή τους. Αρκετά απλοί στην κατασκευή τους, με χαμηλή απόδοση αλλά υψηλή ανθεκτικότητα, αυτοί οι ανεμόμυλοι αποτέλεσαν την πρώτη καταγεγραμμένη απόπειρα του ανθρώπου για αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας με σκοπό την παραγωγή μηχανικού έργου.

Στα ελληνιστικά και ρωμαϊκά χρόνια δεν φαίνεται να υπάρχουν αναφορές για την κατασκευή ή χρήση ανεμόμυλων για άλεση ή άρδευση, παρά μόνο από κάποια σχέδια του Ήρωνα της Αλεξάνδρειας από κάποια εφεύρεση που ονόμασε *ανεμούριον*, στην οποία ο αέρας κινεί έναν τροχό με ξύλινα κουπιά. Παρότι για την κατασκευή και χρήση αυτής της εφεύρεσης υπάρχουν σοβαρές ενστάσεις, η ύπαρξη των σχεδίων και η διάδοσή τους θεωρείται βέβαιη, καθώς η αραβική λέξη για τον 'τροχό' προέρχεται από το *ανεμούριον*[3]. Η πορεία της αξιοποίησης της αιολικής ενέργειας, δηλαδή των ανεμόμυλων, ως το μόνο μέσο αξιοποίησης αυτής, συνεχίζει μεταξύ 7-10^{ου} αι. μ.Χ. στην περιοχή Σιστάν (μεταξύ του σημερινού Ιράν και Αφγανιστάν) [4]. Η μορφή τους παραμένει οριζόντια, δηλαδή ο άξονας περιστροφής συνεχίζει να είναι κάθετος στο έδαφος, αλλά πλέον χρησιμοποιούνται ξύλινοι άξονες με πανιά για την αξιοποίηση της ροής του ανέμου. Επιπλέον, πέραν της άλεσης σιτηρών οι ανεμόμυλοι αυτοί χρησιμοποιήθηκαν και για την άντληση ή μεταφορά νερού.

Περί το 1180 έχουμε στοιχεία για εκτενή χρήση των ανεμόμυλων και στην Ευ-

ρώπη για άλεση σιτηρών αλλά και για άρδευση. Ωστόσο, οι ανεμόμυλοι που κατασκευάζονταν πλέον στην Ευρώπη ήταν αρκετά διαφορετικοί από εκείνους του Σιστάν. Ο άξονας περιστροφής των πανιών ή των ξύλινων κατασκευών πλέον βρίσκεται παράλληλα με το έδαφος, αποτελώντας έτσι τον πρόγονο της σημερινής ανεμογεννήτριας. Οι ανεμόμυλοι αυτοί, παρότι αρκετά πολυπλοκότεροι από εκείνους που αναπτύχθηκαν στις χώρες του Ισλάμ, καθώς απαιτούσαν την μετάδοση της ισχύος από έναν οριζόντιο άξονα σε έναν κάθετο, αποδείχτηκαν πολύ αποδοτικότεροι από τους οριζόντιους. Το πρόβλημα της μετάδοσης ισχύος επιλύθηκε με οδοντωτούς τροχούς [4], ενώ οι νέοι ανεμόμυλοι μπορούσαν να στρέφουν τον άξονα περιστροφής προς την επιθυμητή κατεύθυνση του ανέμου. Συνακόλουθα, τα πλεονεκτήματα αυτά οδήγησαν στην κυριαρχία τους στην Ευρώπη και στην ταχεία διάδοσή τους. Επίσης, στις βόρειες χώρες οι ανεμόμυλοι φάνηκε να έχουν καλύτερη δυναμική από τους αντίστοιχους υδρόμυλους, καθώς μπορούσαν να λειτουργούν μέσα στον βαρύ χειμώνα και τον παγετό.

Στους επόμενους αιώνες οι ανεμόμυλοι σιγά σιγά αναπτύχθηκαν και εξελίχθη-



Σχήμα 1.1: Ολλανδικοί ανεμόμυλοι (ευρωπαϊκού τύπου). **(a):** Τυπικός ευρωπαϊκός ανεμόμυλος για άλεση σιτηρών (tower mill). **(b):** Ολλανδικός ανεμόμυλος ή ανεμαντλία για άντληση νερού (wipmolen) [4].

καν στην Ευρώπη, γεγονός που αποδεικνύεται από τους διάφορους τύπους που χρησιμοποιούνταν ανά εποχή. Πρωτοπόροι σε αυτό αναδείχθηκαν οι Ολλανδοί,

οι οποίοι αφενός μεν εφηύραν νέους τύπους (όπως οι *tjasker*, *smock mills* [1, pp.2-3]), αφετέρου χρησιμοποίησαν τους εξελιγμένους αυτούς ανεμόμυλους για άντληση νερού με σκοπό την αποστράγγιση βαλτωδών περιοχών στην Ολλανδία από τον 14^ο αι.. Οι ανεμόμυλοι αυτοί κατέφθασαν στα μέσα του 17^{ου} αι. στην Αμερική από Ολλανδούς αποίκους. Ωστόσο, οι ευρωπαϊκοί τύποι ανεμόμυλων δεν ευδοκίμησαν στην ήπειρο της Αμερικής, καθώς ήταν ογκώδεις, ακριβοί και απαιτούσαν πολλά εργατικά χέρια [5]. Ως αποτέλεσμα, αναπτύχθηκε το 1854 ο ανεμόμυλος “Αμερικάνικου τύπου” (American Windmill) από τον Halladay [4], η εξάπλωση του οποίου ήταν τεράστια κυρίως για σκοπούς άντλησης νερού στην περιοχή των Μεγάλων Πεδιάδων για την ανάπτυξη της γεωργίας. Τα βασικά χαρακτηριστικά του Αμερικάνικου ανεμόμυλου (ή ανεμαντλίας) ήταν ο μεγάλος αριθμός πτερυγίων, η εύκολη και ελαφριά κατασκευή και το χαμηλό κόστος. Η ανεμαντλία αυτή διαδόθηκε με μεγάλη απήχηση στις αρχές του 20^{ου} αι. σε αρκετές αναπτυσσόμενες χώρες, ενώ χρησιμοποιούνται ακόμα και σήμερα περίπου ένα εκατομμύριο από αυτές κυρίως στις ΗΠΑ, την Αυστραλία, την Αργεντινή και τη Ν. Αφρική. Αντίθετα, η Βιομηχανική Επανάσταση και η εμφάνιση των ατμομηχανών, είχε ως επακόλουθο την μείωση της χρήσης των ανεμαντλιών στην Ευρώπη και τον περιορισμό του αριθμού τους [6], ενώ αντίστοιχη μείωση υπήρξε και στην Αμερική κατά την διάρκεια του 1^{ου} Παγκοσμίου Πολέμου.

Τα τελευταία χρόνια του 19^{ου} αι. και στις αρχές του 20^{ου}, έγιναν οι πρώτες



Σχήμα 1.2: Τυπικοί αμερικάνικοι ανεμόμυλοι (ανεμαντλίες) πολλαπλών πτερυγίων, που χρησιμοποιήθηκαν κατά κόρον για άντληση νερού σε αγροτικές περιοχές [4]

απόπειρες σύνδεσης της αιολικής ενέργειας με την ηλεκτρική. Οι πρωτοπόροι σε αυτό το εγχείρημα ήταν ο C. F. Brush, που παρουσίασε την πρώτη ανεμογεννήτρια βάσει του αμερικάνικου ανεμόμυλου, και ο P. LaCour, ο οποίος παρουσίασε

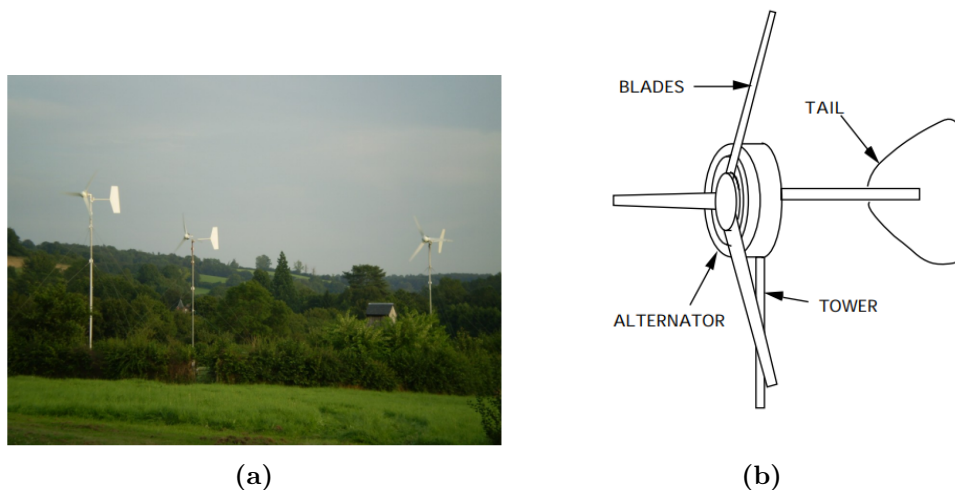
την αντίστοιχη ανεμογεννήτρια με χαρακτηριστικά του τυπικού ευρωπαϊκού ανεμόμυλου. Οι δύο νέες κατασκευές χρησιμοποιήθηκαν κατά κόρον για παραγωγή DC ενέργειας για φόρτιση μπαταριών [4]. Στα επόμενα χρόνια, πολλά και διαφορετικά σχέδια ανεμογεννητριών παρουσιάστηκαν, γεγονός που οδήγησε σε σημαντική τεχνολογική αναβάθμιση. Η έρευνα επικεντρώθηκε τόσο σε μικρές ανεμογεννήτριες (Small Wind Turbines - SWT) χαμηλής ισχύος, όσο και σε μεγαλύτερες για δημιουργία αιολικών πάρκων για ενσωμάτωση στο δίκτυο ενέργειας. Ωστόσο, παρά την ανάπτυξη των ανεμογεννητριών, η ταχεία εξάπλωση του δικτύου ενέργειας ακόμα και σε απομακρυσμένες-αγροτικές περιοχές οδήγησε στην εγκατάλειψη του εγχειρήματος και την παύση λειτουργίας των περισσότερων εξ αυτών στην δεκαετία του 1940. Η αύξηση της τιμής των καυσίμων στις αρχές της δεκαετίας του 1970[2][6] έστρεψε ξανά την προσοχή των ερευνητών και των μηχανικών στην εκμετάλλευση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και ως εκ τούτου στην αναβίωση των ανεμαντλιών. Η τεχνογνωσία και έρευνα των προηγούμενων δεκαετιών υπήρξε καθοριστική για την μεταστροφή στην αιολική ενέργεια.

1.2 Ηλεκτροδότηση Αγροτικών Περιοχών

Η αναβίωση και η επάνοδος της αιολικής ενέργειας τις τελευταίες δεκαετίες παίζει σημαντικό ρόλο στα δίκτυα ενέργειας πολλών χωρών, αποτελώντας την πιο εύκολα προσβάσιμη ανανεώσιμη πηγή ενέργειας. Παρότι σήμερα το συντριπτικά μεγαλύτερο ποσοστό της παραγόμενης αιολικής ενέργειας γίνεται από ανεμογεννήτριες ή αιολικά πάρκα υψηλής ισχύος που συνδέονται στο δίκτυο, η προοπτική για χρήση μικρών απομακρυσμένων (stand-alone) ανεμογεννητριών παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον για την ηλεκτροδότηση αγροτικών/απομακρυσμένων περιοχών. Συγκεκριμένα, η δυσκολία ένταξης ορισμένων περιοχών στο ευρύτερο δίκτυο για την ηλεκτροδότησή τους μπορεί να αντιμετωπιστεί με παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας μικρής-κλίμακας, χρησιμοποιώντας SWT μικρής ισχύος για την κάλυψη βασικών αναγκών. Ωστόσο, για να ευδοκιμήσει μια τέτοια ιδέα και να εξαπλωθεί πρέπει να υπάρξει μείωση του κόστους κατασκευής, εγκατάστασης και συντήρησης μιας τέτοιας ανεμογεννήτριας. Στο πλαίσιο αυτό, για να είναι βιώσιμη η ηλεκτροδότηση αυτών των περιοχών αναπτύχθηκαν οι τοπικά κατασκευασμένες SWT. Με πρωτοπόρους τον H. Piggott και τον οργανισμό Practical Action, οι τοπικά κατασκευασμένες SWT γνώρισαν μεγάλη απήχηση στις αναπτυσσόμενες χώρες για την ηλεκτροδότηση των αγροτικών τους περιοχών [7]. Η φιλοσοφία του εγχειρήματος αυτού βασίζεται στην διάθεση όλων των δεδομένων για την κατασκευή των SWT (open-source) αλλά και στην ευχέρεια τροποποίησής τους για τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής. Η υιοθέτηση των σχεδίων από διάφορους οργανισμούς και φορείς οδηγεί όχι

μόνο στην ταχύτερη εξάπλωση αλλά και στην τεχνολογική αναβάθμιση των SWT.

Ο σχεδιασμός της μικρής ανεμογεννήτριας από τον Piggott, που αποτελεί και



Σχήμα 1.3: (a): Μικρές ανεμογεννήτριες (SWT) βάσει του σχεδιασμού Piggott. (b): Σχέδιο ανεμογεννήτριας μονίμων μαγνητών κατά Piggott. [Πηγή <http://www.scoraigwind.com/>]

την βάση σχεδόν όλων των εγκατεστημένων SWT, βασίζεται σε μία γεννήτρια μονίμων μαγνητών αξονικής ροής (axial flux) και δρομέα με τρία περύγια, η κατασκευή της οποίας μπορεί να γίνει ευκολότερα από τις αντίστοιχες μηχανές ακτινικής ροής (radial flux) [7]. Το μεγάλο πλεονέκτημα των τοπικά κατασκευασμένων SWT είναι το γεγονός πως μπορούν να κατασκευαστούν σε διάρκεια 5 ημερών από μία ομάδα 5-8 ατόμων χωρίς προηγούμενη εμπειρία [8], δηλαδή μπορεί να κατασκευαστεί απευθείας από την κοινότητα που θα την αξιοποιήσει. Τέλος, η απόδοση και η επίδοση αυτών των γεννητριών είναι αντίστοιχη εάν όχι καλύτερη από τις εμπορικές SWT, ενώ η χρήση τους διαφέρει ανά τόπο, με κυριότερες χρήσεις να είναι η τροφοδότηση αντλιών για υδροδότηση και άρδευση, η φόρτιση μπαταριών και η σύνδεση σε δίκτυο. Ένα τυπικό σύστημα με SWT περιλαμβάνει εκτός της γεννήτριας, έναν μετατροπέα ισχύος/φορτιστή, μπαταρίες μολύβδου-οξέος και μία γεννήτρια πετρελαίου για υποστήριξη. Επιπλέον, συχνά οι SWT βρίσκονται σε υβριδικά συστήματα ανανεώσιμων πηγών, όπου εκτός της γεννήτριας υπάρχουν και φωτοβολταϊκά πάνελ.

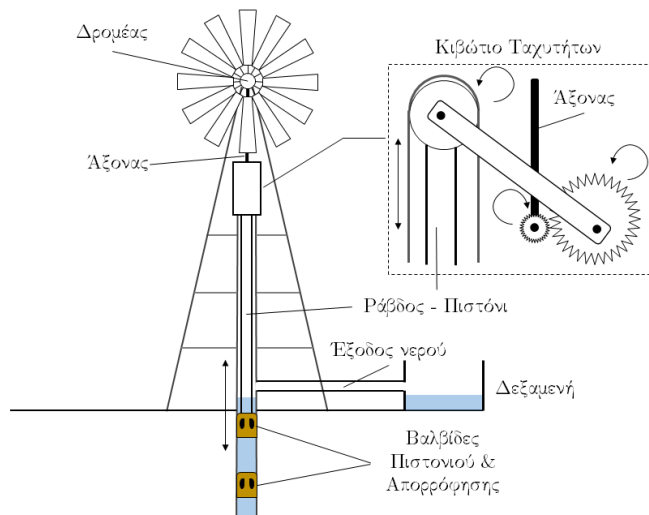
1.3 Σύγχρονα Συστήματα Ανεμαντλιών

Η ραγδαία εξέλιξη και έρευνα στον σχεδιασμό και την κατασκευή των σύγχρονων ανεμογεννητριών έχει επηρεάσει σημαντικά τον τομέα των ανεμαντλιών. Ο σχεδιασμός SWT, οι οποίες χαρακτηρίζονται από μικρό βάρος, χαμηλό κόστος κατασκευής και λειτουργία σε ανέμους χαμηλής ταχύτητας, αποτελούν μια πολύ ενδιαφέρουσα εναλλακτική των ευρύτατα διαδεδομένων ανεμόμυλων πολλαπλών πτερυγίων από τις ΗΠΑ. Έτσι, είναι αρκετά ασφαλές [1, pp.124-143],[9] να διακρίνουμε τα συστήματα ανεμαντλιών που υπάρχουν σήμερα σε δύο τύπους, τα αιολικά-ηλεκτρικά (Wind Electric Pump Systems - WEPS) και τα μηχανικά.

Τα μηχανικά συστήματα βασίζονται στην μετάδοση της περιστροφικής κίνησης του ρότορα στην αντλία μέσω κάποιου μηχανικού συστήματος μετάδοσης. Συχνά, τα μηχανικά συστήματα αυτά απαρτίζονται από δρομείς πολλαπλών πτερυγίων -η λεγόμενη 3^η γενιά ανεμόμυλων αρκετά πιο εξελιγμένη από τον “Αμερικάνικο τύπο” [10, pp.27-31]-, δηλαδή χαρακτηρίζονται από υψηλό συντελεστή στερεότητας (solidity factor). Ο συντελεστής στερεότητας εκφράζει τον λόγο της επιφάνειας που καλύπτει υλικό (τα πτερύγια) προς την συνολική επιφάνεια της κίνησης του ρότορα. Υψηλός συντελεστής συνεπάγεται περισσότερη μάζα, άρα και υψηλότερη ροπή εκκίνησης με λειτουργία σε χαμηλότερες στροφές. Οι μηχανικές ανεμαντλίες μπορούν να χωριστούν σε υποκατηγορίες με βάση το σύστημα μετάδοσης της κίνησης [6, pp.17]:

- εμβολοφόρες
- ανεμαντλίες με υδραυλική μετάδοση
- ανεμαντλίες με πνευματική μετάδοση
- ανεμαντλίες με περιστρεφόμενη μετάδοση

Από τους παραπάνω τύπους, ο πιο διαδεδομένος είναι η εμβολοφόρος ανεμαντλία. Οι κατασκευές αυτές βασίζονται στην μετατροπή της περιστροφικής κίνησης του ρότορα σε παλινδρομική μέσω κατάλληλα τοποθετημένων γραναζιών και μηχανικών μπράτσων. Η παλινδρομική κίνηση γίνεται μέσα από μια ράβδο, η οποία στην άκρη της έχει βαλβίδα και τοποθετείται μέσα σε έναν κύλινδρο για την εξαγωγή του νερού. Στον πάτο του κυλίνδρου βρίσκεται μία ακόμα βαλβίδα, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.4. Οι δύο αυτές βαλβίδες επιτρέπουν μόνο την κίνηση του νερού προς τα πάνω και όχι αντίθετα. Επομένως, η ράβδος κάθε φορά που ανεβαίνει τραβάει ορισμένη ποσότητα νερού και συγκεχυμένα όσο της επιτρέπει ο κύλινδρος και το ύψος της παλινδρομικής κίνησης. Από τις μηχανικές-αιολικές αντλίες που αναφέρθηκαν, η εμβολοφόρος είναι αυτή με την μεγαλύτερη απόδοση στις χαμηλές ταχύτητες του ανέμου.



Σχήμα 1.4: Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας εμβολοφόρου ανεμαντλίας

Τα ηλεκτρικά συστήματα ανεμαντλιών (WEPS) χρησιμοποιούν συνήθως μικρές και αποδοτικές ανεμογεννήτριες (SWT), μέσω των οποίων τροφοδοτούν φυγοκεντρικές αντλίες. Τα WEPS αποτελούνται από τρίπτερους ρότορες συνδεδεμένους με ασύγχρονες ή σύγχρονες γεννήτριες, όπως περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Το γεγονός ότι χρησιμοποιείται τελικά ηλεκτρική ενέργεια για την άντληση του νερού επιτρέπει στην ανεμογεννήτρια να βρίσκεται σε διαφορετικό μέρος από την αντλία. Ωστόσο, η σύνδεση της γεννήτριας με το σύστημα της αντλίας συνήθως απαιτεί ηλεκτρονικούς ελεγκτές. Οι φυγοκεντρικές αντλίες κινούνται συνήθως από έναν ασύγχρονο κινητήρα, ο οποίος τροφοδοτείται από την ανεμογεννήτρια και ρυθμίζει την κίνησή του από τον ελεγκτή. Ο ελεγκτής, πέραν της δυνατότητας του να αποκόπτει και να συνδέει τον κινητήρα με την γεννήτρια, έχει την ικανότητα -με τον κατάλληλο σχεδιασμό- να εκτελεί παράλληλα τις λειτουργίες μετατροπής τάσης από εναλλασσόμενη σε συνεχή, από συνεχή σε συνεχή (AC/DC, DC-DC). Αυτές οι λειτουργίες μπορούν να προσδώσουν μεγάλη δυναμική στο εγχείρημα των WEPS και να δημιουργήσουν ένα πολύ ευέλικτο σύστημα, ικανό να αντεπεξέλθει σε πολλές διαφορετικές συνθήκες. Επιπλέον, για την ομαλή λειτουργία του συστήματος σε αρκετές περιπτώσεις γίνεται χρήση μπαταριών, για εξασφάλιση μόνιμης παροχής ενέργειας. Παρόλα αυτά, υπάρχουν συστήματα με ικανοποιητική απόκριση, όπου η γεννήτρια συνδέεται απευθείας στον κινητήρα της αντλίας [11] [12]. Η σύνδεση αυτή επιδρά αρνητικά στην ευελιξία του συστήματος, κα-

θώς χρειάζεται ακρίβεια στην αντιστοίχιση ισχύος αλλά και τάσης-συχνότητας μεταξύ της γεννήτριας και του κινητήρα.

Συνολικά, η εξέλιξη στον μηχανικό σχεδιασμό των ανεμογεννητριών και η ραγδαία ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος τα τελευταία χρόνια καθιστά τα WEPS ως μια θελκτική και πιο πρακτική επιλογή σε σύγκριση με τις πρότερες μηχανικές ανεμαντλίες. Τα WEPS αποτελούν εξαιρετικά αξιόπιστες και ανθεκτικές λύσεις στον τομέα της απομακρυσμένης υδράντλησης, καθώς μπορούν να λειτουργούν για χρόνια χωρίς συντήρηση, με αρκετές περιπτώσεις να το αποδεικνύουν [8], [7]. Επιπλέον, η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και ελεγκτών παρέχει την δυνατότητα να ρυθμίζονται κατάλληλα οι δυναμικές καταστάσεις του συστήματος για την προστασία των επιμέρους στοιχείων. Εν αντιθέσει, οι μηχανικές ανεμαντλίες δεν προσαρμόζονται δυναμικά στην λειτουργία του συστήματος με αποτέλεσμα να υπάρχουν βλάβες και να είναι απαραίτητη η τακτική συντήρηση. Ειδικότερα, οι μηχανικές ανεμαντλίες περιορίζονται σε ένα εύρος συνολικής απόδοσης 7-27%, ενώ οι ηλεκτρικές μπορούν να φτάσουν ακόμα και σε διπλάσια μεγέθη[13]. Η απόδοση αυτή οφείλεται πολλές φορές και στην δυσκολία αντιστοίχισης ισχύος μεταξύ μιας εμβολοφόρου αντλίας και του ρότορα. Η αντλία χρειάζεται ισχύ που αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση της ταχύτητας της παλινδρομικής κίνησης ενώ η ισχύς που παράγει ο ρότορας είναι ανάλογη με την ταχύτητα του ανέμου στον κύβο. Επομένως, το σύστημα δεν μπορεί να εκμεταλλευτεί την παραγόμενη ισχύ και μετά από ένα όριο ταχύτητας αποτυγχάνει να ακολουθήσει την απαιτούμενη ισχύ. Ακόμα, η ταλάντωση που κάνει η εμβολοφόρος αντλία, οδηγεί σε υψηλές επιταχύνσεις/επιβραδύνσεις και ως εκ τούτου η συνδετική ράβδος όντας εκτεθειμένη σε ένα υψηλά δυναμικό φορτίο αποτυγχάνει να αντεπεξέλθει.

Το βασικότερο μειονέκτημα, ωστόσο, των WEPS έγκειται στο γεγονός ότι απαιτούν υψηλότερες ταχύτητες ανέμου από τα μηχανικά συστήματα, για να παράξουν την απαιτούμενη ροπή. Επιπλέον, καθώς οι ανεμαντλίες μπορούν πλέον να βρουν πεδίο εφαρμογής μόνο σε απομακρυσμένες ή/και αγροτικές περιοχές, υπάρχει σημαντική έλλειψη στοιχείων για την ορθή αξιολόγηση των αιολικών πόρων της εκάστοτε περιοχής. Η υποστήριξη ενός τέτοιου εγχειρήματος σε περιοχές με χαμηλές μέσες ταχύτητες ανέμου απαιτεί αρκετά υψηλότερο κεφάλαιο για να υπερνικήσει αυτές τις δυσκολίες.

1.4 Γεννήτριες και Ηλεκτρονικά Ισχύος στα WEPS

1.4.1 Σύγχρονες και Επαγωγικές Γεννήτριες

Σε αντίθεση με τις τυπικές ανεμογεννήτριες υψηλής ισχύος, οι SWT στην πλειονότητά τους αποτελούνται συνήθως από τριφασικές γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet Synchronous Generator - PMSG), ενώ οι τριφασικές επαγωγικές γεννήτριες έρχονται στην δεύτερη θέση[14]. Φυσικά, σχεδόν όλες οι γεννήτριες είναι τριφασικές AC, αφού το τριφασικό σύστημα αυξάνει την αναλογία ισχύος-βάρους των μηχανών και παρέχει πιο σταθερή ηλεκτρομηχανική ροπή.

Οι σύγχρονες τριφασικές γεννήτριες κυριαρχούν, καθώς χαρακτηρίζονται από υψηλή απόδοση ακόμα και σε χαμηλές στροφές αλλά και ευκολία οδήγησης. Τα βασικά τους μειονεκτήματα αφορούν το υψηλότερο κόστος σε σχέση με τις επαγωγικές αλλά και σε προβλήματα απομαγνήτισης των μαγνητών σε υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας ή μετά από χρόνια λειτουργία [15].

Αντίθετα, οι τριφασικές ασύγχρονες γεννήτριες προσφέρουν μεγαλύτερη ανθεκτικότητα και μικρότερο κόστος, αλλά ως αντίτιμο έχουν μικρότερη απόδοση σε μικρές ισχύες. Επιπλέον, οι επαγωγικές γεννήτριες απαιτούν την παροχή ενός άεργου μαγνητικού ρεύματος (reactive magnetizing current) για την διέγερση του στάτη και της δημιουργίας των στρεφόμενων ηλεκτρομαγνητικών πεδίων. Η άεργος αυτή ισχύς που καταναλώνει η επαγωγική γεννήτρια πρέπει να παρασχεθεί είτε από το δίκτυο είτε από τους μετατροπείς ισχύος.

1.4.2 Ηλεκτρονικά Ισχύος

Η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος τις τελευταίες δεκαετίες είναι τεράστια. Ολοένα και μεγαλύτερες καινοτομίες εμφανίζονται αυξάνοντας την διαχειρίσιμη ισχύ, μειώνοντας τις απώλειες και ενισχύοντας την συνολική αξιοπιστία τους. Η χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος δύναται να αποτελέσει καθοριστικό παράγοντα για την βελτιστοποίηση της απόδοσης και την ομαλή λειτουργία των WEPS. Οι διάφορες συνδεσμολογίες που έχουν χρησιμοποιηθεί ή ερευνηθεί στον τομέα των WEPS είναι αρκετές, με την καθεμία να έχει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά της. Επιπλέον, στο πλαίσιο των τοπικά κατασκευασμένων SWT, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, παρουσιάζουν ενδιαφέρον οι αρθρωτές διατάξεις των ηλεκτρονικών ισχύος (modular power electronics), οι οποίες μπορούν να επιτελέσουν αρκετές λειτουργίες προσαρμοσμένες στις εκάστοτε ανάγκες.

Σύνδεση Γεννήτριας-Κινητήρα με Αντιστάθμιση Πυκνωτών

Όπως αναφέραμε προηγουμένως, μια βασική προσέγγιση που έχει γίνει από τους Muljadi κ.ά. [16] και Vosper [17] είναι η απευθείας σύνδεση μιας γεννήτριας μονίμων μαγνητών σε σύστημα επαγωγικού κινητήρα-αντλίας με την απλή προσθήκη πυκνωτών ανάμεσα στις φάσεις για βελτίωση του συντελεστή ισχύος. Έτσι, η έξοδος της γεννήτριας τροφοδοτείται απευθείας στον κινητήρα, ο οποίος οδηγείται έχοντας μεταβλητή τάση και μεταβλητή συχνότητα (Variable Voltage Variable Frequency Drive - VVVF). Το πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι σαφώς η απλότητα και αποφυγή χρήσης ηλεκτρονικών ισχύος, με κόστος την χαμηλή απόδοση. Ωστόσο, η χρήση κάποιου ελεγκτή συνιστάται ακόμα και σε αυτές τις περιπτώσεις για την αποκοπή/σύνδεση του φορτίου όταν χρειάζεται. Το σχηματικό διάγραμμα αυτής της συνδεσμολογίας παρουσιάζεται στο σχήμα 1.5a.

Σύνδεση Γεννήτριας-Κινητήρα με Αντιστάθμιση Άεργου Ισχύος

Η τεχνική αυτή είναι ευρέως γνωστή και διαδεδομένη από τις συνδεσμολογίες των ανεμογεννητριών υψηλής ισχύος, ονομαζόμενη και ως διπλά τροφοδοτούμενη επαγωγική γεννήτρια (Doubly Fed Induction Generator - DFIG)[15]. Η συνδεσμολογία αυτή, αποσκοπεί όπως και η προηγούμενη στην άμεση σύνδεση και μεταφορά ισχύος από την γεννήτρια στον κινητήρα, με την διαφορά ότι ένα μέρος της ισχύος μεταφέρεται σε έναν μετατροπέα ισχύος που βρίσκεται παράλληλα. Ο μετατροπέας αυτός, λειτουργεί ως ένας περισσότερο πολύπλοκος αντισταθμιστής άεργου ισχύος και προσφέρει την εξωτερική διέγερση του μαγνητικού ρεύματος που απαιτείται στην γεννήτρια. Οι μετατροπείς ισχύος αυτοί ονομάζονται μειωμένης χωρητικότητας (reduced-capacity [18]) ή μερικής κλίμακας μετατροπείς συχνότητας (partial scale frequency converter). Οι εφαρμογές αυτές, γνωρίζουν μεγάλη απήχηση στην σύνδεση των επαγωγικών γεννητριών στο δίκτυο και την προσαρμογή τους στα WEPS έχουν επιχειρήσει οι Miranda [19],[20] και Camocardi [21] με συνδεσμολογία όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.5b.

Σύνδεση Γεννήτριας-Κινητήρα με Μετατροπέα Ισχύος

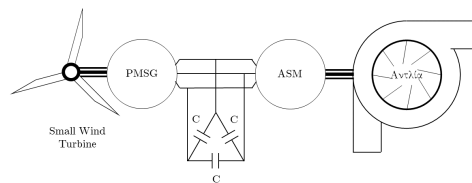
Ο πιο σύνθετος τύπος σύνδεσης γεννήτριας (ανεξαρτήτως τύπου) με τον κινητήρα της ανεμαντλίας είναι αυτός με τον μετατροπέα ισχύος πλήρους χωρητικότητας (full-capacity), ο οποίος διαχειρίζεται ολόκληρη την ισχύ της γεννήτριας και την διαμορφώνει κατάλληλα. Η τεχνική αυτή, παρότι αρκετά πιο σύνθετη και κοστοβόρα, αποτελεί μια πολύ αποδοτική λύση. Η προσθήκη ενός

μετατροπέα ισχύος ή συχνότητας κατά τον *Ackermann*, προσδίδει τεράστια ευελιξία στο σύστημα, καθώς πλέον η λειτουργία και η συχνότητα περιστροφής του κινητήρα μπορεί να είναι ανεξάρτητη από την συχνότητα περιστροφής της γεννήτριας. Η απεμπλοκή των δύο συστημάτων μας επιτρέπει να εφαρμόσουμε πιο πολύπλοκες τεχνικές οδήγησης στον κινητήρα και συνεπώς να εκμεταλλευτούμε τις δυνατότητες του στο έπακρο. Οι μετατροπείς αυτοί όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5c αποτελούνται από έναν ανορθωτή (rectifier) για την μετατροπή της AC εξόδου της γεννήτριας σε DC και στην συνέχεια το DC-Bus μετατρέπεται ξανά σε AC (inverter) για την οδήγηση του κινητήρα. Το DC-Bus επίσης ενδέχεται να περάσει από έναν DC-DC converter για την ανύψωση ή την σταθεροποίηση της τάσης αλλά και για την απομόνωση των δύο ηλεκτρονικών συστημάτων (rectifier-inverter).

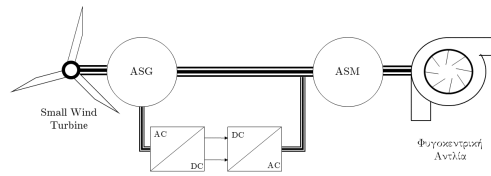
Στο πλαίσιο της προσθήκης ενός μετατροπέα ισχύος παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον η προσθήκη συστοιχίας μπαταριών στο DC-Bus. Οι μπαταρίες, αν και κοστοβόρες και με συγκεκριμένο χρόνο ζωής, συνεισφέρουν τα μέγιστα στην σωστή λειτουργία των μετατροπέων ισχύος και εγγυώνται την προστασία τους. Ένα σημαντικό πρόβλημα της αξιοποίησης της αιολικής ενέργειας είναι η εκμετάλλευση της περίσσειας ενέργειας λόγω της στοχαστικότητας της ταχύτητας του ανέμου αλλά και η κάλυψη του φορτίου στην περίπτωση παραγωγής ελάχιστης ενέργειας. Η προσθήκη μπαταριών στο σύστημα της ανεμογεννήτριας αποτελεί μια σημαντική λύση στην αποθήκευση ενέργειας και οι δυνατότητες που μπορεί να προσφέρει ερευνώνται εντατικά τα τελευταία χρόνια [22] [23]. Τα WEPS, όπως άλλωστε και οι ανεμογεννήτριες, απαιτούν διαφορετικούς ρυθμούς λειτουργίας ανάλογα το έργο που καλούνται να επιτελέσουν και τους πόρους της περιοχής. Αυτό συνεπάγεται πως ένα WEPS ενδέχεται να χρησιμοποιηθεί για εφαρμογές που απαιτούν συνεχή λειτουργία με υψηλή παροχή νερού ή άντληση με μεγάλο μανομετρικό ύψος (Head)-όπως σε εφαρμογές οικιακής, κτηνοτροφικής χρήσης αλλά και για τροφοδότηση ολόκληρων κοινοτήτων [24]- ή για εφαρμογές που απαιτούν λειτουργία σε πολύ συγκεκριμένα χρονικά πλαίσια, όπως άρδευση καλλιεργείων. Η χρήση συστοιχίας μπαταριών σε αυτές τις περιπτώσεις εξασφαλίζει την ανταπόκριση του συστήματος, αφού όταν δεν υπάρχει απαίτηση άντλησης η γεννήτρια φορτίζει τις μπαταρίες ενώ αν υπάρχει αυξημένη ζήτηση σε περίπτωση ανεπαρκούς ταχύτητας ανέμου, οι μπαταρίες μπορούν να καλύψουν το φορτίο.

Φυσικά, η προσθήκη συστοιχίας μπαταριών μπορεί να αυξήσει σημαντικά το κόστος εγκατάστασης του συστήματος και για τον λόγο αυτόν προτιμάται αρκετές φορές η αποθήκευση ενέργειας με την χρήση δεξαμενών νερού. Με αυτόν τον τρόπο, όταν υπάρχει περίσσεια ισχύος το νερό αποθηκεύεται, ενώ στην αντίθετη περίπτωση η πιθανότητα έλλειψης νερού είναι αρκετά μειωμένη έως μηδαμινή. Ωστόσο, η χρήση δεξαμενών δεν μπορεί να εφαρμοστεί παντού καθώς η άντληση πρέπει να γίνεται πάντα με γνώμονα τους πόρους ύδατος του συστή-

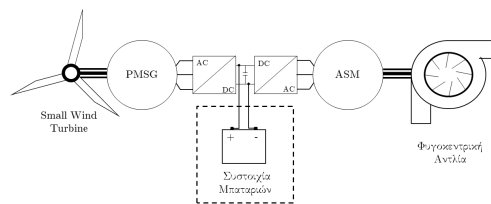
ματος. Συμπερασματικά, η προσθήκη μπαταριών σε συστήματα με μετατροπείς ισχύος πλήρους χωρητικότητας συνίσταται τόσο για την προστασία των ηλεκτρονικών ισχύος αλλά και για την πλήρη αξιοποίηση των δυνατοτήτων τους. Για τον λόγο αυτό, στην παρούσα διπλωματική θα ερευνήσουμε το πεδίο των τεχνικών οδήγησης των κινητήρων των ανεμαντλιών με δεδομένο την ύπαρξη μετατροπέων ισχύος πλήρους χωρητικότητας με την υποστήριξη συστοιχίας μπαταριών.



(a)



(b)



(c)

Σχήμα 1.5: Διαφορετικές εφαρμογές των WEPS. **(a):**Σύνδεση γεννήτριας-κινητήρα με αντιστάθμιση πυκνωτών. **(b):** Σύνδεση γεννήτριας-κινητήρα με αντιστάθμιση άεργου ισχύος. **(c):** Σύνδεση γεννήτριας-κινητήρα μέσω μετατροπέα ισχύος και συστοιχίας μπαταριών

1.5 Τεχνικές Οδήγησης Μηχανών

Όπως είδαμε αναλυτικά, η προσθήκη ηλεκτρονικών ισχύος μεταξύ της γεννήτριας και του κινητήρα στα WEPS μας επιτρέπει να ελέγχουμε και να ορίζουμε την λειτουργία του κινητήρα σε κάθε κατάσταση. Οι κινητήρες που χρησιμοποιούνται σχεδόν αποκλειστικά για τέτοιου τύπου εφαρμογές είναι οι επαγωγικοί τριφασικοί κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα (squirrel cage induction motors), καθώς οι φυγοκεντρικές αντλίες συνήθως πωλούνται στην αγορά συνδεδεμένες με τέτοιους κινητήρες. Οι επαγωγικοί, ή αλλιώς ασύγχρονοι, κινητήρες αποτελούν την πλειονότητα των χρησιμοποιούμενων κινητήρων στην βιομηχανία εδώ και πολλές δεκαετίες. Το χαμηλό τους κόστος, η αρκετά υψηλή απόδοση αλλά κυρίως η ανθεκτικότητά τους στο πέρασμα των χρόνων καθιστούν αυτές τις μηχανές εξαιρετικά αξιόπιστες και διαδεδομένες.

1.5.1 Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου AC Μηχανών

Παρότι ευρύτατα διαδεδομένες, οι AC μηχανές άρχισαν να χρησιμοποιούνται ως μονάδες μεταβλητής ταχύτητας (Variable Speed Drives - VSD) μόνο μετά την ανακάλυψη των μετατροπέων εναλλασσόμενης τάσης και ρεύματος [25]. Αλλά ακόμα και τότε, στα πρώιμα στάδια, ο έλεγχός τους περιοριζόταν στις εξισώσεις μόνιμης κατάστασης της μηχανής και ως εκ τούτου η δυναμική των σχεδιαζόμενων συστημάτων ήταν αρκετά χαμηλή. Ο ευρύτατα διαδεδομένος έλεγχος V/f αναπτύχθηκε βάσει αυτών των μοντέλων και αποτελεί μέχρι και σήμερα μια από τις πιο αξιόπιστες -αλλά μειωμένης απόδοσης- λύσεις για την οδήγηση μηχανών. Ο έλεγχος αυτός είναι ιδανικός για εφαρμογές με σταθερό φορτίο και χωρίς ανατροφοδότηση (*open-loop control*), αλλά παρουσιάζει αρκετά κακή απόκριση σε συστήματα με δυναμικό φορτίο.

Η μεγάλη εξέλιξη των AC μηχανών ήρθε τις δεκαετίες '60-'70, όταν ο διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control - FOC) ήρθε στο προσκήνιο, αλλάζοντας τελείως την δυναμική των AC μηχανών και κάνοντας πολύ μεγάλο άλμα στην αποδοτικότητα λειτουργίας τους. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου εισήγαγε την έννοια ελέγχου τόσο της παραγόμενης ηλεκτρομηχανικής ροπής του κινητήρα όσο και της μαγνητικής ροής στον δρομέα μέσω της ρύθμισης του ρεύματος. Η τεχνική ελέγχου αυτή είναι σαφώς αρκετά πολυπλοκότερη από το V/f προφίλ καθώς δεν μπορεί να υλοποιηθεί σε ένα απλό σύστημα χωρίς ανατροφοδότηση, αλλά το πλεονέκτημα της πολύ υψηλότερης απόδοσης στις περισσότερες καταστάσεις λειτουργίας είναι εξαιρετικά σημαντικό. Όπως είναι αναμενόμενο λοιπόν, η τεχνική FOC αποτελεί πεδίο συνεχούς έρευνας μέχρι και σήμερα για περαιτέρω βελτιστοποίηση της απόδοσης και ως αποτέλεσμα έχουν προκύψει διάφορες παραλλαγές του ελέγχου.

Στα μέσα της δεκαετίας του '80, οι Takahashi και Noguchi πρότειναν έναν ακόμα έλεγχο, τον έλεγχο άμεσης ροπής (Direct Torque Control - DTC), κατά τον οποίο ρυθμίζεται η παραγόμενη ηλεκτρομηχανική ροπή και η μαγνητική ροή άμεσα από ελεγχτές υστέρησης και όχι από ελεγχτές ρεύματος κλειστού βρόχου όπως στον FOC. Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η αποφυγή χρήσης μηχανικού αισθητήρα ταχύτητας στις περισσότερες περιπτώσεις και η υψηλή απόκριση ροπής.

Έκτοτε, ο τομέας του ελέγχου των AC μηχανών συνεχώς εξελίσσεται με την βελτιστοποίηση των προαναφερθεισών τεχνικών. Τα τελευταία χρόνια, η έρευνα και η επιστήμη ασχολείται πολύ ενεργά με την οδήγηση μηχανών χωρίς αισθητήρες (Sensorless Control). Πρακτικά, όταν αναφερόμαστε σε τέτοιους ελέγχους θεωρούμε ότι δεν λαμβάνεται μέτρηση της ταχύτητας της μηχανής αλλά εκτιμάται μέσα από τις εξισώσεις του μοντέλου. Οι τεχνικές αυτές έχουν αυξημένο βαθμό πολυπλοκότητας αλλά επιτρέπουν στο σύστημα να λειτουργεί σε πολύ υψηλή απόδοση έχοντας όσο το δυνατόν μικρότερη ανατροφοδότηση. Όπως είναι αναμενόμενο, οι παρατηρητές (observers) όπως ονομάζονται, έχουν κάποια ποσοστά σφάλματος ανάλογα την πολυπλοκότητα και τα σήματα ανατροφοδότησης που λαμβάνουν. Οι sensorless έλεγχοι μηχανών διαχωρίζονται σε παρατηρητές ανοιχτού βρόχου, με κυρίαρχες τεχνικές το μοντέλο τάσης (voltage model) με τις διάφορες παραλλαγές του και το προσαρμοσμένο σύστημα με μοντέλο αναφοράς (Model Reference Adaptive System - MRAS), και τους παρατηρητές κλειστού βρόχου, με πιο γνωστές τεχνικές αυτές του πλήρους τάξεως μη-γραμμικού συστήματος (Full order non-linear), του *Sliding Mode* και των φίλτρων Kalman [26]. Επιπλέον, είναι φανερό πως η ευστάθεια κάθε τεχνικής ελέγχου εξαρτάται από τις μοναδικές παραμέτρους της κάθε μηχανής και ειδικά στις sensorless τεχνικές οδήγησης που περιγράφηκαν. Ως εκ τούτου, διατάξεις που εκτιμούν, σε πραγματικό χρόνο, τις παραμέτρους της μηχανής γνωρίζουν μεγάλη απήχηση. Παράμετροι της μηχανής βραχυκυκλωμένου δρομέα, όπως η αντίσταση του στάτη, υπόκεινται σε αλλαγές κατά την λειτουργία της μηχανής, καθώς επηρεάζονται από την θερμοκρασία. Για τον λόγο αυτό, σε εφαρμογές υψηλής απόδοσης είναι σημαντικό οι παράμετροι να αναπροσαρμόζονται κατά την διάρκεια της λειτουργίας [27], [28].

1.5.2 Τεχνικές Ελέγχου AC Μηχανών στα WEPS

Όπως αναλύθηκε στα προηγούμενα υποκεφάλαια, η ανάπτυξη και λειτουργία των WEPS βασίζεται στην απλότητα και την ανθεκτικότητά τους. Αποτελούν, λοιπόν, κατασκευές απλού σχεδιασμού και χαμηλής πολυπλοκότητας, ώστε η εγκατάσταση και η αξιοποίησή τους να διεκπεραιώνονται εύκολα από τους εκάστοτε τοπικούς χρήστες, χωρίς τεχνική κατάρτιση και ειδικό εξοπλισμό. Στο πλαίσιο αυτό, οι τεχνικές οδήγησης που χρησιμοποιούνται σε τέτοιες εφαρμογές

προσανατολίζονται κυρίως γύρω από τον έλεγχο V/f , εκμεταλλευόμενες την ευκολία υλοποίησής του και την δυνατότητα εφαρμογής του σε κάθε μηχανή. Ο έλεγχος V/f πρακτικά δεν χρειάζεται καμία ανατροφοδότηση από την μηχανή εν ώρα λειτουργίας (ρεύμα, ταχύτητα) αλλά και καμία γνώση των παραμέτρων της παρά μόνο την ονομαστική τάση και συχνότητα. Το αντίτιμο φυσικά αυτής της απλότητας είναι η μειωμένη απόδοση και επίδοση της μηχανής σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας και η δυσκολία κάλυψης δυναμικών φορτίων. Το κόστος αυτό, έχει καταστήσει την συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου αρκετά παρωχημένη και σχεδόν απαγορευτική σε απαιτητικές εφαρμογές. Ωστόσο, η απόκρισή της σε μη δυναμικά φορτία - όπως αυτά των αντλιών - και σε συγκεκριμένες καταστάσεις λειτουργίας είναι αρκετά ικανοποιητική και ως εκ τούτου αποτελεί μια από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές οδήγησης αντλιών τόσο στα WEPS όσο και στην βιομηχανία.

Ωστόσο, η συνεχής εξέλιξη των power converter, των μικροεπεξεργαστών και φυσικά των τεχνικών οδήγησης έχει ανοίξει το πεδίο για εφαρμογή πολυπλοκότερων τεχνικών σε απλά συστήματα. Πλέον, κάθε μετατροπέας ισχύος μπορεί να παρέχει μετρήσεις τάσης και ρεύματος για λόγους ασφάλειας (προστασία από υπερτάσεις ή βραχυκυκλώματα) χωρίς επιπλέον κόστος ή αυξημένη πολυπλοκότητα. Επίσης, οι ενσωματωμένοι μικροεπεξεργαστές των inverter έχουν αναπτυχθεί ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια αυξάνοντας κατά πολύ την δυνατότητα εφαρμογής πολύπλοκων συστημάτων αυτόματου ελέγχου αλλά και την ευκολία προγραμματισμού. Συνεπώς, όλα αυτά μπορούν να συνδράμουν στην βελτιστοποίηση των WEPS και στην ανάπτυξη των δυνατοτήτων τους.

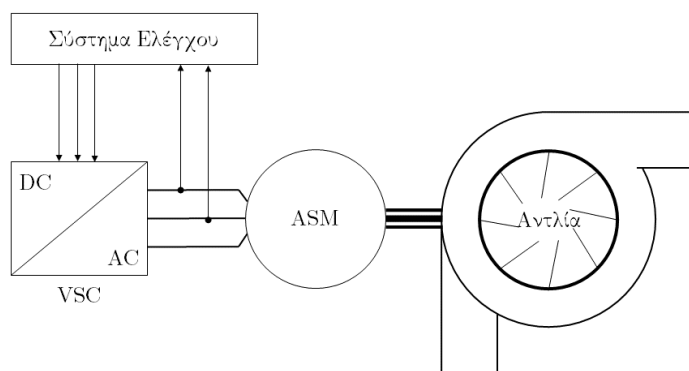
Διάφορες προσπάθειες έχουν γίνει για την εφαρμογή πολυπλοκότερων ελέγχων τις τελευταίες δεκαετίες, αναδεικνύοντας την ανάγκη αλλά και την δυνατότητα αναβάθμισης των συστημάτων οδήγησης των WEPS. Το πεδίο της απομακρυσμένης λειτουργίας επαγωγικών μηχανών αποτελεί μια πολύ ενδιαφέρουσα πρόκληση για την ανάπτυξη εξεζητημένων αλγορίθμων, οι οποίοι θα προσφέρουν ανθεκτικότητα αλλά και ευρεία δυνατότητα εφαρμογής σε διαφορετικές μηχανές. Κάποιες προτάσεις έχουν γίνει από τον Kassem [29], με εφαρμογή Sensorless ελέγχου με Sliding Mode τεχνική, αλλά και από τους Fernandez et al.[30] ξανά με Sliding Mode σε συστήματα WEPS. Η ανάπτυξη ενός αλγορίθμου που θα μπορεί να εφαρμοστεί σχεδόν σε οποιαδήποτε ασύγχρονη μηχανή μόνο με μικρές προσαρμογές αποτελεί μια πρόκληση για τους σχεδιαστές των WEPS, καθώς προσανατολίζεται στην εφαρμογή sensorless τεχνικών και στην εύκολη ή online ταυτοποίηση των παραμέτρων της μηχανής.

Σκοπός μας στην παρούσα διπλωματική είναι να ερευνήσουμε τα οφέλη που δύνανται να προσφέρουν οι σύγχρονες τεχνικές ελέγχου των AC μηχανών σε σύγκριση με την σημερινή περιγραφείσα δυναμική των WEPS. Η διερεύνηση των δυνατοτήτων αυτών έγινε μέσω συνεργασίας με τον οργανισμό Wind Empowerment και το ερευνητικό εργαστήριο Ανάλυσης και Αρχιτεκτονικής Συστη-

μάτων του Γαλλικού Κέντρου Έρευνας (LAAS-CNRS). Ο οργανισμός Wind Empowerment δραστηριοποιείται στον χώρο της αγροτικής/απομακρυσμένης ηλεκτροδότησης και των SWT, ενώ το εργαστήριο LAAS-CNRS ασχολείται με την ανάπτυξη αφθρωτών ηλεκτρονικών ισχύος, και συγκεκριμένα μετατροπέων τάσης πολλαπλών λειτουργιών, για την εφαρμογή σε WEPS και συστήματα με SWT χαμηλής ισχύος.

2 Σύστημα Οδήγησης Ανεμαντλίας

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθεί το σύστημα οδήγησης της ανεμαντλίας. Το σύστημα αυτό αποτελείται από τέσσερα βασικά μέρη: τον μετατροπέα ισχύος, την ασύγχρονη ή επαγωγική μηχανή (Asynchronous Motor - ASM), την αντλία και τέλος το σύστημα ελέγχου. Στις επόμενες παραγράφους θα αναπτυχθούν τα μοντέλα της μηχανής και του μετατροπέα και θα εξεταστεί η αντλία ως φορτίο. Το σύστημα ελέγχου και οι τεχνικές οδήγησης που θα χρησιμοποιηθούν θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο. Το κομμάτι της ανεμογεννήτριας και της παραγωγής ισχύος δεν θα ληφθεί υπόψιν, καθώς όπως αναλύθηκε προηγουμένως, η εφαρμογή η οποία θα ερευνηθεί, αποτελείται από DC-DC converter και συστοιχία μπαταριών για την απομόνωση του συστήματος οδήγησης από το σύστημα παραγωγής ενέργειας.



Σχήμα 2.1: Σύστημα Οδήγησης Ανεμαντλίας

2.1 Περιγραφή του Συστήματος Οδήγησης

Η εφαρμογή με την οποία θα ασχοληθούμε στο υπόλοιπο της παρούσας διπλωματικής αποτελείται από έναν αντιστροφέα πηγής τάσης (Voltage Source Inverter - VSI), έναν ασύγχρονο κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα (Squirrel Cage Induction Motor - SCIM) και μια φυγοκεντρική αντλία. Το εξεταζόμενο σύστημα είναι ο πιο τυπικός συνδυασμός που συναντάται στις εφαρμογές των ανεμαντλιών αλλά και σε αντλίες, ανεμιστήρες και φτερωτές στην βιομηχανία.

Ο μετατροπέας, ο οποίος θα αποτελέσει και το πρώτο μέρος που θα εξεταστεί, αποτελεί το μέσο ελέγχου και ηλεκτρικής τροφοδότησης των κινητήριων συστημάτων. Ως εκ τούτου, είναι συνδεδεμένο στο DC-Bus και σκοπός του είναι να μετατρέψει την DC τάση σε συμμετρική τριφασική AC και να τροφοδοτήσει τον στάτη της SCIM. Ένας VSI ουσιαστικά μπορεί να ελέγξει μόνο το πλάτος και την συχνότητα της παραγόμενης τάσης στην έξοδό του. Έτσι, κάθε έλεγχος που θα εξεταστεί στις επόμενες ενότητες θα πρέπει να προσαρμοστεί σε αυτή την συνθήκη και οι τελικές παράμετροι ελέγχου να αφορούν μόνο τα πλάτη και την συχνότητα της τάσης εξόδου. Οι δυνατότητες του αντιστροφέα στο κομμάτι της ανατροφοδότησης είναι οι μετρήσεις του τριφασικού ρεύματος και τάσης εξόδου (AC), η τάση και ρεύμα εισόδου (DC). Στην πράξη, οι μετρήσεις αυτές υλοποιούνται στους περισσότερους αντιστροφείς για λόγους προστασίας [31].

2.2 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

2.2.1 Συστήματα VSC

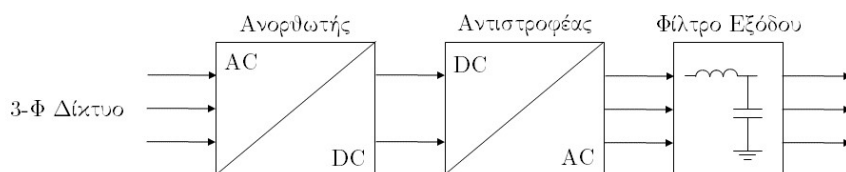
Ένας τυπικός μετατροπέας ισχύος πηγής τάσης (Voltage Source Converter) αποτελείται από τρία βασικά μέρη όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2:

- *ανορθωτής*
- *αντιστροφέας*
- *φίλτρο εξόδου*

Η ύπαρξη μπαταριών ή DC-DC converter στο DC-Link, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, αφενός σταθεροποιούν την τάση αφετέρου απομονώνουν τον ανορθωτή από τον αντιστροφέα. Επομένως, στην παρούσα διπλωματική θεωρείται πως υπάρχει μια σταθερή DC τάση τροφοδοσίας και πρακτικά ο μετατροπέας ισχύος πηγής τάσης ταυτίζεται με τον αντιστροφέα πηγής τάσης.

Οι μετατροπείς ισχύος διαφέρουν ως προς τον σχεδιασμό και τα υλικά ανάλογα τις απαιτήσεις της εφαρμογής και τους στόχους του σχεδιαστή. Οι κατηγοριοποιήσεις μπορούν να γίνουν με βάση τα διαφορετικά ημιαγώγιμα υλικά που χρησιμοποιούνται, την συνδεσμολογία τους αλλά και την τροφοδοσία τους.

Η κατηγοριοποίηση βάσει τροφοδοσίας χωρίζει τους μετατροπείς ισχύος σε μετατροπείς πηγής τάσης (VSC) και πηγής ρεύματος (Current Source Controllers - CSC). Ωστόσο, οι διακόπτες (ημιαγώγιμα υλικά) που απαιτούνται για την υλοποίηση ενός CSC, πρέπει να είναι διπολικό ή αμφίδρομοι (bipolar-bidirectional), οι οποίοι δεν είναι πλήρως ελεγχόμενοι και για τον λόγο αυτό, οι μετατροπείς πηγής τάσης κυριαρχούν στο πεδίο των μετατροπέων ισχύος.



Σχήμα 2.2: Συνδεσμολογία μετατροπέα τάσης

Στην συνέχεια, οι μετατροπείς μπορούν να κατηγοριοποιηθούν βάσει της συνδεσμολογίας τους. Οι βασικότερες συνδεσμολογίες των αντιστροφέων πηγής τάσης είναι αυτές του μονοφασικού αντιστροφέα, της Η-γέφυρας και φυσικά του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Οι συνδεσμολογίες αυτές είναι που κυριαρχούν στην αγορά των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος και αποτελούν τα θεμέλια για την ανάπτυξη πολυπλοκότερων μονάδων, όταν οι διακόπτες δεν μπορούν να αντεπεξέλθουν στις απαιτήσεις ρεύματος/τάσης συνήθως σε εφαρμογές υψηλής ισχύος. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, έχουν αναπτυχθεί σύνθετες συνδεσμολογίες, όπως για παράδειγμα τα συστήματα πολλαπλών μονάδων, όπου χρησιμοποιούνται πολλαπλοί διακόπτες -σε σειρά ή παράλληλα- σε κάθε πόδι του αντιστροφέα, ή οι πολυεπίπεδοι αντιστροφέες (για κάλυψη αναγκών τάσης) [32, pp.1-21].

2.2.2 Αρχές Λειτουργίας Μετατροπέα Ημιγέφυρας

Για την κατανόηση των αρχών λειτουργίας ενός τριφασικού VSI είναι χρησιμότερο να αναλυθεί πρώτα η λειτουργία του μετατροπέα ημιγέφυρας (half-bridge converter) ή απλώς μονοφασικού αντιστροφέα, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.

Η λειτουργία των πλήρως ελεγχόμενων ημιαγωγικών διακοπών βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation - PWM), κατά την οποία λαμβάνουν έναν παλμό που ορίζει την αγωγή ή όχι του διακόπτη. Όπως είναι φανερό, οι δύο διακόπτες που βρίσκονται σε σειρά και ορίζουν το “πόδι” του αντιστροφέα πρέπει να μην άγουν ποτέ ταυτόχρονα για την αποφυγή βραχυκυκλώματος. Επομένως, για τους διακόπτες Q_1 και Q_4 με συνάρτηση διακοπών την:

$$s(t) = \begin{cases} 1, & \text{αν ο διακόπτης άγει,} \\ 0, & \text{αν δεν άγει.} \end{cases}$$

έχουμε:

$$s_1(t) + s_4(t) \equiv 1$$

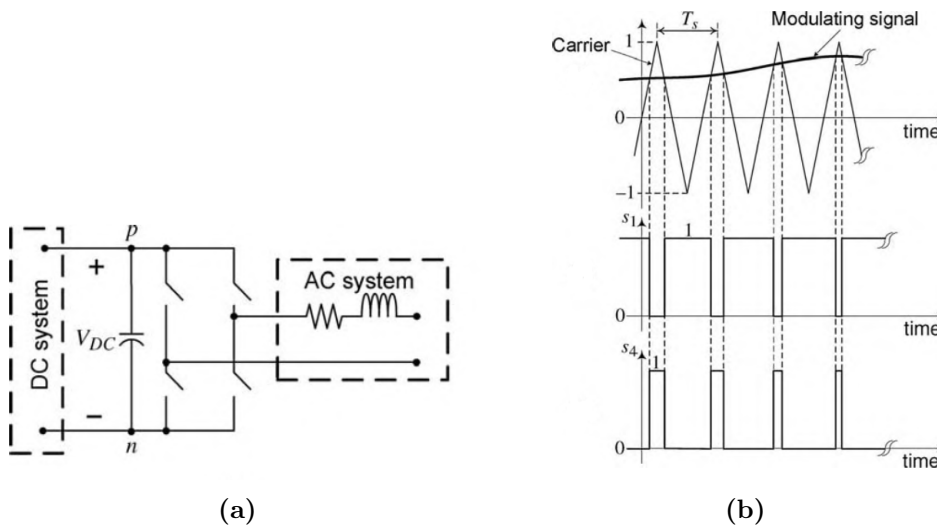
$$V_t(t) = (V_{DC}/2)s_1(t) - (V_{DC}/2)s_4(t)$$

Αν θεωρήσουμε την μέση τιμή της $s_1(t)$ ίση με d τότε:

$$\bar{s}_1(t) = d$$

$$\bar{s}_4(t) = 1 - d$$

Γίνεται, λοιπόν, αμέσως αντιληπτό πως με την κατάλληλη διαμόρφωση του ρυθμού λειτουργίας των διακοπών Q_1 , Q_4 και με την κατάλληλη συχνότητα είναι δυνατόν κανείς να ελέγξει το πλάτος και την συχνότητα της τάσης εξόδου.



Σχήμα 2.3: (a): Σχηματικό διάγραμμα μονοφασικού αντιστροφέα. (b): Ακολουθία παλμών PWM βάσει φέροντος και σήματος αναφοράς. [32]

2.2.3 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών - SPWM

Στο πλαίσιο της ανάπτυξης των ηλεκτρονικών ισχύος και δη των μετατροπέων, έχουν αναπτυχθεί διάφορες τεχνικές τροφοδότησης παλμών στους διακόπτες. Μια από τις πιο διαδεδομένες για την λειτουργία των αντιστροφέων

είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation). Η τεχνική αυτή βασίζεται στην σύγκριση ενός φέροντος σήματος (carrier wave) τριγωνικού παλμού με το επί διαμόρφωση σήμα ή το σήμα αναφοράς (ημίτονο). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.3b, η διαμόρφωση του εύρους του παλμού για τον διακόπτη Q_1 προκύπτει από την σύγκριση των δύο σημάτων. Όταν το σήμα αναφοράς έχει μεγαλύτερη τιμή από το φέρον, τότε ο διακόπτης άγει, δηλαδή ο παλμός βρίσκεται στο λογικό 1, ενώ στην αντίθετη περίπτωση ο παλμός ισούται με μηδέν.

Πρακτικά, η συχνότητα του φέροντος καθορίζει και την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και παραμένει σταθερή καθ' όλη την διάρκεια λειτουργίας. Η επιλογή αυτής της συχνότητας βασίζεται στον *συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας* (frequency modulation ratio), που ορίζεται ως εξής:

$$m_f = \frac{f_c}{f_1}$$

όπου f_c η συχνότητα του φέροντος και f_1 η θεμελιώδης συχνότητα. Ο συντελεστής αυτός καθορίζει τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές στην τάση εξόδου. Οι αρμονικές εμφανίζονται γύρω από την συχνότητα μετάβασης f_1 βάσει της εξίσωσης:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1,$$

κατά την οποία όταν j είναι περιττός τότε το k παίρνει μόνο άρτιες τιμές, ενώ όταν το j είναι άρτιος, οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για περιττές τιμές του k . Ως εκ τούτου, ο συντελεστής m_f επιλέγεται να είναι περιττός ακέραιος, για την απαλοιφή των άρτιων αρμονικών από την τάση εξόδου. Η τελική επιλογή του m_f και της συχνότητας του φέροντος ή συχνότητας μετάβασης καθορίζεται από την επιθυμητή λειτουργία του αντιστροφέα. Γενικότερα, το φιλτράρισμα αρμονικών υψηλής συχνότητας είναι ευκολότερο από εκείνο των χαμηλής. Συνεπώς, είναι προτιμητέο να επιλέγεται όσο το δυνατό υψηλότερη συχνότητα μετάβασης. Στην πράξη όμως, πρέπει να επιλέγεται μια συχνότητα μετάβασης με γνώμονα την ισορροπία μεταξύ των απωλειών του αντιστροφέα, οι οποίες αυξάνονται ανάλογα με την συχνότητα αυτή, και της ύπαρξης ευκολότερα διαχειρίσιμων αρμονικών. Επιπλέον, στα κινητήρια AC συστήματα συνήθως υπάρχει ασύγχρονη διαμόρφωση PWM, δηλαδή η συχνότητα του σήματος αναφοράς αλλάζει αλλά αυτή του φέροντος μένει σταθερή, με αποτέλεσμα ο m_f να μην είναι πάντα ακέραιος. Για την ασύγχρονη διαμόρφωση PWM, προτείνεται υψηλό μέγεθος m_f (>21), καθώς τα πλάτη των υποαρμονικών της ασύγχρονης διαμόρφωσης είναι μικρά για υψηλό m_f [33].

Το δεύτερο βασικό στοιχείο αυτής της διαμόρφωσης είναι ο *συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους* (modulation index) m_a και ορίζεται ως ο λόγος του πλά-

τους του σήματος αναφοράς προς το πλάτος του φέροντος σήματος:

$$m_\alpha = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{carrier}}$$

Όπως είναι φανερό από τις εξισώσεις που αναλύσαμε προηγουμένως στον μονοφασικό αντιστροφέα, όταν άγει ο διακόπτης Q_1 η έξοδος της τάσης ισούται με $V_{DC}/2$ ενώ όταν άγει ο Q_4 ισούται με $-V_{DC}/2$. Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας -στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης- εξαρτάται πλήρως από τον λόγο πλάτους των δύο σημάτων:

$$V_{A_o} = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{carrier}} \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{όπου} \quad \hat{V}_{ref} \leq \hat{V}_{carrier}$$

Κατά αυτόν τον τρόπο, όταν ο m_α είναι αρκετά μεγάλος και σε μια περίοδο μετάβασης μπορούμε να “δοούμε” το σήμα αναφοράς σταθερό, τότε η μέση τιμή του ταυτίζεται με εκείνη της θεμελιώδους συνιστώσας V_{A_o} . Άρα, για ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς θα έχουμε:

$$v_{ref} = \hat{V}_{ref} \sin \omega_1 t$$

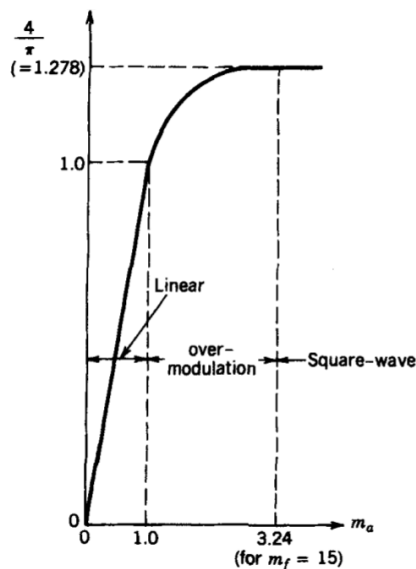
$$\begin{aligned} (v_{A_o}) &= \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{carrier}} \sin \omega_1 t \frac{V_{DC}}{2} \\ &= m_\alpha \sin \omega_1 t \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{for} \quad m_\alpha \leq 1.0 \end{aligned}$$

Βάσει των τιμών του m_α μπορούμε να χωρίσουμε τρεις περιοχές λειτουργίας:

- Γραμμική περιοχή, για $m_\alpha \leq 1$
- Υπερδιαμόρφωση (overmodulation), για $1 \leq m_\alpha \leq 3.24$
- Τετραγωνική Κυματομορφή (square-wave), για $m_\alpha \geq 3.24$

Για την γραμμική περιοχή ισχύουν φυσικά, οι εξισώσεις που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης, η τάση εξόδου μπορεί να φτάσει σε υψηλότερα πλάτη με κόστος την εμφάνιση περισσότερων αρμονικών στις πλευρικές ζώνες. Για πολύ μεγάλες τιμές του m_α , η τάση εξόδου εκφυλίζεται τόσο που γίνεται τετραγωνική κυματομορφή, με το πλεονέκτημα ότι έχει πολύ λιγότερες διακοπτικές απώλειες -δύο αλλαγές των διακοπών ανά περίοδο- αλλά ο αντιστροφέας δεν δύναται πια να ελέγξει το πλάτος της τάσης εξόδου. Η τιμή $m_\alpha = 3.24$ για την μετάβαση στην περιοχή της τετραγωνικής κυματομορφής προκύπτει από την συνθήκη[33, pp.237-246]:

$$\frac{V_{DC}}{2} \leq (\hat{V}_{A_o}) \leq \frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2}$$



Σχήμα 2.4: Έλεγχος τάσης εξόδου μέσω της μεταβολής του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους [33].

νέου σήματος αναφοράς οδηγεί σε μικρότερη λειτουργία των διακοπών άρα και μικρότερες απώλειες.

Τέλος, άξια αναφοράς είναι και η διαμόρφωση εύρους παλμών με διαμόρφωση διανυσμάτων χώρου (Space Vector Modulation - SVM), η οποία παρουσιάζει τις δυνατές καταστάσεις λειτουργίας του inverter σε χώρο διανυσμάτων και είναι εύκολα υλοποιήσιμη από τους σύγχρονους μικροεπεξεργαστές. Ωστόσο, η τελική έξοδος και η αλληλουχία των παλμών παραμένει ίδια με την τεχνική SPWM με έγχυση τρίτης αρμονικής και για τον λόγο αυτό δεν θα ερευνηθεί περαιτέρω στην παρούσα διπλωματική.

2.2.4 Μοντελοποίηση και Έλεγχος VSC

Σύμφωνα, λοιπόν, με την στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών η εξίσωση που μπορεί να περιγράψει την έξοδο τάσης V_t του μονοφασικού αντιστροφέα δίνεται ως [32, pp.115-126]:

$$V_t'(t) = m(t) \frac{V_{DC}}{2} - r_{on}i(t)$$

Ωστόσο, η λειτουργία στην γραμμική περιοχή έχει ως αποτέλεσμα την περιορισμένη αξιοποίηση της DC τάσης. Πρακτικά, αν έχουμε ένα DC - Bus περί τα 600V, τότε το μέγιστο πλάτος που μπορούμε να έχουμε ως AC τάση είναι 300V και η ενεργός τιμή (RMS) ισούται τότε με περίπου 212V, που απέχει 8% από την ονομαστική τάση των πολλών βιομηχανικών επαγωγικών κινητήρων (230V). Στην επίλυση αυτού του προβλήματος, έχει προταθεί η τεχνική της έγχυσης τρίτης αρμονικής για την αύξηση του τελικού πλάτους της τάσης [34]. Ως αποτέλεσμα, η τελική αύξηση της τάσης μπορεί να φτάσει ένα ποσοστό 15%, ενώ όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4 η επίπεδη κορυφή του

Αντίστοιχα, για τον τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων οι έξοδοι τάσης θα είναι:

$$V'_{ta}(t) = m_a(t) \frac{V_{DC}}{2} - r_{on} i_a(t), \quad (2.1)$$

$$V'_{tb}(t) = m_b(t) \frac{V_{DC}}{2} - r_{on} i_b(t), \quad (2.2)$$

$$V'_{tc}(t) = m_c(t) \frac{V_{DC}}{2} - r_{on} i_c(t), \quad (2.3)$$

Όπου, τα $m_{abc}(t)$ αποτελούν τα σήματα αναφοράς των τριών φάσεων:

$$m_a(t) = \hat{m}(t) \cos[\epsilon(t)], \quad (2.4)$$

$$m_b(t) = \hat{m}(t) \cos\left[\epsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right], \quad (2.5)$$

$$m_c(t) = \hat{m}(t) \cos\left[\epsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right], \quad (2.6)$$

όπου το $\epsilon(t)$ εμπεριέχει την συχνότητα και τα στοιχεία φάσης-γωνίας. Ο παράγοντας $r_{on} i_{abc}$ σε εφαρμογές όπως η οδήγηση AC κινητήρων μπορεί να αγνοηθεί και να ενσωματωθεί για παράδειγμα στην αντίσταση του στάτη στην υλοποίηση του ελέγχου. Επομένως, οι εξισώσεις (2.1) -(2.3) μπορούν να έρθουν στην μορφή:

$$V'_{ta}(t) = m_a(t) \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.7)$$

$$V'_{tb}(t) = m_b(t) \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.8)$$

$$V'_{tc}(t) = m_c(t) \frac{V_{DC}}{2}. \quad (2.9)$$

Επιπλέον, πρέπει να ληφθεί υπόψιν πως οι DC- και AC-πλευρά σχετίζονται και με την θεμελιώδη αρχή διατήρησης της ισχύος, που συνεπάγεται $P_{DC}(t) = P_t(t)$. Ως εκ τούτου,

$$V_{DC}(t) i_{DC}(t) = V_{ta}(t) i_a(t) + V_{tb}(t) i_b(t) + V_{tc}(t) i_c(t) \quad (2.10)$$

2.2.5 Φασιθέτες και Δισδιάστατα Πεδία

Σε κάθε τριφασικό σύστημα VSC, ο ελεγκτής (controller) καλείται να ευθυγραμμίζει την έξοδο των συστημάτων με ημιτονοειδή σήματα αναφοράς τάσης ή ρεύματος. Ωστόσο, η ευθυγράμμιση (tracking) ημιτονοειδών εντολών απαιτεί σχεδιασμό ελεγκτών υψηλότερης τάξης και εύρους από ότι σε σταθερές (DC) εντολές, των οποίων η παρακολούθηση μπορεί να γίνει με ένα απλό

proportional-integral (PI) αντισταθμιστή. Για την αποφυγή σχεδιασμού πολύπλοκων συστημάτων χρησιμοποιούνται διάφοροι μετασχηματισμοί με σκοπό την μετάβαση σε δισδιάστατα πεδία και την συνολική απλοποίηση του σχεδιασμού. Τα δύο βασικότερα δισδιάστατα πεδία αποτελούν το πεδίο- ab και το πεδίο- dq . Το πρώτο, επιτρέπει την μεταφορά του προβλήματος ελέγχου ενός τριφασικού συστήματος σε ένα ισοδύναμο πρόβλημα δύο υποσυστημάτων. Επομένως, αντί για τον ταυτόχρονο έλεγχο των τριών φάσεων - και άρα τριών μεταβλητών - ενός αντιστροφέα, μπορεί να ελέγξει κανείς πλέον δύο μεταβλητές. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου παραμένει το γεγονός πως οι μεταβλητές ακολουθούν ημιτονοειδή μορφή. Το πρόβλημα αυτό, έρχεται να ξεπεράσει η μετάβαση στο πεδίο- dq , κατά το οποίο το σύστημα ελέγχου “βλέπει” τις ημιτονοειδείς εντολές ως συνεχείς DC, επιτρέποντας έτσι την λειτουργία PI ελεγκτών. Επιπλέον, η λειτουργία του ελέγχου στο πεδίο- dq είναι πολύ χρήσιμη και προτιμάται για την οδήγηση των ηλεκτρικών μηχανών, καθώς διάφορες χρονομεταβλητές παράμετροι όπως η αμοιβαία επαγωγή μετασχηματίζονται σε σταθερές. Συνεπώς, το πεδίο που θα μας απασχολήσει στην συνέχεια κατά κύριο λόγο είναι το πεδίο- dq και τόσο οι εξισώσεις της επαγωγικής μηχανής όσο και η οδήγησή της θα βασιστούν εκεί.

Για την κατανόηση της θεωρίας των δύο προαναφερθέντων πεδίων θα πρέπει να εισαχθεί η έννοια του *φάσoρα* ή *φασιθέτη* (phasor). Οι φάσορες είναι μεγέθη που χρησιμοποιούνται ευρύτατα από πολλούς τομείς, συνήθως για να περιγράψουν σήματα σε ημιτονικές καταστάσεις. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε τον φάσορα χώρου (space phasor) θεωρώντας την παρακάτω τριφασική ημιτονοειδή συνάρτηση:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f} \cos [\omega t + \theta_0], \\ f_b(t) &= \hat{f} \cos [\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}], \\ f_c(t) &= \hat{f} \cos [\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}], \end{aligned} \quad (2.11)$$

όπου $\hat{f}, \theta_0, \omega$ είναι το πλάτος, η αρχική φάση και η γωνιακή συχνότητα της συνάρτησης. Ο space phasor ορίζεται ως εξής:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} [e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t)] \quad (2.12)$$

Αντικαθιστώντας από την (2.11) στην (2.12) και με χρήση των ταυτοτήτων $\cos \theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ και $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} \equiv 0$, παίρνει κανείς :

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} e^{j\theta_0}) e^{j\omega t} = \underline{f} e^{j\omega t}, \quad (2.13)$$

όπου $\underline{f} = \hat{f}e^{j\theta_0}$. Η μιγαδική ποσότητα \underline{f} μπορεί να αποτυπωθεί από ένα διάνυσμα, ενώ αν είναι σταθερό τότε ο φασιθέτης χώρου είναι ταυτόσημος με τον συμβατικό φασιθέτη. Ο ορισμός του space phasor μπορεί να επεκταθεί και να συμπεριλάβει συναρτήσεις μεταβλητής συχνότητας, όπου αντί για \hat{f}, θ_0 της (2.11) να υπάρχουν $\hat{f}(t), \theta(t)$.

Πεδίο-αβ

Για να μεταβούμε στο πεδίο dq θα πρέπει αρχικά να σχηματίσουμε το αβ-πεδίο. Στο σημείο αυτό, πρέπει να σημειωθεί ότι το τριφασικό προς εξέταση σύστημα πρέπει να είναι συμμετρικό, ειδάλλως δεν μπορεί να εκφραστεί άμεσα στον χώρο των φασιθετών. Πρακτικά, το πεδίο-αβ αποτελεί την αποτύπωση του φάσορα χώρου στον καρτεσιανό χώρο συντεταγμένων. Η εξίσωση (2.12), δεδομένου $f_a + f_b + f_c \equiv 0$, μπορεί να διαχωριστεί σε πραγματικό και φανταστικό μέρος:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (2.14)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.12), έχουμε :

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

όπου

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Από την αποτύπωση του σχήματος 2.5 του φασιθέτη μπορούμε εύκολα να προχωρήσουμε στις παρακάτω σχέσεις:

$$\hat{f}(t) = \sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}, \quad (2.17)$$

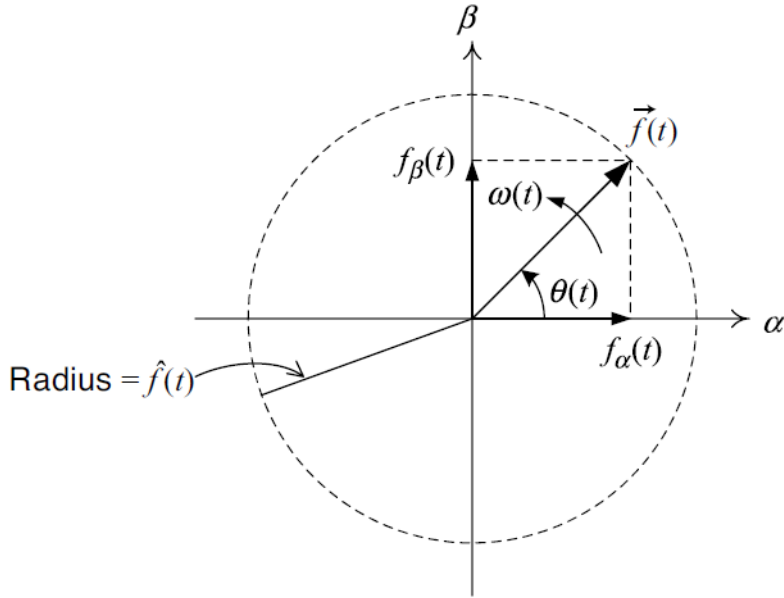
$$\cos[\theta(t)] = \frac{f_\alpha(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}}, \quad (2.18)$$

$$\sin[\theta(t)] = \frac{f_\beta(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}}. \quad (2.19)$$

Ή εναλλακτικά :

$$f_\alpha = \hat{f}(t) \cos[\theta(t)], \quad (2.20)$$

$$f_\beta = \hat{f}(t) \sin[\theta(t)], \quad (2.21)$$



Σχήμα 2.5: Ανάλυση πεδίου-αβ ενός φασιθέτη χώρου [32]

Επιπλέον, έχοντας τα σήματα πλέον στην μορφή α, β είναι εύκολο να τα επεξεργαστούμε χρησιμοποιώντας τον παρακάτω μετατροπέα φάσης/πλάτους:

$$\begin{bmatrix} f'_\alpha(t) \\ f'_\beta(t) \end{bmatrix} = A(t) \begin{bmatrix} \cos \phi(t) & -\sin \phi(t) \\ \sin \phi(t) & \cos \phi(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

όπου $\phi(t), A(t)$ είναι αυθαίρετες συναρτήσεις χρόνου για την αλλαγή γωνίας φάσης και πλάτους, αντίστοιχα, του $\vec{f}'(t)$ σε σχέση με το $\vec{f}(t)$.

Πεδίο-dq

Για τον φάσορα που αναλύθηκε προηγουμένως $\vec{f} = f_\alpha + jf_\beta$, ο μετασχηματισμός από το πεδίο-αβ στο -dq ορίζεται ως εξής:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\epsilon(t)}, \quad (2.23)$$

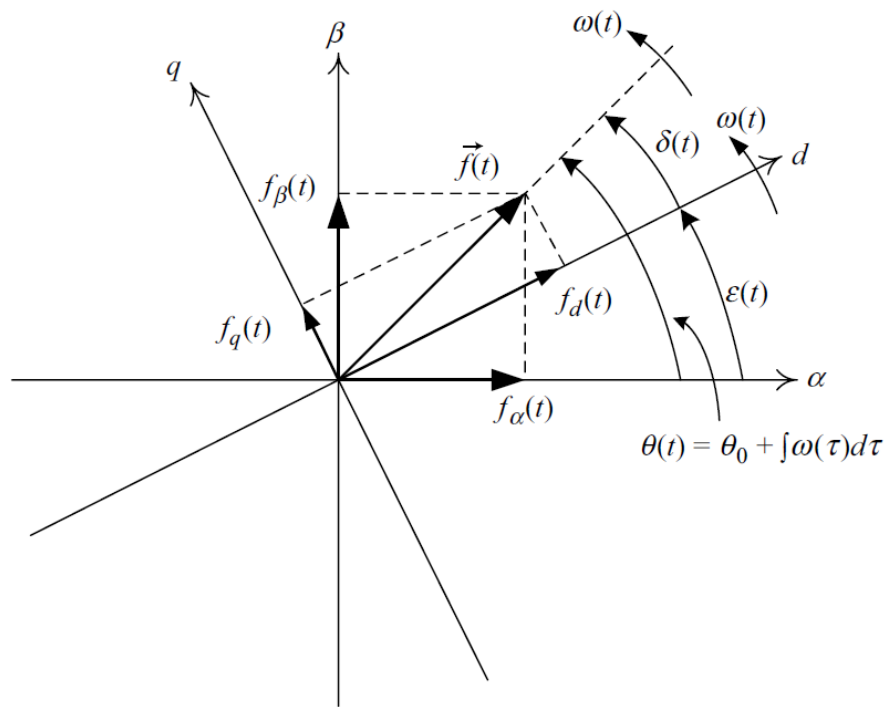
το οποίο φυσικά είναι ισοδύναμο με την αλλαγή φάσης από (2.22) κατά $-\epsilon(t)$, ενώ ο αντίστροφος μετασχηματισμός μπορεί να προκύψει πολλαπλασιάζοντας με $e^{j\epsilon(t)}$. Από την ανάλυση του σχήματος 2.6 προκύπτουν οι αντίστοιχες σχέσεις με το πλαίσιο αναφοράς-αβ (2.17)-(2.19) για γωνία $\delta(t)$ για την οποία ισχύει $\delta(t) = \theta(t) + \epsilon(t)$.

$$\hat{f}(t) = \sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)},$$

$$\cos[\delta(t)] = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)},$$

$$\sin[\delta(t)] = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}.$$

Ως αποτέλεσμα, στο πεδίο-dq στην μόνιμη κατάσταση τα σήματα παρουσιάζ-



Σχήμα 2.6: Πλαίσια αναφοράς $-\alpha\beta$ και $-dq$ [32]

ζουν σταθερές κυματομορφές. Το γεγονός αυτό, επιτρέπει την εφαρμογή PI ελεγκτών ή αντισταθμιστών, οι οποίοι έχουν απλή κατασκευή ενώ μπορούν να επιτύχουν μηδενικό σφάλμα παρακολούθησης στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (zero steady-state tracking error) [32].

Για την περιγραφή του μαθηματικού μοντέλου των επαγωγικών μηχανών και συνακόλουθα για την υλοποίηση των διάφορων τεχνικών ελέγχου χρησιμοποιούνται και τα δύο πλαίσια αναφοράς που περιγράφηκαν, ακόμα και συνδυαστικά. Ως εκ τούτου, βιβλιογραφικά προτιμάται πολλές φορές η χρήση των

δεικτών dq ακόμα και για το πλαίσιο αναφοράς αβ. Για τον διαχωρισμό των δύο πεδίων -στατικού (stationary) και στρεφόμενου (rotating)- χρησιμοποιούνται κατάλληλοι εκθέτες που υποδεικνύουν την συχνότητα περιστροφής του πεδίου [35], [36]. Στην παρούσα διπλωματική για το στατικό πλαίσιο αναφοράς χρησιμοποιείται ο εκθέτης f_{dq}^s , ενώ για το πλαίσιο που περιστρέφεται σύγχρονα με το στρεφόμενο πεδίο χρησιμοποιείται ο εκθέτης f_{dq}^e . Η χρήση των εκθετών προτείνεται για διευκόλυνση στην κατανόηση των διαφόρων συστημάτων εκτίμησης του στρεφόμενου πεδίου, του πεδίου στάτη ή διακένου κ.ο.κ, που θα αναλυθούν και στην συνέχεια.

2.3 Επαγωγική Τριφασική AC Μηχανή

2.3.1 Παραδοχές Μοντελοποίησης

Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε την λειτουργία μιας ασύγχρονης τριφασικής μηχανής (ASM) βραχυκυκλωμένου δρομέα ή κλωβού 2 πόλων. Για την χρήση των γνωστών μαθηματικών μοντέλων των μηχανών αυτών πρέπει να γίνουν πρώτα κάποιες παραδοχές. Αρχικά, οφείλουμε να ξεχωρίσουμε τα στατικά μέρη, που αποτελούν τον *στάτη*, από τα κινούμενα, δηλαδή τον *ρότορα* ή *δρομέα*. Μεταξύ των δύο υπάρχει μικρό διάκενο (air-gap), το οποίο θεωρείται ομοιόμορφο γύρω από τον δρομέα.

Επιπλέον, θεωρούμε πανομοιότυπα τυλίγματα στον στάτη και στον δρομέα με αντιστάσεις R_s, R_r και N_s, N_r περιελίξεις, αντίστοιχα. Υποθέτουμε, επίσης, πως τα τυλίγματα είναι τοποθετημένα έτσι ώστε η κατανομή της μαγνητικής ροής στο διάκενο να είναι προσεγγιστικά ημιτονοειδής. Τα τυλίγματα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένα, ενώ αυτά του στάτη συνδέονται σε συμμετρική τριφασική πηγή τάσης. Τέλος, για απλοποίηση των εξισώσεων, αγνοούνται οι απώλειες σιδήρου και υστέρησης, αλλά και οι απώλειες τριβής και ανεμισμού [31] [37].

Η αρχή λειτουργίας των ASM βασίζεται στην δημιουργία στρέφόμενου μαγνητικού πεδίου στο διάκενο, το οποίο οφείλεται στην ροή του τριφασικού ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη και στρέφεται με ταχύτητα που καθορίζεται από την συχνότητα των ρευμάτων και τους πόλους της μηχανής. Αν ο δρομέας περιστρέφεται με διαφορετική ταχύτητα εκείνη του πεδίου, τότε επάγεται τάση στον δρομέα και συνεπώς διαρρέει ρεύμα τον βραχυκυκλωμένο κλωβό σύμφωνα με [38]:

$$e_{ind} = (v \times B) \cdot l, \quad (2.24)$$

όπου v, B, l είναι η σχετική ταχύτητα των αγωγών του δρομέα προς το μαγνητικό πεδίο, η μαγνητική επαγωγή του πεδίου του στάτη και το μήκος των αγωγών αντίστοιχα. Τα ρεύματα αυτά δημιουργούν το μαγνητικό πεδίο του δρομέα, B_R , το οποίο αλληλεπιδρά με το στρεφόμενο πεδίο του στάτη, B_S

προκαλεί την δημιουργία ηλεκτρομηχανικής ροπής:

$$\tau_{ind} = k B_R \times B_S \quad (2.25)$$

Η διαφορά ταχύτητας περιστροφής μεταξύ στρεφόμενου πεδίου και δρομέα, περιγράφει την έννοια της ολίσθησης και αποτελεί το βασικό χαρακτηριστικό των επαγωγικών μηχανών και την ειδοποιό διαφορά σε σχέση με τις υπόλοιπες ηλεκτρικές μηχανές.

2.3.2 Μαθηματική Περιγραφή

Βάσει των παραδοχών της προηγούμενης ενότητας και δεχόμενοι πως η τριφασική μηχανή λειτουργεί σαν κινητήρας, με ταχύτητα περιστροφής δρομέα ω και ροπή φορτίου αντίθετης φοράς T_L , μπορούμε να ανάγουμε διάφορα μοντέλα του χώρου καταστάσεων. Ωστόσο, οι βασικές εξισώσεις που ορίζουν την δυναμική των τριφασικών AC μηχανών με χρήση των προαναφερθέντων φασιθετών χώρου είναι οι εξής:

$$\frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} = \vec{V}_s - R_s \vec{i}_s, \quad (2.26)$$

$$\frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} = \vec{V}_r - R_r \vec{i}_r, \quad (2.27)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_m [(1 + \sigma_s) \vec{i}_s + e^{j\theta_r} \vec{i}_r], \quad (2.28)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_m [(1 + \sigma_r) \vec{i}_r + e^{-j\theta_r} \vec{i}_s], \quad (2.29)$$

$$(2.30)$$

όπου οι συντελεστές σκέδασης στάτη και δρομέα, σ_s, σ_r ορίζονται ως:

$$\sigma_s = \frac{L_s}{L_m} - 1, \quad (2.31)$$

$$\sigma_r = \frac{L_r}{L_m} - 1. \quad (2.32)$$

Ενώ από τον συνδυασμό των (2.26)-(2.30):

$$L_m \frac{d}{dt} [(1 + \sigma_s) \vec{i}_s + e^{j\theta_r} \vec{i}_r] = \vec{V}_s - R_s \vec{i}_s, \quad (2.33)$$

$$L_m \frac{d}{dt} [(1 + \sigma_r) \vec{i}_r + e^{-j\theta_r} \vec{i}_s] = \vec{V}_r - R_r \vec{i}_r, \quad (2.34)$$

Η ροπή εκφράζεται ως:

$$T_e = \left(\frac{3}{2} L_m\right) \text{Im} \{ e^{-j\theta_r} \vec{i}_s \vec{i}_r^* \}, \quad (2.35)$$

Μοντέλα Μηχανής	Μεταβλητές Χώρου	Είσοδοι Ελέγχου	Παρατηρήσεις
Ενέργειας	$i_{s\alpha}, i_{s\beta},$ $i_{r\alpha}, i_{r\beta},$ ω	$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Άμεση συσχέτιση των μεταβλητών χώρου με την ενέργεια που αποθηκεύεται στην μηχανή
Σταθερού Πλαισίου	$i_{s\alpha}, i_{s\beta},$ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta},$ ω	$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Μη γραμμικό μοντέλο, οι είσοδοι ελέγχου του οποίου επηρεάζουν απευθείας την δυναμική των ρευμάτων του στάτη.
Περιστρεφόμενου Πλαισίου	$i_{sd}, i_{sq},$ $\lambda_{rd}, \lambda_{rq},$ ω	$u_{sd}, u_{sq},$ αυθαίρετη ταχύτητα περιστροφής πεδίου ω_r	Γενίκευση του μοντέλου σταθερού πλαισίου.
Προσανατολισμένου Πεδίου	$i_{sd}, i_{sq},$ $\lambda_{rd}, \rho,$ ω	$u_{sd}, u_{sq},$ ταχύτητα περιστροφής πλαισίου $\dot{\rho}$	Ειδική περίπτωση του μοντέλου περιστρεφόμενου πλαισίου με κατάλληλη επιλογή ταχύτητας περιστροφής, τέτοιας ώστε $\lambda_{rq} = 0$.

Πίνακας 1: Παρουσίαση μαθηματικών μοντέλων επαγωγικής μηχανής σε πλαίσια αναφοράς -αβ και -dq.

και σχετίζεται με την ταχύτητα, ω_r του δρομέα:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L, \quad (2.36)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (2.37)$$

Τα διάφορα μοντέλα της μηχανής προκύπτουν από τις προηγούμενες εξισώσεις και διαφοροποιούνται σύμφωνα την διαχείριση των μεταβλητών εισόδου και μεταβλητών κατάστασης αλλά και βάσει του πλαισίου αναφοράς. Έτσι, σύμφωνα με τους Marino et al. [37], μπορούν να αναπτυχθούν 4 βασικά μαθηματικά μοντέλα των επαγωγικών μηχανών τα οποία είναι:

Από τα παραπάνω δυναμικά μοντέλα, αυτό με τα περισσότερα πλεονεκτήματα από άποψη εφαρμοσιμότητας ελέγχου είναι αυτό του προσανατολισμένου πεδίου, καθώς οι μεταβλητές ελέγχου επηρεάζουν άμεσα μόνο την δυναμική των ρευμάτων. Τα ρεύματα, i_{sd}, i_{sq} , μπορούν να ρυθμιστούν σε έναν ενδιάμεσο διανυσματικό έλεγχο μειωμένης τάξης, που συχνά αναφέρεται ως current-fed μοντέλο. Βάσει του current-fed μοντέλου, οι συνιστώσες i_{sd}, i_{sq} αποκτούν διακριτό ρόλο, με το ρεύμα i_{sd} να είναι άμεσα υπεύθυνο για την ανάπτυξη της μαγνητικής ροής στον δρομέα λ_{rd} , ενώ το i_{sq} να ορίζει την παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής ροπής και κατά συνέπεια την δυναμική της ταχύτητας του δρομέα. Οι εξισώσεις που περιγράφουν το μοντέλο προσανατολισμένου πεδίου ή αλλιώς πεδίου του δρομέα (rotor-field) για μια ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου κλωβού αναλύονται από τις (2.33)-(2.36). Με την είσοδο ενός πλασματικού μεγέθους, του ρεύματος μαγνήτισης $\vec{i}_{mr} = \hat{i}_{mr} e^{j\rho}$, και δεδομένου $\vec{V}_r = 0$ και

\vec{i}_r μη μετρήσιμο λόγω βραχυκυκλωμένου δρομέα μπορούμε να απλοποιήσουμε περαιτέρω τις εξισώσεις αυτές ως εξής [32]:

$$\vec{i}_{mr} = (1 + \sigma_r) e^{j\theta_r} \vec{i}_r + \vec{i}_s \quad \Rightarrow \quad (2.38)$$

$$\hat{i}_{mr} e^{j(\rho - \theta_r)} = (1 + \sigma_r) \vec{i}_r + e^{-j\theta_r} \vec{i}_s. \quad (2.39)$$

Οπότε αντικαθιστώντας στην (2.34) παίρνουμε:

$$\tau_r \frac{d}{dt} [\hat{i}_{mr} e^{j(\rho - \theta_r)}] = -\hat{i}_{mr} e^{j(\rho - \theta_r)} + \vec{i}_s e^{-j\theta_r}, \quad (2.40)$$

όπου ως τ_r ορίζεται η σταθερά χρόνου του δρομέα:

$$\tau_r = \frac{(1 + \sigma_r) L_m}{R_r} = \frac{L_r}{R_r}. \quad (2.41)$$

Αναλύοντας την παράγωγο στην (2.40) παίρνουμε:

$$\tau_r \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} + j(\omega - \omega_r) \tau_r \hat{i}_{mr} = -\hat{i}_{mr} + \vec{i}_s e^{-j\rho}, \quad (2.42)$$

όπου

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} \quad (2.43)$$

και ω_r είναι η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα όπως αναφέραμε. Χωρίζοντας την (2.42) σε πραγματικό και φανταστικό μέρος έχουμε:

$$\tau_r \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} = -\hat{i}_{mr} + \text{Re}\{\vec{i}_s e^{-j\rho}\} = -\hat{i}_{mr} + i_{sd}, \quad (2.44)$$

$$\omega = \omega_r + \frac{\text{Im}\{\vec{i}_s e^{-j\rho}\}}{\tau_r \hat{i}_{mr}} = \omega_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r \hat{i}_{mr}}. \quad (2.45)$$

Όπως είδαμε στην ενότητα 2.2.5 και από την εξίσωση (2.23), ο όρος $\vec{i}_s e^{-j\rho}$, αντικατοπτρίζει τον μετασχηματισμό από το πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta$ στο dq για \vec{i}_s φάσορα χώρου. Έτσι, είναι ασφαλές να θεωρήσουμε πως το $\text{Re}\{\vec{i}_s e^{-j\rho}\}$ ισούται με την συνιστώσα ρεύματος του d-άξονα, i_{sd} , ενώ το $\text{Im}\{\vec{i}_s e^{-j\rho}\}$ ισούται με την συνιστώσα του άξονα q, i_{sq} .

Για την ροπή, η είσοδος του ρεύματος μαγνήτισης, απλοποιεί την (2.35), πρώτα με την αντικατάσταση του \vec{i}_r :

$$\vec{i}_r = \frac{\hat{i}_{mr} e^{j\rho} - \vec{i}_s}{1 + \sigma_r} e^{-j\theta_r}, \quad (2.46)$$

και η (2.35) γίνεται πλέον:

$$\begin{aligned}
T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{L_m}{1 + \sigma_s} \right) \text{Im} \{ \vec{i}_s (\hat{i}_{mr} e^{-j\rho} - \vec{i}_s^*) \} \\
&= \frac{3}{2} \left(\frac{L_m}{1 + \sigma_s} \right) \hat{i}_{mr} \text{Im} \{ \vec{i}_s e^{j\rho} \} \\
&= \frac{3}{2} \left(\frac{L_m}{1 + \sigma_s} \right) \hat{i}_{mr} i_{sq} \tag{2.47}
\end{aligned}$$

Εδώ έγκειται και το μεγάλο πλεονέκτημα της εισόδου του πλασματικού μεγέθους i_{mr} , καθώς από την (2.47) παρατηρούμε πως αν σχεδιάσουμε το σύστημα ελέγχου με τέτοιο τρόπο ώστε το i_{mr} να παραμένει σταθερό, η ηλεκτρομαγνητική ροπή αποτελεί γραμμική συνάρτηση αποκλειστικά του ρεύματος i_{sq} του άξονα-α στο πλαίσιο αναφοράς dq. Επιπλέον, με την εξίσωση (2.44), παρατηρεί κανείς πως το ρεύμα μαγνήτισης μπορεί να ρυθμιστεί και εξαρτάται πλήρως από την συνιστώσα ρεύματος i_{sd} , μέσω γραμμικού συστήματος πρώτου βαθμού. Τέλος, η εξίσωση (2.45) μας επιτρέπει να υπολογίσουμε την ταχύτητα περιστροφής του πεδίου και άρα ορίζει και την ταχύτητα του πλαισίου αναφοράς dq. Επομένως, με τις παραπάνω εξισώσεις οι συνιστώσες του ρεύματος έχουν αποκτήσει διακριτό ρόλο και μπορούν να ελέγξουν πλήρως την δυναμική της ασύγχρονης μηχανής. Ωστόσο, ένα σύστημα VSC μπορεί να ελέγξει μόνο την τάση εξόδου και όχι το ρεύμα. Επομένως, θα πρέπει να συσχετίσουμε με μαθηματικές σχέσεις τα i_{sd}, i_{sq} με τα V_{sd}, V_{sq} .

Προηγουμένως, χρησιμοποιήσαμε την εξίσωση (2.34) για την εξαγωγή των σχέσεων (2.44)-(2.45). Τώρα, θα χρησιμοποιήσουμε την σχέση (2.33) για την σύνδεση της τάσης με το ρεύμα από την πλευρά του στάτη. Αντικαθιστώντας, τα μεγέθη $\vec{\lambda}_s, \vec{i}_r$ και εισάγοντας το μέγεθος σ , τον συντελεστή ολικής σκέδασης, παίρνουμε τελικά από την (2.33):

$$L_m \sigma (1 + \sigma_s) \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_m (1 - \sigma) (1 + \sigma_s) \frac{d}{dt} (\hat{i}_{mr} e^{j\rho}) = \vec{V}_s - R_s \vec{i}_s, \tag{2.48}$$

όπου

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_r)(1 + \sigma_s)} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{2.49}$$

Εισάγοντας την σταθερά χρόνου του στάτη και διαιρώντας με R_s :

$$\tau_s = \frac{L_m (1 + \sigma_s)}{R_s} = \frac{L_s}{R_s} \tag{2.50}$$

$$\sigma \tau_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + (1 - \sigma) \tau_s \frac{d}{dt} (\hat{i}_{mr} e^{j\rho}) = \frac{1}{R_s} \vec{V}_s - \vec{i}_s. \tag{2.51}$$

$$\tag{2.52}$$

Αντικαθιστώντας τις συνιστώσες i_{sdq} και V_{sdq} παίρνουμε αμέσως :

$$\sigma\tau_s \frac{di_{sdq}}{dt} + i_{sdq} = -j\sigma\tau_s\omega i_{sdq} - j(1-\sigma)\tau_s\omega\hat{i}_{mr} - (1-\sigma)\tau_s \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} + \frac{1}{R_s}V_{sdq} \quad (2.53)$$

Χωρίζουμε ξανά φανταστικό και πραγματικό μέρος και παίρνουμε τελικά:

$$(\sigma\tau_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd}) = \sigma\tau_s\omega i_{sq} - (1-\sigma)\tau_s \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} + \frac{1}{R_s}V_{sd}, \quad (2.54)$$

$$(\sigma\tau_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq}) = -\sigma\tau_s\omega i_{sd} - (1-\sigma)\tau_s\omega\hat{i}_{mr} + \frac{1}{R_s}V_{sq}. \quad (2.55)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις παρουσιάζουν ένα μη γραμμικό σύστημα, του οποίου είσοδοι είναι τα V_{sdq} και έξοδοι είναι οι συνιστώσες του ρεύματος, οι δυναμικές των οποίων είναι συζευγμένες. Το σύστημα επίσης είναι μη γραμμικό λόγω των όρων ωi_{sdq} , $\omega\hat{i}_{mr}$, αφού τα ω , \hat{i}_{mr} προέρχονται από τα i_{sdq} . Αυτή η δυσκολία στον έλεγχο μπορεί να ξεπεραστεί θεωρώντας κάποιες νέες εισόδους που θα αναλυθούν σε επόμενες ενότητες. Συνολικά, το μοντέλο που περιγράφει την δυναμική της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής μπορεί να αποδοθεί από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L,$$

$$\hat{i}_{mr} e^{j(\rho - \theta_r)} = (1 + \sigma_r)\vec{i}_r + e^{-j\theta_r}\vec{i}_s,$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r \hat{i}_{mr}},$$

$$\tau_r \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} = -\hat{i}_{mr} + i_{sd},$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{L_m}{1 + \sigma_s} \right) \hat{i}_{mr} i_{sq},$$

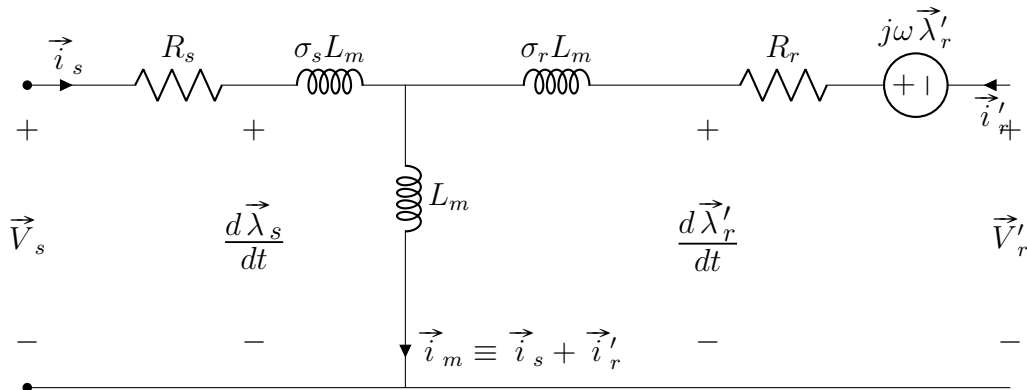
$$(\sigma\tau_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd}) = \sigma\tau_s\omega i_{sq} - (1-\sigma)\tau_s \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} + \frac{1}{R_s}V_{sd},$$

$$(\sigma\tau_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq}) = -\sigma\tau_s\omega i_{sd} - (1-\sigma)\tau_s\omega\hat{i}_{mr} + \frac{1}{R_s}V_{sq}.$$

2.3.3 Ισοδύναμο Δυναμικό Κύκλωμα Μηχανής

Για να αποτυπώσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα της επαγωγικής μηχανής, βασιζόμενοι στις εξισώσεις (2.26)-(2.30), θα θέσουμε τον γενικό μετασχηματισμό:

$$\begin{aligned} \vec{f}'_r &= \vec{f}_r e^{j\theta_r}, & \text{ή αντίστοιχα} \\ \vec{f}_r &= \vec{f}'_r e^{-j\theta_r} \end{aligned}$$



Σχήμα 2.7: Ισοδύναμο δυναμικό κύκλωμα μηχανής [32]

Οπότε, αντικαθιστώντας τα \vec{V}_r , \vec{i}_r , $\vec{\lambda}_r$ σύμφωνα με τον παραπάνω μετασχηματισμό θα έχουμε τελικά :

$$\frac{d\vec{\lambda}'_r}{dt} = \vec{V}'_r - R_r \vec{i}'_r + j\omega_r \vec{\lambda}'_r, \quad (2.56)$$

$$\vec{\lambda}_s = \sigma_s L_m \vec{i}_s + L_m (\vec{i}'_r + \vec{i}_s), \quad (2.57)$$

$$\vec{\lambda}'_r = \sigma_r L_m \vec{i}'_r + L_m (\vec{i}'_r + \vec{i}_s), \quad (2.58)$$

όπου ο όρος $j\omega_r \vec{\lambda}'_r$ εκφράζει την ηλεκτρεγερτική δύναμη (EMF) στον δρομέα, ενώ το διανυσματικό άθροισμα $\vec{i}'_r + \vec{i}_s$ ισούται με το διάνυσμα του ρεύματος μαγνήτισης. Μέσω του μετασχηματισμού έχουμε αναγάγει το κύκλωμα του δρομέα στην πλευρά του στάτη. Συνεπώς, το συνολικό κύκλωμα της ασύγχρονης μηχανής περιγράφεται από το σχήμα 2.7, τόσο για τις δυναμικές όσο και για τις μόνιμες καταστάσεις (steady-state). Για την μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα, έχουμε $\vec{V}'_r = 0$ και συνεπώς τα δύο άκρα βραχυκυκλώνονται.

2.3.4 Ισοδύναμο Κύκλωμα Μόνιμης Κατάστασης

Το δυναμικό κύκλωμα της μηχανής παρότι εξαιρετικά χρήσιμο, είναι αρκετά πολύπλοκο και δεν μπορεί να αξιοποιηθεί σε απλές μορφές ελέγχου, όπως ο βαθμωτός έλεγχος V/f. Για τον λόγο αυτό, μπορούμε να αναλύσουμε το δυναμικό κύκλωμα σε μια απλούστερη μορφή, ικανή όμως να περιγράψει την μηχανή μόνο στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Έστω, λοιπόν, ασύγχρονη μηχανή με βραχυκυκλωμένο δρομέα, $\vec{V}'_r = 0$, και στάτη τροφοδοτούμενο από

συμμετρική τριφασική τάση γωνιακής συχνότητας ω_s . Τότε παίρνουμε:

$$\vec{i}_s = \underline{i}_s e^{j\omega_s t}, \quad (2.59)$$

$$\vec{i}'_r = \underline{i}'_r e^{j\omega_s t}, \quad (2.60)$$

$$\vec{\lambda}_s = \underline{\lambda}_s e^{j\omega_s t}, \quad (2.61)$$

$$\vec{\lambda}'_r = \underline{\lambda}'_r e^{j\omega_s t}, \quad (2.62)$$

$$(2.63)$$

όπου $\underline{f} = \hat{f}e^{j\theta}$ μιγαδικός αριθμός. Αντικαθιστώντας στις εξισώσεις (2.26), (2.56) και υπολογίζοντας εύκολα την παράγωγο παίρνουμε:

$$j\omega_s \underline{\lambda}_s = \underline{V}_s - R_s \underline{i}_s, \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} j\omega_s \underline{\lambda}'_r &= -R_r \underline{i}'_r + j\omega_r \underline{\lambda}'_r \\ &= -\frac{R_r}{(\omega_s - \omega_r)} \underline{i}'_r. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Αντίστοιχα, επεξεργαζόμενοι τις εξισώσεις (2.57)-(2.58) και δεδομένου $\underline{i}_m = \underline{i}_s + \underline{i}'_r$:

$$\underline{\lambda}_s = \sigma_s L_m \underline{i}_s + L_m \underline{i}_m, \quad (2.66)$$

$$\underline{\lambda}'_r = \sigma_r L_m \underline{i}'_r + L_m \underline{i}_m, \quad (2.67)$$

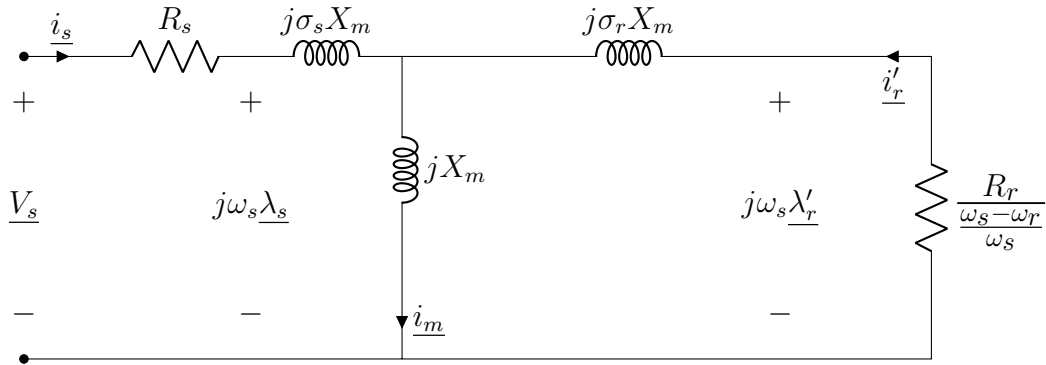
όπου πολλαπλασιάζοντας κάθε μέρος με $j\omega_s$ παίρνουμε :

$$j\omega_s \underline{\lambda}_s = j\sigma_s X_m \underline{i}_s + jX_m \underline{i}_m, \quad (2.68)$$

$$j\omega_s \underline{\lambda}'_r = j\sigma_r X_m \underline{i}'_r + jX_m \underline{i}_m, \quad (2.69)$$

με $X_m = L_m \omega_s$. Από τις εξισώσεις (2.64)-(2.65) και (2.68)-(2.69) προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα της μόνιμης κατάστασης (σχ.2.8), το οποίο αποτελεί και το χαρακτηριστικό κύκλωμα μιας ασύγχρονης μηχανής. Η ταυτοποίηση των βασικών παραμέτρων της μηχανής, μέσω των πειραμάτων χωρίς φορτίο και ακινητοποιημένου δρομέα, προέρχεται από το συγκεκριμένο κύκλωμα. Ο όρος $\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$ ισούται με την ολίσθηση του δρομέα και εφράζεται συνήθως με την μεταβλητή s . Επιπλέον, η βασική αρχή λειτουργίας όλων των βαθμωτών ελέγχων -όπως του V/f- μπορεί να εντοπιστεί από το κύκλωμα αυτό και κυρίως από την εξίσωση (2.64). Μέσα από την εξίσωση αυτή γίνεται εύκολα αντιληπτό πως η ροή στον στάτη είναι ανάλογη του λόγου της τάσης και της γωνιακής συχνότητας. Ειδικότερα, αν θεωρηθεί πως η πτώση τάσης στα άκρα του στάτη λόγω της αντίστασής του είναι αμελητέα τότε μπορεί κανείς προσεγγιστικά να θεωρήσει:

$$\underline{\lambda}_s \approx \frac{1}{j2\pi f_s} \underline{V}_s. \quad (2.70)$$



Σχήμα 2.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής μόνιμης κατάστασης [32]

2.3.5 Βασικές Εξισώσεις Μόνιμης Κατάστασης

Στο σημείο αυτό είναι χρήσιμο να αναφερθούμε στις εξισώσεις μόνιμης κατάστασης που προκύπτουν από το κύκλωμα που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα. Οι εξισώσεις αυτές θα μας βοηθήσουν αργότερα στην ανάπτυξη των βαθμωτών ελέγχων και μας επιτρέπουν να συνδέσουμε την τάση και την ολίσθηση με μεγέθη όπως η ροπή και η ισχύς του κινητήρα. Οι εξισώσεις αυτές έχουν πολύ απλή μορφή και είναι εύκολα διαχειρίσιμες καθώς βασίζονται σε σταθερά μεγέθη.

Αρχικά, θα προχωρήσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος κάνοντας χρήση του θεωρήματος Thevenin [38] και θεωρώντας $\sigma_s X_m = X_s$ και $\sigma_r X_m = X_r$. Βάσει της ανάλυσης Thevenin του κυκλώματος του σχήματος 2.8, προκύπτουν τα νέα μεγέθη:

$$V_{TH} = V_s \frac{X_m}{\sqrt{R_s^2 + (X_s + X_m)^2}}, \quad (2.71)$$

$$Z_{TH} = \frac{jX_m(R_s + jX_s)}{R_s + j(X_s + X_m)} = R_{TH} + jX_{TH}, \quad (2.72)$$

για την απλοποίηση του κυκλώματος. Ως αποτέλεσμα, μπορούμε να εξάγουμε για το ρεύμα που διαρρέει την εικονική αντίσταση $\frac{R_r}{s}$:

$$I_r = \frac{V_{TH}}{\sqrt{(R_{TH} + R_r/s)^2 + (X_{TH} + X_r)^2}}. \quad (2.73)$$

Όμως, γνωρίζουμε επίσης από την αποτύπωση αυτού του κυκλώματος πως η ισχύς που μεταφέρεται στον δρομέα μέσω του διακένου ισούται (για τρεις φάσεις της μηχανής):

$$P_{AG} = 3I_r^2 \frac{R_r}{s}, \quad (2.74)$$

ενώ η επαγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή ισούται με:

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_r} = \frac{P_{AG}}{\omega_s}. \quad (2.75)$$

Από τον συνδυασμό των δύο καταλήγουμε σε μία νέα σχέση για την ροπή -στην μόνιμη κατάσταση- με εξάρτηση από το τετράγωνο της τάσης, την συχνότητα του στάτη και την ολίσθηση:

$$T_e = \frac{3V_{TH}^2 R_r / s}{\omega_s [(R_{TH} + R_r / s)^2 + (X_{TH} + X_r)^2]} \quad (2.76)$$

Παρατηρώντας το κύκλωμα, μπορούμε να υπολογίσουμε ακόμα και την μέγιστη ροπή ή αλλιώς ροπή ανατροπής ενός επαγωγικού κινητήρα, όπως συνηθίζεται να αναφέρεται στην βιβλιογραφία [38]. Όπως είναι λογικό, η μέγιστη ροπή επάγεται όταν μεταφέρεται και η μέγιστη ισχύς στον κινητήρα. Αυτό συμβαίνει όταν:

$$\begin{aligned} \frac{R_r}{s} &= \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_r)^2} \quad \Rightarrow \\ s_{max} &= \frac{R_r}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_r)^2}}, \end{aligned} \quad (2.77)$$

με αποτέλεσμα να έχουμε :

$$T_{e,max} = \frac{3V_{TH}^2}{2\omega_s [R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_r)^2}]} \quad (2.78)$$

Σε μια τυπική επαγωγική μηχανή η ροπή ανατροπής είναι συνήθως 2-3 φορές μεγαλύτερη από την ονομαστική της, ενώ και η την ροπή εκκίνησης είναι λίγο μεγαλύτερη από την ονομαστική ροπή λειτουργίας (περίπου 1,5 φορά).

2.3.6 Ρεύμα Μαγνήτισης

Το ρεύμα μαγνήτισης, όπως δείξαμε προηγουμένως, είναι ένα εξαιρετικά χρήσιμο μέγεθος καθώς εάν κρατηθεί σταθερό η παραγόμενη ροπή γίνεται γραμμική συνάρτηση της συνιστώσας i_{sq} . Επιπλέον, αξιοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα παρατηρούμε πως η ροή του δρομέα είναι ανάλογη του ρεύματος μαγνήτισης [39]. Επομένως, διατηρώντας σταθερό το ρεύμα, διατηρείται σταθερή και η ροή στον δρομέα της μηχανής, ανεξάρτητα από την ταχύτητα και το φορτίο. Ως εκ τούτου είναι πολύ σημαντικό να ορίσουμε το ονομαστικό μέγεθος είτε της ροής είτε του ρεύματος μαγνήτισης, ώστε να εκμεταλλευθούμε τις δυνατότητες της μηχανής.

Θεωρώντας το κύκλωμα του σχήματος 2.8 για $\omega_r = \omega$, δηλαδή ταχύτητα δρομέα ίση με την συχνότητα του στάτη, τότε \underline{i}'_r και το ρεύμα του στάτη ισούται με το ρεύμα μαγνήτισης, $\underline{i}_s = \underline{i}_m$. Ως αποτέλεσμα, παρατηρώντας το κύκλωμα που δημιουργείται για $\omega = \omega_r$, εξάγουμε:

$$|\underline{i}_s| = |\underline{i}_{mr}| \approx \frac{|V_s|}{(1 + \sigma_s)L_m\omega} \quad (2.79)$$

Ωστόσο, από (2.44) για σταθερό i_{mr} προκύπτει στην μόνιμη κατάσταση $\hat{i}_{mr} = i_{sd}$ και από (2.45) όταν $\omega = \omega_r$, τότε $i_{sq} = 0$. Επίσης, ο όρος $|V_s|$ είναι το μέγιστο πλάτος της φασικής τάσης. Οπότε τελικά, η (2.71) ισούται με:

$$\hat{i}_{mr} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{s-ll}}{(1 + \sigma_s)L_m\omega} \quad (2.80)$$

όπου V_{s-ll} είναι η ενεργός τιμή της πολικής τάσης του στάτη και η παραπάνω εξίσωση προσδιορίζει το πλάτος του ρεύματος μαγνήτισης. Ως εκ τούτου, για να προσδιοριστεί η ονομαστική τιμή του πλάτους, πρέπει να αντικατασταθούν στην εξίσωση η ονομαστική ενεργός τιμή της πολικής τάσης και η ονομαστική συχνότητα της μηχανής. Η ονομαστική τιμή του πλάτους του ρεύματος μαγνήτισης είναι απαραίτητη για την εφαρμογή ονομαστικής ροής στον δρομέα και ως εκ τούτου χρησιμοποιείται ως σήμα αναφοράς για τους ελεγκτές ή τους παρατηρητές (observers) ενός συστήματος:

$$\hat{i}_{mr-ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{snom}}{(1 + \sigma_s)L_m\omega_{nom}} \quad (2.81)$$

2.3.7 Παρατηρητές και Παρατηρησιμότητα

Ένα βασικό χαρακτηριστικό που μας απασχολεί στην οδήγηση των ηλεκτρικών μηχανών είναι η *παρατηρησιμότητα* (observability) του συστήματος μέσα από την μέτρηση συγκεκριμένων μεταβλητών. Συγκεκριμένα, η ροή του δρομέα (rotor flux) αποτελεί το βασικότερο μέγεθος που είναι δύσκολο να μετρηθεί. Ως εκ τούτου, οφείλει κανείς να εξετάσει κατά πόσο μπορεί να παρατηρηθεί το μέγεθος αυτό από τις μετρήσεις ρεύματος, τάσης ή και ταχύτητας. Ένα ακόμα πολύ σημαντικό μέγεθος είναι η ταχύτητα του δρομέα, η μέτρηση της οποίας δεν είναι πάντα δεδομένη, ειδικά σε συστήματα χαμηλής απόδοσης και υψηλής αξιοπιστίας. Αντιλαμβάνεται κανείς εύκολα, λοιπόν, πως η δημιουργία παρατηρητών για την εκτίμηση αυτών των μεγεθών αποτελεί βασικό στοιχείο των τεχνικών οδήγησης.

Στις προηγούμενες ενότητες, η είσοδος του ρεύματος μαγνήτισης και οι εξισώσεις περιγραφής του, δημιουργούν πρακτικά έναν παρατηρητή (observer) της

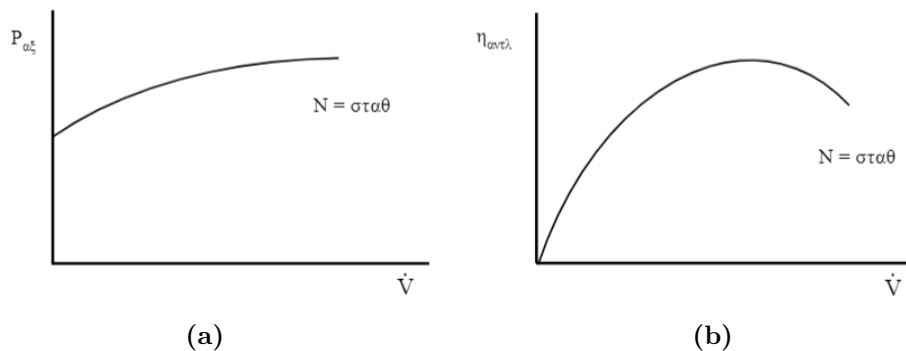
ροής του δρομέα μέσα από τις μετρήσεις ρεύματος και ταχύτητας. Όταν όμως η ταχύτητα είναι μη μετρήσιμο μέγεθος στο σύστημα και πρέπει να εκτιμηθεί, η πολυπλόκοτητα αυξάνει. Για τον λόγο αυτό, υπάρχουν δύο τύποι εκτιμητών (estimator), ανοιχτού και κλειστού βρόχου, με την βασική διαφορά των δύο να έγκειται στον υπολογισμό του λάθους εκτίμησης στην τελική έξοδο. Οι εκτιμητές κλειστού βρόχου αναφέρονται πιο συχνά ως παρατηρητές (observers) [36].

Διάφορες μέθοδοι υλοποίησης εκτιμητών ανοιχτού βρόχου υπάρχουν, οι οποίες ωστόσο έχουν χαμηλή ακρίβεια σε μικρές συχνότητες λόγω θορύβου και εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τις παραμέτρους της μηχανής. Τέτοιες τεχνικές συνήθως αξιοποιούν τις εξισώσεις τάσης της μηχανής - κυρίως με στατικό πλαίσιο αναφοράς-αβ - για να εξάγουν την ροή και την ταχύτητα περιστροφής του πεδίου. Ακόμα, υπάρχουν περιπτώσεις όπου αξιοποιούνται διάφορα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και φαινόμενα κορεσμού της μηχανής [40], [41] για την παρακολούθηση είτε της ταχύτητας του δρομέα είτε της ταχύτητας του πεδίου και της ολίσθησης. Οι τεχνικές κλειστών βρόχων αποτελούν σαφώς πολυπλοκότερες μεθόδους, αλλά μπορούν να επιλύσουν τα προβλήματα των εκτιμητών ανοιχτού βρόχου, αφού περιλαμβάνουν την εκτίμηση λάθους και ρυθμίζουν την απόκριση του συστήματος κατάλληλα. Οι δύο συνηθέστεροι τύποι παρατηρητών στους sensorless ελέγχους μηχανών είναι το εκτεταμένο φίλτρο Kalman (Extended Kalman Filter - EKF) και ο εκτεταμένος παρατηρητής Luenberger (Extended Luenberger Observer - ELO). Το EKF αποτελεί παρατηρητή στοχαστικού τύπου, ενώ ο ELO είναι ντετερμινιστικού. Οι δύο αυτοί παρατηρητές χρησιμοποιούνται για εφαρμογές υψηλής απόδοσης, ικανοποιώντας τις απαιτήσεις για αποδοτική λειτουργία σε πολύ μεγάλο εύρος. Ο μεν τύπος Luenberger έχει απλούστερη δομή και ευκολία ρύθμισης, ο δε τύπος Kalman επιδρά στα προβλήματα θορύβου των μετρήσεων και του συστήματος λόγω της στοχαστικότητάς του.

2.4 Φυγοκεντρική Αντλία

Μετά την ανάλυση της επαγωγικής μηχανής είναι σημαντικό να αναλυθεί και η φυγοκεντρική αντλία ως φορτίο. Οι φυγοκεντρικές αντλίες χρησιμοποιούνται σήμερα σε ένα πολύ μεγάλο φάσμα εφαρμογών, ξεκινώντας από μερικά Watts, όπως για παράδειγμα σε θερμοστάτες αυτοκινήτων, και φτάνουν να ξεπερνούν δεκάδες MW για εφαρμογές αποθήκευσης νερού [42]. Γίνεται εύκολα αντιληπτό, λοιπόν, πως με τον όρο φυγοκεντρική (centrifugal) αντλία περιγράφονται αρκετά διαφορετικά μοντέλα αντλιών, ικανά να καλύψουν εφαρμογές με διαφορετικές ανάγκες σε ρυθμούς ροής, μανομετρικό ύψος κλπ.

Τα στοιχεία που καθορίζουν την επιλογή του κατάλληλου τύπου αντλίας ή στροφείου (impeller) για μια οποιαδήποτε εφαρμογή, είναι η *παροχή* ή *ρυθμός*



Σχήμα 2.9: Χαρακτηριστικές καμπύλες ισχύος και απόδοσης φυγοκεντρικής αντλίας ως προς την ογκομετρική παροχή υπό σταθερή ταχύτητα [43]

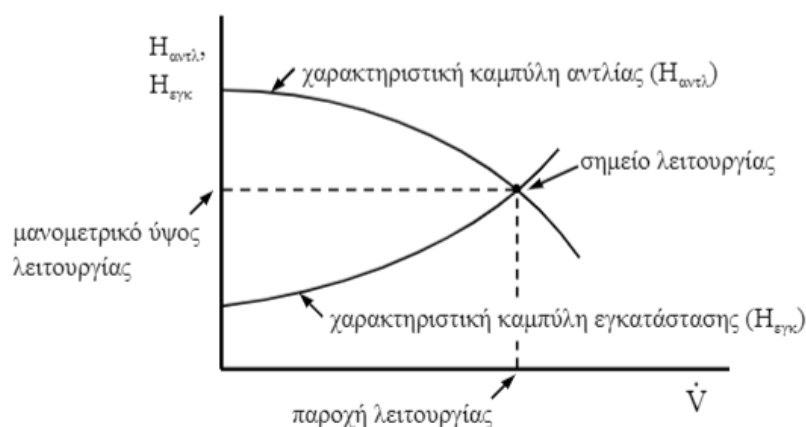
ροής (flow rate) της αντλίας Q , το μανομετρικό ύψος (Head) H και η ταχύτητα του στροφείου n . Τα μεγέθη αυτά μπορούν να ορίσουν ένα νέο μέγεθος, την *ειδική ταχύτητα*, βάσει της οποίας συνήθως επιλέγεται ο τύπος της αντλίας ή του στροφείου. Ωστόσο, από την πλευρά της AC μηχανής, μας ενδιαφέρει η λειτουργία της αντλίας ως φορτίο και η αποτύπωση της ισχύος/ροπής συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής. Για την ισχύ εισόδου μιας αντλίας, με συντελεστή απόδοσης η , γνωρίζουμε :

$$P = \frac{\rho Q g H}{\eta}, \quad (2.82)$$

όπου ρ είναι η πυκνότητα του στοιχείου που αντλείται (π.χ. νερό). Από την εξίσωση Bernoulli για την κίνηση των ρευστών, μπορεί κανείς να υπολογίζει το μανομετρικό ύψος. Το μέγεθος αυτό, εκφράζει πρακτικά το ύψος μέχρι το οποίο μια αντλία μπορεί να τροφοδοτεί. Η εξίσωση για το ολικό δυναμικό ύψος (total dynamic Head), δηλαδή μεταξύ εισόδου και εξόδου της αντλίας, δίνεται από:

$$\begin{aligned} H_{tot} &= H_d - H_s \\ &= \frac{p_d - p_s}{\rho g} + z_d - z_s + \frac{c_d^2 - c_s^2}{2g}, \end{aligned} \quad (2.83)$$

όπου $p_{s,d}$ οι στατικές πιέσεις στους σωλήνες απορρόφησης και κατάθλιψης, και $c_{s,d}$ οι ταχύτητες του υγρού. Ωστόσο, όπως είναι λογικό, το μανομετρικό ύψος είναι αλληλένδετο και με τον ρυθμό ροής του μέσου, όπως είναι λογικό και από την εξίσωση (2.82). Για κάθε αντλία υπάρχει μια χαρακτηριστική γραφική παράσταση που εκφράζει το μανομετρικό ύψος συναρτήσει του ρυθμού ροής (βλ. Σχήμα 2.10 - “Χαρακτηριστική καμπύλη αντλίας”). Στην συνέχεια, υπολογίζεται το μανομετρικό ύψος, H_A , που απαιτείται από την εγκατάσταση, στο



Σχήμα 2.10: Σημείο λειτουργίας σε δεδομένη υδραυλική εγκατάσταση υπό σταθερή ταχύτητα [43]

οποίο πρέπει να συνυπολογιστούν οι απώλειες του συστήματος και είναι αυτό που θα πρέπει τελικά να αποδώσει η αντλία:

$$H_{tot} = H_A, \quad (2.84)$$

για μεταφορά υγρού σε σταθερές συνθήκες. Η σχέση αυτή είναι πολύ σημαντική, καθώς ορίζει με ακρίβεια το σημείο λειτουργίας μιας αντλίας για μια δεδομένη εφαρμογή. Υπολογίζοντας, δηλαδή, την χαρακτηριστική καμπύλη της αντλίας και της εγκατάστασης, βρίσκουμε το σημείο τομής των δύο για τον μέγιστο συνδυασμό μανομετρικού ύψους και παροχής λειτουργίας.

Τα βασικά μεγέθη της αντλίας (H, Q, P) εξαρτώνται άμεσα από την ταχύτητα περιστροφής και διέπονται από τους νόμους ομοιότητας φυγοκεντρικών αντλιών [43]. Έστω N η ταχύτητα του στροφείου και D η διάμετρος του:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2} \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^3 \quad (2.85)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^2 \quad (2.86)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{\rho_1}{\rho_2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^3 \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^5 \quad (2.87)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτουν οι μεταβολές των βασικών μεγεθών της αντλίας σε ενδεχόμενες αλλαγές ταχύτητας ή της διαμέτρου του στροφείου. Από την σχέση (2.87) συγκεκριμένα, θεωρώντας ίδια αντλία με σταθερή διάμετρο στροφείου, παρατηρούμε πως η ισχύς εξάρταται από την ταχύτητα

περιστροφής στον κύβο. Όμως για τα περιστρεφόμενα μηχανικά μέρη είναι γνωστό πως η μηχανική ισχύς στον άξονα ισούται:

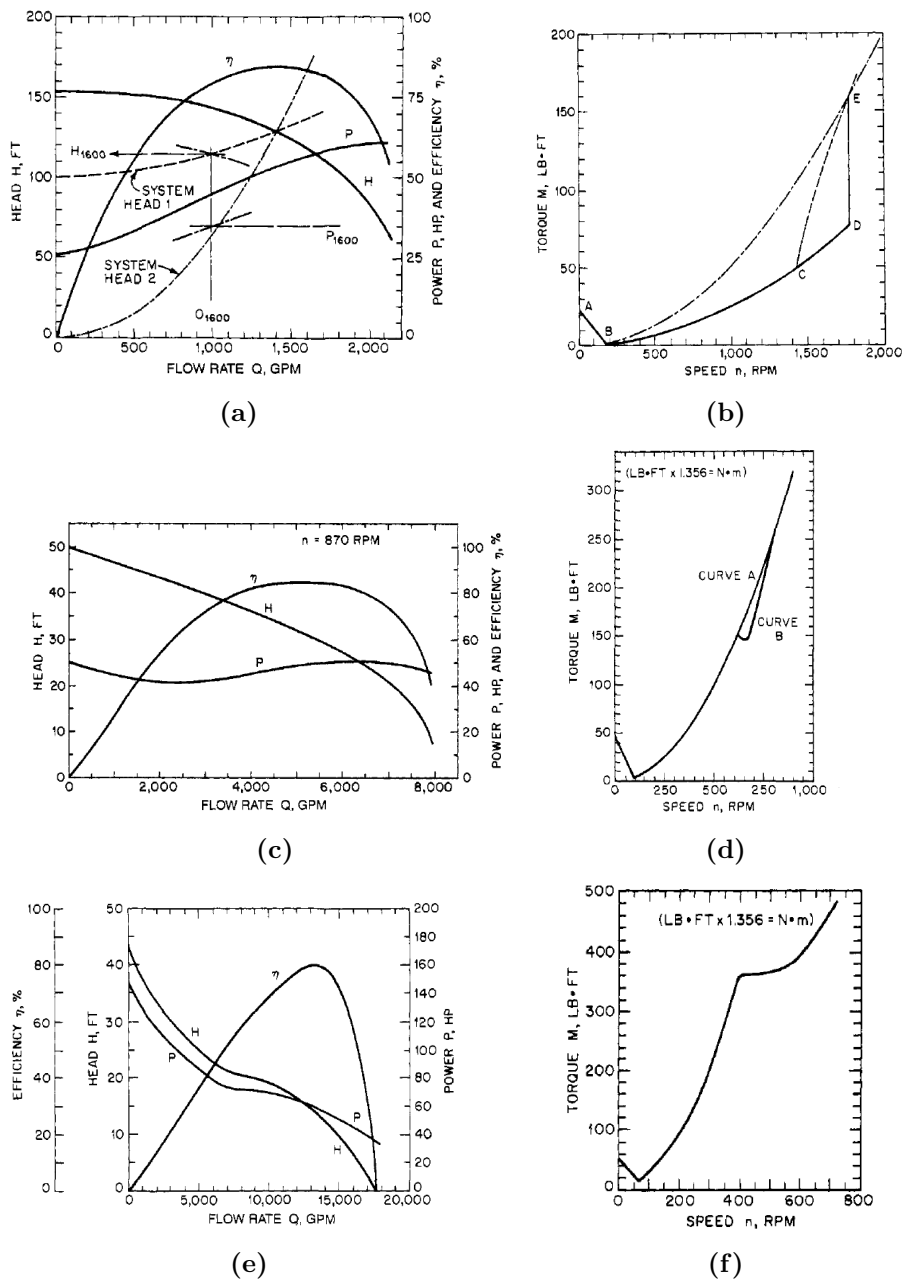
$$P_{out} = T_{mech}N, \quad (2.88)$$

όπου T_{mech} εκφράζει την ροπή στον άξονα. Συνεπώς, είναι επόμενο πως η απαιτούμενη ροπή της αντλίας σχετίζεται με το τετράγωνο της ταχύτητας περιστροφής. Ωστόσο, ο σχεδιασμός της καμπύλης ροπής εξάρταται σε μεγάλο βαθμό και από τον σχεδιασμό ή/και την λειτουργία της αντλίας. Συγκεκριμένα, μας ενδιαφέρει η εκκίνηση της αντλίας και η επιτάχυνσή της μέχρι το επιθυμητό σημείο λειτουργίας. Η διαδικασία αυτή γίνεται με διάφορους τρόπους, όπως επιτάχυνση του στροφείου με κλειστή βαλβίδα κατάθλιψης, με ανοιχτή ή ακόμα και με βαλβίδα ελέγχου.

Συνήθως, οι αντλίες με χαμηλή ειδική ταχύτητα και μικρής ισχύος επιταχύνονται με κλειστή βαλβίδα, ενώ οι αντλίες υψηλής ειδικής ταχύτητας και υψηλής ισχύος χρησιμοποιούν βαλβίδες ελέγχου ή έχουν μόνιμα ανοιχτή βαλβίδα. Η βαλβίδα ελέγχου ανοίγει σταδιακά κατά την εκκίνηση της αντλίας επιτρέποντας την μεταφορά υγρού, αλλά και εμποδίζοντας την αντίστροφη ροή υγρού πριν την εκκίνηση. Κατά την επιτάχυνση με κλειστή βαλβίδα εμποδίζεται η αντίστροφη ροή νερού, όμως φτάνοντας στην επιθυμητή ταχύτητα μέχρι να ανοίξει η βαλβίδα οι απαιτήσεις σε ροπή είναι υψηλότερες και για αυτόν τον λόγο αποφεύγονται. Αναλυτικότερα, οι καμπύλες ροπής-ταχύτητας της αντλίας για υψηλές και χαμηλές ειδικές ταχύτητες αλλά και οι αντίστοιχες για την σύνδεση με επαγωγικό κινητήρα εξετάζονται παρακάτω. Όπως περιγράψαμε και αποτυπώνεται στις γραφικές παραστάσεις, η συνάρτηση ροπής-ταχύτητας της αντλίας ακολουθεί την μορφή παραβολής. Επίσης, παρατηρείται πως για την εκκίνηση της αντλίας απαιτείται 10-20% της ονομαστικής ροπής, η οποία μάλιστα μειώνεται γραμμικά πλησιάζοντας πολύ χαμηλές τιμές μέχρι να φτάσει η ταχύτητα περιστροφής το 15-20% του ονομαστικού της μεγέθους[44].

Γενικά, η σωστή αντιστοίχιση μεταξύ αντλίας και επαγωγικού κινητήρα απαιτεί ακριβή γνώση των χαρακτηριστικών τους και του συστήματος εφαρμογής. Για παράδειγμα, η σύνδεση κινητήρα-αντλίας απαιτεί αντιστοίχιση των ταχυτήτων για απευθείας σύνδεση ή αλλιώς την ύπαρξη γραναζιών μετασχηματισμού ταχύτητας - ροπής. Ωστόσο, η τετραγωνική μορφή της ροπής φορτίου της αντλίας, εγγυάται με ασφάλεια πως εάν η επαγωγική μηχανή μπορεί να λειτουργήσει την αντλία στα ονομαστικά της μεγέθη, τότε σίγουρα θα μπορεί να λειτουργήσει και σε όλες τις ενδιάμεσες τιμές.

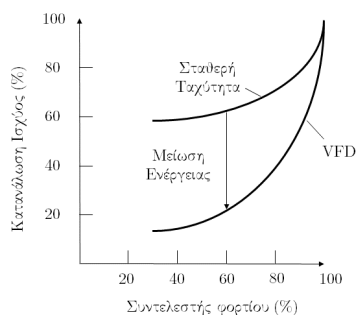
Η ασφάλεια αυτή που παρέχει, λοιπόν, το φορτίο της αντλίας μας επιτρέπει να κινηθούμε σε απλούστερες τεχνικές οδήγησης του κινητήρα, αφού αφενός στις χαμηλές ταχύτητες οι απαιτήσεις δεν είναι ιδιαίτερα υψηλές και αφετέρου είναι μεγαλύτερης σημασίας η στατική συμπεριφορά της μηχανής. Ως εκ τούτου, στις βιομηχανίες, οι επαγωγικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε σταθερή



Σχήμα 2.11: Χαρακτηριστικές γραφικές παραστάσεις τριών φυγοκεντρικών αντλιών διαφορετικής ειδικής ταχύτητας [44]. (a-b): Φυγοκεντρική αντλία χαμηλής ειδικής ταχύτητας $n_s = 1740$ rpm. Στο σχήμα (a) παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά της (μανομετρικό ύψος, ισχύς, απόδοση και παροχή), ενώ στο σχήμα (b) αποτυπώνεται η γραφική παράσταση ροπής-ταχύτητας. (c-d): Χαρακτηριστικά φυγοκεντρικής αντλίας μεσαίας ειδικής ταχύτητας $n_s = 4570$ rpm. (e-f): Χαρακτηριστικά φυγοκεντρικής αντλίας υψηλής ειδικής ταχύτητας $n_s = 12000$ rpm.

λειτουργία ονομαστικής ταχύτητας και ο έλεγχος της ροής του ρευστού που μεταφέρει η αντλία γίνεται με μηχανικό τρόπο (π.χ. βάννα) [45]. Ωστόσο, η χρήση ελεγκτών μεταβλητής συχνότητας (Variable Frequency Drives - VFD) για αντικατάσταση του μηχανικού εξοπλισμού ρύθμισης της ροής δύνανται να προσφέρουν μεγαλύτερη απόδοση στο σύστημα αντλίας-μηχανής. Η χρήση των VFD μας επιτρέπει να οδηγούμε την μηχανή σε διαφορετικές ταχύτητες και άρα να ελέγχουμε την ροή εξόδου της αντλίας. Η αντικατάσταση αυτή, έχει αποδειχτεί πως μπορεί να προσφέρει σημαντικές μειώσεις στην κατανάλωση ενέργειας. Συγκεκριμένα, για συντελεστή φορτίου στο 60% του ονομαστικού ένα σύστημα με χρήση VFD μπορεί να έχει παραπάνω από διπλάσια απόδοση από ότι ένα σύστημα με μηχανική βάννα [46]. Επιπλέον, στις ίδιες συνθήκες, για λειτουργία του συστήματος σε εύρος 500-8000 ωρών/χρόνο η συνολική εξοικονόμηση ενέργειας κυμαίνεται μεταξύ 35-37% [47], [45].

Συνεπώς, η εφαρμογή τεχνικών οδήγησης για την αποδοτική λειτουργία της



Σχήμα 2.12: Μείωση καταναλισκόμενης ισχύος ως προς τον συντελεστή φορτίου για χρήση VFD έναντι λειτουργίας σταθερής ταχύτητας [45].

επαγωγικής μηχανής σε διαφορετικές ταχύτητες είναι υψηλής σημασίας για την κίνηση των ρευστών και μπορεί να συνεισφέρει σημαντικά στα WEPS για την εκμετάλλευση της ενέργειας του ανέμου.

3 Τεχνικές Ελέγχου Επαγωγικών Κινητήρων

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξεταστούν διάφορες τεχνικές ελέγχου επαγωγικών τριφασικών κινητήρων που υπάρχουν στην βιβλιογραφία και θα αναλυθούν με γνώμονα την υπό εξέταση εφαρμογή. Όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, η οδήγηση μιας αντλίας εκτελείται συνήθως από βαθμωτούς ελέγχους μειωμένης πολυπλοκότητας και υψηλής αξιοπιστίας, όπως η τεχνική V/f . Γενικά, οι εφαρμογές βαθμωτών ελέγχων (scalar control) υπερέχουν σε θέματα ευαισθησίας, κόστους και αξιοπιστίας σε σχέση με αυτές των διανυσματικών (vector control), με αντάλλαγμα την μειωμένη δυναμική συμπεριφορά και συνολική απόδοση. Στο πλαίσιο αυτό, θα ερευνησουμε την εφαρμογή ενισχυμένων βαθμωτών ελέγχων αλλά και διανυσματικών για την οδήγηση αντλιών, με γνώμονα την αξιοπιστία, την πολυπλοκότητα και την ευαισθησία του συστήματος. Στις επόμενες παραγράφους θα περιγραφούν αρχικά οι διάφοροι βαθμωτοί έλεγχοι που υπάρχουν και στην συνέχεια θα αναλυθούν συγκεκριμένα συστήματα οδήγησης. Αυτά είναι ο ενισχυμένος V/f έλεγχος με αντιστάθμιση ολίσθησης και πτώσης τάσης, και ο βαθμωτός έλεγχος ροπής. Τέλος, θα εξεταστούν και οι τεχνικές διανυσματικών ελέγχων με ή χωρίς αισθητήρες ταχύτητας.

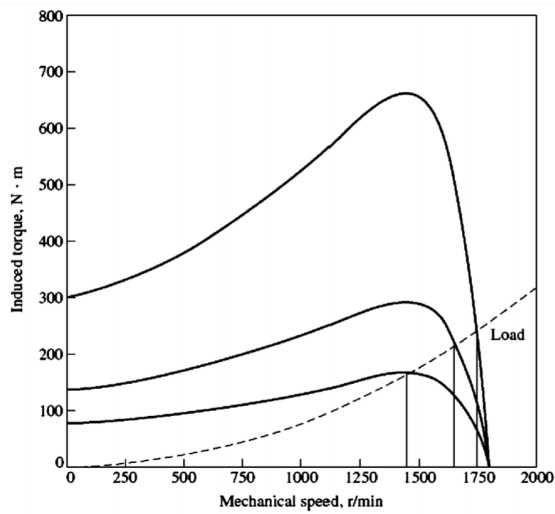
3.1 Βαθμωτός Έλεγχος

3.1.1 Λειτουργία Μεταβλητής Τάσης - Μεταβλητής Συχνότητας

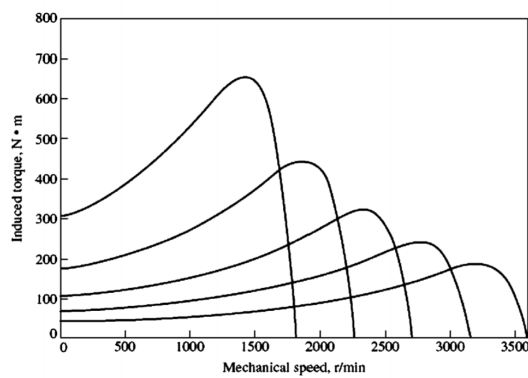
Η απλούστερη μέθοδος για την οδήγηση ενός επαγωγικού κινητήρα είναι η παροχή μεταβλητής τάσης στον στάτη υπό σταθερή συχνότητα (Variable Voltage Operation). Αν και αποτελεί μια εξαιρετικά εύκολη διαμόρφωση μέσω των VSC, η τεχνική αυτή έχει πολύ χαμηλή απόδοση τόσο σε δυναμικές καταστάσεις όσο και σε μόνιμη λειτουργία. Η αρχή λειτουργίας της βασίζεται στην τετραγωνική σχέση μεταξύ τάσης-ροπής στην μόνιμη κατάσταση όπως αναλύσαμε στην εξίσωση (2.76). Παρόλα αυτά η τελική έκφραση ροπής-ταχύτητας δεν έχει ενθαρρυντικά αποτελέσματα όπως αποδεικνύεται από τις χαρακτηριστικές του σχήματος 3.1a.

Μια ακόμα μέθοδος που έχει αναπτυχθεί, είναι η λειτουργία υπό μεταβλητή συχνότητα αλλά σταθερή τάση. Ωστόσο, και αυτή η μέθοδος έχει σοβαρά μειονεκτήματα και θεωρείται παρωχημένη. Η μεταβολή της συχνότητας με σταθερή τάση σύμφωνα με την εξίσωση (2.70) οδηγεί στην μείωση της ροής, άρα και σε χαμηλό λόγο παραγόμενης ροπής ανά αμπέρ ρεύματος στον στάτη. Η καμπύλη που αποτυπώνει την μέθοδο αυτή παρουσιάζεται στην εικόνα 3.1b.

Οι δύο παραπάνω τεχνικές μεμονωμένα δεν παρουσιάζουν ικανοποιητικά



(a)



(b)

Σχήμα 3.1: Χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας επαγωγικής μηχανής σε: (a) λειτουργία μεταβλητής τάσης και (b) μεταβλητής συχνότητας [38]

αποτελέσματα, όπως αποδεικνύεται από τις γραφικές παραστάσεις. Ωστόσο, ο συνδυασμός των δύο με σκοπό την διατήρηση σταθερής ροής στην μηχανή, αποτέλεσε την βασική αρχή λειτουργίας του ελέγχου μεταβλητής τάσης-μεταβλητής συχνότητας (Variable Voltage Variable Frequency - VVVF). Κατά την τεχνική αυτή, όσο η συχνότητα είναι μικρότερη της ονομαστικής, ο λόγος V/f παραμένει σταθερός και κατά συνέπεια μένει σταθερή και η ροή στην μηχανή. Η περιοχή λειτουργίας αυτή ονομάζεται περιοχή σταθερής ροπής (constant torque region) καθώς πέραν της ροής, μένει σταθερή και η μέγιστη ροπή που μπορεί να παραχθεί από τον κινητήρα. Πρακτικά, στην περιοχή αυτή η μηχανή μπορεί να προσφέρει την ονομαστική της ροπή με ονομαστικό ρεύμα και ολίσθηση. Όπως μπορούμε να αποδείξουμε και από τις εξισώσεις (2.76), (2.78), η μέγιστη ροπή

είναι προσεγγιστικά ανάλογη του τετραγώνου του λόγου τάσης-συχνότητας στάτη:

$$T_{e,max} \propto \frac{V_s}{\omega_s^2}, \quad (3.1)$$

Είναι, επίσης, δυνατό να ξεπεράσει κανείς την ονομαστική συχνότητα αλλά όχι την ονομαστική τάση που παρέχεται στην μηχανή. Ξεπερνώντας την συχνότητα, ο λόγος V/f μειώνεται με αποτέλεσμα την μείωση και της επαγόμενης ροής στην μηχανή. Επίσης, από την εξίσωση (3.1) για σταθερή πλέον τάση, η μέγιστη ροπή που μπορεί να παραχθεί είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της συχνότητας του στάτη. Οπότε, όπως παρατηρούμε από την καμπύλη 3.2a, η μέγιστη επαγόμενη ροπή μετά την σύγχρονη ταχύτητα αρχίζει να μειώνεται με τετραγωνικό τρόπο σε σχέση με την ταχύτητα. Ωστόσο, στο σημείο αυτό η μηχανή μπορεί να οδηγηθεί με τρόπο κατά τον οποίο η συχνότητα ολίσθησης ω_{sl} αρχίζει να αυξάνεται με τέτοιο τρόπο, ώστε η ολίσθηση να παραμένει σταθερή καθώς επίσης και το ρεύμα στον στάτη [45]. Κατά συνέπεια, αφού η ολίσθηση μένει σταθερή, τότε παραμένει σταθερή και η παραγόμενη μηχανική ισχύς, αφού είναι γνωστό πως [38]:

$$P_{conv} = (1 - s)P_{AG}, \quad (3.2)$$

και για την συχνότητα ολίσθησης:

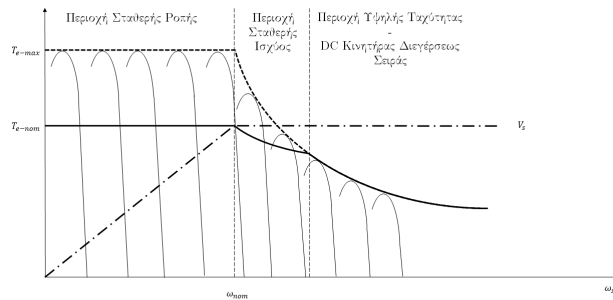
$$s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \Rightarrow$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$$

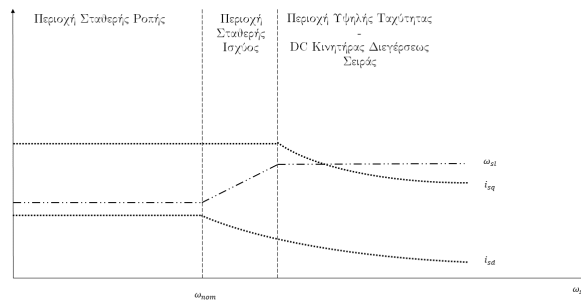
Ως εκ τούτου, η περιοχή λειτουργίας αυτή ονομάζεται *περιοχή σταθερής ισχύος*. Μόλις επιτευχθεί η μέγιστη συχνότητα ολίσθησης, παραμένει σταθερή και το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται. Εφόσον η ολίσθηση βρίσκεται στην μέγιστη τιμή της, η μηχανή παρέχει την μέγιστη δυνατή ροπή, η οποία όμως αναπτύσσεται αντιστρόφως ανάλογα του τετραγώνου της ταχύτητας του δρομέα. Η περιοχή αυτή ονομάζεται *υψηλής ταχύτητας ή DC κινητήρα διέγερσης σειράς*, καθώς η καμπύλη της ροπής στην περιοχή αυτή είναι παρόμοια με αυτή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος διέγερσης σειράς (Series DC Motor) [31].

3.1.2 Έλεγχος V/f Ανοικτού Βρόχου

Ο έλεγχος με σταθερό προφίλ V/f περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα και αποτελεί τον συνδυασμό των δύο ελέγχων μεταβλητής τάσης και συχνότητας. Πρακτικά, για την εφαρμογή του ελέγχου αυτού, επιλέγονται η ονομαστική τάση και συχνότητα για την ανάπτυξη της ονομαστικής ροής και όπως είναι επόμενο, μας ενδιαφέρει η λειτουργία κατά κύριο λόγο στην περιοχή σταθερής



(a)



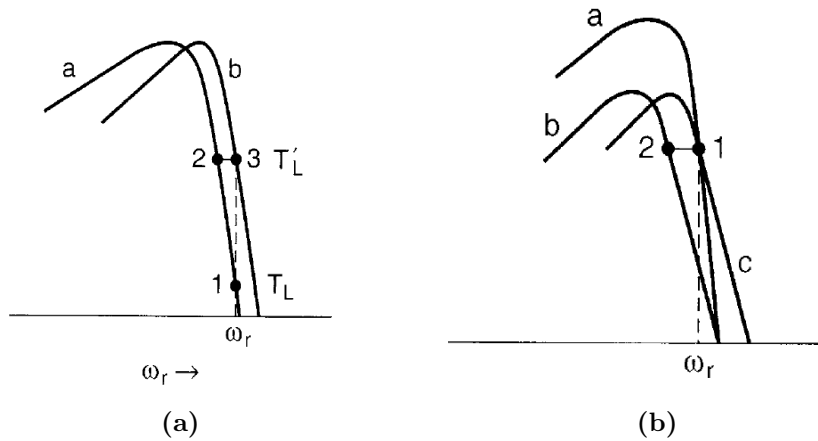
(b)

Σχήμα 3.2: Χαρακτηριστικές γραφικές των διαφόρων μεγεθών της μηχανής και αποτύπωση των τριών περιοχών λειτουργίας - Ανακατασκευή από [31],[45]. (a): Καμπύλες ροπής και τάσης ως προς συχνότητα στάτη σε λειτουργία σταθερού ελέγχου V/f. (b) Χαρακτηριστικές ρευμάτων και συχνότητας ολίσθησης ως προς συχνότητα στάτη σε λειτουργία σταθερού ελέγχου V/f.

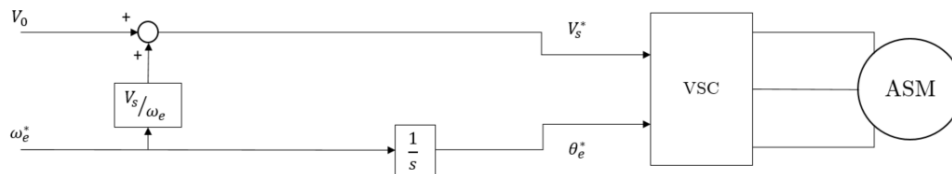
ροπής.

Η δομή του ελέγχου σε ανοιχτό βρόχο είναι εξαιρετικά απλή και εύκολα εφαρμόσιμη σε συστήματα VSC, καθώς χρειάζεται κανείς να ελέγξει απευθείας την τάση και την συχνότητα. Το σχηματικό διάγραμμα ενός V/f ελέγχου σε ανοιχτό βρόχο παρουσιάζεται στο Σχ. 3.4. Όπως αναφέραμε προηγουμένως, η λειτουργία της μεθόδου αυτής βασίζεται στην εξίσωση (2.70) και την διατήρηση της ροής του στάτη. Αγνοώντας την αντίσταση του στάτη και τους συντελεστές σκέδασης, μπορούμε να θεωρήσουμε πως ο λόγος V/f προσεγγίζει και την ροή στον δρομέα. Έτσι, όσο η σχέση μεταξύ τάσης-συχνότητας είναι γραμμική η ροή θα πρέπει να παραμένει σταθερή. Στις χαμηλές συχνότητες, εφαρμόζεται πάντα μια ενίσχυση τάσης ούτως ώστε να εφαρμόζεται ροή στον δρομέα απευθείας και να παράγεται ηλεκτρομηχανική ροπή στις χαμηλές ταχύτητες.

Ωστόσο, στην πράξη δεν εφαρμόζονται πλήρως τα παραπάνω. Η μεταβολή



Σχήμα 3.3: Επιπτώσεις λειτουργίας σε (a) μεταβολές ροπής και (b) σε μεταβολές τάσης τροφοδοσίας [45].



Σχήμα 3.4: Σχηματικό διάγραμμα ελέγχου V/f ανοιχτού βρόχου με ενίσχυση τάσης στις χαμηλές συχνότητες λειτουργίας

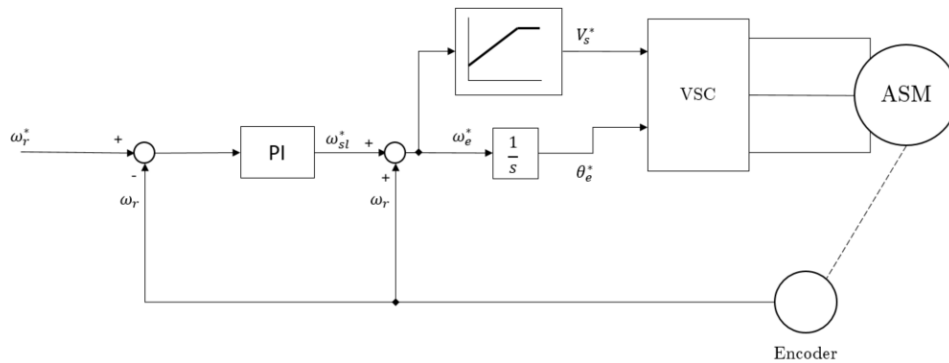
του φορτίου ή της τάσης τροφοδοσίας προκαλεί σημαντικές αλλαγές τόσο στην ταχύτητα του δρομέα όσο και στην επαγόμενη ροή. Για παράδειγμα, αν αυξηθεί το φορτίο για την ίδια συχνότητα αναφοράς, τότε θα υπάρξει μια μικρή πτώση της ταχύτητας (αναλόγως της απόδοσης της μηχανής). Αντίστοιχα, αν υπάρξει πτώση τάσης πάλι θα υπάρξει μείωση της ταχύτητας, με την βασική διαφορά πως η μηχανή θα λειτουργεί σε νέα καμπύλη ροπής. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως η ροή στον δρομέα μειώθηκε και η μηχανή δεν δουλεύει βέλτιστα. Τα δύο παραδείγματα αποτυπώνονται στο σχήμα 3.3 στις μεταβολές $3 \rightarrow 2$ και $1 \rightarrow 2$ (με αλλαγή καμπύλης ροπής $a \rightarrow b$) αντίστοιχα. Τέλος, ένα βασικό πρόβλημα της μεθόδου αυτής, έγκειται στις χαμηλές συχνότητες όπου η τάση ενισχύεται. Αν η ενίσχυση της τάσης (voltage boost) είναι μια σταθερή τιμή, οδηγεί σε υπερδιέγερση της μηχανής και είναι αποδεκτή για ένα μεμονωμένο σημείο

λειτουργίας. Αντίθετα, είναι προτιμότερο να μεταβάλλεται αυτή η ενίσχυση αντιστρόφως ανάλογα με την συχνότητα του στάτη έως ότου μηδενιστεί στην ονομαστική συχνότητα.

3.1.3 Έλεγχος V/f με Αντιστάθμιση Ολίσθησης

Μια προσέγγιση για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα είναι η αντιστάθμιση ολίσθησης κατά την λειτουργία του κινητήρα. Η αντιστάθμιση αυτή μπορεί να γίνει πολύ απλά με την χρήση ενός μηχανικού αισθητήρα μέτρησης της ταχύτητας του δρομέα. Η μέτρηση του δρομέα συγκρίνεται με το σήμα αναφοράς και με την βοήθεια ενός PI ελεγκτή υπολογίζεται επιτυχώς η συχνότητα ολίσθησης και προστίθεται ξανά στην ταχύτητα του δρομέα για τον υπολογισμό της σύγχρονης συχνότητας αναφοράς. Κατά συνέπεια, η ταχύτητα και η ολίσθηση παρακολουθούνται συνεχώς από το σύστημα και οποιαδήποτε απόκλιση από την ταχύτητα αναφοράς αντισταθμίζεται αμέσως. Τα αποτελέσματα αυτής της μεθόδου είναι πολύ ενθαρρυντικά για εφαρμογές χαμηλής επίδοσης, καθώς η ταχύτητα περιστροφής ακολουθεί την εντολή από το VSC. Μια προσέγγιση αυτού του τρόπου οδήγησης ενός επαγωγικού κινητήρα παρουσιάζεται στο διάγραμμα του σχήματος 3.5.

Ωστόσο, η τεχνική αυτή εκ φύσεως οδηγεί σε κυματισμό της ροής κατά τις



Σχήμα 3.5: Σχηματικό διάγραμμα ελέγχου V/f κλειστού βρόχου με μέτρηση ταχύτητας δρομέα και αντιστάθμιση ολίσθησης

μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας. Αυτό συμβαίνει, διότι η μεταβολή της τάσης δεν αντισταθμίζεται οδηγώντας σε αλλαγή της ροής και άρα της καμπύλης της ροπής λειτουργίας. Ένας επιπλέον παράγοντας που αποτελεί μειονέκτημα αυτού του ελέγχου αποτελεί η χρήση μηχανικού αισθητήρα. Αφενός δεν είναι

όλες οι μηχανές εξοπλισμένες με τέτοιους αισθητήρες (για εφαρμογές χαμηλής επίδοσης και κόστους), αφετέρου οι αισθητήρες αυτοί υποβαθμίζουν την αξιοπιστία ενός συστήματος.

3.1.4 Βελτιωμένος V/f χωρίς Μηχανικό Αισθητήρα

Αρκετές προσεγγίσεις έχουν γίνει για την βελτίωση της απόδοσης και της δυναμικής συμπεριφοράς του ελέγχου V/f σε συστήματα χωρίς μηχανικό αισθητήρα. Η ανάπτυξη των συστημάτων αυτών αποτελεί ενδιαφέρουσα πρόκληση, καθώς χωρίς την χρήση διανυσματικών μεγεθών οι δυνατότητες βελτίωσης στενεύουν. Γενικά, οι βαθμωτοί έλεγχοι βασίζονται στην γραμμικοποίηση των εξισώσεων της επαγωγικής μηχανής στην λειτουργία της μόνιμης κατάστασης.

Μια από τις βασικότερες προσεγγίσεις είναι αυτή των Munoz-Garcia et al. [48], η οποία βασίζεται στην αντιστάθμιση της πτώσης τάσης (λόγω της αντίστασης του στάτη) και της ολίσθησης μόνο μέσω των μετρήσεων του ρεύματος. Ο υπολογισμός της ενισχυμένης τάσης γίνεται μέσω διανυσμάτων και αντισταθμίζει την πτώση που οφείλεται στην αντίσταση του στάτη, ενώ η αντιστάθμιση της ολίσθησης πραγματοποιείται μέσα από εκτίμηση της ισχύος διακένου και της μη-γραμμικής σχέσης της με την ολίσθηση. Ακόμα μια σημαντική προσέγγιση είναι αυτή των Mizraeva και Benz [49], η οποία βασίζεται στην υλοποίηση της τεχνικής φυσικού προσανατολισμένου πεδίου (Natural Field Orientation). Η μέθοδος αυτή, αποτελεί μια απλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου στάτη (Stator Field Orientation) χρησιμοποιώντας διανύσματα και φασιθέτες στο πλαίσιο αναφοράς-αβ. Η ειδοποιός διαφορά με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου στάτη και η ομοιότητα με τους ελέγχους V/f είναι πως η ροή στον στάτη δεν εκτιμάται ή υπολογίζεται, αλλά θεωρείται πως λαμβάνει την ονομαστική της τιμή.

Στην παρούσα διπλωματική, θα εξετάσουμε τον βελτιωμένο αλγόριθμο που προτάθηκε από τους Smith et al [50], με την χρήση φασιθετών σε βαθμωτό έλεγχο. Η αρχή λειτουργίας βασίζεται στην διατήρηση της ροής στον στάτη και την χρήση του πλαισίου αναφοράς dq με γωνιακή συχνότητα που ταυτίζεται με την συχνότητα του στάτη, ω_e σε συνδυασμό με την λειτουργία V/f που αναλύσαμε στις προηγούμενες υποενότητες. Ως εκ τούτου έχουμε :

$$V_s = \begin{cases} \frac{V_{s_rated}}{\omega_{e_rated}} \omega_e & \text{εάν } \omega_e \leq \omega_{e_rated} \\ V_{s_rated} & \text{εάν } \omega_e > \omega_{e_rated} \end{cases} \quad (3.3)$$

Η πτώση τάσης λόγω της αντίστασης του στάτη αντισταθμίζεται ως εξής:

$$V_{ds}^e = I_{s_rated} R_s, \quad (3.4)$$

όπου ο εκθέτης e εκφράζει την ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς dq , ευθυγραμμισμένου με τον d -άξονα. Η αντιστάθμιση στον στάτη γίνεται κατά αυτόν τον τρόπο διότι, όπως στην εξίσωση (2.56) έχουμε :

$$\vec{V}_s^e = \vec{i}_s^e R_s + \frac{d\vec{\lambda}_s^e}{dt} + j\omega_e \vec{\lambda}_s^e, \quad (3.5)$$

και αναλύοντας σε φανταστικό και πραγματικό μέρος:

$$V_{ds}^e = i_{ds}^e R_s \quad (3.6)$$

$$V_{qs}^e = i_{qs}^e R_s + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (3.7)$$

Επομένως, τελικά για την τάση στον q -άξονα θα έχουμε από την (3.4):

$$V_{qs}^e = i_{qs}^e R_s + V_s \quad (3.8)$$

Με τις εξισώσεις (3.3), (3.4) και (3.8) η τάση αντισταθμίζεται σε κάθε περιοχή λειτουργίας και ο στόχος για την διατήρηση της ροής στον στάτη επιτυγχάνεται. Ωστόσο, χρειάζεται να επιτευχθεί και η αντιστάθμιση ολίσθησης. Για την ροπή στο πλαίσιο αυτό, όπου η ροή είναι ευθυγραμμισμένη με τον d -άξονα, έχουμε:

$$T_e = K \lambda_{ds}^e i_{qs}^e \quad (3.9)$$

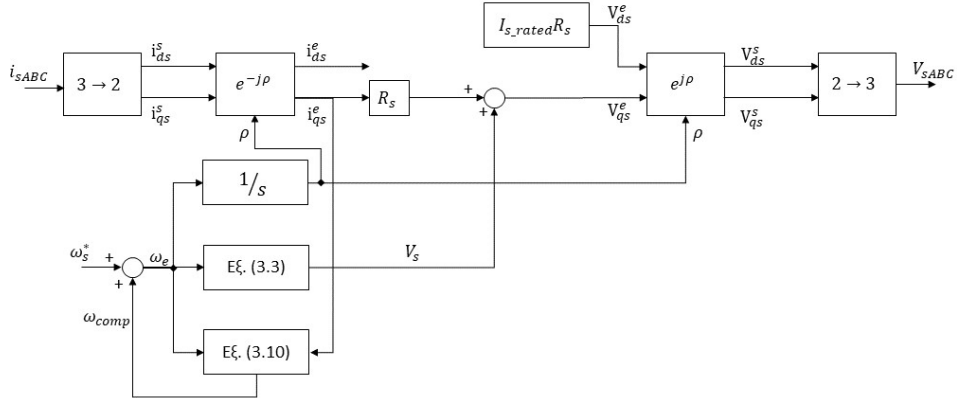
Προσεγγιστικά, εφόσον η ροή είναι σταθερή και άρα η ροπή εξαρτάται από την ολίσθηση και την συνιστώσα q του ρεύματος μπορεί να εφαρμοστεί μια γραμμική σχέση ροπής-ολίσθησης. Όπως είδαμε και στις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις, στην περιοχή σταθερής ροπής η συχνότητα ολίσθησης παραμένει σταθερή. Κατά συνέπεια, για την ίδια ζητούμενη ροπή προκύπτει η ίδια απαιτούμενη συχνότητα ολίσθησης. Για ταχύτητες μεγαλύτερες της σύγχρονης η συχνότητα ολίσθησης μεγαλώνει μέχρι να φτάσει την μέγιστη τιμή της. Έτσι, τελικά η σχέση για την αντιστάθμιση της ολίσθησης δίνεται:

$$\omega_{comp} = \begin{cases} \omega_{e,rated} \frac{i_{qs}^e}{I_{s,rated}} s_{rated} & \text{εάν } \omega_e \leq \omega_{e,rated} \\ \omega_s \frac{i_{qs}^e}{I_{s,rated}} s_{rated} & \text{εάν } \omega_e > \omega_{e,rated} \end{cases}, \quad (3.10)$$

όπου το $I_{s,rated}$ επιλέχθηκε για ευκολία, εφόσον συχνά βρίσκεται στα ονομαστικά στοιχεία της μηχανής. Οπότε, η σχέση για την συχνότητα αναφοράς είναι :

$$\omega_e = \omega_s + \omega_{comp}, \quad (3.11)$$

$$\omega_s = \omega_r p, \quad (3.12)$$



Σχήμα 3.6: Διάγραμμα λειτουργίας βελτιωμένου V/f

όπου p_p είναι τα ζευγάρια πόλων της μηχανής. Τέλος, ένα σχηματικό διάγραμμα του συστήματος δίνεται στο σχήμα 3.6.

Μια εναλλακτική για την εξίσωση (3.10) μπορεί να προκύψει σύμφωνα με [51], [52]:

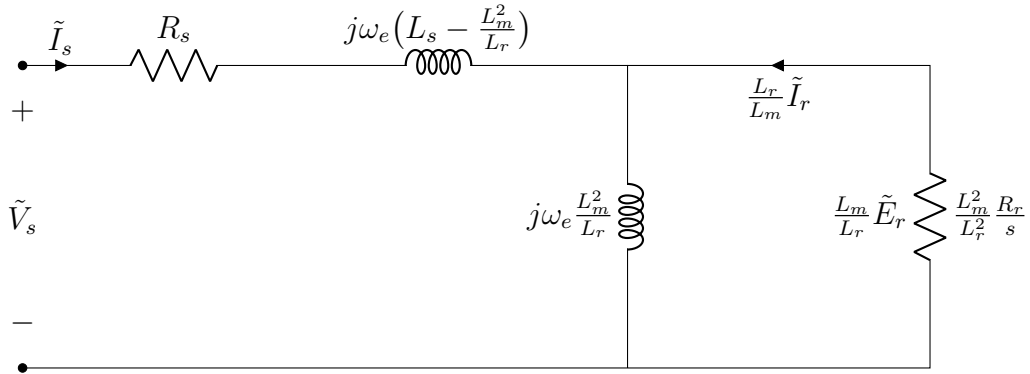
$$\omega_{comp} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad \eta \quad (3.13)$$

$$\omega_{comp} = \frac{\omega_{sl,rated}}{T_{e,rated}} T_e. \quad (3.14)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις αποτελούν γραμμικοποιήσεις της σχέσης ροπής-ολίσθησης και παρέχουν πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα, ωστόσο εξαρτώνται σε μεγαλύτερο βαθμό από τις παραμέτρους της μηχανής σε σχέση με την εξίσωση (3.10).

3.1.5 Βαθμωτός Έλεγχος Ροπής

Μια ακόμα ενδιαφέρουσα προσέγγιση βαθμωτών ελέγχων είναι ο έλεγχος ροπής (scalar torque control). Όπως αναφέραμε και στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, υπάρχουν αρκετά ισοδύναμα κυκλώματα που μπορούν να περιγράψουν την λειτουργία της επαγωγικής μηχανής στην μόνιμη κατάσταση και να χρησιμοποιηθούν για συγκεκριμένες εφαρμογές. Μια ιδιαίτερα χρήσιμη μορφή για ανάλυση ροπής προκύπτει αν χρησιμοποιηθεί λόγος αναφοράς α , τέτοιος ώστε να μηδενιστεί η επαγωγική αντίδραση στην πλευρά του δρομέα. Το κύκλωμα αυτό, το οποίο βιβλιογραφικά αναφέρεται και ως Γ' -μοντέλο [53],



Σχήμα 3.7: Ισοδύναμο κύκλωμα με λόγο αναφοράς $\alpha = L_m/L_r$ [35]

προκύπτει θέτοντας τον λόγο αναφοράς ως:

$$\alpha = \frac{L_m}{L_r} \quad (3.15)$$

Κατά αυτόν τον τρόπο, το νέο ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει παρουσιάζεται στο σχήμα 3.7.

Σύμφωνα, λοιπόν, με το νέο λόγο αναφοράς, το ρεύμα που διαρρέει τον δρομέα είναι L_m/L_r φορές το ρεύμα στον δρομέα του χαρακτηριστικού ισοδύναμου κυκλώματος, όπως αντίστοιχα και η τάση. Πρακτικά, το νέο κύκλωμα εξετάζει την συμπεριφορά της μηχανής με αναφορά την ροή στον δρομέα, ενώ το χαρακτηριστικό ισοδύναμο εξετάζει ως προς την ροή στο διάκενο [35]. Η αντίδραση στον στάτη, παίρνει επίσης την μορφή:

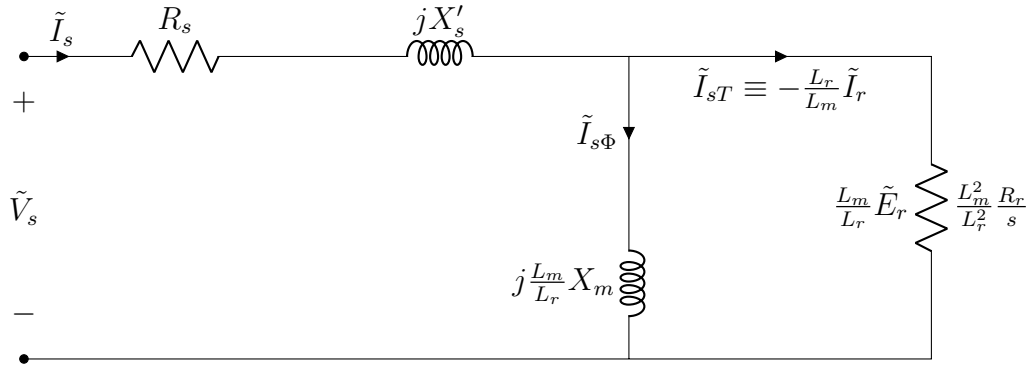
$$X'_s = \omega_e L'_s = \omega_e \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right), \quad (3.16)$$

και ονομάζεται *αντίδραση βραχυκυκλώσεως* του στάτη. Έτσι, το κύκλωμα μπορεί να δοθεί υπό νέα μορφή από το κύκλωμα του σχήματος 3.8, κατά το οποίο η διαφορά δυναμικού στην αντίσταση r_r/s ισούται:

$$E_r = j\omega_e \lambda_r \quad (3.17)$$

Από το κύκλωμα αυτό, παρατηρεί κανείς εύκολα πως το ρεύμα του στάτη χωρίζεται πλέον σε δύο συνιστώσες, $I_{s\Phi}$, I_{sT} , που διαρρέουν τον κλάδο μαγνήτισης και την αντίσταση του δρομέα αντίστοιχα. Κατά συνέπεια για το ρεύμα $I_{s\Phi}$, έχουμε από το κύκλωμα:

$$\tilde{I}_{s\Phi} = \frac{\frac{L_m}{L_r} \tilde{E}_r}{j \frac{L_m}{L_r} X_m} = \frac{\tilde{E}_r}{j X_m} = \frac{\tilde{E}_r}{j\omega_e L_m} \quad (3.18)$$



Σχήμα 3.8: Ισοδύναμο κύκλωμα με τις συνιστώσες ροπής και ροής πεδίου του ρεύματος στάτη [35]

Γίνεται άμεσα αντιληπτό από τις εξισώσεις (3.17)-(3.18) πως η συνιστώσα του κλάδου μαγνήτισης ρυθμίζει την ροή στον δρομέα:

$$\tilde{\lambda}_r = L_m \tilde{I}_{s\Phi} \quad (3.19)$$

Για την δεύτερη συνιστώσα ρεύματος γνωρίζουμε πως:

$$\tilde{I}_{sT} = -\frac{L_r}{L_m} \tilde{I}_r \quad (3.20)$$

Ακόμα, με τον συνδυασμό των εξισώσεων (2.74)-(2.75) και (3.20) προκύπτει για την επαγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή:

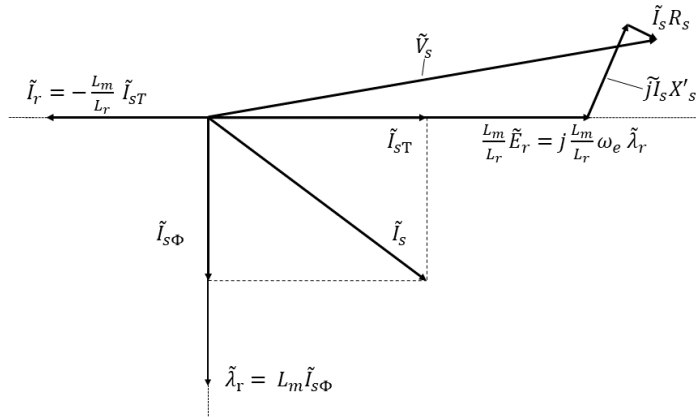
$$T_e = 3p_p \frac{E_r I_r}{\omega_e} = 3p_p \frac{1}{\omega_e} (\omega_e L_m I_{s\Phi}) \left(\frac{L_m}{L_r} I_{sT} \right) = 3p_p \frac{L_m^2}{L_r} I_{s\Phi} I_{sT} \quad (3.21)$$

Η παραπάνω σχέση είναι όμοια με την σχέση που αναπτύχθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια και αφορούσε το ρεύμα μαγνήτισης. Ωστόσο, από το ισοδύναμο κύκλωμα που παρουσιάσαμε μπορούμε να εξάγουμε ακόμα μια σχέση, η οποία αφορά την ολίσθηση. Για την συνιστώσα ρεύματος ροπής προκύπτει από το κύκλωμα η εξίσωση:

$$\tilde{I}_{sT} = \frac{\frac{L_m}{L_r} \tilde{E}_r}{\frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{r_r}{s}} = \frac{L_r}{L_m} \frac{s \tilde{E}_r}{r_r}, \quad (3.22)$$

από την οποία σε συνδυασμό με την (3.18) έχουμε:

$$\tilde{I}_{sT} = j \frac{L_r}{r_r} s \omega_e \tilde{I}_{s\Phi} \quad (3.23)$$



Σχήμα 3.9: Διανυσματικό διάγραμμα όπως προκύπτει από το ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης του σχήματος 3.8

Τελικά, για την ολίσθηση προκύπτει:

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{sT}}{I_{s\Phi}}, \quad (3.24)$$

όπου $\omega_{sl} = s\omega_e$ όπως έχουμε δείξει στην ενότητα 3.1.1 και τ_r η σταθερά χρόνου του δρομέα. Η εξίσωση αυτή αποδεικνύει πως υπάρχει μια μοναδική τιμή ολίσθησης για κάθε επιλεγμένο ζευγάρι συνιστωσών ρεύματος. Επιπλέον, η σχέση αυτή υποδεικνύει πως καθορίζοντας το ρεύμα του στάτη και την ολίσθηση, μπορεί κανείς να ελέγξει πλήρως την ροπή.

Πρακτικά, οι προηγούμενες εξισώσεις αναλύουν μια τεχνική ελέγχου κατά την οποία οι δύο ορθογώνιες συνιστώσες του ρεύματος, $I_{s\Phi}$, I_{sT} , καθορίζουν την ροή στον δρομέα και την επαγόμενη ροπή. Ως εκ τούτου, επιλέγοντας κατάλληλα τις συνιστώσες και υπολογίζοντας την ολίσθηση από την (3.24), η μηχανή θα δουλεύει σε ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας στην μόνιμη κατάσταση. Η τεχνική αυτή, θέτει τα θεμέλια για τον έμμεσο έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, που θα αναλυθεί περισσότερο σε επόμενη ενότητα και συνυπολογίζει τις μεταβατικές καταστάσεις της μηχανής. Προϋπόθεση για την υλοποίηση του βαθμωτού ελέγχου ροπής αποτελεί η μέτρηση ή εκτίμηση της ταχύτητας του δρομέα.

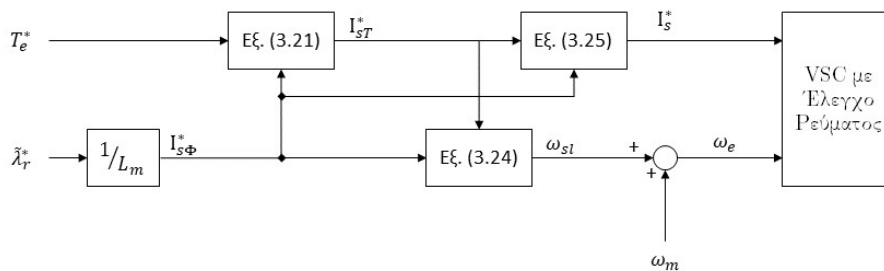
Όπως είναι προφανές, η λειτουργία της μηχανής σε αυτόν τον έλεγχο καθορίζεται από την ρύθμιση των συνιστωσών του ρεύματος. Ωστόσο, ένα VSC σύστημα λειτουργεί με την ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας. Επομένως,

είναι αναγκαίο να υλοποιηθεί ένας εσωτερικός έλεγχος ρεύματος, ώστε οι εντολές ρεύματος να μετατραπούν σε εντολές τάσης για τον inverter.

Η πρώτη απλή προσέγγιση, όπως αναλύεται από [53], κάνει χρήση του πλαισίου αναφοράς $\alpha\beta$ και της σχέσης:

$$I_s^* = \sqrt{I_{s\Phi}^* + I_{sT}^*} \quad (3.25)$$

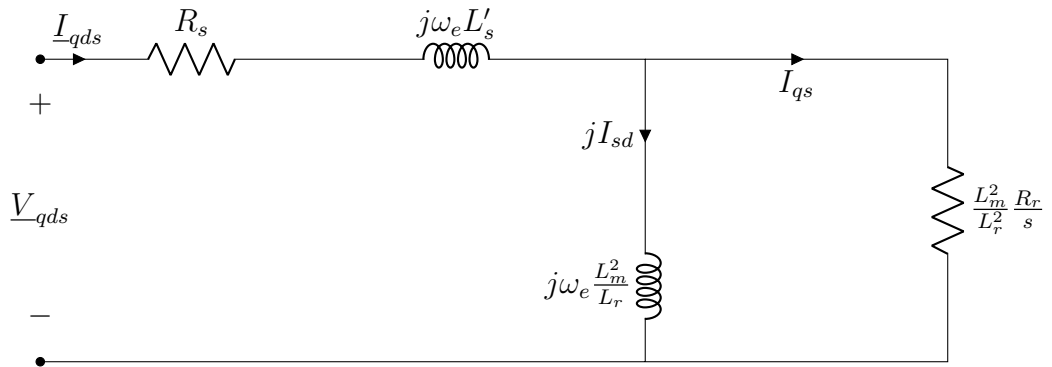
αφού οι δύο συνιστώσες είναι ορθογώνιες και το σύμβολο * δηλώνει τις εντολές αναφοράς στο VSC. Στην συνέχεια το σφάλμα μεταξύ μέτρησης και εντολής περνάει από έναν απλό γραμμικό αντισταθμιστή (PI Controller), δίνοντας στην έξοδο τάση. Η λογική του ελέγχου παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



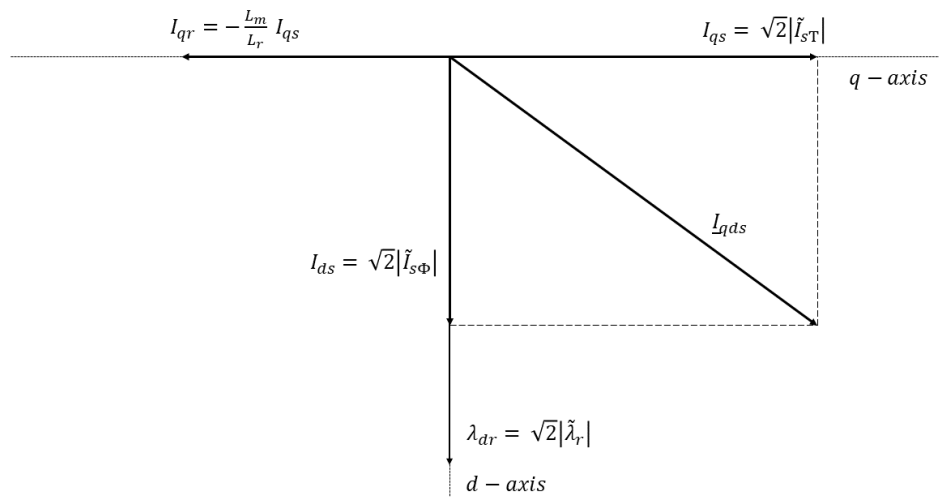
Σχήμα 3.10: Βαθμωτός Έλεγχος Ροπής

Ωστόσο μια ακόμα πιο ενδιαφέρουσα προσέγγιση είναι αυτή των Novotny και Lipo [35], κατά την οποία γίνεται μεταφορά στο πλαίσιο dq. Όπως έχει αναφερθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο, η λειτουργία στο πλαίσιο dq είναι προτιμότερη καθώς επεξεργαζόμαστε συνεχή σήματα, που απλοποιούν τον έλεγχο. Στο σχήμα 3.11 παρουσιάζεται το κύκλωμα μόνιμης κατάστασης με πλαίσιο αναφοράς dq περιστρεφόμενο κατά το πεδίο του δρομέα.

Όπως είναι φανερό, ισχύουν οι αντιστοιχίες του διάγραμματος διανυσμάτων 3.12. Στη συνέχεια, προτιμάται ξανά η χρήση ελεγκτών PI - ειδικά για ποσότητες DC-, για την παρακολούθηση του σφάλματος από την επιθυμητή κατάσταση και την ρύθμιση της τάσης εξόδου. Η ρύθμιση των παραμέτρων των ελεγκτών PI συνήθως υπολογίζεται βάσει των παραμέτρων της μηχανής και της αυθαίρετης σταθεράς χρόνου τ_i , η οποία αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου του κλειστού βρόχου και είναι επιλογή του σχεδιαστή. Η σταθερά αυτή επιλέγεται συνήθως μεταξύ 0.5-5 ms για τα συστήματα VSC και θα αναλυθεί περαιτέρω στις ενότητες που αφορούν τον διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου.



Σχήμα 3.11: Ισοδύναμο κύκλωμα με τις συνιστώσες dq του ρεύματος στάτη [35]



Σχήμα 3.12: Διανυσματικό διάγραμμα όπως προκύπτει από το ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης dq.

3.2 Διανυσματικός Έλεγχος

Στην ενότητα αυτή θα αναλυθούν τα δύο βασικά σχήματα διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, ο έμμεσος και ο άμεσος. Η υλοποίηση διανυσματικών ελέγχων μπορεί να γίνει βάσει τριών προσανατολισμένων πεδίων: του δρομέα (Rotor Flux), του στάτη (Stator Flux) και του διακένου (Air Gap Flux) [54], [35], [36]. Ενώ επιπλέον, ο διαχωρισμός των μεθόδων γίνεται και βάσει του τρόπου προσδιορισμού του πεδίου με τις περιπτώσεις του άμεσου (Direct FO - DFO) και έμμεσου (Indirect FO - IFO) ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Στην παρούσα διπλωματική θα αναλύσουμε τις δύο κυριότερες τεχνικές άμεσου και έμμεσου ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου δρομέα. Ο DFO βασίζεται στην απευθείας μέτρηση ή προσδιορισμό του διανύσματος της επιλεγμένης ροής, ενώ ο IFO αντίθετα προσδιορίζει την θέση του διανύσματος της ροής έμμεσα, μέσω της σχέσης της ολίσθησης [55]. Ο άμεσος προσδιορισμός της ροής στον DFO γίνεται συνήθως μέσω μετρήσεων τάσης-ρεύματος, διότι η απευθείας μέτρηση της ροής είτε του στάτη είτε του δρομέα είναι συνήθως αδύνατη ή μη πρακτική. Ως εκ τούτου, η λειτουργία του DFO σε χαμηλές συχνότητες παρουσιάζει προβλήματα καθώς η πτώση τάσης IR_s είναι σημαντική. Αντίθετα, στις υψηλές συχνότητες ο έλεγχος DFO παρέχει αξιόπιστη εκτίμηση της ροής και πλεονεκτεί έναντι του IFO. Για τον λόγο αυτό, αρκετές προτάσεις έχουν γίνει για τον συνδυασμό των δύο μεθόδων [56]. Οι δυνατότητες των δύο τεχνικών DFO-IFO ξεπερνούν αυτές των βαθμωτών ελέγχων καθώς βασίζονται στην λειτουργία παρατηρητών (observers) -ανοικτού ή κλειστού βρόχου- της επιλεγμένης ροής. Η επιλογή του προσανατολισμού του πεδίου ως προς την ροή του δρομέα προτιμάται συνήθως έναντι του στάτη, καθώς παρέχει καλύτερη λειτουργία σε χαμηλές συχνότητες και πλήρη απόζευξη των συνιστωσών του ρεύματος [39], [55]. Γενικότερα, οι διάφορες διανυσματικές τεχνικές που υπάρχουν υπερτερούν των βαθμωτών, καθώς συνυπολογίζουν τις μεταβατικές καταστάσεις και την δυναμική των AC μηχανών. Η αυξημένη πολυπλοκότητά τους, όμως, και η εξάρτηση από τις παραμέτρους της μηχανής αποτελεί το αντίτιμο της καλύτερης επίδοσης.

3.2.1 Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος

Η περισσότερο διαδεδομένη και εύκολα εφαρμόσιμη τεχνική οδήγησης αποτελεί ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος, IRFO (Indirect Rotor Field Orientation). Όπως δείξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, είναι αρκετές φορές ευκολότερο να ρυθμίσουμε την ροή στον δρομέα, ορίζοντας και διατηρώντας την τιμή του ρεύματος μαγνήτισης, i_{mr} . Ωστόσο, από τις εξισώσεις (2.44)-(2.45)

μπορούμε να εξάγουμε το εξής:

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = \frac{\dot{i}_{sq}}{\tau_r \hat{i}_{mr}},$$

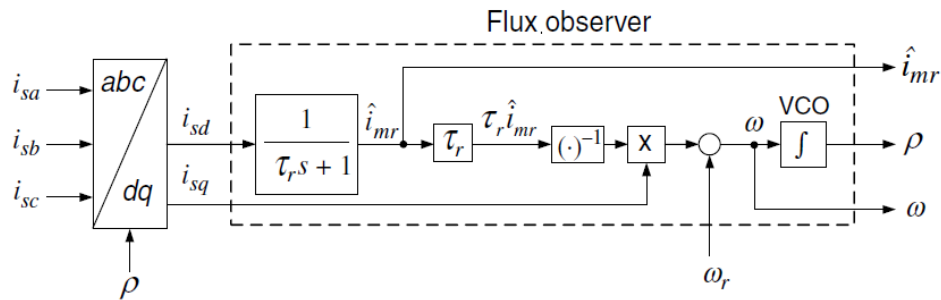
$$\dot{i}_{sd} = (\tau_r s + 1) \hat{i}_{mr},$$

όπου s αντιστοιχεί στην παράγωγο στο φάσμα του χρόνου. Παρατηρεί, λοιπόν, κανείς εύκολα πως η συχνότητα ολίσθησης μπορεί να συνδεθεί άμεσα με τον υπολογισμό και την ρύθμιση της ροής. Τα μεγέθη αυτά σε συνδυασμό με την εξίσωση (2.43) αρκούν για την δημιουργία ενός παρατηρητή ροής (flux observer) ανοιχτού βρόχου, που στην βιβλιογραφία αναφέρεται ως μοντέλο ρεύματος (current-model)[32, 55, 35, 39]. Από τον παρατηρητή, εξάγουμε τα μεγέθη $\hat{i}_{mr}, \omega, \rho$. Τα μεγέθη ω, ρ είναι ζωτικής σημασίας, καθώς αποτελούν την συχνότητα περιστροφής του πεδίου και βάσει αυτών πραγματοποιούνται οι μετασχηματισμοί στο πλαίσιο αναφοράς dq.

Στην συνέχεια, πρέπει να οριστούν οι τιμές που θα λάβουν τα μεγέθη $i_{sdq-ref}$ ώστε να λειτουργήσει η μηχανή στο επιθυμητό σημείο. Για τον ορισμό του επιθυμητού σημείου λειτουργίας αρκεί ο ορισμός του ρεύματος μαγνήτισης \hat{i}_{mr-ref} από την εξίσωση (2.81) και η τιμή της ζητούμενης ροπής T_{e-ref} . Όπως έχει ήδη αναλυθεί στην ενότητα 3.1.5, οι συνιστώσες dq του ρεύματος είναι αποζευγμένες και ορίζουν την ροή και την επαγόμενη ροπή. Οι τιμές που λαμβάνουν οι συνιστώσες αναφοράς του ρεύματος μπορούν να προκύψουν είτε με απευθείας ανάθεση από τις τιμές των $\hat{i}_{mr-ref}, \hat{i}_{mr}$, είτε με την χρήση ενός αντισταθμιστή ροής (flux compensator) [32].

Ως απευθείας ανάθεση ορίζεται η σχέση $i_{sd-ref} = \hat{i}_{mr-ref}$. Κατά αυτόν τον τρόπο, προκύπτει από την σχέση (2.44) πως το ρεύμα μαγνήτισης και κατά συνέπεια η ροή στον δρομέα θα φτάσει στο επιθυμητό επίπεδο μετά από περίπου $5\tau_r$. Για την συνιστώσα q, γνωρίζουμε από την εξίσωση (2.47) πως ρυθμίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής. Επομένως, η τιμή του σήματος i_{sq-ref} προκύπτει από την διαίρεση του μεγέθους της επιθυμητής ροπής T_{e-ref} με τον όρο $\frac{3}{2}(\frac{L_m}{1+\sigma_s})\hat{i}_{mr}$, όπου η μεταβλητή \hat{i}_{mr} προκύπτει είτε από τον παρατηρητή είτε λαμβάνει μια σταθερή τιμή.

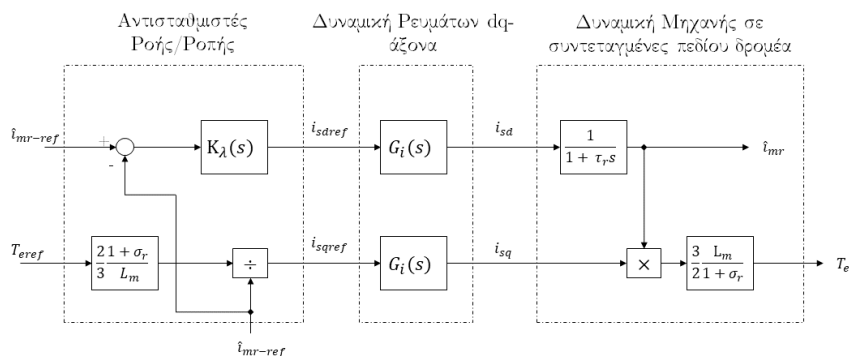
Αντίθετα, αν είναι επιθυμητή η γρήγορη απόκριση της ροής στον δρομέα της μηχανής, είναι χρήσιμο να χρησιμοποιηθεί ένας αντισταθμιστής ροής/ροπής. Υπολογίζοντας, όπως προηγουμένως, την τιμή \hat{i}_{mr-ref} και λαμβάνοντας την έξοδο του παρατηρητή, χρησιμοποιούμε έναν PI ελεγκτή για την επεξεργασία του σφάλματος $\hat{i}_{mr-ref} - \hat{i}_{mr}$ και τον ορισμό της συνιστώσας του d-άξονα. Συναχόλουθα, η τιμή της συνιστώσας του q-άξονα προκύπτει από την έξοδο του παρατηρητή ροής. Ο ορισμός του ελεγκτή PI γίνεται βάσει της σταθεράς χρόνου της μηχανής τ_r και για την αποφυγή υψηλών μεταβατικών ρευμάτων, η διαδικασία ρύθμισης της ροής και η σταθεροποίηση του ρεύματος μαγνήτισης



Σχήμα 3.13: Παρατηρητής ροής για την τεχνική IRFO [32]

εκτελούνται πριν την εκκίνηση της μηχανής (όταν $i_{sq} = 0$). Στα σχηματικά διαγράμματα 3.13, 3.14 αναλύονται τα συστήματα του παρατηρητή και του αντισταθμιστή ροής.

Για να ολοκληρωθεί η περιγραφή του συστήματος για την οδήγηση της



Σχήμα 3.14: Αντισταθμιστές ροής πεδίου και ροπής για άμεση απόκριση συστήματος [32]

ασύγχρονης μηχανής πρέπει να ορίσουμε το σύστημα ελέγχου ρεύματος. Για την ανάλυση του ελέγχου ρεύματος της μηχανής από ένα VSC σύστημα, αναπτύξαμε τις εξισώσεις (2.54)-(2.55). Πρακτικά, μέσω των μη-γραμμικών σχέσεων αυτών συσχετίζονται οι συνιστώσες ρεύματος i_{sdq} με τις συνιστώσες τάσης V_{sdq} , ώστε οι εντολές ρεύματος να μπορούν να εκτελεστούν από ένα σύστημα

VSC. Για την γραμμικοποίηση των σχέσεων, με σκοπό την μείωση της πολυπλοκότητας του συστήματος, μπορούμε να θέσουμε δύο νέες εισόδους u_d, u_q [32]:

$$u_d = \sigma\tau_s\omega i_{sq} - (1 - \sigma)\tau_s \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} + \frac{1}{R_s}V_{sd}, \quad (3.26)$$

$$u_q = -\sigma\tau_s\omega i_{sd} - (1 - \sigma)\tau_s\omega \hat{i}_{mr} + \frac{1}{R_s}V_{sq}, \quad (3.27)$$

και άρα:

$$\left(\sigma\tau_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd}\right) = u_d, \quad (3.28)$$

$$\left(\sigma\tau_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq}\right) = u_q. \quad (3.29)$$

Κατά αυτόν τον τρόπο προκύπτουν δύο αποζευγμένα συστήματα, όπου το μεν πρώτο ελέγχει την συνιστώσα i_{sd} μέσω του u_d και το δεύτερο ελέγχει την i_{sq} μέσω του u_q . Τα u_d, u_q αποτελούν την έξοδο ενός PI ελεγκτή, ο οποίος επεξεργάζεται το σφάλμα $i_{sdq-ref} - i_{sdq}$. Από τις εξισώσεις (3.28)-(3.29) προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{I_{sd}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{\sigma\tau_s s + 1}, \quad (3.30)$$

$$\frac{I_{sq}(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{\sigma\tau_s s + 1}. \quad (3.31)$$

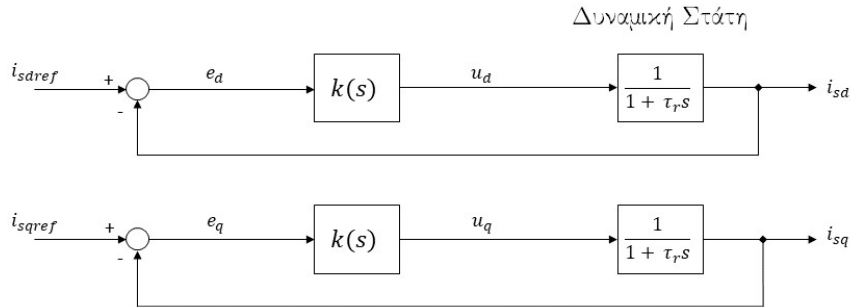
Το διάγραμμα ελέγχου για τις συνιστώσες ρεύματος dq του στάτη παρουσιάζεται στο σχ. 3.15. Από το σχήμα αυτό, θα πρέπει να επιλέξουμε κατάλληλα τις παραμέτρους του PI αντισταθμιστή ούτως ώστε η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ των $i_{sdq-ref}, i_{sdq}$ να είναι της μορφής [32]:

$$\frac{I_{sd}(s)}{I_{sd-ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}, \quad (3.32)$$

$$\frac{I_{sq}(s)}{I_{sq-ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}, \quad (3.33)$$

όπου η σταθερά χρόνου τ_i , αποτελεί αυθαίρετη επιλογή σχεδιασμού και συνήθως λαμβάνει τιμές μεταξύ 0.5-5 ms. Για να προκύψουν οι προηγούμενες συναρτήσεις μεταφοράς, οι παράμετροι του PI αντισταθμιστή, της μορφής :

$$k(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (3.34)$$



Σχήμα 3.15: Παρατηρητής ροής για την τεχνική IRFO [32]

πρέπει να οριστούν ως:

$$k_p = \frac{\sigma \tau_s}{\tau_i}, \quad (3.35)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_i} \quad (3.36)$$

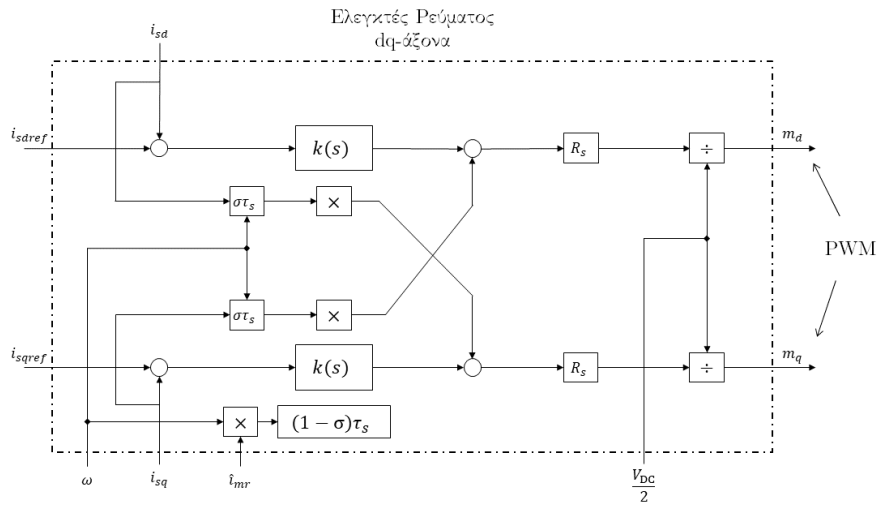
Τα τελικά σήματα ελέγχου που θα ορίσουν την λειτουργία του VSC αποτελούν τα V_{sd}, V_{sq} των εξισώσεων (3.26)-(3.27). Οι εξισώσεις έρχονται πλέον στην μορφή :

$$V_{sd} = R_s \left[u_d - \sigma \tau_s \omega i_{sq} + (1 - \sigma) \tau_s \frac{d\hat{i}_{mr}}{dt} \right], \quad (3.37)$$

$$V_{sq} = R_s \left[u_q + \sigma \tau_s \omega i_{sd} + (1 - \sigma) \tau_s \omega \hat{i}_{mr} \right], \quad (3.38)$$

με τα \hat{i}_{mr}, ω να προκύπτουν από την έξοδο του παρατηρητή ροής. Πρακτικά, το τελικό σύστημα για τον έλεγχο του ρεύματος δέχεται ως εισόδους τα σήματα αναφοράς i_{sd-ref}, i_{sq-ref} , όπως ορίστηκε προηγουμένως, και τα σήματα εξόδου του παρατηρητή ροής, \hat{i}_{mr}, ω . Ακολούθως, υπολογίζονται οι μεταβλητές V_{sd}, V_{sq} από τις εξισώσεις (3.37)-(3.38) και διαιρούνται με $V_{DC}/2$ για την δημιουργία των συντελεστών διαμόρφωσης πλάτους m_d και m_q , και κατά συνέπεια για την διαμόρφωση παλμών PWM.

Οι εξισώσεις (3.37)-(3.38) δεν ανακατασκευάζονται πλήρως για μείωση της



Σχήμα 3.16: Τελικό διάγραμμα για τον έλεγχο του ρεύματος σε πλαίσιο αναφοράς-dq για την επαγωγική μηχανή [32]

πολυπλοκότητας του συστήματος. Ο διαφορικός όρος $(1-\sigma)\tau_s \hat{d}i_{mr}/dt$ παραλείπεται στην υλοποίηση του συστήματος, καθώς το ρεύμα μαγνήτισης παραμένει σταθερό σε όλη την διάρκεια λειτουργίας της μηχανής, αφού λάβει την ονομαστική τιμή του. Ως εκ τούτου, η παράγωγός του θα ισούται με μηδέν στην μόνιμη κατάσταση. Το τελικό σύστημα ελέγχου ρεύματος για την επαγωγική μηχανή αναλύεται στην εικόνα 3.16.

Είναι σημαντικό επίσης να αναφερθεί, πως η επιλογή των συντελεστών του PI ελεγκτή των εξισώσεων (3.35)-(3.36) γίνεται με γνώμονα την ακύρωση του πόλου του συστήματος $p = -1/\sigma\tau_s$. Ωστόσο, η ταυτοποίηση των παραμέτρων της μηχανής για τον καθορισμό του πόλου, υπόκεινται τόσο σε σφάλματα μετρήσεων όσο και σε διαφοροποιήσεις κατά την λειτουργία της μηχανής. Κατά συνέπεια, ο πόλος δεν ορίζεται πάντα με βεβαιότητα και η ακύρωσή του ενδέχεται να μην γίνει με ακρίβεια. Παρ' όλα αυτά, ακολουθώντας τις ονομαστικές τιμές των παραμέτρων της μηχανής, οι αντισταθμιστές PI είναι αποδοτικοί και το σύστημα μπορεί να χαρακτηριστεί από τις συναρτήσεις μεταφοράς (3.32)-(3.33) [32].

3.2.2 Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος

Η τεχνική οδήγησης που προκύπτει πιο φυσικά από το σύστημα εξισώσεων που χαρακτηρίζουν την ασύγχρονη μηχανή είναι ο άμεσος έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Direct Field Orientation). Προκειμένου κανείς να οδηγήσει

μια ασύγχρονη μηχανή αποδοτικά, οφείλει να διατηρεί σταθερή την ροή είτε του στάτη είτε του δρομέα. Επομένως, η πρώτη προσέγγιση είναι η μέτρηση της ζητούμενης ροής, ως ανατροφοδότηση στο σύστημα οδήγησης. Ωστόσο, αυτό το εγχείρημα παρουσιάζει πολλές δυσκολίες, καθώς απαιτούνται είτε μετρητικά πηνία στα τυλίγματα του στάτη είτε αισθητήρες Hall για την μέτρηση του μαγνητικού πεδίου. Πρακτικά, σε βιομηχανικές εφαρμογές είναι σχεδόν αδύνατες αυτές οι μετρήσεις. Επομένως, πρέπει να αξιοποιηθεί το σύστημα εξισώσεων της μηχανής προκειμένου να εκτιμηθεί η ροή μέσω άλλων μεταβλητών.

Για τον λόγο αυτό, θα αξιοποιηθούν ξανά οι τεχνικές των παρατηρητών όπως και στον IFO, ώστε να υπολογιστεί η ροή. Η σημαντική διαφορά του DFO με τον IFO έγκειται στην εκτίμηση αυτή αλλά και στον υπολογισμό της συχνότητας περιστροφής του πεδίου, χωρίς την χρήση της ταχύτητας του δρομέα και της ολίσθησης. Στην ενότητα αυτή θα αναλύσουμε τον τρόπο υλοποίησης της μεθόδου DFO χρησιμοποιώντας αμιγώς τις μετρήσεις τάσης και ρεύματος του στάτη. Ως πλαίσιο αναφοράς επιλέγουμε αυτό του δρομέα, αρχικά για λόγους ομοιότητας με τα προηγούμενα συστήματα που αναλύθηκαν αλλά και για την καλύτερη απόζευξη των συνιστωσών ρεύματος. Ωστόσο, είναι σημαντικό να αναφερθεί πως ο προσανατολισμός του πεδίου ως προς την ροή του στάτη πλεονεκτεί στην περιοχή εξασθένησης πεδίου (field weakening), εξαρτάται από λιγότερες παραμέτρους [51] και ως εκ τούτου η χρήση του είναι αρκετά διαδεδομένη [39], [57].

Στον άμεσο έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, ο θεμελιώδης παρατηρητής-εκτιμητής της ροής - είτε του στάτη είτε του δρομέα- βασίζεται στο μοντέλο τάσης (voltage model)[39],[55]. Το μοντέλο τάσης βασίζεται στις εξισώσεις τάσης του μοντέλου της επαγωγικής μηχανής με σκοπό την εξαγωγή της ροής του πεδίου του στάτη και του δρομέα. Από τις εξισώσεις (2.26), (2.28), (2.29) με πλαίσιο αναφοράς το πεδίο του στάτη έχουμε [35] και αντικαθιστώντας τους συντελεστές σκέδασης παίρνουμε:

$$\lambda_{qds}^s = \frac{1}{s}(V_{qds}^s - R_s i_{qds}^s), \quad (3.39)$$

$$\lambda_{qds}^s = L_s i_{qds}^s + L_m i_{qdr}^s, \quad (3.40)$$

$$\lambda_{qdr}^s = L_m i_{qds}^s + L_r i_{qdr}^s, \quad (3.41)$$

όπου οι εκθέτες s δηλώνουν την αναφορά ως προς τον στάτη και ο όρος $1/p$ εκφράζει την ολοκλήρωση. Λύνοντας την εξίσωση (3.40) ως προς το μη μετρήσιμο- ρεύμα του δρομέα έχουμε:

$$i_{qdr}^s = \frac{\lambda_{qds}^s - L_s i_{qds}^s}{L_m}, \quad (3.42)$$

και άρα για την ροή πεδίου του δρομέα καταλήγουμε στην εξίσωση :

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qdr}^s &= L_m i_{qds}^s + \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qds}^s - L_s i_{qds}^s) \\
 &= \frac{L_r}{L_m} \left[\lambda_{qds}^s - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qds}^s \right] \\
 &= \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qds}^s - \sigma L_s i_{qds}^s)
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

Από τις εξισώσεις (3.39) και (3.43) προκύπτει ο παρατηρητής της ροής του δρομέα από το στατικό μοντέλο της μηχανής. Για να συσχετίσουμε τον παρατηρητή αυτόν με εκείνον που παρουσιάστηκε στον IFO έλεγχο θα έχουμε [36]:

$$i_{mr-qd}^s = \frac{\lambda_{qdr}^s}{L_m}, \tag{3.44}$$

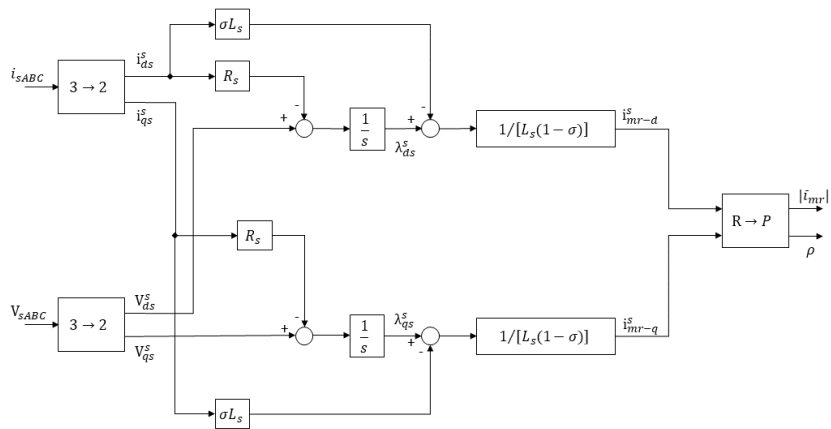
$$i_{mr} = |i_{mr}| \exp(j\rho) = i_{mr-d}^s + j i_{mr-q}^s. \tag{3.45}$$

Άρα για την γωνία ρ γνωρίζουμε :

$$\rho = \tan^{-1} (i_{mr-q}^s / i_{mr-d}^s). \tag{3.46}$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει ένας παρατηρητής πεδίου δρομέα από τις μετρήσεις ρεύματος-τάσης, που παρουσιάζεται στο διάγραμμα 3.17, με αντίστοιχες εξόδους όπως και στον IFO με σκοπό την οδήγηση της μηχανής.

Ωστόσο, το σύστημα που περιγράφηκε περιέχει δύο ολοκληρωτές (έναν για κάθε συνιστώσα) σε ανοιχτό βρόχο, που εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την ακρίβεια των μετρήσεων. Αρχικά, ένα πρόβλημα που απαντάται συχνά είναι η μετατόπιση φάσης λόγω της καθυστέρησης των μετρήσεων αλλά και οι οφειλόμενες στην θερμοκρασία μεταβολές της αντίστασης του στάτη. Επιπλέον, η σημαντικότερη δυσκολία που αντιμετωπίζει ο συγκεκριμένος παρατηρητής είναι η ολοκλήρωση σε χαμηλές συχνότητες, στις οποίες η ωμική πτώση τάσης κυριαρχεί και η επιβαλλόμενη τάση έχει μικρό μέγεθος. Η αντιστάθμιση αυτής της πτώσης τάσης είναι δύσκολο να επιτευχθεί με ακρίβεια εφόσον η αντίσταση διαφοροποιείται με την θερμοκρασία. Γενικά, για ένα σύστημα ονομαστικής λειτουργίας 50Hz, προκύπτει ένα κατώτατο όριο εύρυθμης λειτουργίας περί τα 3Hz [36]. Προκύπτει ως εκ τούτου, πως ο υπολογισμός της γωνίας περιστροφής ρ αλλά και του ρεύματος μαγνήτισης είναι πολύ ευαίσθητοι στις μεταβολές των εξόδων των δύο ολοκληρωτών ανοιχτού βρόχου. Για την επίλυση αυτών των ζητημάτων είναι προτιμότερο να υλοποιούνται ολοκληρωτές κλειστού βρόχου ή βαθυπερατά φίλτρα [57], [58], όπως παρουσιάζονται στο



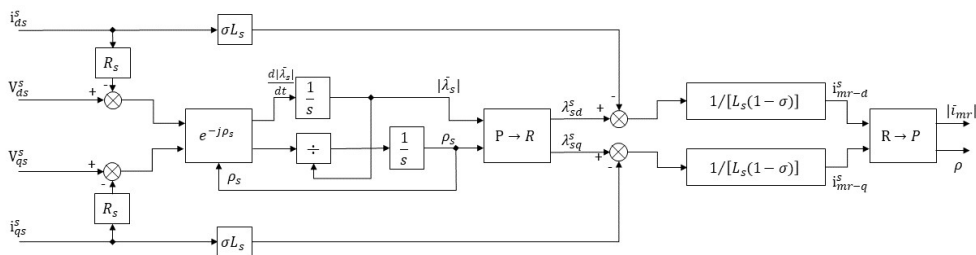
Σχήμα 3.17: Μοντέλο τάσης για τον υπολογισμό του ρεύματος μαγνήτισης

σχήμα 3.18.

Μια πρώτη προσέγγιση, όπως παρουσιάζεται στο 3.18, προκύπτει κάνοντας χρήση της μεθόδου προσανατολισμένου πεδίου στάτη (SFO), αποκτώντας τα σήματα λ_{qds} μέσω στρεφόμενου πλαισίου. Θεωρώντας την εξίσωση για την τάση του στάτη σε στρεφόμενο πεδίο με αναφορά στο πεδίο του στάτη, παίρνει κανείς :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d|\underline{\lambda}_s|}{dt} + j\omega_s |\underline{\lambda}_s|, \quad (3.47)$$

$$\omega_s = \frac{d\rho_s}{dt} \quad (3.48)$$



Σχήμα 3.18: Βελτιωμένο μοντέλο τάσης με προσανατολισμό πεδίου στάτη (SFO) για τον υπολογισμό του ρεύματος μαγνήτισης

Αναλύοντας σε φανταστικό και πραγματικό μέρος παίρνουμε επίσης :

$$\frac{d|\underline{\lambda}_s|}{dt} = V_{sd} - R_s i_{sd}, \quad (3.49)$$

$$\omega_s = \frac{V_{sq} - R_s i_{sq}}{|\underline{\lambda}_s|} \quad (3.50)$$

Από τις εξισώσεις αυτές μπορεί να κατασκευάσει κανείς το διάνυσμα της ροής του στάτη, $|\underline{\lambda}_s|$, ρ_s , και πρακτικά να υπολογίσει ξανά τα μεγέθη λ_{qds} και να ακολουθήσει την ίδια μεθοδολογία με πριν. Τέλος, είναι χρήσιμο να αναφέρουμε πως οι κυματομορφές της τάσης μπορούν να ανακατασκευαστούν (έναντι της απευθείας μέτρησης με χρήση αισθητήρων) από την DC τάση που τροφοδοτεί το VSC σύστημα και την ακολουθία παλμών των ημιαγώγιμων στοιχείων.

Οι τεχνικές ελέγχου που περιγράφηκαν αφορούν μεν την οδήγηση της μηχανής χωρίς την χρήση μηχανικών αισθητήρων για την μέτρηση της ταχύτητας, ωστόσο δεν χρησιμοποιείται κάποιος παρατηρητής για την εκτίμηση της ταχύτητας. Η εκτίμηση της ταχύτητας αποτελεί έργο των sensorless τεχνικών, που θα αναλύσουμε στην συνέχεια.

3.3 Εκτίμηση Ταχύτητας

Για την εκτίμηση της ταχύτητας, όπως αντίστοιχα και της ροής δρομέα, χρησιμοποιούνται συχνά παρατηρητές ανοιχτού βρόχου, ή απλώς εκτιμητές, οι οποίοι αξιοποιούν τις χαρακτηριστικές εξισώσεις της AC επαγωγικής μηχανής. Για μεγαλύτερη ακρίβεια και αξιοπιστία στην εκτίμηση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα συνιστάται η χρήση παρατηρητών κλειστού βρόχου, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 2.3.7, με βασικότερα παραδείγματα τους παρατηρητές Kalman, Luenberger, μη-γραμμικούς -πλήρους ή μειωμένης τάξεως- παρατηρητές [26]. Ωστόσο, στην παρούσα διπλωματική, θα αναλύσουμε ένα συγκεκριμένο μοντέλο εκτίμησης ταχύτητας, ανοιχτού βρόχου, το οποίο όμως μπορεί να προσφέρει υψηλή επίδοση και ακρίβεια σε αρκετά χαμηλές συχνότητες. Το μοντέλο αυτό παρουσιάστηκε από τους Ohtani *et al* [59] και αποτελεί αξιόπιστη τεχνική για την εκτίμηση της ταχύτητας. Συγκεκριμένα, ικανοποιεί τα παρακάτω κριτήρια [60]:

- $\pm 0.5\%$ ακρίβεια ελέγχου ταχύτητας,
- $\pm 5\%$ ακρίβεια ελέγχου ροπής,
- ελάχιστη ταχύτητα λειτουργίας: 5% της ονομαστικής

3.3.1 Περιγραφή Μοντέλου με Εκτίμηση Ταχύτητας

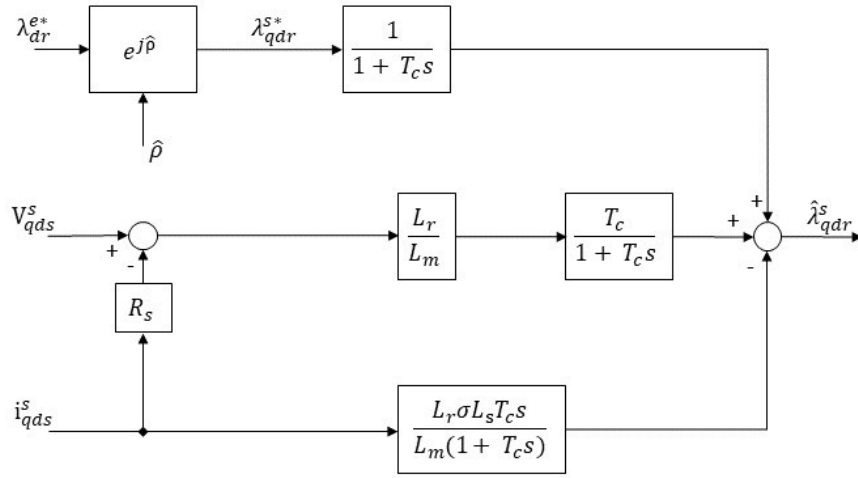
Το μοντέλο των Ohtani *et al* βασίζεται στην ανάλυση δύο υποσυστημάτων, όπου στο μεν πρώτο υπολογίζεται η ροή του πεδίου στον δρομέα και στο δεύτερο υπολογίζεται η γωνία περιστροφής του πεδίου. Το συνολικό σύστημα δέχεται ως εντολές αναφοράς την ροή του πεδίου και την επιθυμητή ταχύτητα ή την ροπή. Για τον υπολογισμό της ροής ακολουθείται η διαδικασία που αναφέρθηκε στον DRFO με κάποιες τροποποιήσεις. Αρχικά, για την αποφυγή της ολοκλήρωσης ανοιχτού βρόχου (ιδίως στις χαμηλές συχνότητες), υλοποιείται μια ζωνοπερατή ολοκλήρωση με την χρήση φίλτρων. Στις σχέσεις (3.39), (3.43) που αναλύθηκαν στην προηγούμενη ενότητα μπορούμε να εφαρμόσουμε ένα υψιπερατό φίλτρο (HPF) της μορφής $T_c s / (1 + T_c s)$:

$$\begin{aligned}\hat{\lambda}_{qdr}^s &= \frac{T_c s}{1 + T_c s} \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{1}{s} (V_{qds}^s - R_s \hat{i}_{qds}^s) - \sigma L_s \hat{i}_{qds}^s \right), \\ &= \frac{T_c}{1 + T_c s} \frac{L_r}{L_m} (V_{qds}^s - (R_s + \sigma L_s s) \hat{i}_{qds}^s),\end{aligned}\quad (3.51)$$

όπου το σύμβολο $\hat{}$ υποδεικνύει τις εκτιμώμενες μεταβλητές. Η μεταβλητή T_c πρέπει να είναι αρκετά υψηλή ώστε να ρυθμίζει το σφάλμα της εκτίμησης αλλά αρκετά μικρή ώστε να μην αποκλίνει η εκτίμηση εξαιτίας των αρχικών τιμών της τάσης και του ρεύματος [60]. Σύμφωνα με τους Ohtani *et al* η τιμή του T_c για την οποία το σύστημα επηρεάζεται λιγότερο από την αναντιστοιχία των παραμέτρων είναι για $T_c = \tau_r$. Για την περαιτέρω βελτίωση του εκτιμητή του πεδίου δρομέα σε συχνότητες χαμηλότερες του $1/T_c$ προτείνεται η μετάθεση του σήματος αναφοράς της ροής ως έξοδος του εκτιμητή ροής. Για την ομαλή μετάβαση αυτής της μετάθεσης γίνεται χρήση ενός βαθυπερατού φίλτρου που επιτρέπει την απευθείας αυτή μετάθεση για τις χαμηλές συχνότητες. Η τελική μορφή του παρατηρητή-εκτιμητή του προσανατολισμένου πεδίου παρουσιάζεται στο σχηματικό διάγραμμα 3.19, όπου ο αστερίσκος * συμβολίζει τα σήματα αναφοράς του σχεδιαστή, και δίνεται από την τελική εξίσωση:

$$\hat{\lambda}_{qdr}^s = \frac{T_c s}{1 + T_c s} \hat{\lambda}_{qdr-vm}^s + \frac{1}{1 + T_c s} \lambda_{qdr}^{s*}\quad (3.52)$$

Το επόμενο βήμα για την ανάλυση της προτεινόμενης μεθόδου είναι ο υπολογισμός της γωνίας $\hat{\rho}$ του πεδίου και η ευθυγράμμιση του με τον άξονα d του πλαισίου αναφοράς. Από το μοντέλο τάσης της μηχανής για την γωνία περι-



Σχήμα 3.19: Παρατηρητής ροής δρομέα κατά Ohtani *et al* [59]

στροφής (βλ. εξίσωση 3.46) μπορούμε να εξάγουμε :

$$\cos \hat{\rho} = \frac{\hat{\lambda}_{dr}^s}{\sqrt{(\hat{\lambda}_{dr}^s)^2 + (\hat{\lambda}_{qr}^s)^2}} \quad (3.53)$$

$$\sin \hat{\rho} = \frac{\hat{\lambda}_{qr}^s}{\sqrt{(\hat{\lambda}_{dr}^s)^2 + (\hat{\lambda}_{qr}^s)^2}} \quad (3.54)$$

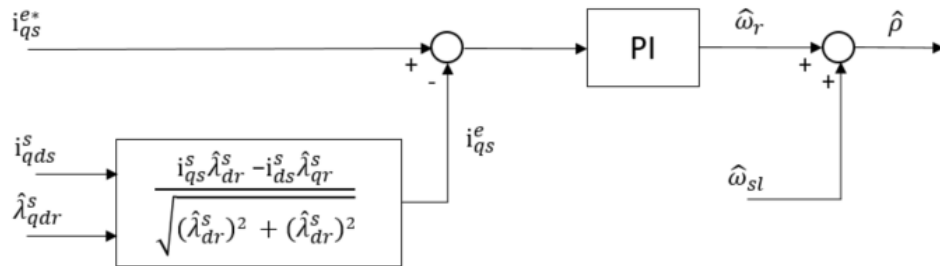
Επομένως για την συνιστώσα q του ρεύματος που περιστρέφεται σύγχρονα με το πεδίο παίρνουμε :

$$i_{qs}^e = \frac{i_{qs}^s \hat{\lambda}_{dr}^s - i_{ds}^s \hat{\lambda}_{qr}^s}{\sqrt{(\hat{\lambda}_{dr}^s)^2 + (\hat{\lambda}_{qr}^s)^2}} \quad (3.55)$$

Η συνιστώσα αυτή εμπεριέχει την πληροφορία της ζητούμενης γωνίας και θα μας επιτρέψει να υπολογίσουμε την τελική γωνία ρ . Στο διάγραμμα 3.20 παρουσιάζεται αναλυτικά η διαδικασία υπολογισμού. Αρχικά, πρέπει να οριστεί το σήμα αναφοράς της συνιστώσας q του ρεύματος, η οποία είναι ανάλογη της ροπής για σταθερή ροή πεδίου λ_r . Επομένως, μπορούμε να θέσουμε μια συγκεκριμένη τιμή για την συνιστώσα αυτή αξιοποιώντας την εξίσωση (2.47) για σταθερή ροή. Στην συνέχεια, η διαφορά των δύο σημάτων περνάει από έναν αντισταθμιστή PI, η έξοδος του οποίου μας παρέχει την συχνότητα περιστροφής του δρομέα, ω_r . Ωστόσο, για τον υπολογισμό της σύγχρονης ταχύτητας πρέπει να υπολογιστεί η συχνότητα ολίσθησης, ω_{sl} , και να προστεθεί στην ω_r . Μια

απλή εκτίμηση της συχνότητας ολίσθησης προκύπτει από την εξίσωση (2.45) ως εξής :

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}^{e*}} i_{qs}^{e*} \quad (3.56)$$



Σχήμα 3.20: Εκτίμηση ταχύτητας δρομέα και σύγχρονης ταχύτητας κατά Ohtani *et al* [59]

4 Ανάπτυξη Τεχνικών Ελέγχου σε Περιβάλλον Προσομοίωσης

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις προαναφερθείσες τεχνικές ελέγχου του προηγούμενου κεφαλαίου. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν στο πρόγραμμα Matlab/Simulink για δεδομένη επαγωγική μηχανή 4 πόλων, ονομαστικής ισχύος 5 ίππων (HP), ονομαστικής συχνότητας 50Hz και χωρίς κορεσμό μαγνητικού πεδίου. Στις επόμενες ενότητες θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την τεχνική βελτιωμένου V/f χωρίς μηχανικό αισθητήρα, για τον βαθμωτό έλεγχο ροπής, για τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IRFO) και τον άμεσο διανυσματικό (DRFO) με εκτίμηση ταχύτητας όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.3.1. Προκειμένου να αξιολογηθούν οι παραπάνω τεχνικές, θα εξεταστούν σε διάφορες καταστάσεις με διαφορετικά φορτία. Οι τρεις βασικοί άξονες πάνω στους οποίους θα αξιολογηθούν οι τεχνικές είναι :

- η οιονεί στατική συμπεριφορά (quasi-stationary),
- η δυναμική συμπεριφορά,
- και η ευαισθησία παραμέτρων

Για την εξέταση της στατικής συμπεριφοράς των τεχνικών, θα πρέπει να εξετάζεται η μεταβολή μίας μεταβλητής όσο οι υπόλοιπες παραμένουν σχετικά σταθερές. Ως εκ τούτου, θα παρουσιαστούν δύο περιπτώσεις λειτουργίας: *a*) σε γραμμικά αυξανόμενο φορτίο υπό σταθερή ταχύτητα και *b*) σε γραμμικά αυξανόμενη ταχύτητα για φορτίο τετραγωνικής μορφής (όπως αυτό των αντλιών). Για την αξιολόγηση της δυναμικής απόκρισης των τεχνικών οδήγησης, θα εξεταστεί η λειτουργία της μηχανής σε: *a*) βηματικές αλλαγές ταχύτητας για φορτίο τετραγωνικής μορφής και *b*) για βηματική αλλαγή φορτίου από μηδέν σε ονομαστική τιμή υπό σταθερή ταχύτητα. Τέλος, η ευαισθησία των παραμέτρων αποτελεί πολύ σημαντικό παράγοντα αξιολόγησης των συστημάτων, καθώς όπως έχει αναφερθεί οι παράμετροι της μηχανής υπόκεινται σε αλλαγές κατά την διάρκεια της λειτουργίας. Για την αξιολόγηση της επιρροής των παραμέτρων στις τεχνικές οδήγησης θα επαναληφθούν οι προηγούμενες προσομοιώσεις για μεταβολές $\pm 10\%$ στις παραμέτρους R_s, R_r, L_m, L_s, L_r της μηχανής και θα εξεταστεί η απόκλιση των νέων αποτελεσμάτων από τα προηγούμενα. Εν γένει, τα γραμμικά σήματα αναφοράς (μορφής ράμπας) προτείνονται για τον καθορισμό της στατικής συμπεριφοράς της δομής ελέγχου, ενώ τα βηματικά βοηθούν στον καθορισμό της δυναμικής. Η επιλογή φορτίου τετραγωνικής μορφής εξυπηρετεί την προσομοίωση λειτουργίας μιας φυγοκεντρικής αντλίας.

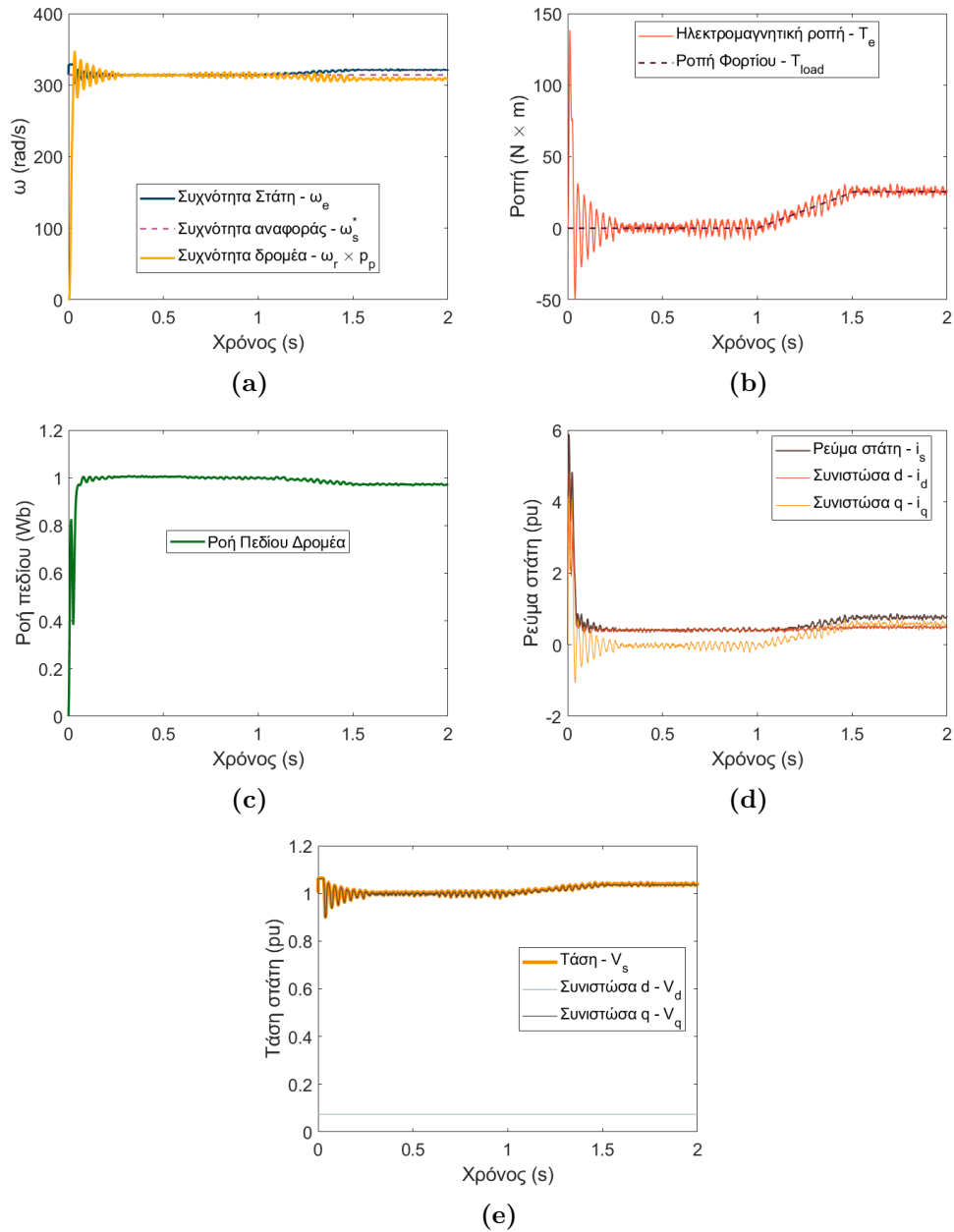
Συμπεριφορά	Ταχύτητα Αναφοράς [ru]	Φορτίο [ru]
Στατική	Σταθερή 1	Γραμμικό 0 → 1
	Σταθερή 0.15	Γραμμικό 0 → 1
	Γραμμική 0 → 1	Τετραγωνικό $0.0131\omega_r^2$
Δυναμική	Σταθερή 1	Βηματικό 0 → 1
	Σταθερή 0.15	Βηματικό 0 → 1
	Βηματική 0 → 0.4 → 0.7 → 1	Τετραγωνικό $0.0131\omega_r^2$

Πίνακας 2: Δοκιμές προσομοιώσεων στατικής και δυναμικής συμπεριφοράς τεχνικών οδήγησης.

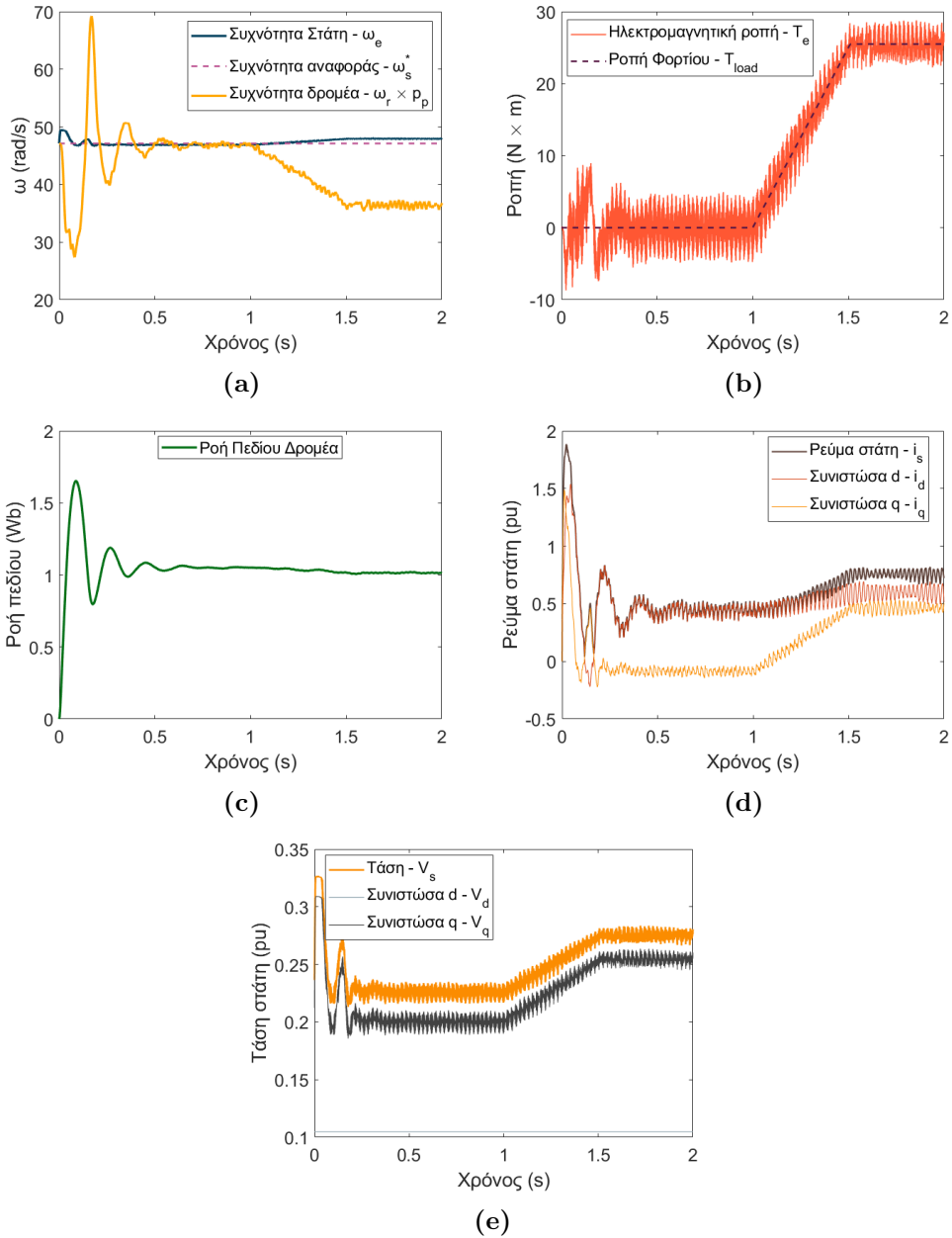
4.1 Βελτιωμένος V/f χωρίς Μηχανικό Αισθητήρα

4.1.1 Οιονεί Στατική Συμπεριφορά

Τα αποτελέσματα για την στατική συμπεριφορά του βελτιωμένου V/f (ε-νότητα 3.1.4), δίνονται από τα σχήματα 4.1 για την ονομαστική συχνότητα λειτουργίας (50Hz) και από τα 4.2 για συχνότητα λειτουργίας 15% της ονομαστικής (7.5Hz). Όπως είναι αναμενόμενο, η έλλειψη μέτρησης ή εκτίμησης ταχύτητας οδηγεί σε απόκλιση της ταχύτητας του δρομέα από την ταχύτητα αναφοράς. Ωστόσο, η επαγόμενη ηλεκτρική ροπή της μηχανής ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια την ροπή του φορτίου. Η πτώση της ταχύτητας/συχνότητας του δρομέα οδηγεί αναπόφευκτα σε αντίστοιχη πτώση της επαγόμενης ροής πεδίου όπως απεικονίζεται στα σχήματα 4.1c, 4.2c. Ειδικότερα, στο πείραμα με συχνότητα αναφοράς 50Hz, υπάρχει απόκλιση στην συχνότητα περιστροφής στην μόνιμη κατάσταση περίπου 1.8% ενώ η απόκλιση στην πεπλεγμένη ροή του δρομέα είναι στο 3.4%. Αντίστοιχα, στην προσομοίωση λειτουργίας με συχνότητα αναφοράς στο 15% της ονομαστικής, σχήμα 4.2, η πτώση της ταχύτητας δρομέα αγγίζει σχεδόν το 24% της συχνότητας αναφοράς. Το αποτέλεσμα αυτό, οφείλεται στο γεγονός ότι η αντιστάθμιση ολίσθησης δεν είναι αρκετή για να καλύψει την ζητούμενη ταχύτητα. Ωστόσο, παρά την μεγάλη απόκλιση στην τελική ταχύτητα του δρομέα, η μηχανή επιτυγχάνει να καλύψει το φορτίο επαρκώς και παρατηρεί κανείς την αντιστάθμιση του αλγορίθμου στην εφαρμοζόμενη τάση κατά την εφαρμογή του φορτίου. Επιπλέον, όσον αφορά στην πεπλεγμένη ροή, παρατηρούμε πως έχει αντίστοιχη απόκλιση στην μόνιμη κατάσταση με την λειτουργία ονομαστικής ταχύτητας (περίπου 3.3%), ενώ στην εκκίνηση σε πραγματική μηχανή θα υπήρχε κορεσμός του μαγνητικού πεδίου για τιμές της ροής που αγγίζουν το 170% της ονομαστικής τιμής της. Τέλος, η



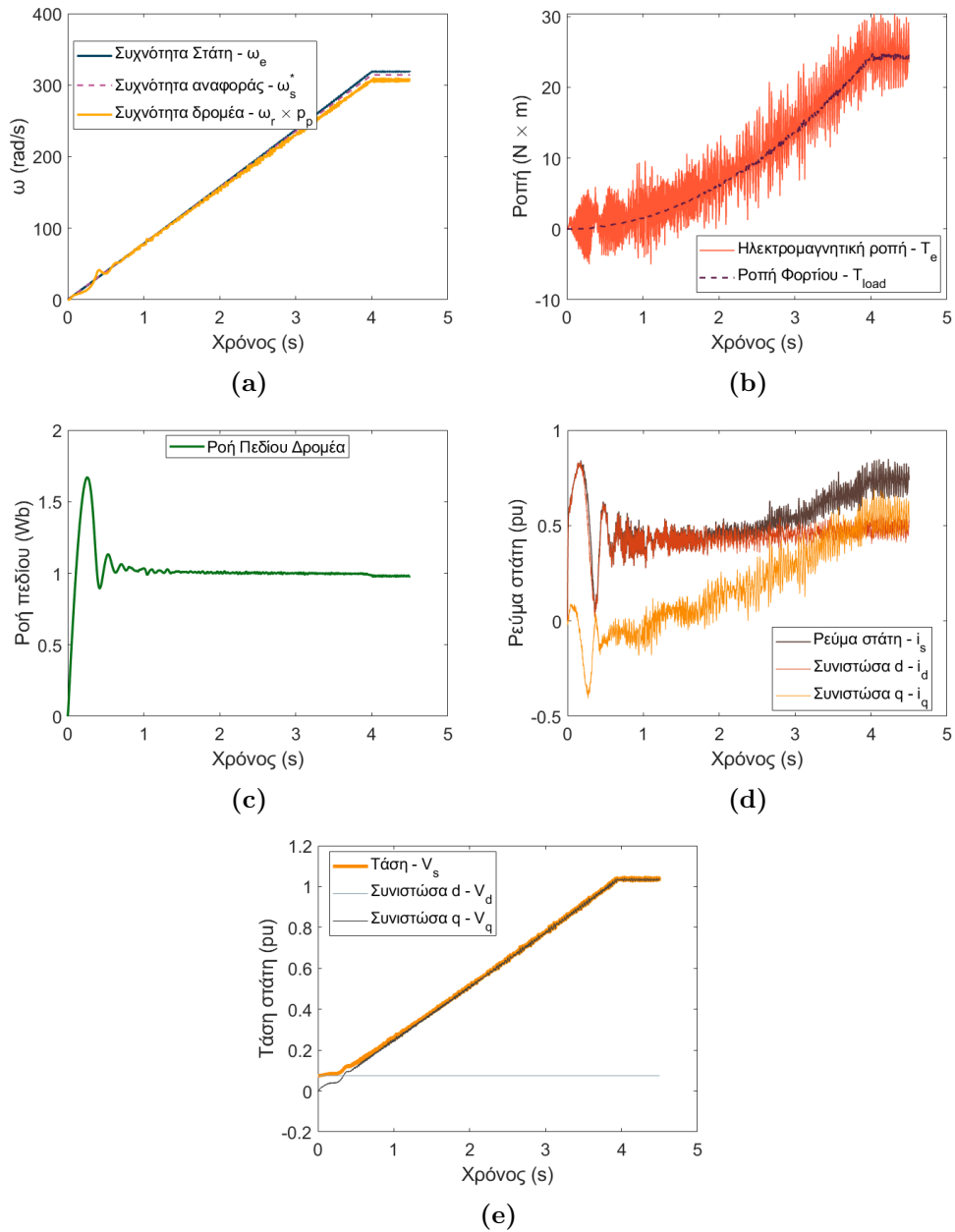
Σχήμα 4.1: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο. Γραφικές απεικονίσεις : (a) Ενισχυμένης συχνότητας στάτη, συχνότητας δρομέα και συχνότητας αναφοράς. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c) Ροή πεδίου δρομέα σε λειτουργία 50Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο. (d-e) Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



Σχήμα 4.2: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο. Γραφικές απεικονίσεις : (a) Ενισχυμένης συχνότητας στάτη, συχνότητας δρομέα και συχνότητας αναφοράς. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c) Ροή πεδίου δρομέα σε λειτουργία 7.5Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο. (d-e) Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

σταδιακή αύξηση της συχνότητας αναφοράς από μηδενική έως ονομαστική τιμή σε χρόνο ενός δευτερολέπτου με εφαρμογή τετραγωνικού φορτίου, όπως αυτό μιας αντλίας, αποφέρει αρκετά θετικά αποτελέσματα. Όπως είναι αναμενόμενο και παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3a, υπάρχει μια απόκλιση μεταξύ συχνότητας αναφοράς και συχνότητας περιστροφής του δρομέα, η οποία στην μόνιμη κατάσταση ταλαντώνεται μεταξύ του 2-3% της συχνότητας αναφοράς. Σε αυτή την λειτουργία η επαγόμενη ροή στον δρομέα, με εξαίρεση μια μικρή πτώση η οποία οφείλεται στην παύση της ενίσχυσης τάσης όταν η συχνότητα αναφοράς ξεπεράσει την ονομαστική και άρα στην μείωση του λόγου V/f , παραμένει σταθερή και επαρκεί για την κάλυψη ονομαστικού φορτίου στην ονομαστική συχνότητα. Επιπλέον, όπως και προηγουμένως η ροή στον δρομέα κατά την εκκίνηση ξεπερνάει την ονομαστική τιμή και σε κανονικές συνθήκες θα υπήρχε κορεσμός.

Τέλος, παρατηρούμε πως η κυμάτωση της ροπής είναι πολύ σημαντική και οφείλεται στην μεγάλη κυμάτωση και των συνιστωσών των ρευμάτων. Η κυμάτωση αυτή έχει συχνότητα περίπου 200Hz ενώ το πλάτος της κυμαίνεται περίπου στα 5Nm, δηλαδή $\pm 20\%$ του ονομαστικού φορτίου. Η ταλάντωση αυτή κρίνεται ως λογική, αφού στον αλγόριθμο που περιγράφηκε υπάρχει απευθείας ανατροφοδότηση του μετρούμενου ρεύματος στην συχνότητα αναφοράς του στάτη. Ως εκ τούτου, η ανατροφοδότηση αυτή επιφέρει ταλάντωση στην εφαρμοζόμενη τάση στον στάτη και κατά συνέπεια στα επαγόμενα ρεύματα και την ροπή.



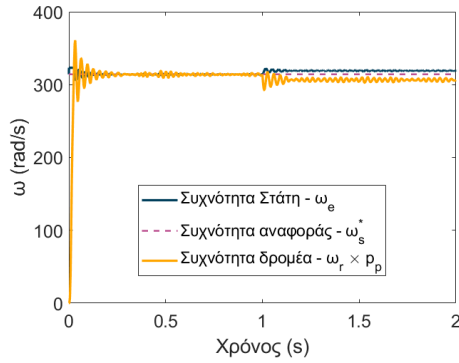
Σχήμα 4.3: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε γραμμική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = kw^2$. **(a):** Γραμμική αύξηση συχνότητας αναφοράς και αποκρίσεις ενισχυμένης συχνότητας στάτη και συχνότητας δρομέα. **(b):** Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. **(c)** Ροή πεδίου δρομέα σε λειτουργία γραμμικά αυξανόμενης ταχύτητας. **(d-e)** Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

4.1.2 Δυναμική Συμπεριφορά

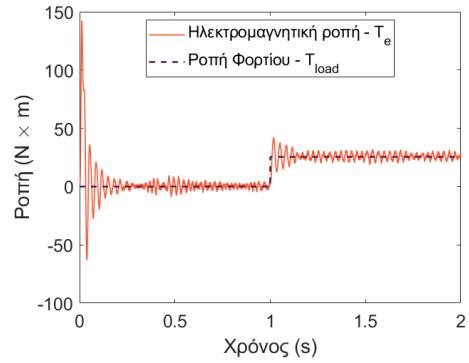
Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την δυναμική συμπεριφορά του συστήματος ελέγχου δίνονται στα σχήματα 4.4-4.6 και στον πίνακα 3. Στις εικόνες 4.4 και 4.5, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τις προσομοιώσεις βηματικής αύξησης φορτίου από μηδέν στην ονομαστική τιμή για συχνότητες 50Hz και 7.5Hz αντίστοιχα. Η εφαρμογή του φορτίου γίνεται μετά την εγκατάσταση της επιθυμητής συχνότητας περιστροφής της μηχανής. Και στις δύο περιπτώσεις η απόκριση της επαγόμενης ροπής είναι πολύ ικανοποιητική και ακολουθεί το φορτίο αρκετά γρήγορα. Και στις δύο περιπτώσεις, το μόνιμο σφάλμα στην τελική ταχύτητα του δρομέα είναι αντίστοιχο με τις προσομοιώσεις στατικής συμπεριφοράς. Ειδικά, για την ονομαστική ταχύτητα το σφάλμα κυμαίνεται ξανά κοντά στο 3%, ενώ για την περίπτωση του 15% της ονομαστικής, το σφάλμα ξανά αγγίζει το 24%. Επιπλέον, στην τελευταία περίπτωση, η βηματική αλλαγή προκαλεί και μικρή ταλάντωση στο εφαρμοζόμενο πεδίο του δρομέα, στο οποίο υπάρχει πτώση περίπου 4.7%. Στην ονομαστική ταχύτητα, η πτώση της πεπλεγμένης ροής μετά την εφαρμογή του φορτίου ισούται με λιγότερο από 2%. Αντίθετα, η απόκριση του συστήματος στις βηματικές αλλαγές ταχύτητας, 4.6, είναι αρκετά ικανοποιητική με αναμενόμενες αποκλίσεις στην τελική ταχύτητα. Συγκεκριμένα, το σφάλμα ταχύτητας για κάθε μία από τις τρεις ταχύτητες αναφοράς είναι 0.5 – 2%, 0.5 – 3.7% και 2.7 – 3.2% αντίστοιχα. Επιπλέον, είναι σημαντικό να αναφερθεί πως σε κάθε βηματισμό το πεδίο του δρομέα υπόκεινται σε μικρές πτώσεις. Κατά την δεύτερη βηματική αλλαγή, η στιγμιαία πτώση είναι 12.5% και έρχεται στη νέα μόνιμη κατάσταση με απόκλιση από την αρχική –0.5%, ενώ για την τελευταία βηματική αλλαγή τα αντίστοιχα ποσοστά είναι 13.5% και –1.5%. Παρακάτω, στον πίνακα 3, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του σήματος ταχύτητας ως προς την υπερύψωση (overshoot), τον χρόνο αποκατάστασης (settling time) και το σφάλμα σταθερής κατάστασης (steady state error). Οι δείκτες αυτοί υπολογίστηκαν με την βοήθεια του Matlab και την επεξεργασία των τελικών κυματομορφών της ταχύτητας περιστροφής.

Συχνότητα	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Σφάλμα Σ. Κ.
50Hz	4%	240ms	3%
7.5Hz	13.8%	250ms	24%
0-50Hz	29 - 20 - 12%	150 - 180 - 180 ms	0.5 - 2 - 3%

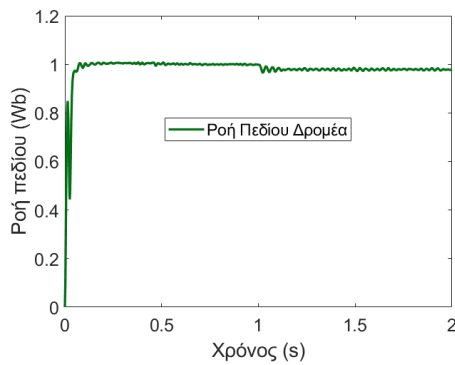
Πίνακας 3: Ανάλυση δυναμικής συμπεριφοράς του ελέγχου V/f βάσει των δεικτών του σήματος συχνότητας περιστροφής: υπερύψωσης, χρόνου αποκατάστασης και σφάλματος σταθερής κατάστασης.



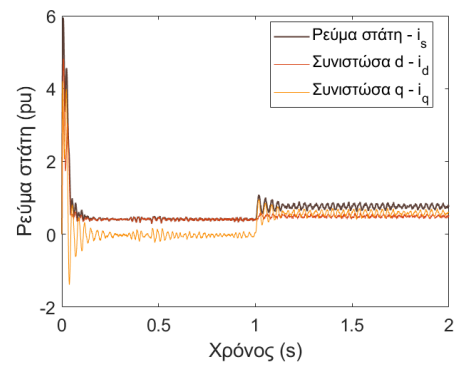
(a)



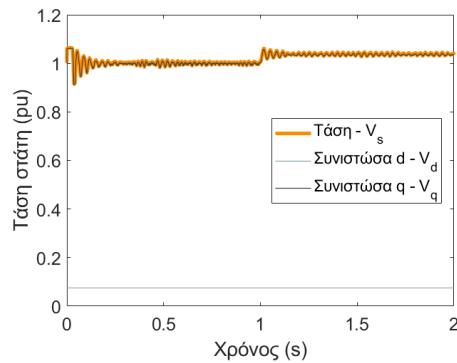
(b)



(c)

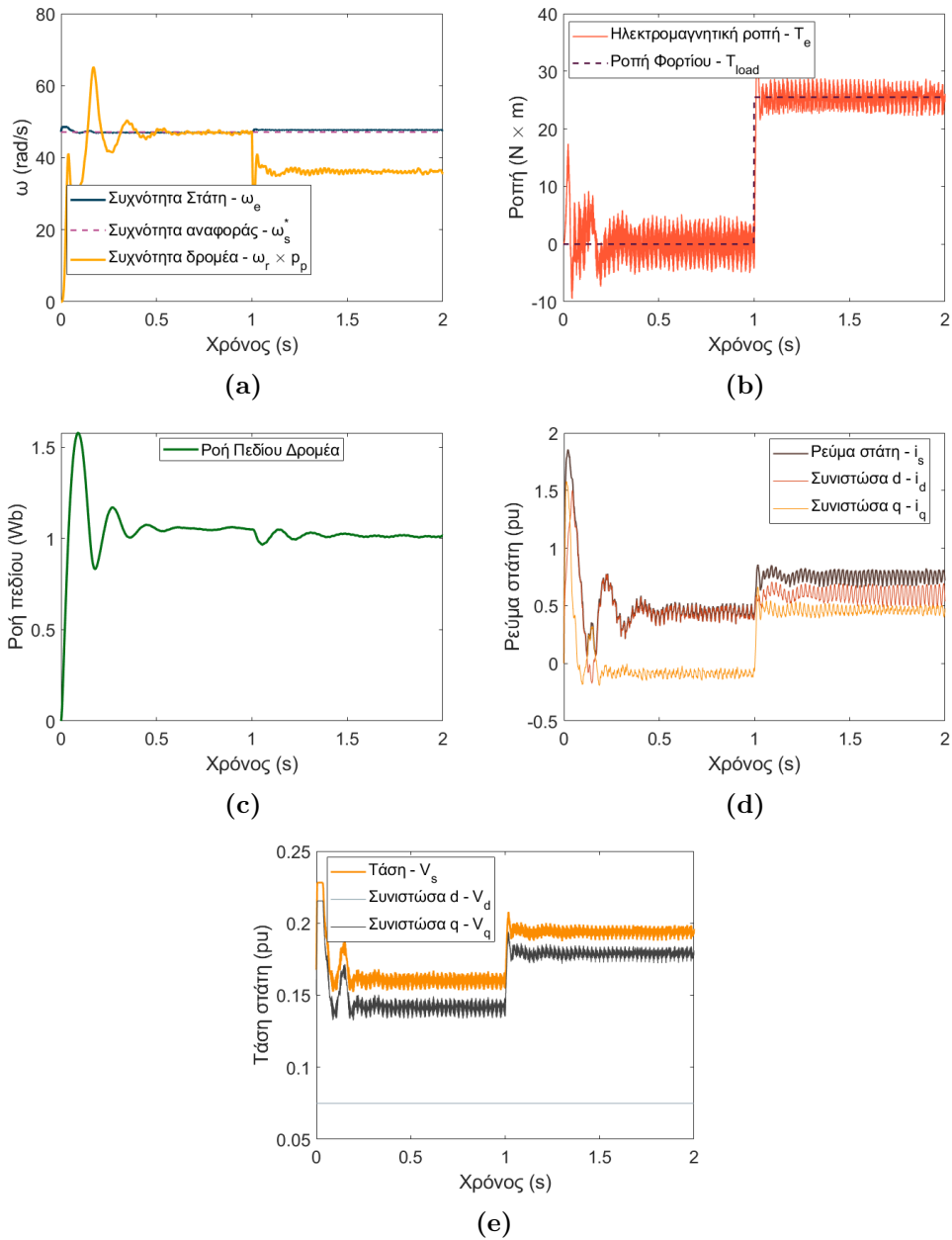


(d)

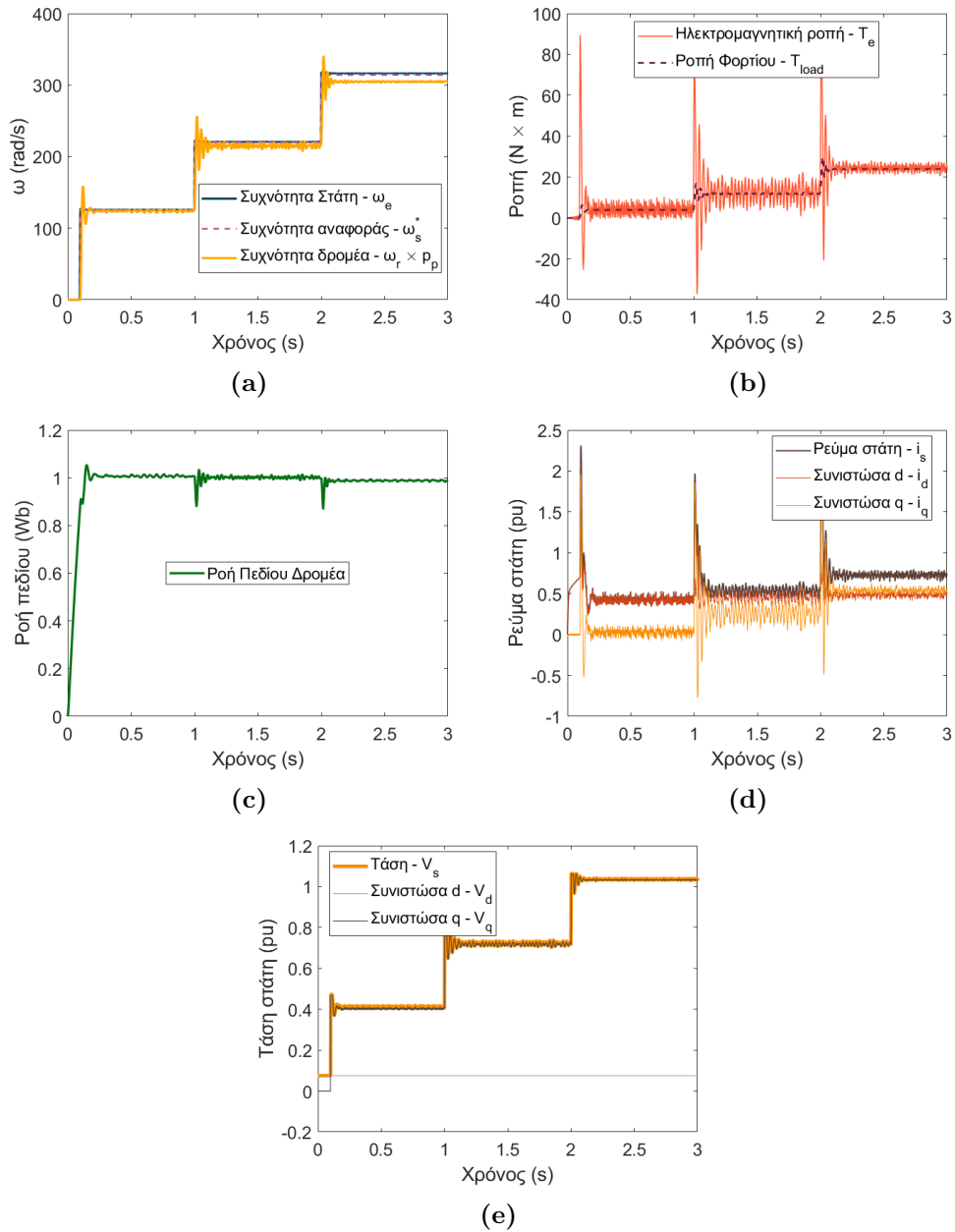


(e)

Σχήμα 4.4: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. (a) Απόκριση ενισχυμένης συχνότητας στάτη, συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 50Hz. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c) Ροή πεδίου δρομέα. (d-e) Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



Σχήμα 4.5: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. (a) Απόκριση ενισχυμένης συχνότητας στάτη, συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 7.5Hz. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c) Ροή πεδίου δρομέα. (d-e) Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



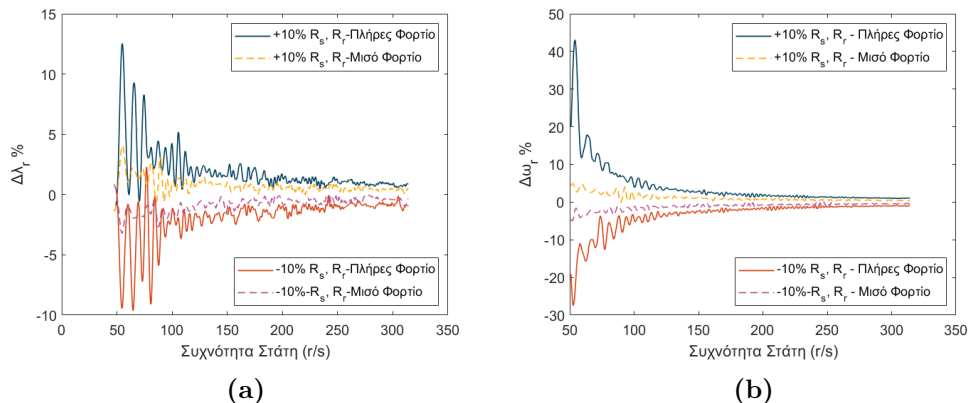
Σχήμα 4.6: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε βηματική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = k\omega^2$. (a): Βηματική αύξηση συχνότητας αναφοράς και αποκρίσεις ενισχυμένης συχνότητας στάτη και συχνότητας δρομέα. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c) Ροή πεδίου δρομέα. (d-e) Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

4.1.3 Ευαισθησία Παραμέτρων

Για την εξέταση της ανθεκτικότητας και αξιοπιστίας του συστήματος ελέγχου της μηχανής, επιβάλλεται ο έλεγχος ευαισθησίας των ηλεκτρικών παραμέτρων της μηχανής, οι οποίες σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας υπόκεινται σε αλλαγές. Ως εκ τούτου, εκτελέστηκαν δύο πειράματα, πλήρους και ημίσεος φορτίου, με αλλαγές $\pm 10\%$ σε μία από τις παραμέτρους κάθε φορά. Τα μεγέθη τα οποία μας ενδιαφέρουν περισσότερο ως προς τον τρόπο που θα επηρεαστούν από την αλλαγή των ηλεκτρικών παραμέτρων είναι η πεπλεγμένη ροή του δρομέα και η ταχύτητά του. Τα δύο αυτά μεγέθη καθορίζουν την εύρυθμη λειτουργία της μηχανής και κατά συνέπεια του συστήματος ελέγχου. Η απόκλιση ακολουθεί την παρακάτω εξίσωση:

$$\Delta f\% = \frac{f_{nom} - f_{\pm 10-nom}}{f_{nom}}, \quad (4.1)$$

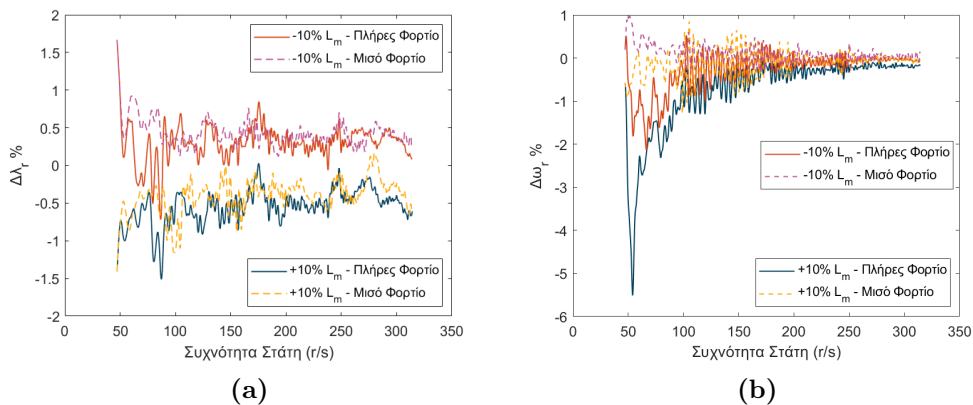
όπου f είναι το υπό εξέταση μέγεθος και οι δείκτες f_{nom} , $f_{\pm 10-nom}$ εκφράζουν την μέτρηση του μεγέθους υπό ονομαστικές ηλεκτρικές παραμέτρους και υπό μεταβολή κάποιας εξ αυτών, αντίστοιχα. Έτσι, η θετική απόκλιση μεταφράζεται σε μικρότερη τιμή του εξεταζόμενου μεγέθους σε σύγκριση με το ονομαστικό, ενώ η αρνητική απόκλιση μεταφράζεται σε μεγαλύτερη τιμή.



Σχήμα 4.7: Ποσοστιαία απόκλιση **(a)** ροής πεδίου και **(b)** ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιστάσεων στάτη και δρομέα R_s , R_r σε πλήρες (-) και (-) μισό φορτίο.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στις εικόνες 4.7-4.9. Όπως είναι αναμενόμενο, στις χαμηλές ταχύτητες/συχνότητες η αντίσταση στάτη και δρομέα παίζουν τον πιο σημαντικό ρόλο, αφού προκαλούν μεταβολή στην εφαρμοζόμενη τάση και κατά συνέπεια στην πεπλεγμένη ροή στον δρομέα. Η απόκλιση στην ροή, λόγω των μεταβολών των δύο αντιστάσεων, μπορεί να

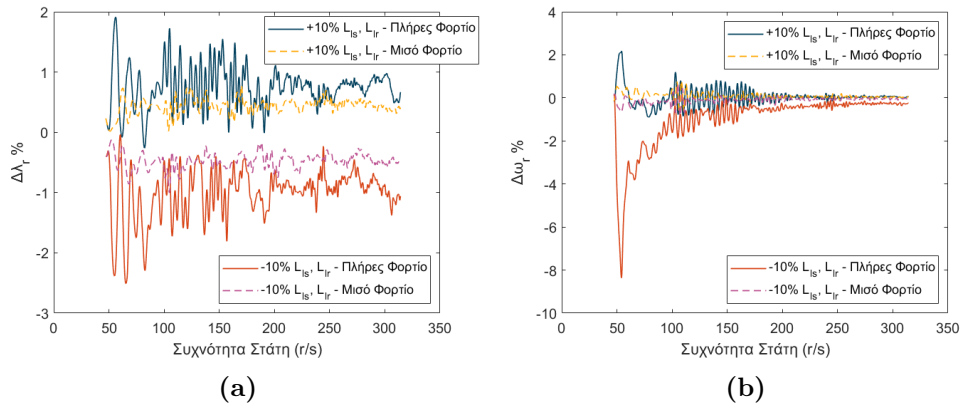
οδηγήσει σε αύξηση έως και 13% και μείωση έως περίπου 10% σε συχνότητες στάτη κάτω των 80r/s για πλήρες φορτίο. Στο μισό φορτίο, τα ποσοστά απόκλισης είναι αισθητά μικρότερα και περιορίζονται ακόμα και σε χαμηλές συχνότητες περίπου στο $\pm 3.5 - 4$. Ωστόσο, σε υψηλότερες συχνότητες η απόκλιση αυτή αποσβένει, αγγίζοντας περίπου το $\pm 1\%$ για το πλήρες φορτίο και $\pm 0.4 - 0.8\%$ για το ήμισυ. Αντίστοιχα, για την ταχύτητα του δρομέα παρατηρούμε πως στην περίπτωση του πλήρους φορτίου η απόκλιση που οφείλεται στις αντιστάσεις μπορεί να αγγίξει το 40% σε συχνότητες κάτω των 80r/s, ενώ καθώς προσεγγίζει την ονομαστική ταχύτητα της μηχανής οι αποκλίσεις σταθεροποιούνται περί του $\pm 1\%$ για πλήρες φορτίο και ± 0.5 για το ήμισυ. Τέλος, είναι εύκολα αντιληπτό πως η θετική αύξηση 10% των δύο αντιστάσεων οδηγεί στις θετικές αποκλίσεις που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Πρακτικά, αυτό μεταφράζεται σε μείωση των εξεταζόμενων μεγεθών στις νέες συνθήκες. Το αποτέλεσμα αυτό είναι αναμενόμενο, αφού η αύξηση της αντίστασης οδηγεί σε πτώση τάσης και συνακόλουθα σε μείωση της επαγόμενης ροής και ταχύτητας στον δρομέα. Αντίστροφα, η μείωση 10% προκαλεί τα αντίθετα αποτελέσματα και, συνεπώς, οδηγεί σε αύξηση των εξεταζόμενων μεγεθών.



Σχήμα 4.8: Ποσοστιαία απόκλιση (a) ροής πεδίου και (b) ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ της αμοιβαίας αυτεπαγωγής L_m σε πλήρες (-) και (-) μισό φορτίο.

Η μεταβολή της αμοιβαίας επαγωγής L_m επιδρά αισθητά λιγότερο στα δύο βασικά μεγέθη, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8. Η μεταβολή της ροής παραμένει σχετικά σταθερή ανεξαρτήτως συχνότητας στάτη με ταλαντώσεις μεταξύ $\pm 0.3 - 0.8\%$ τόσο για το πλήρες όσο και για το ήμισυ φορτίο. Αντίστοιχα, η απόκλιση στην ταχύτητα του δρομέα κυμαίνεται αντίστοιχα σε χαμηλά ποσοστά ξεκινώντας από τιμές $\pm 1 - 1.5\%$ και μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα με την αύξηση της συχνότητας έως ότου σταθεροποιηθεί σε μία σχετικά μόνη απόκλιση $\pm 0.2\%$ για όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις. Επιπλέον, αντίθετα από την μεταβολή των αντιστάσεων, η αύξηση της αμοιβαίας επαγωγής

οδηγεί σε αύξηση της ροής πεδίου. Οι μεταβολές στις αντιδράσεις διαρροής



Σχήμα 4.9: Ποσοστιαία απόκλιση **(a)** ροής πεδίου και **(b)** ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιδράσεων διαρροής στάτη και δρομέα L_{ls}, L_{lr} σε πλήρες (-) και (-) μισό φορτίο.

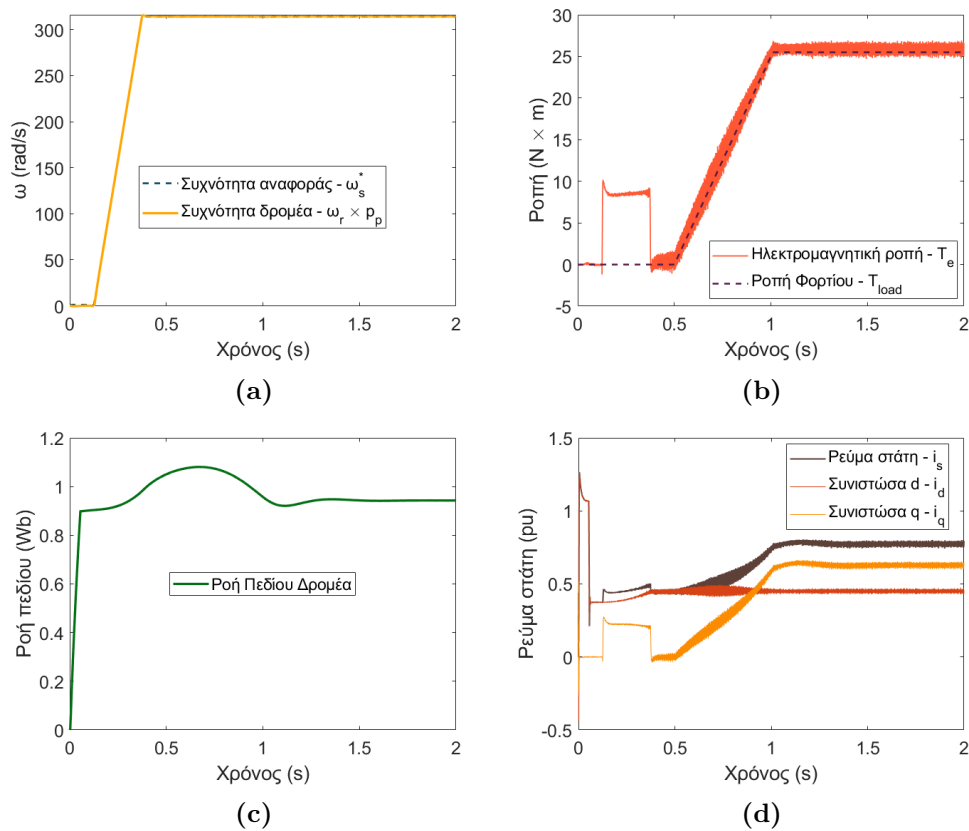
L_{ls}, L_{lr} έχουν όπως και οι αμοιβαία επαγωγή σχετικά μικρή επίδραση στην ταχύτητα και πεπλεγμένη ροή του δρομέα. Όσον αφορά στην ροή, η απόκλιση από τις ονομαστικές συνθήκες παραμένει περίπου η ίδια σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων και κυμαίνεται περίπου στο $\pm 0.5 - 1\%$. Η ταχύτητα αντιθέτως παρουσιάζει μεγαλύτερη απόκλιση στις χαμηλές συχνότητες και κυρίως για το πλήρες φορτίο, αλλά στις υψηλότερες η απόκλιση συγκλίνει περίπου στο $\pm 0.2\%$ ανεξαρτήτως φορτίου. Τέλος, οι αυξητικές μεταβολές των αντιδράσεων διαρροής φαίνεται πως επιφέρουν μείωση στην πεπλεγμένη ροή και στην ταχύτητα της μηχανής.

4.2 Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος

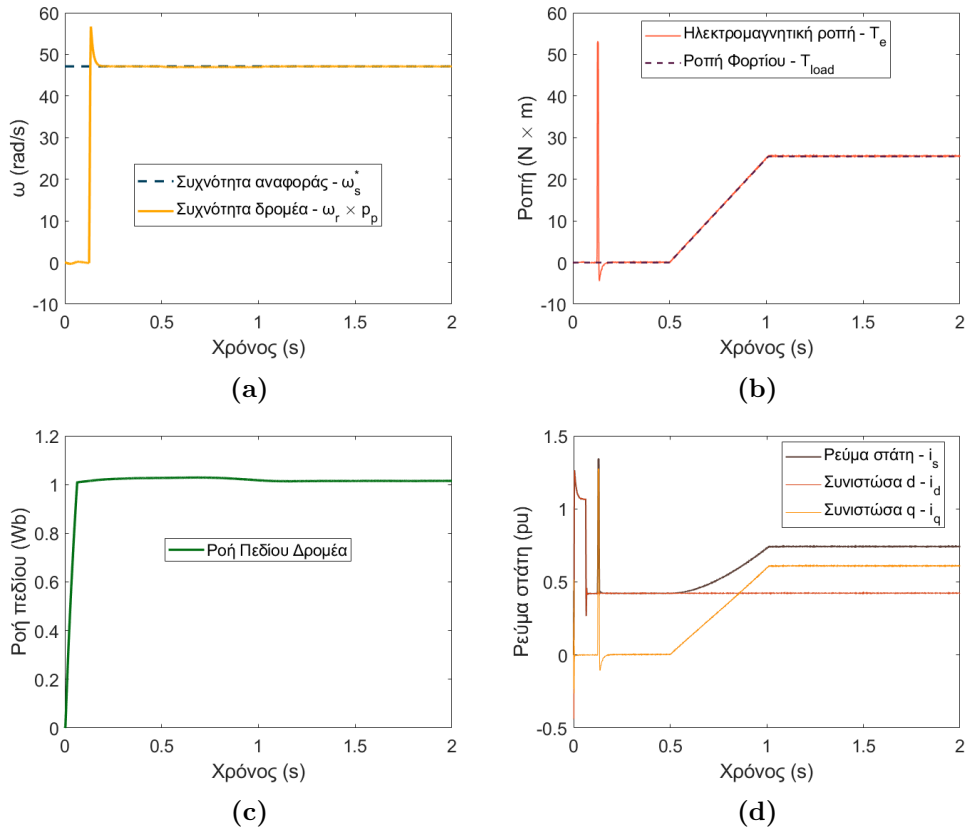
4.2.1 Οιονεί Στατική Συμπεριφορά

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την στατική συμπεριφορά της τεχνικής οδήγησης έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (ενότητα 3.2.1) παρατίθενται στα σχήματα 4.10 - 4.12. Όπως έχει περιγραφεί, για να αποκτήσει κανείς σχεδόν βηματική απόκριση ροπής και να αξιοποιήσει στο έπακρο τις δυνατότητες αυτού του ελέγχου, οφείλει να ρυθμίσει σωστά το ρεύμα μαγνήτισης κατά την εκκίνηση του συστήματος. Έτσι, στα σχήματα των προσομοιώσεων μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι κατά τα πρώτα 125msec, ο κινητήρας παραμένει ακίνητος ενώ η συνιστώσα d του ρεύματος λαμβάνει σχεδόν την μέγιστη τιμή της μέχρι η ροή στον δρομέα να λάβει την επιθυμητή τιμή. Επιπλέον, στα πειράματα με συχνότητες 50Hz και 7.5Hz μπορεί κανείς να παρατηρήσει πως υπάρχει διαφορά στο εγκατεστημένο πεδίο δρομέα. Για να λειτουργήσει ο δρομέας σε συχνότητα 50Hz θα πρέπει η εγκατεστημένη συχνότητα στον στάτη να είναι αρκετά υψηλότερη, και άρα σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί, η μηχανή θα λειτουργεί πρακτικά στην περιοχή σταθερής ισχύος και άρα επιβάλλεται η αποδυνάμωση του πεδίου (field weakening).

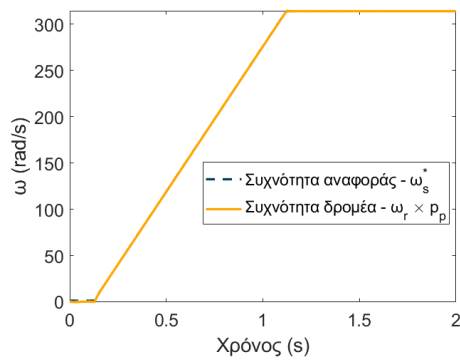
Γενικότερα, η τεχνική αυτή ελέγχου αποδεικνύεται πως έχει μεγάλη ακρίβεια και απόδοση. Από τις εικόνες 4.10a, 4.10b, 4.11a, 4.11b παρατηρεί κανείς πολύ εύκολα την βηματική απόκριση της ροπής, αφού η μηχανή έχει φορτιστεί πλήρως, αλλά και την απόλυτη ακρίβεια με την οποία ακολουθεί η ταχύτητα το σήμα αναφοράς, λόγω του ελεγκτή PI που μηδενίζει το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής ταχύτητας και της ταχύτητας του δρομέα. Ακόμα, παρατηρούμε πως η πεπλεγμένη ροή παρουσιάζει μικρή αύξηση όσο η μηχανή κινείται χωρίς φορτίο, αλλά εν τέλει σταθεροποιείται στην τιμή αναφοράς. Ανάλογη συμπεριφορά παρατηρούμε και στην γραμμική αύξηση του σήματος αναφοράς στο σχήμα 4.12.



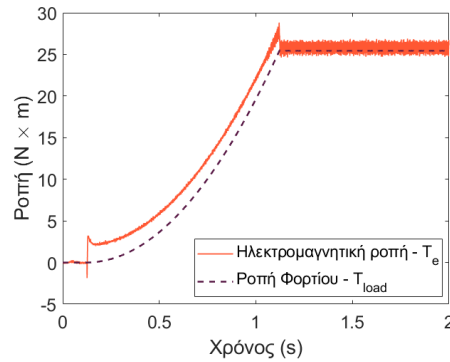
Σχήμα 4.10: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο. (a): Σύγκριση συχνότητας δρομέα και συχνότητας αναφοράς. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



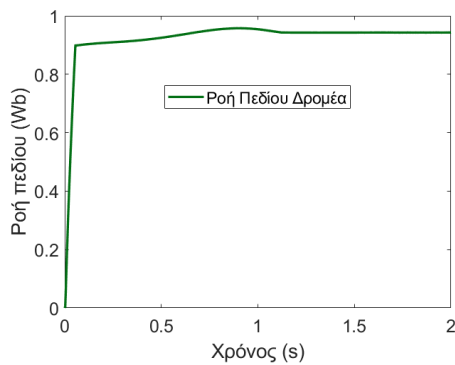
Σχήμα 4.11: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με μέτρηση ταχύτητας. (a) Σύγκριση συχνότητας δρομέα και συχνότητας αναφοράς. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



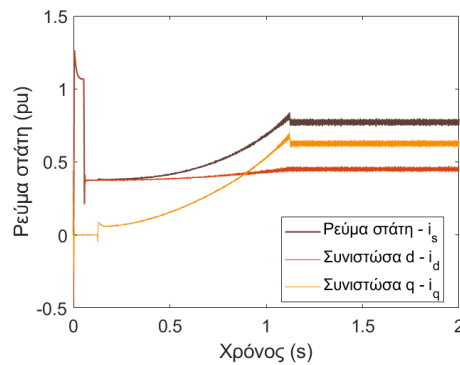
(a)



(b)



(c)

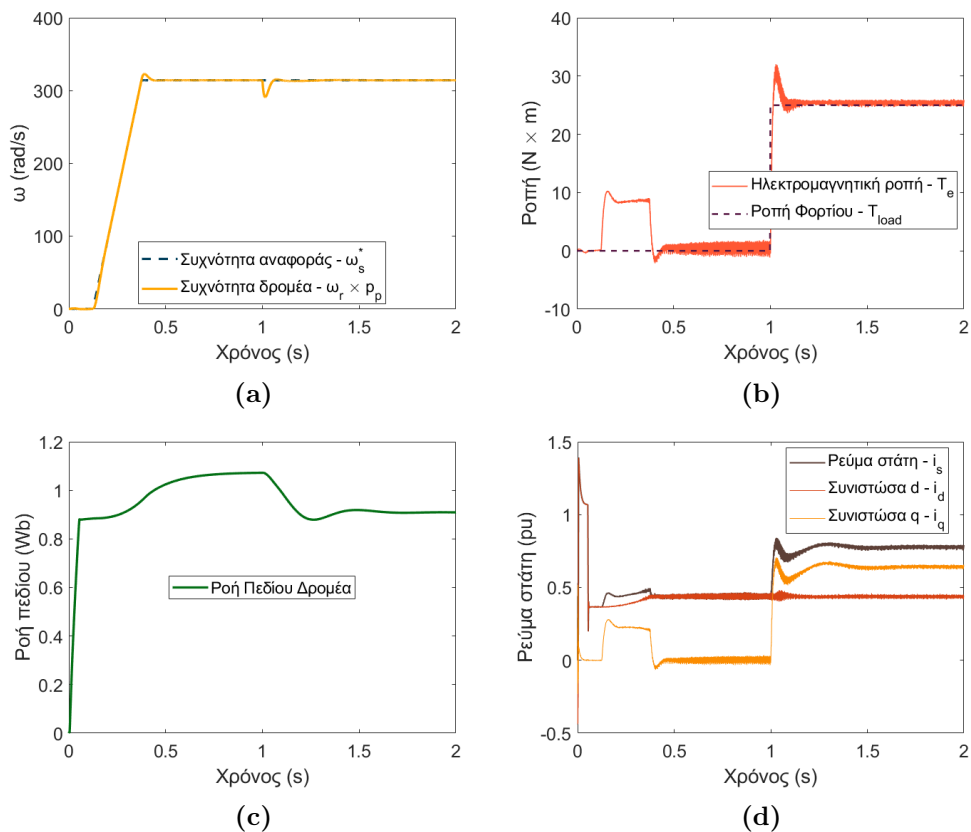


(d)

Σχήμα 4.12: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής χρησιμοποιώντας την τεχνική IFO σε γραμμική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = k\omega^2$ και ανατροφοδότηση σήματος ταχύτητας. (a): Γραμμική αύξηση συχνότητας αναφοράς και απόκριση συχνότητας δρομέα. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

4.2.2 Δυναμική Συμπεριφορά

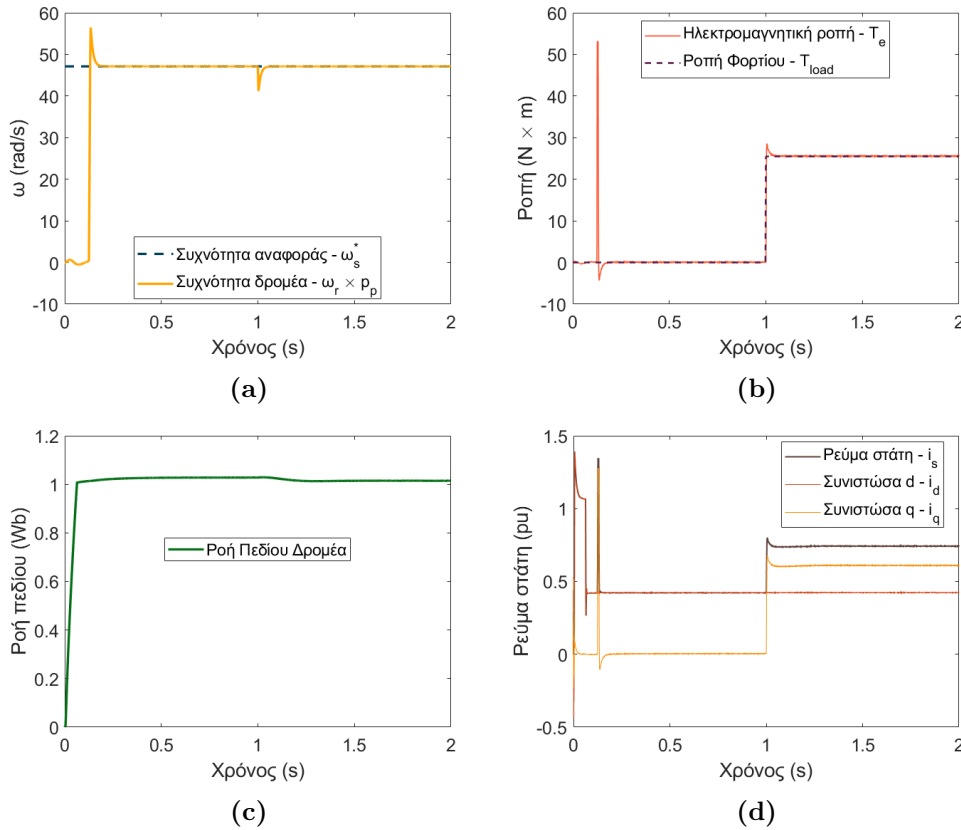
Αντίστοιχα με την στατική συμπεριφορά, το σύστημα ελέγχου του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου προσφέρει εξαιρετική δυναμική απόκριση. Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν (4.13 - 4.15) παρατηρούμε πως το σύστημα ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια τα σήματα αναφοράς ταχύτητας και ροπής φορτίου παρά τις βηματικές αλλαγές. Στην εφαρμογή της ονομαστικής συχνότητας, παρατηρούμε



Σχήμα 4.13: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. (a) Απόκριση συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 50Hz. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

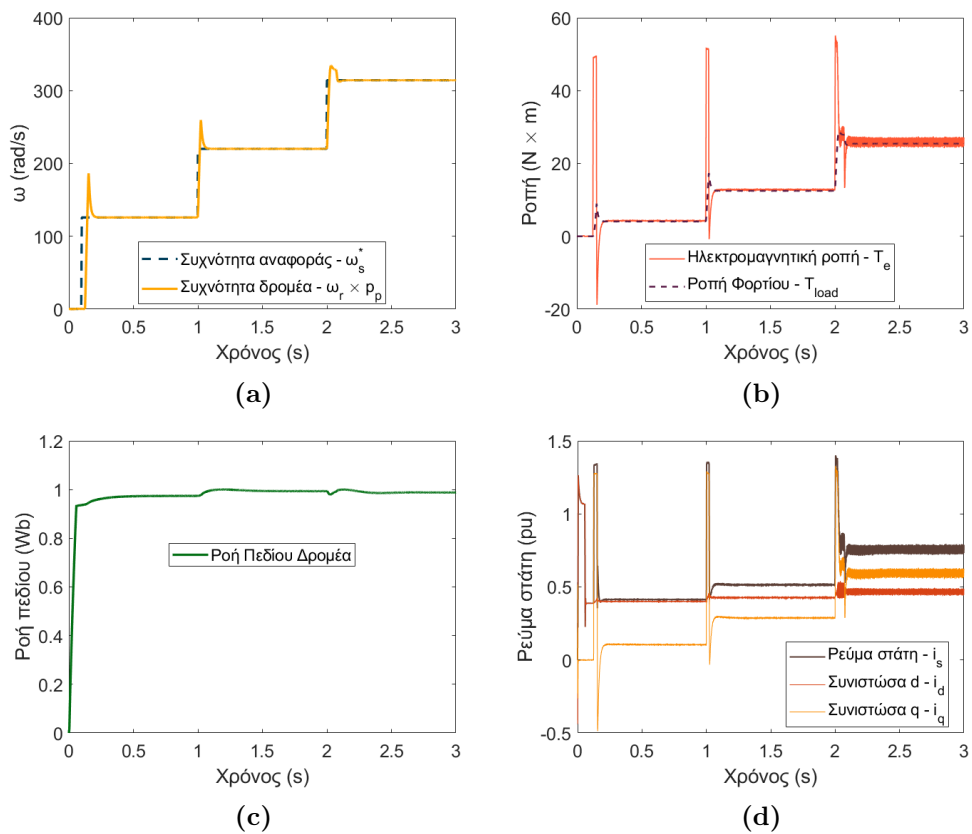
πως το σύστημα μετά την εφαρμογή του ονομαστικού φορτίου έχει μια πτώση ταχύτητας περίπου 10% και απαιτεί περίπου 250msec για να επανέλθει στην προηγούμενη ταχύτητα, ενώ η υπερύψωση είναι σχεδόν μηδενική. Αντίστοιχα, στην προσομοίωση της περιοχής χαμηλών συχνοτήτων, κατά την εφαρμογή του πλήρους φορτίου υπάρχει μια στιγμιαία πτώση της ταχύτητας της τάξης του

12.5%. Ο PI ελεγκτής ωστόσο φροντίζει να την επαναφέρει στην επιθυμητή τιμή σε χρόνο περίπου 95msec.



Σχήμα 4.14: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. (a) Απόκριση συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 7.5Hz. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

Ομοίως με τα προηγούμενα αποτελέσματα, για τις βηματικές αλλαγές ταχύτητας η τεχνική οδήγησης IFO ακολουθεί γρήγορα τα σήματα αναφοράς χωρίς κάποιο σφάλμα μόνιμης κατάστασης παρά το φορτίο. Η απόκριση της ταχύτητας του δρομέα είναι πολύ γρήγορη και ακολουθεί την επιθυμητή ταχύτητα σε χρόνο περίπου $\approx 130msec$ σε κάθε βηματική αλλαγή. Στον πίνακα 4 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι τιμές των δεικτών υπερύψωσης, χρόνου αποκατάστασης και σφάλματος σταθερής κατάστασης όπως και στην προσομοίωση του βελτιωμένου V/f ελέγχου.



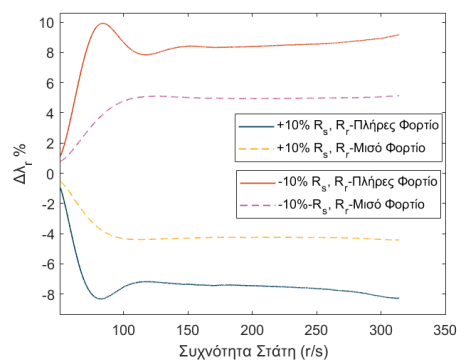
Σχήμα 4.15: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε βηματική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = k\omega^2$. (a): Βηματική αύξηση συχνότητας αναφοράς και απόκριση συχνότητας δρομέα. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

Συχνότητα	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης
50Hz	0.4%	250ms
7.5Hz	0%	95ms
0-50Hz	40% - 18% - 6.4%	130ms

Πίνακας 4: Ανάλυση δυναμικής συμπεριφοράς του ελέγχου IFO βάσει των δεικτών του σήματος συχνότητας περιστροφής: υπερύψωσης, χρόνου αποκατάστασης και σφάλματος σταθερής κατάστασης.

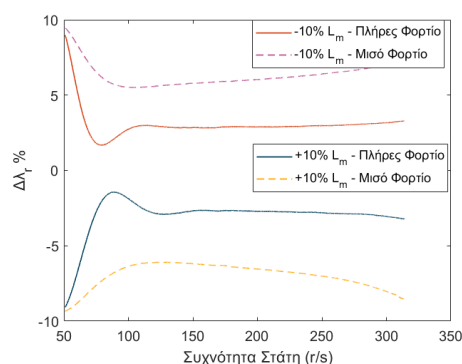
4.2.3 Ευαισθησία Παραμέτρων

Στις δύο προηγούμενες ενότητες εξετάστηκε η στατική και δυναμική συμπεριφορά του αλγόριθμου έμμεσου διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Όπως ήταν αναμενόμενο, η συμπεριφορά του συστήματος στις στατικές και μεταβατικές καταστάσεις παρουσιάζει μεγάλη ακρίβεια λόγω της μέτρησης ταχύτητας. Ωστόσο, για την ανθεκτικότητα του συστήματος, θα πρέπει να εξεταστεί και η ευαισθησία του στις αλλαγές των ηλεκτρικών παραμέτρων της μηχανής. Η διαδικασία που θα ακολουθηθεί είναι η ίδια με την παράγραφο 4.1.3 για τον βελτιωμένο V/f χωρίς μηχανικό αισθητήρα. Σε αντίθεση με τον αλγόριθμο του βελτιωμένου V/f, στην περίπτωση του έμμεσου ελέγχου δεν χρειάζεται να μετρηθεί η απόκλιση της ταχύτητας κατά την μεταβολή των διαφόρων παραμέτρων, αφού ο ελεγκτής PI θα μηδενίσει πάντα το όποιο σφάλμα προκύψει. Ως εκ τούτου, το μόνο μέγεθος που θα εξεταστεί η απόκλισή του θα είναι η πεπλεγμένη ροή που διαρρέει τον δρομέα. Στο σχήμα 4.16, πα-



Σχήμα 4.16: Ποσοστιαία απόκλιση ροής πεδίου για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιστάσεων στάτη και δρομέα R_s, R_r σε πλήρες (-) και (- -) μισό φορτίο για τεχνική οδήγησης IFO.

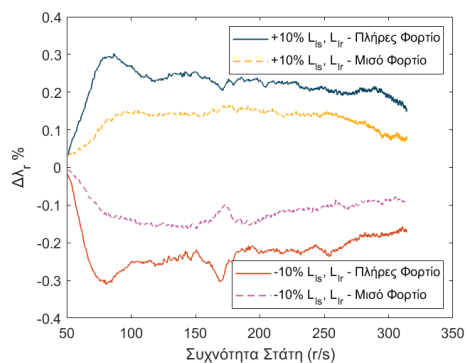
ρουσιάζονται τα αποτελέσματα μέτρησης ροής για μεταβολή των αντιστάσεων στάτη και δρομέα σε πλήρες και ήμισυ φορτίο σε όλο το φάσμα ταχυτήτων της μηχανής. Προκύπτει, λοιπόν, από τα αποτελέσματα αυτά πως η απόκλιση της επαγόμενης ροής ξεκινά από μικρή τιμή ($\pm 1\%$) στις χαμηλές συχνότητες και σταθεροποιείται σε υψηλότερες τιμές μετά την γωνιακή συχνότητα των $100r/s$. Για την περίπτωση του πλήρους φορτίου η απόκλιση σταθεροποιείται σε τιμές $\pm 8 - 9\%$ ενώ για την περίπτωση του ημίσεος σε τιμή $\pm 4.5\%$. Επιπλέον, παρατηρούμε πως σε αντίθεση με τον βελτιωμένο V/f η αύξηση της αντίστασης προκαλεί αύξηση στην επαγόμενη ροή, ενώ η μείωση της αντίστασης προκαλεί αντίστοιχα μείωσή της. Το αποτέλεσμα αυτό, οφείλεται στο ότι το σύστημα ελέγχου φορτίζει την μηχανή περισσότερο όταν υπάρχει αύξηση της αντίστασης (δηλαδή μεγαλύτερη πτώση τάσης) προκειμένου πάντα να ακολουθεί το σήμα της επιθυμητής ταχύτητας. Στην συνέχεια εξετάζουμε την επί-



Σχήμα 4.17: Ποσοστιαία απόκλιση ροής πεδίου για μεταβολές $\pm 10\%$ της αμοιβαίας αντίδρασης επαγωγής L_m σε πλήρες (-) και (- -) μισό φορτίο για τεχνική οδήγησης IFO.

δραση της αμοιβαίας αντίδρασης επαγωγής της μηχανής στην πεπλεγμένη ροή του δρομέα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 4.17 και παρουσιάζουν ενδιαφέρον, καθώς όπως εύκολα παρατηρεί κανείς, είναι μεγαλύτερη η επίδραση της παραμέτρου στο μισό φορτίο και όχι στο πλήρες. Επιπλέον, η μεταβολή της παραμέτρου δημιουργεί μεγαλύτερη απόκλιση στην ροή στις χαμηλές συχνότητες, όπου για όλες τις περιπτώσεις η απόκλιση βρίσκεται στο $\pm 9\%$. Όσο η συχνότητα του στάτη αυξάνει η απόκλιση μειώνεται έως ότου σταθεροποιηθεί σε τιμές περί το $\pm 3\%$ για τις περιπτώσεις πλήρους φορτίου. Στις περιπτώσεις ημίσεος φορτίου, η απόκλιση αποκτά την ελάχιστη τιμή της μεταξύ των συχνοτήτων $100 - 150r/s$, όπου και προσεγγίζει το $\pm 5.5 - 6\%$ και στην συνέχεια αυξάνει πάλι φτάνοντας στην μέγιστη συχνότητα το $+7.5\%$ και το -8.5% αντίστοιχα. Αντίστοιχα με την μεταβολή των αντιστάσεων, το σύστημα ελέγχου παρουσιάζει παρόμοια ευαισθησία και με την μεταβολή

της αμοιβαίας επαγωγής, καθώς η αύξηση της αμοιβαίας αντίδρασης επαγωγής οδηγεί σε αύξηση της πεπλεγμένης ροής του δρομέα. Τέλος, για τις αντιδράσεις



Σχήμα 4.18: Ποσοστιαία απόκλιση ροής πεδίου για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιδράσεων διαρροής στάτη και δρομέα L_{ls}, L_{lr} σε πλήρες (-) και (- -) μισό φορτίο για τεχνική οδήγησης IFO.

διαρροής στάτη και δρομέα, οι μεταβολές στην πεπλεγμένη ροή όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς από το σχήμα 4.18, είναι αρκετά μικρές. Για τις περιπτώσεις ημίσεος φορτίου η διαφορά μεταξύ νέας και ονομαστικής ροής είναι της τάξης του $\pm 0.1\%$ ενώ για το πλήρες φορτίο είναι περίπου στο $\pm 0.25\%$. Επιπλέον, στις χαμηλές συχνότητες η απόκλιση είναι ακόμα χαμηλότερη, ενώ και στην πολύ υψηλή περιοχή συχνοτήτων η απόκλιση παρουσιάζει μείωση. Η αύξηση των αντιδράσεων παρατηρούμε ότι οδηγεί στην μείωση της ροής, ενώ η μείωσή τους οδηγεί στο αντίθετο.

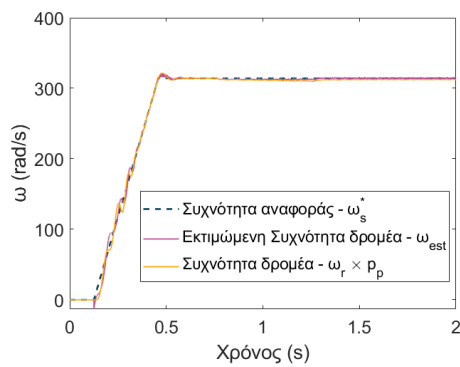
4.3 Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος

4.3.1 Οιονεί Στατική Συμπεριφορά

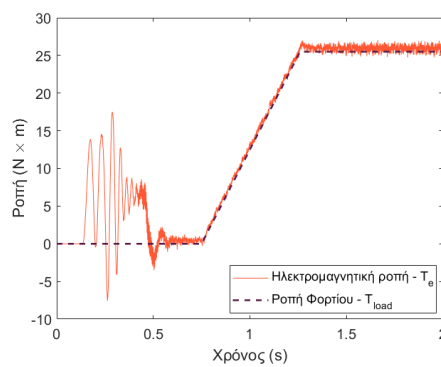
Στην ενότητα αυτή θα εξεταστεί η στατική (quasi-stationary) συμπεριφορά του άμεσου ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με εκτίμηση ταχύτητας με τον ίδιο τρόπο που εξετάστηκαν και οι προηγούμενες μέθοδοι. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στα σχήματα 4.19-4.21. Κατά την λειτουργία σε ονομαστική συχνότητα 50Hz παρατηρούμε πως η πραγματική συχνότητα του δρομέα ακολουθεί πιστά το σήμα αναφοράς αλλά και ταυτίζεται με την εκτιμώμενη συχνότητα. Το μόνιμο σφάλμα στην ταχύτητα είναι σχεδόν αμελητέο καθώς λαμβάνει τιμές περίπου 0.3 – 0.4%. Η πεπλεγμένη ροή αντίθετα χρειάζεται περίπου 6T, για να φτάσει την ονομαστική τιμή της και να σταθεροποιηθεί εκεί.

Αντίθετα, στην λειτουργία χαμηλής συχνότητας (7.5Hz) η εφαρμογή του πλήρους φορτίου οδηγεί στην ύπαρξη μόνιμου σφάλματος στην ταχύτητα του δρομέα όχι όμως στην εκτιμώμενη. Ως εκ τούτου συμπεραίνουμε πως υπάρχει αποσύνδεση μεταξύ της εκτιμώμενης και της πραγματικής ταχύτητας δρομέα, με αποτέλεσμα την λειτουργία της μηχανής σε χαμηλότερη ταχύτητα από την επιθυμητή.

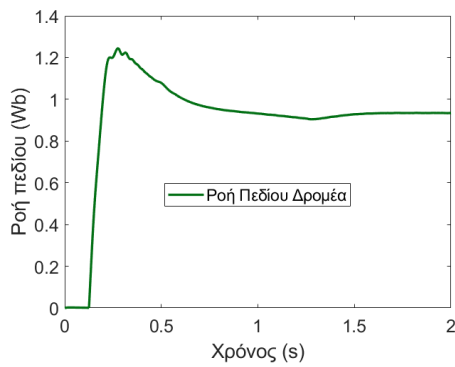
Τέλος, στην λειτουργία γραμμικά αυξανόμενης συχνότητας αναφοράς τα αποτελέσματα είναι αντίστοιχα με την πρώτη προσομοίωση ως προς την μετρούμενη και εκτιμώμενη ταχύτητα. Ωστόσο, παρατηρούμε πως οι ταλαντώσεις της συχνότητας είναι αισθητά μικρότερες συγκριτικά με την πρώτη προσομοίωση, καθώς η κλίση της συχνότητας αναφοράς είναι αρκετά μικρότερη με αποτέλεσμα ο PI ελεγκτής της ταχύτητας και του ρεύματος να αποσβένει το σφάλμα πιο ομαλά. Τέλος, και στα τρία πειράματα, οι κυματομορφές του ρεύματος παρουσιάζουν κάποιες μικρές ταλαντώσεις κατά τα πρώτα δευτερόλεπτα μέχρι την εγκατάσταση της επιθυμητής ταχύτητας και στην συνέχεια μεταβάλλονται πολύ ομαλά εντός των επιτρεπόμενων πλαισίων.



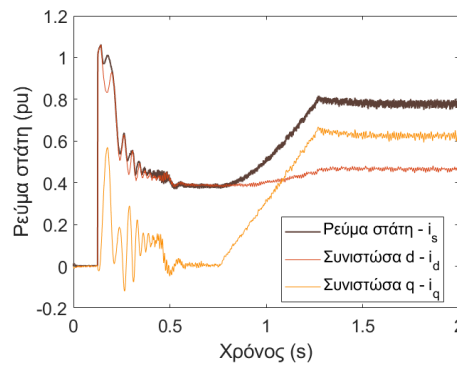
(a)



(b)

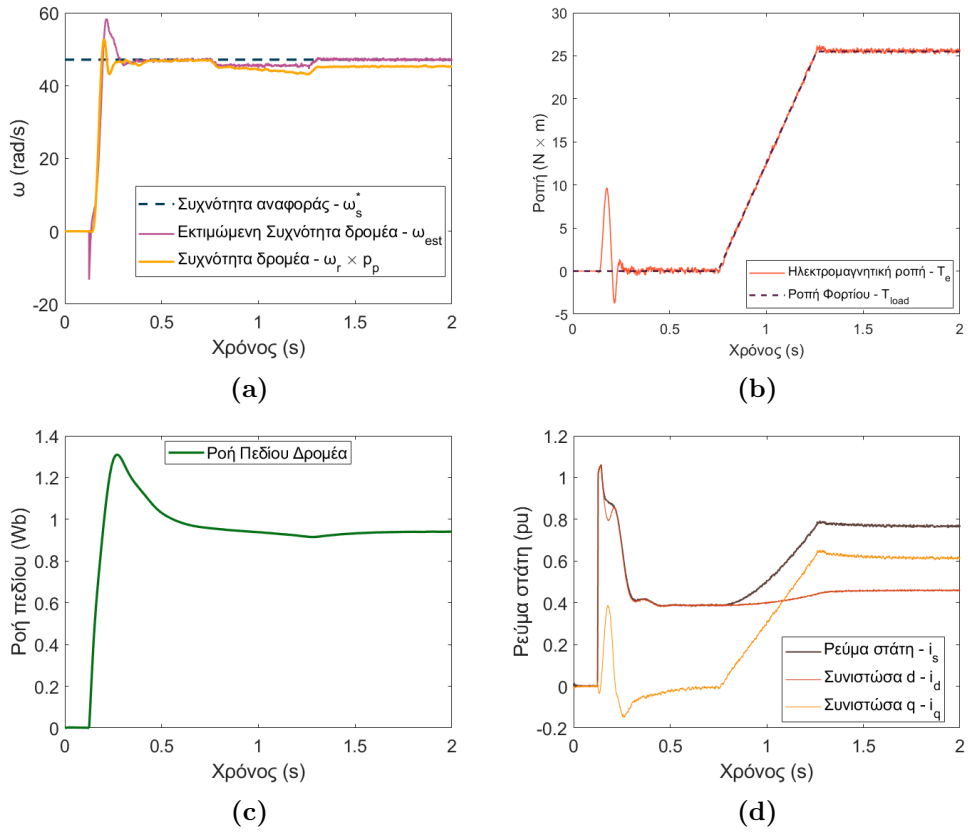


(c)

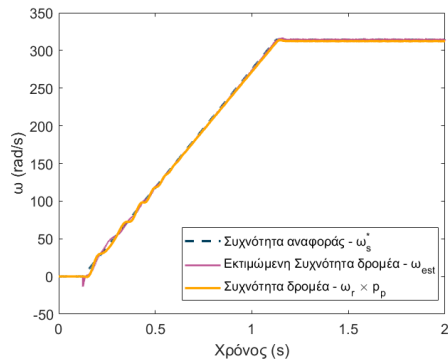


(d)

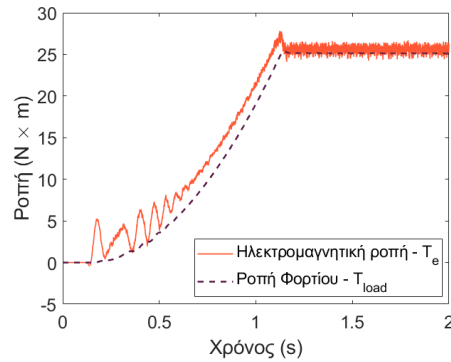
Σχήμα 4.19: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο. (a) Σύγκριση συχνότητας δρομέα και συχνότητας αναφοράς. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



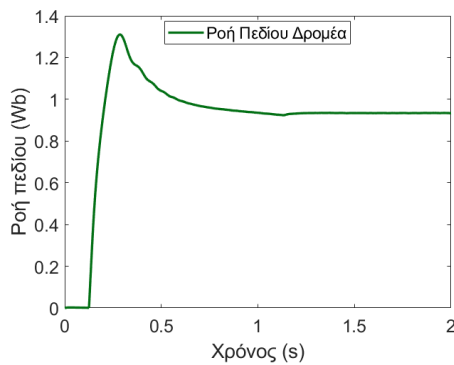
Σχήμα 4.20: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με γραμμικά αυξανόμενο φορτίο στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο με εκτίμηση ταχύτητας. (a) Σύγκριση πραγματικής και εκτιμώμενης συχνότητας δρομέα με την συχνότητα αναφοράς. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



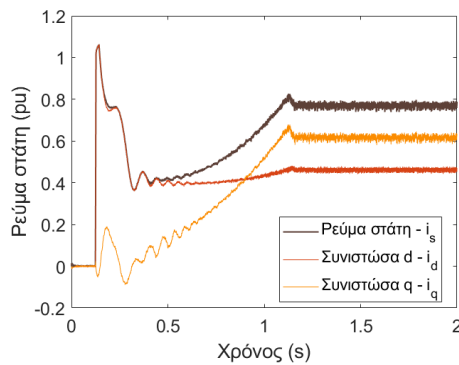
(a)



(b)



(c)



(d)

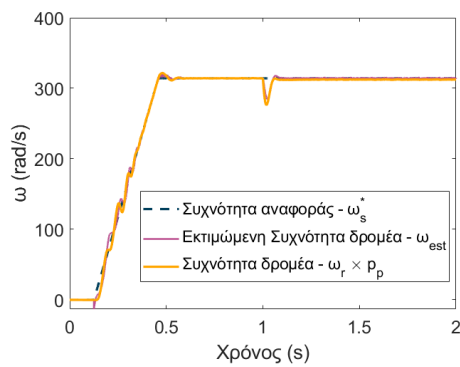
Σχήμα 4.21: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής χρησιμοποιώντας την τεχνική DFO σε γραμμική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = k\omega^2$ και ανατροφοδότηση σήματος ταχύτητας. (a): Γραμμική αύξηση συχνότητας αναφοράς και απόκριση συχνότητας δρομέα. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

4.3.2 Δυναμική Συμπεριφορά

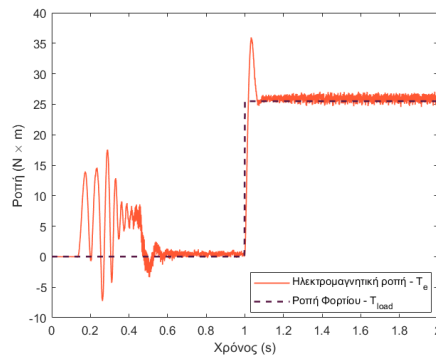
Τα αποτελέσματα για την αξιολόγηση της δυναμικής συμπεριφοράς του αλγορίθμου παρουσιάζονται στις εικόνες 4.22-4.24 και στον πίνακα 5. Για την προσομοίωση ονομαστικής ταχύτητας παρατηρούμε πως το σύστημα επανέρχεται στην επιθυμητή ταχύτητα μετά την βηματική αλλαγή του φορτίου σε χρόνο περίπου 95msec με μόνιμο σφάλμα 0.5%. Επιπλέον, η ροή παρουσιάζει μια στιγμιαία πτώση 8.5% για να επανέλθει μετά από 250msec στην επιθυμητή τιμή. Αντίστοιχα, για την λειτουργία στην χαμηλή συχνότητα (7.5Hz), έχουμε μεγάλη πτώση ταχύτητας κατά την εφαρμογή του φορτίου (περίπου 77.5%), ενώ η επαναφορά της ταχύτητας του δρομέα στην τιμή μόνιμης κατάστασης γίνεται μετά από περίπου 450msec. Ακόμα, η τελική ταχύτητα έχει μόνιμο σφάλμα απόκλισης από την επιθυμητή περίπου 4%. Η πεπλεγμένη ροή στον δρομέα λαμβάνει αντίστοιχες τιμές με την προσομοίωση για την ονομαστική ταχύτητα. Τέλος, για τις βηματικές αλλαγές ταχύτητας με φορτίο τετραγωνικής μορφής η απόκριση του συστήματος είναι ικανοποιητική. Οι αποκλίσεις ταχύτητας στις δύο πρώτες βηματικές αλλαγές είναι αμελητέες (< 0.2), ενώ στην τελική αλλαγή δεν ξεπερνούν το 0.5% όπως και προηγουμένως. Στην πρώτη εντολή, το overshoot είναι σχετικά μεγάλο (περίπου 33% του πλάτους της τελικής ταχύτητας), ενώ ο χρόνος που χρειάζεται για να φτάσει την επιθυμητή τιμή αγγίζει τα 400msec. Αντίθετα, στις επόμενες εντολές οι χρονικές σταθερές είναι αισθητά μικρότερες καθώς χρειάζονται 150msec η κάθε μία, και η υπερύψωση είναι 9.1% και 4.25% αντίστοιχα. Όσον αφορά στην πεπλεγμένη ροή, από εντολή σε εντολή υπάρχει κάποιο σφάλμα μόνιμης κατάστασης, το οποίο όμως είναι λιγότερο από 1%. Στιγμιαία, παρατηρούνται πτώσεις στην ροή κατά την εφαρμογή του φορτίου και όταν η ταχύτητα ξεπερνά την επιθυμητή τιμή. Οι πτώσεις κυμαίνονται στο 8.7% και 14.2% των αμέσως προηγούμενων τιμών τους για την δεύτερη και τρίτη μεταβολή αντίστοιχα. Οι δείκτες υπερύψωσης, χρόνου αποκατάστασης και σφάλματος σταθερής κατάστασης παρατίθενται στον πίνακα 5, όπως και στην ανάλυση των δύο προηγούμενων τεχνικών.

Συχνότητα	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Σφάλμα Σ.Κ.
50Hz	0.6%	95ms	0.6%
7.5Hz	5.7%	450ms	4%
0-50Hz	33.6 - 9.1 - 4.25 %	420 - 150 - 150 ms	0.1 - 0.2 - 0.5%

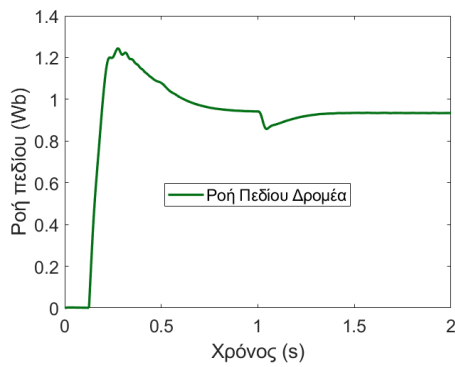
Πίνακας 5: Ανάλυση δυναμικής συμπεριφοράς του ελέγχου DFO βάσει των δεικτών του σήματος συχνότητας περιστροφής: υπερύψωσης, χρόνου αποκατάστασης και σφάλματος σταθερής κατάστασης.



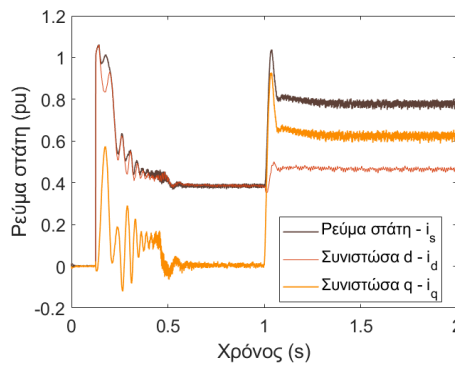
(a)



(b)

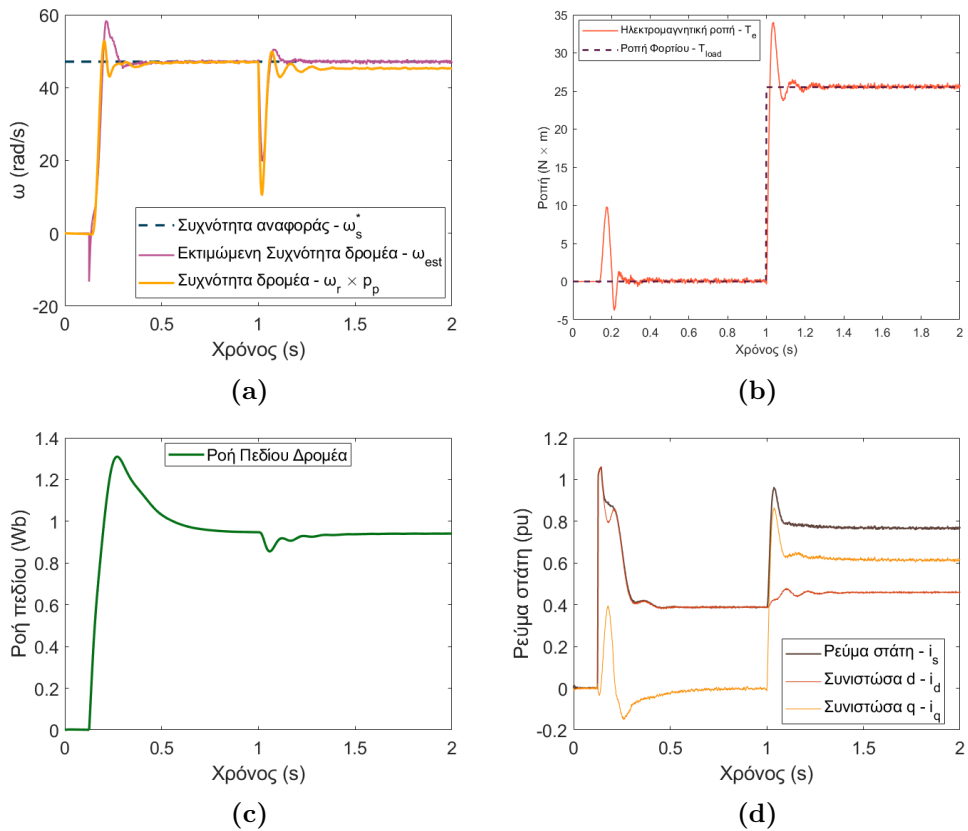


(c)

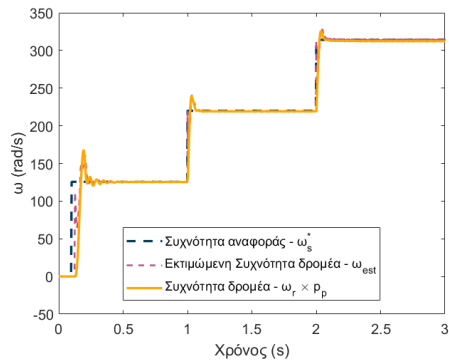


(d)

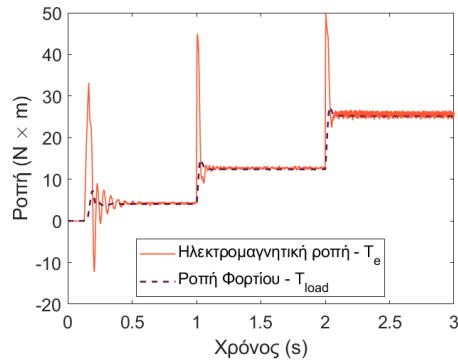
Σχήμα 4.22: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 50Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. (a) Απόκριση πραγματικής και εκτιμώμενης συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 50Hz. (b) Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



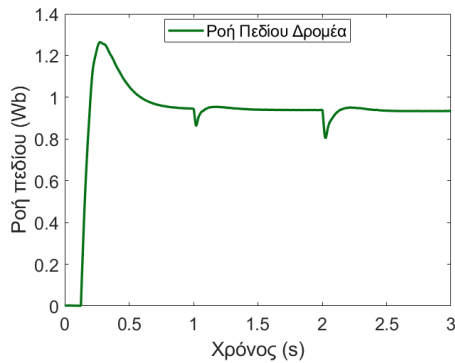
Σχήμα 4.23: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε συχνότητα αναφοράς 7.5Hz με βηματική συνάρτηση φορτίου. **(α)** Απόκριση πραγματικής και εκτιμώμενης συχνότητας δρομέα για συχνότητα αναφοράς 7.5Hz. **(β)** Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. **(γ):** Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. **(δ):** Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.



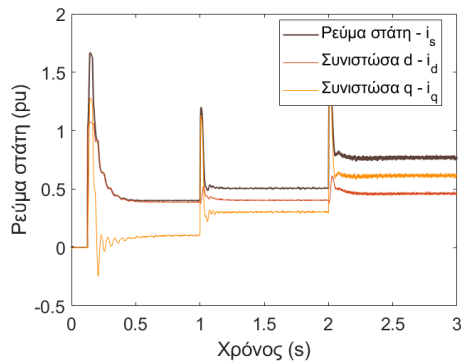
(a)



(b)



(c)

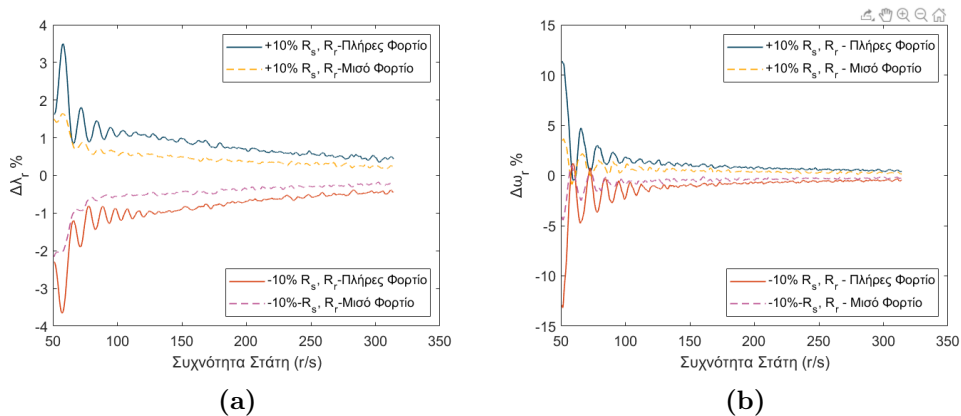


(d)

Σχήμα 4.24: Προσομοίωση λειτουργίας επαγωγικής μηχανής σε βηματική αύξηση συχνότητας (0-50Hz) με φορτίο τετραγωνικής μορφής $T = k\omega^2$. (a): Βηματική αύξηση συχνότητας αναφοράς και απόκριση πραγματικής και εκτιμώμενης συχνότητας δρομέα. (b): Γραφική απεικόνιση επαγόμενης ροπής και ροπής φορτίου. (c): Πεπλεγμένη ροή πεδίου δρομέα. (d): Κυματομορφή ρεύματος στάτη με τις αντίστοιχες συνιστώσες d-q.

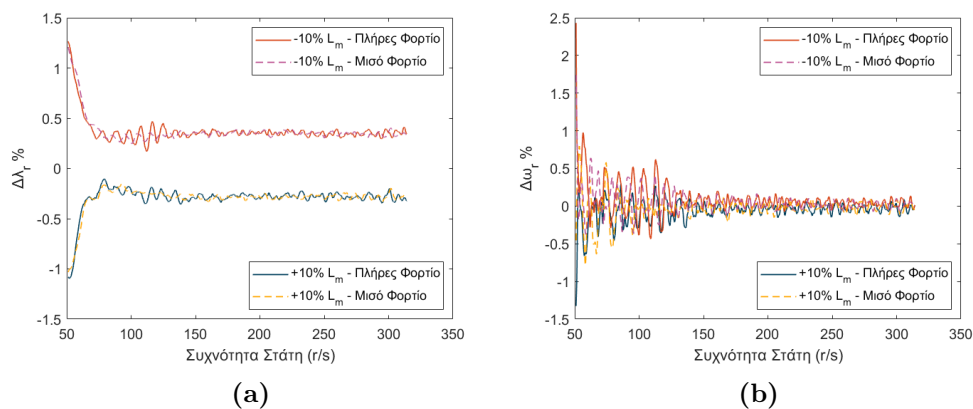
4.3.3 Ευαισθησία Παραμέτρων

Όπως και στις προηγούμενες τεχνικές οδήγησης έτσι και στην τεχνική άμεσου ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου θα πρέπει να εξετάσουμε την ευαισθησία του συστήματος στις μεταβολές των ηλεκτρικών παραμέτρων. Οι αποκλίσεις των μεγεθών της ροής και της ταχύτητας παρουσιάζονται στις εικόνες 4.25-4.27. Αρχικά, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μεταβολής των αντιστάσεων στάτη και δρομέα. Όπως είδαμε και από τα προηγούμενα συστήματα ελέγχου, οι αντιστάσεις παίζουν πολύ βασικό ρόλο στην ευαισθησία του συστήματος. Στην περίπτωση του ελέγχου DFO, η αύξηση των αντιστάσεων οδηγεί σε μείωση της πεπλεγμένης ροής και μάλιστα όσο μεγαλύτερο το φορτίο τόσο μεγαλύτερη και η μείωση. Το αποτέλεσμα αυτό κρίνεται λογικό, αφού ο παρατηρητής της ροής του συστήματος DFO χρησιμοποιεί το ολοκλήρωμα της πτώσης τάσης $V_s - i_s R_s$ για τον υπολογισμό της ροής. Οι αποκλίσεις για το σύστημα ελέγχου DFO με πλήρες φορτίο κυμαίνονται στις τιμές $\pm 3 - 3.5\%$ για τις χαμηλές συχνότητες και μειώνονται αντιστρόφως ανάλογα με την συχνότητα μέχρι την τιμή $\pm 0.5\%$. Αντίστοιχες καμπύλες παρουσιάζει και η λειτουργία σε φορτίο μισό του ονομαστικού με μέγιστες τιμές $\pm 1.5 - 2\%$ και ελάχιστες τελικές $\pm 0.25 - 0.3\%$. Όμοια είναι και η απόκλιση της ταχύτητας του δρομέα σε όλες τις περιπτώσεις. Ξεκινώντας από τιμή $\pm 12\%$ για τις περιπτώσεις πλήρους φορτίου, η απόκλιση της ταχύτητας φτάνει μέχρι και ποσοστά $\pm 0.4 - 0.5\%$ στις υψηλές συχνότητες. Για το ήμισυ του ονομαστικού φορτίου, η μέγιστη τιμή της διαφοράς κυμαίνεται στο $\pm 3.5 - 4\%$ και φτάνει στις υψηλές ταχύτητες περίπου ποσοστό $0.25 - 0.3\%$.



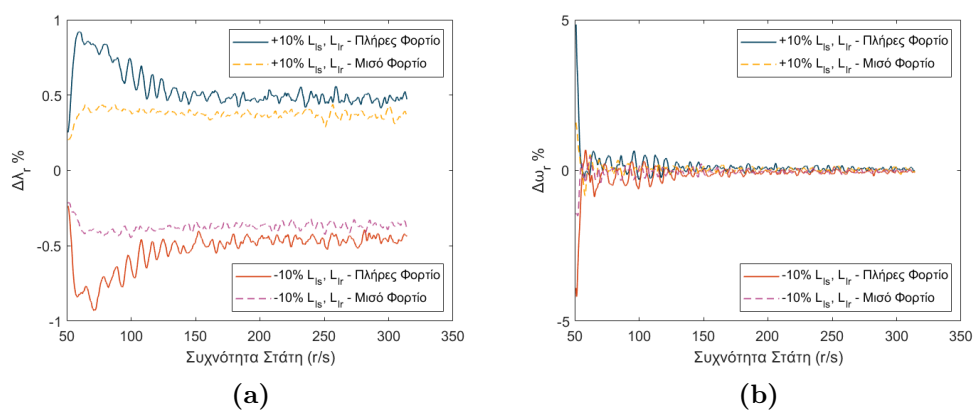
Σχήμα 4.25: Ποσοστιαία απόκλιση (a) ροής πεδίου και (b) ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιστάσεων στάτη και δρομέα R_s, R_r σε πλήρες (-) και (-) μισό φορτίο για την τεχνική οδήγησης DFO με εκτίμηση ταχύτητας.

Η επίδραση της μεταβολής της αμοιβαίας αντίδρασης L_m παρουσιάζεται



Σχήμα 4.26: Ποσοστιαία απόκλιση (a) ροής πεδίου και (b) ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ της αμοιβαίας αυτεπαγωγής L_m σε πλήρες (-) και (+) μισό φορτίο για την τεχνική οδήγησης DFO με εκτίμηση ταχύτητας.

στο σχήμα 4.26. Παρατηρούμε πως η επίδραση στην πεπλεγμένη ροή είναι ανεξάρτητη του φορτίου και η απόκλιση είναι πρακτικά σταθερή στο μεγαλύτερο φάσμα συχνοτήτων. Στις αρκετά χαμηλές συχνοτήτες η απόκλιση βρίσκεται μεταξύ των τιμών $\pm 0.4 - 1\%$ ενώ μετά τα 75r/s οι αποκλίσεις για μείωση και αύξηση της αμοιβαίας επαγωγής ισούνται με $\approx \pm 0.3\%$ αντίστοιχα. Επιπλέον, αύξηση της αμοιβαίας αντίδρασης οδηγεί σε αύξηση της πεπλεγμένης ροής. Όσον αφορά την ταχύτητα του δρομέα, από το σχήμα 4.26b μπορούμε να εξαγάγουμε πως η επίδραση της αμοιβαίας επαγωγής L_m στην ταχύτητα είναι σχεδόν αμελητέα. Τέλος, οι μεταβολές των αντιδράσεων διαρροής L_{ls}, L_{lr} έχουν μικρή



Σχήμα 4.27: Ποσοστιαία απόκλιση (a) ροής πεδίου και (b) ταχύτητας δρομέα για μεταβολές $\pm 10\%$ των αντιδράσεων διαρροής στάτη και δρομέα L_{ls}, L_{lr} σε πλήρες (-) και (+) μισό φορτίο για την τεχνική οδήγησης DFO με εκτίμηση ταχύτητας.

επίδραση στα εξεταζόμενα μεγέθη, όπως προκύπτει από το σχήμα 4.27. Η διαφορά στην επαγόμενη ροή για τις περιπτώσεις ημίσεος φορτίου είναι σχεδόν σταθερή από συχνότητες μεγαλύτερες των $65r/s$ όπου και λαμβάνει την μόνιμη τιμή $\pm 0.35\%$ για αύξηση και μείωση των αντιδράσεων διαρροής αντίστοιχα. Αντίθετα, για την περίπτωση πλήρους φορτίου η απόκλιση της ροής είναι αρκετά μεγαλύτερη για συχνότητες κάτω των $65r/s$ ($\approx 10Hz$) πλησιάζοντας το $\pm 0.9\%$. Ωστόσο, με την αύξηση της συχνότητας η απόκλιση σταθεροποιείται περίπου στο $\pm 0.45 - 5\%$. Ομοίως με την αμοιβαία επαγωγή L_m , η επίδραση των αντιδράσεων διαρροής στην ταχύτητα του δρομέα είναι σχεδόν αμελητέα και κυμαίνεται στο $\pm 0.1\%$ για συχνότητες άνω των $55r/s$.

4.4 Σύγκριση Τεχνικών Οδήγησης

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των τεχνικών οδήγησης προκύπτει πως οι διανυσματικές τεχνικές ελέγχου είχαν καλύτερη απόκριση στις διάφορες συνθήκες σε σύγκριση με τον βελτιωμένο V/f. Συγκεκριμένα, οι τεχνικές IFO, DFO παρουσιάζουν πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά, ενώ το σφάλμα ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση είναι μηδέν για την περίπτωση του IFO και αρκετά μικρό για την περίπτωση του DFO.

Ωστόσο, για τον έλεγχο IFO η χρήση μηχανικού αισθητήρα για την μέτρηση της ταχύτητας αποτελεί ένα σοβαρό μειονέκτημα. Οι αισθητήρες μέτρησης ταχύτητας αποτελούν όχι μόνο ακριβές συσκευές αλλά και ευάλωτες σε εξωτερικές παρεμβολές, καθιστώντας τον έλεγχο αυτό δύσκολα εφαρμόσιμο σε συστήματα WEPS αξιόπιστης λειτουργίας. Επιπλέον, οι αισθητήρες μέτρησης τάσης δεν είναι πάντα εύκαιροι σε συστήματα μετατροπών τάσης, ωστόσο οι μετρήσεις αυτές μπορούν να ανακατασκευαστούν και από την μέτρηση της DC-τάσης από τον μικροεπεξεργαστή.

Συνεπώς, συγκρίνοντας τον έλεγχο DFO και τον βελτιωμένο V/f παρατηρούμε πως και οι δύο τεχνικές χαρακτηρίζονται από κάποιο μόνιμο σφάλμα ταχύτητας, ενώ και οι σταθερές χρόνου στις μεταβατικές καταστάσεις είναι αντίστοιχες. Φυσικά, το σφάλμα ταχύτητας στην περίπτωση του ελέγχου DFO είναι σαφώς μικρότερο, ειδικά στην χαμηλή περιοχή λειτουργίας, έως αμελητέο. Βέβαια, η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου DFO είναι σαφώς μεγαλύτερη από εκείνη του βελτιωμένου V/f. Ο αλγόριθμος DFO απαιτεί 4 ελεγκτές PI, οι οποίοι πρέπει να ρυθμιστούν με μεγάλη ακρίβεια και βασίζονται σε μεγάλο βαθμό στις ηλεκτρικές και μηχανικές παραμέτρους του συστήματος. Αντίθετα, ο βελτιωμένος V/f έχει πολύ απλούστερη κατασκευή και βασίζεται κυρίως σε βαθμωτά μεγέθη. Όσον αφορά την ευαισθησία παραμέτρων, ο έλεγχος IFO παρουσιάζει τις μεγαλύτερες αποκλίσεις στην μεταβολή της αμοιβαίας επαγωγικής αντίδρασης και των αντιστάσεων, σε όλο το εύρος λειτουργίας. Μεταξύ των DFO και V/f, ο δεύτερος είναι πιο ευαίσθητος στις αλλαγές των παραμέτρων και παρουσιάζει ελαφρώς

μεγαλύτερες αποκλίσεις.

Συνολικά, λαμβάνοντας υπόψιν την λειτουργία ενός συστήματος WEPS, την δυναμική του συμπεριφορά και το φορτίο που καλείται να καλύψει μια επαγωγική μηχανή, καταλήγουμε στο γεγονός πως ο βελτιωμένος V/f έλεγχος αποτελεί μια πολύ θελκτική επιλογή. Η πολύ καλή απόκριση του ελέγχου στις προσομοιώσεις με τετραγωνικό φορτίο (δηλαδή αντλίας) επιβεβαιώνουν αυτή την επιλογή. Επιπλέον, οι εφαρμογές όπως αυτή των WEPS μπορούν να δεχτούν μικρές αποκλίσεις ταχύτητας και δεν απαιτούν τεράστια ακρίβεια. Ακόμη, όπως φάνηκε από τις δοκιμές στην χαμηλή περιοχή ταχυτήτων, ο έλεγχος V/f δεν μπορεί να καλύψει ονομαστικό φορτίο χωρίς να υπάρξει σημαντική μείωση ταχύτητας. Σε ένα σύστημα WEPS, όμως, με σωστή αντιστοίχιση αντλίας-μηχανής δεν θα υπάρξει ζήτηση τόσο υψηλού φορτίου στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων. Τέλος, βασικό προτέρημα του βαθμωτού ελέγχου αποτελεί η ευκολία εφαρμοσιμότητάς του σε διαφορετικές μηχανές γνωρίζοντας τις λιγότερες δυνατές παραμέτρους.

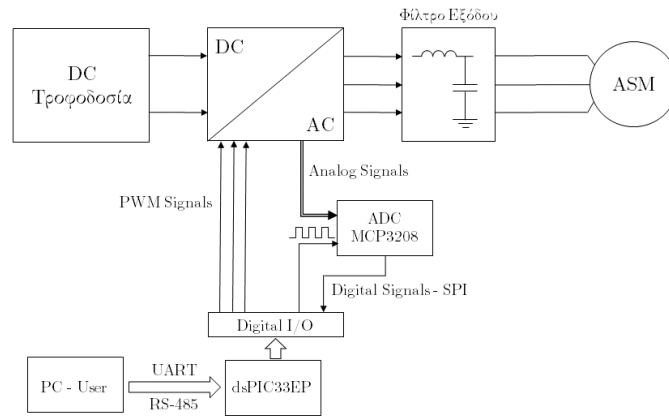
5 Αποτελέσματα

Η εφαρμογή των προηγούμενων μεθόδων έγινε στο πλαίσιο συνεργασίας με τον οργανισμό Wind Empowerment και το ερευνητικό εργαστήριο Ανάλυσης και Αρχιτεκτονικής Συστημάτων του Γαλλικού Κέντρου Έρευνας (LAAS - CNRS), με σκοπό την λειτουργία ανεμαντλιών σε απομακρυσμένες -μη ηλεκτροδοτούμενες- περιοχές. Σκοπός της συνεργασίας αποτέλεσε η ανάπτυξη του βελτιωμένου V/f ελέγχου και του ελέγχου DFO κατά Ohtani στο σύστημα VSC που έχει αναπτύξει ο οργανισμός.

5.1 Περιγραφή Συστήματος VSC

Το LAAS-CNRS μελετά αρθρωτές αρχιτεκτονικές ηλεκτρονικών ισχύος (modular power electronics) για εφαρμογή σε αγροτική ηλεκτροδότηση. Στα πλαίσια αυτής της έρευνας έχουν αναπτύξει έναν μετατροπέα ανοιχτού κώδικα πολλαπλών εφαρμογών. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας, που παρουσιάζεται και στην εικόνα 5.2, έχει την δυνατότητα να εκτελέσει πολλαπλές λειτουργίες μετατροπής ισχύος ή τάσης (AC/DC, DC/AC, buck, boost converter κλπ.) χωρίς τροποποιήσεις και αποσκοπεί στην κάλυψη ενός μεγάλου εύρους αναγκών που υπάρχουν σε περιοχές χωρίς ηλεκτροδότηση. Φυσικά, η λειτουργία που μας ενδιαφέρει για την συγκεκριμένη εφαρμογή είναι αυτή του inverter (DC/AC). Ο μετατροπέας πηγής τάσης βρίσκεται σε πειραματικό στάδιο για εργαστηριακή χρήση ακόμα. Αποτελείται από ημιαγώγιμα στοιχεία MOSFET, χαρακτηρίζεται από μέγιστη τάση 600Vdc, ισχύ 1kW και χρησιμοποιεί επεξεργαστή (Digital Signal Processor - DSP) Microchip dsPIC33EP. Ο μετατροπέας, επίσης, παρέχει μετρήσεις ρεύματος, τάσης τόσο στο DC-Link όσο και στην έξοδο AC, και θερμοκρασίας. Οι μετρήσεις συλλέγονται από δύο εξωτερικούς μετατροπείς αναλογικού-ψηφιακού σήματος (Analog to Digital Converter-ADC), ο οποίος επικοινωνεί και μεταφέρει τα δεδομένα στον επεξεργαστή μέσω πρωτοκόλλου SPI (Serial Peripheral Interface). Επιπλέον, όπως έχει αναφερθεί και στις προηγούμενες ενότητες, για την εφαρμογή των ανεμαντλιών και δη σε μη ηλεκτροδοτούμενες περιοχές η μέτρηση της ταχύτητας και η ύπαρξη μηχανικού αισθητήρα δεν μπορεί να θεωρηθεί δεδομένη άρα δεν θα ληφθεί υπόψιν. Επομένως, στόχος αποτελεί η εφαρμογή των μεθόδων βελτιωμένου V/f και άμεσου διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, αφού ο μεν πρώτος απαιτεί μόνο μέτρηση του ρεύματος, ενώ ο δεύτερος απαιτεί μετρήσεις ρεύματος και τάσης εξόδου.

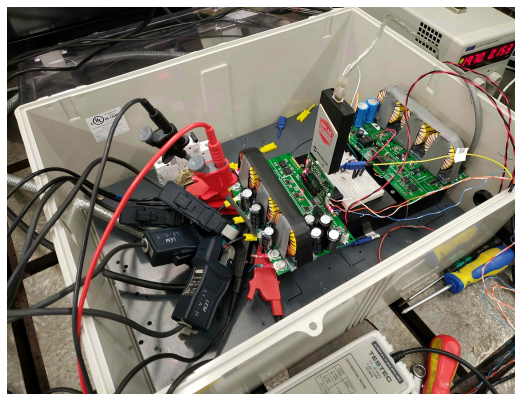
Όσον αφορά τα αναλογικά σήματα μετρήσεων, για την περίπτωση του ρεύματος χρησιμοποιούνται ολοκληρωμένα κυκλώματα (Integrated Circuit-IC) Hall αισθητήρων, ενώ για την περίπτωση της τάσης χρησιμοποιούνται καταμεριστές και ακόλουθοι τάσης. Η μέγιστη τιμή την οποία μπορεί να λάβει ένα σήμα



Σχήμα 5.1: Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα πηγής τάσης - Wind Empowerment

μέτρησης ανέρχεται στα 4.096 Volt και η ελάχιστη 0. Τα AC σήματα μέτρησης (ρεύματος και τάσης) έχουν σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ταλαντώνονται περί τα 2.048 Volt.

Τέλος, ο μετατροπέας πηγής τάσης απαρτίζεται και από ένα φίλτρο εξόδου πηνίου-πυκνωτή (LC), το οποίο έχει συχνότητα αποκοπής $f_{cut-LC} = 1.93\text{kHz}$. Επιπλέον, η διακοπτική συχνότητα των PWM σε όλες τις δοκιμές είναι ίση με 100kHz.

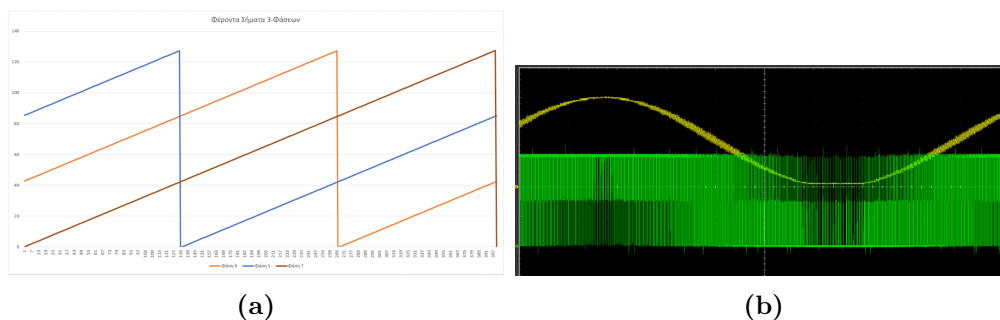


Σχήμα 5.2: Μετατροπέας Πηγής Τάσης - Wind Empowerment

5.2 Έλεγχος V/f Ανοιχτού Βρόχου

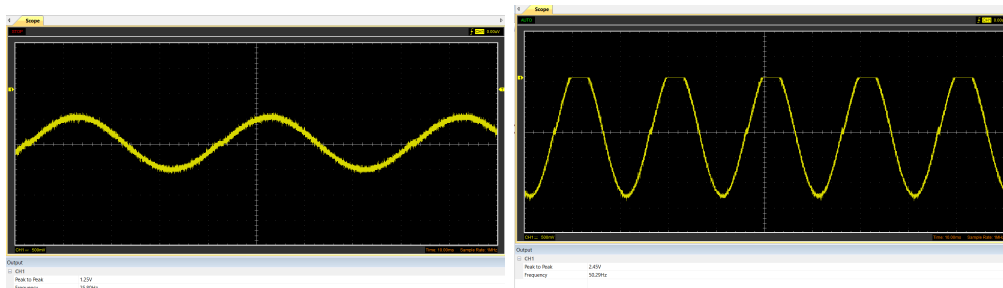
Σαν πρώτο βήμα, υλοποιήθηκε ένας απλός έλεγχος V/f ανοιχτού βρόχου χωρίς αντιστάθμιση ολίσθησης ή πτώσης τάσης και χωρίς ανατροφοδότηση σημάτων ρεύματος. Η επικοινωνία μεταξύ χρήστη και επεξεργαστή γίνεται μέσω συστήματος UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter) και σειριακού πρωτοκόλλου επικοινωνίας RS-485 (για μετάδοση πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις), μέσω των οποίων ο χρήστης ορίζει την επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας, τον λόγο V/f και αρχικοποιεί τις ονομαστικές τιμές τάσης - συχνότητας της μηχανής καθώς και την τιμή του DC-Link. Ο αλγόριθμος εξετάστηκε σε ασύγχρονη μηχανή ισχύος 0.5HP, 230V/50Hz στο εργαστήριο των Δυναμικών Συστημάτων Ισχύος (Dynamic Power System Laboratory) του πανεπιστημίου Strathclyde της Γλασκόβης, στα πλαίσια του προγράμματος συνεργασίας μεταξύ εργαστηρίων πανεπιστημίων ERIGrid.

Για την παραγωγή της τάσης εξόδου του συστήματος χρησιμοποιήθηκε η τεχνική SPWM όπως παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, κάνοντας χρήση ενός φέροντος σήματος και ενός look-up πίνακα που περιλαμβάνει τις τιμές ενός ημιτόνου. Πρακτικά, εφαρμόστηκε η τεχνική DDS (Direct-Digital Synthesis), κατά την οποία μπορεί ένας επεξεργαστής να δημιουργήσει αυθαίρετες μορφές αναλογικών σχημάτων βασιζόμενος σε ένα ρολόι (clock) σταθερής συχνότητας. Για το ρολόι σταθερής συχνότητας αξιοποιούμε την βασική δυνατότητα διακοπής λειτουργίας (Interrupt Service Routine - ISR) των επεξεργαστών, κατά την οποία δημιουργείται το φέρον σήμα στον κώδικα βάσει του look-up πίνακα. Το φέρον σήμα, η τελική έξοδος των PWM αλλά και της τάσης δίνονται στα παρακάτω σχήματα.



Σχήμα 5.3: (a): Φέρον σήμα για την κάθε φάση. (b): Έξοδος συστήματος VSC και PWM για τα φέροντα σήματα της εικόνας a.

Εφόσον η υλοποίηση του ημιτόνου ολοκληρώθηκε, το μόνο που μένει είναι ο καθορισμός του συντελεστή πλάτους m_a συναρτήσει της συχνότητας, κάτι το οποίο προκύπτει με έναν απλό πολλαπλασιασμό. Στις εικόνες του σχήματος 5.4 παρουσιάζεται η υλοποίηση του σταθερού λόγου V/f στα 25Hz και



(a)

(b)

Σχήμα 5.4: Υλοποίηση σταθερού λόγου V/f με διπλασιασμό πλάτους για διπλάσια συχνότητα.

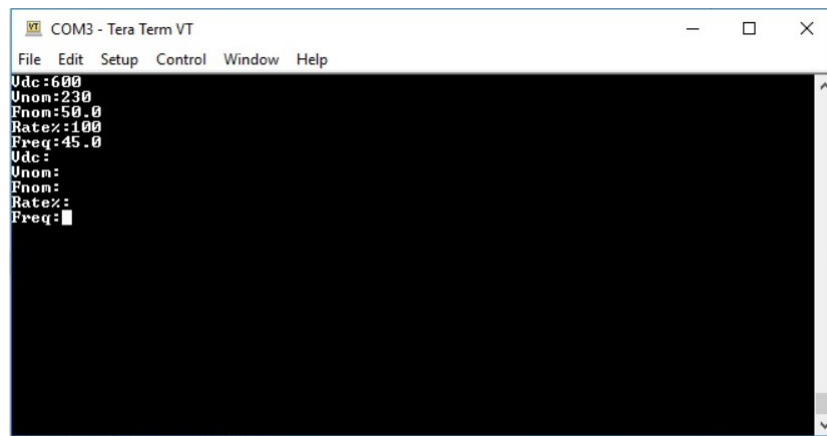


Figure 5.5: Interface αλγορίθμου με πρωτόκολλο UART

50Hz, κατά την οποία παρατηρείται ο διπλασιασμός της τελικής εξόδου (από $1.25V_{pp}$ στα $2.5V_{pp}$, όπου ο δείκτης pp εκφράζει την μέτρηση από το μέγιστο έως το ελάχιστο πλάτος του ημιτόνου (peak-to-peak)). Ο ψαλιδισμός της τάσης που παρατηρείται στην εικόνα 5.4b οφείλεται στην λειτουργία του παλμογράφου. Στην συνέχεια, η επαγωγική μηχανή συνδέθηκε στον μετατροπέα σε λειτουργία V/f ανοιχτού βρόχου χωρίς φορτίο. Ωστόσο, για λόγους ασφάλειας και καθώς η πλακέτα βρίσκεται σε αναπτυξιακό στάδιο, τόσο ο λόγος V/f όσο και η σταθερή τάση τροφοδοσίας DC στην είσοδο του inverter έμειναν σε χαμηλά επίπεδα. Έτσι, η πλακέτα τροφοδοτήθηκε με τάση $200V_{DC}$ και εκείνη με την σειρά της τροφοδότησε τον κινητήρα με πολική τάση $82.5V_{AC}$ και φασική (φάση-με-ουδέτερο) $47.63V_{ac}$, η οποία και είναι περίπου 20% της ονομαστικής φασικής τάσης της μηχανής. Ωστόσο, η συχνότητα η οποία επιβλήθηκε ήταν περίπου το 40% της ονομαστικής, δηλαδή περίπου 20Hz. Αν και ο λόγος V/f είναι ο μισός από τον ονομαστικό, η επαγόμενη ροή στον δρομέα είναι αρκετή για να

περιστρέφει την μηχανή. Επιπλέον, η τάση των 47.63V δεν είναι η μέγιστη που μπορεί να αποδώσει ο μετατροπέας με την λειτουργία SPWM για είσοδο 200Vdc, καθώς υπάρχει περιορισμός στον συντελεστή πλάτους. Ο περιορισμός του συντελεστή πλάτους m_a στην τιμή 0.67, έγινε για λόγους προστασίας της πλακέτας από υψηλούς κύκλους λειτουργίας (Duty Cycle) που μπορούν να προκαλέσουν υπερθέρμανση των MOSFET. Ολοκληρώνοντας, ο έλεγχος

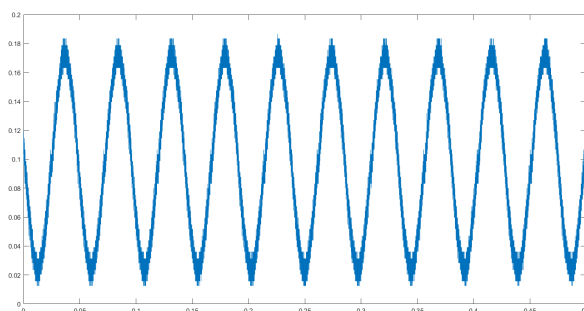


Figure 5.6: Κυματομορφή τάσης εξόδου για λειτουργία επαγωγικής μηχανής υπό σταθερό λόγο V/f - μέτρηση παλμογράφου

ανοιχτού βρόχου για σταθερό λόγο V/f υλοποιείται μέσα σε μια ρουτίνα διακοπής (ISR), η οποία εκτελείται κάθε 50μsec, δηλαδή έχει συχνότητα 20kHz, και διάρκεια περίπου 2.5μsec. Η εκτέλεση του ISR είναι αρκετά γρήγορη, καθώς έχει υλοποιηθεί σε γλώσσα Assembly, με σκοπό να αποτελέσει τον κορμό του αλγορίθμου κλειστού βρόχου που θα παρουσιαστεί στην επόμενη ενότητα.

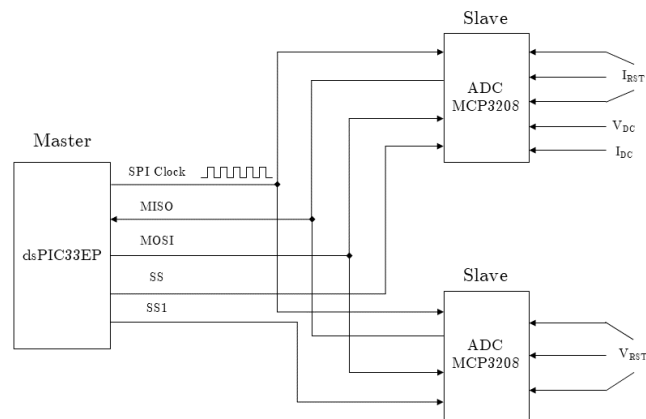
5.3 Εφαρμογή Κλειστού Βρόχου

5.3.1 Πρωτόκολλο Επικοινωνίας SPI - Μετρήσεις

Στην συνέχεια επιχειρήθηκε η υλοποίηση των τεχνικών ελέγχου που δεν απαιτούν μηχανικό αισθητήρα μέτρησης ταχύτητας, δηλαδή ο βελτιωμένος έλεγχος V/f και ο άμεσος διανυσματικός με εκτίμηση ταχύτητας. Για την υλοποίηση των τεχνικών οδήγησης αυτών απαιτείται η ακριβής μέτρηση των ρευμάτων και της τάσης. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, οι μετρήσεις συλλέγονται από δύο ADC, οι οποίοι επικοινωνούν μέσω πρωτοκόλλου SPI με τον επεξεργαστή dsPIC33EP. Η χρήση αυτού του πρωτοκόλλου επικοινωνίας προτιμάται διότι επιτρέπει την επικοινωνία με πολλαπλά ADC κάνοντας χρήση ενός ρολογιού (SPI clock), που ορίζεται από τον επεξεργαστή. Η λογική της επικοινωνίας SPI βασίζεται στην αρχιτεκτονική master-slave. Πρακτικά, κατά την αρχικοποίηση του προγράμματος, ορίζεται μια συσκευή ως master, η οποία είναι υπεύθυνη για την λειτουργία του ρολογιού επικοινωνίας (SPI clock) αλλά και αυτή που

ορίζει με ποια συσκευή (slave) θα επικοινωνήσει και θα ανταλλάξει δεδομένα. Στην περίπτωση μας, ως master ορίζεται ο επεξεργαστής και ως slave οι δύο εξωτερικοί ADC. Η επικοινωνία γίνεται μέσω των γραμμών MISO (Master In Slave Out), για λήψη δεδομένων από τις slave συσκευές, και MOSI (Master Out Slave In), για λήψη εντολών από την master συσκευή στην slave.

Στην συγκεκριμένη πλακέτα χρησιμοποιούνται δύο ADC MCP3208, της ίδιας



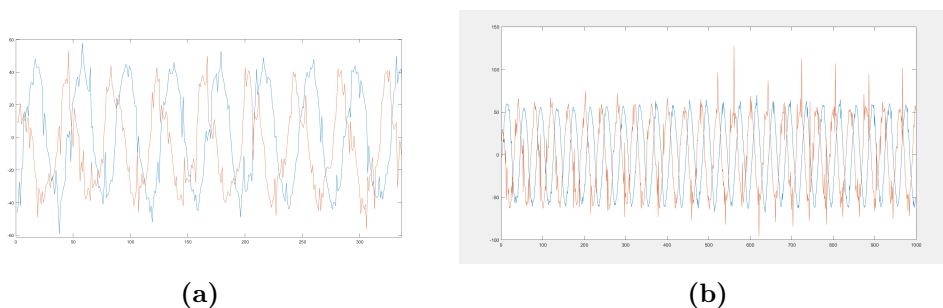
Σχήμα 5.7: Διάγραμμα πρωτοκόλλου επικοινωνίας SPI

εταιρείας με τον κεντρικό μικροεπεξεργαστή. Οι ADC μπορούν να λειτουργήσουν με μέγιστη συχνότητα ρολογιού 2MHz, έχουν 8 κανάλια μετρήσεων και μεταφέρουν πληροφορία 12-bit ($2^{12} = 4096$). Για την διευκόλυνση στην ανάλυση των μετρήσεων, τα αναλογικά σήματα στα κανάλια των ADC κυμαίνονται σε τιμές 0-4096 mVolt, άρα και οι ψηφιακές έξοδοι κυμαίνονται σε 0-4095 bit, με αναλογία 1mVolt = 1 bit. Συνολικά, πρέπει να γίνει ανταλλαγή 15-bit, 3-bit από τον επεξεργαστή προς τον ADC για την επιλογή καναλιού ($2^3 = 8$) και τα υπόλοιπα 12-bit απαιτούνται για την μεταφορά της ζητούμενης πληροφορίας από το κατάλληλο κανάλι του ADC στο dsPIC. Για την μεταφορά αυτών των 15-bit απαιτούνται 48 κύκλοι ρολογιού, άρα για μία μέτρηση μπορεί να έχει μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας $f_{sample} = 41,667kHz$.

Για την λειτουργία της επαγωγικής μηχανής μπορούμε με ασφάλεια να θεωρήσουμε πως τα ρεύματα και οι τάσεις των τριών φάσεων είναι συμμετρικά και το άθροισμά τους ισούται με μηδέν. Ως εκ τούτου, μπορούμε να μετρήσουμε τις δύο από τις τρεις φάσεις ως προς το ρεύμα και την τάση και να υπολογίσουμε την τρίτη. Συνολικά, απαιτούνται 4 μετρήσεις οι οποίες μπορούν να υλοποι-

ηθούν σε συνολικό χρόνο περίπου $96\mu\text{sec}$, δηλαδή η διαδικασία των μετρήσεων έχει συχνότητα $f = 10,4\text{kHz}$. Η συχνότητα αυτή είναι η μισή από εκείνη που έχουμε θέσει ως συχνότητα για την υλοποίηση των SPWM και του ελέγχου V/f.

Παρακάτω όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 5.8 με τις κυματομορφές ρεύματος, τάσης σε τεστ με σταθερό ωμικό φορτίο, παρατηρεί κανείς πως τα σήματα που λαμβάνονται περιέχουν αρκετό θόρυβο και είναι παραμορφωμένα. Επιπλέον, οι τιμές που λαμβάνονται δεν είναι οι αναμενόμενες, σύμφωνα με την σχεδίαση της πλακέτας (λόγοι καταμερισμού τάσης, έξοδος ολοκληρωμένων). Τα προβλήματα αυτά, θα αναλυθούν σε επόμενη ενότητα μαζί με τις υπόλοιπες δυσκολίες που υπήρξαν στην πειραματική πλακέτα της LAAS-CNRS.

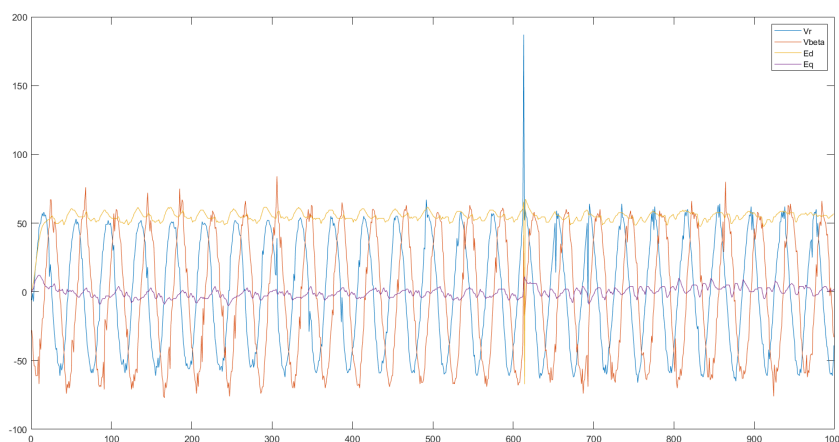


Σχήμα 5.8: Μετρήσεις μετατροπέα πηγής τάσης. **(a):** Μέτρηση ρεύματος φάσεων S, T. **(b):** Μέτρηση φασικών τάσεων (μεταξύ ακροδεκτών εξόδου και ουδέτερου) R, S.

5.3.2 Σύστημα VSC Ελεγχόμενης Συχνότητας με Ωμικό Φορτίο

Λόγω των δυσκολιών στις μετρήσεις και στην σχετικά χαμηλή συχνότητα δειγματοληψίας του SPI, η πρώτη προσέγγιση σε εφαρμογή κλειστού βρόχου αποτέλεσε ο έλεγχος του ρεύματος στον μετατροπέα υπό σταθερή-ελεγχόμενη συχνότητα με τριφασικό ωμικό φορτίο. Η ανάπτυξη του δεδομένου συστήματος ελέγχου είναι αρκετά σύνθετη, καθώς απαιτεί 2 ελεγκτές PI για κάθε συνιστώσα dq ρεύματος-τάσης. Η λειτουργία αυτή επιλέχθηκε αρχικά για να εξεταστούν οι μετρήσεις και η ακρίβειά τους σε ένα σύστημα πιο στατικό και απλό σε σχέση με την λειτουργία μιας ασύγχρονης μηχανής. Επιπλέον, πέραν της αξιολόγησης των μετρήσεων, η λειτουργία ελεγχόμενης συχνότητας μας επιτρέπει να εξετάσουμε την λειτουργία του μετατροπέα στο πλαίσιο dq και να υλοποιήσουμε την μεθοδολογία των μετασχηματισμών Clarke-Park σε επίπεδο μικροεπεξεργαστή, κάτι που είναι απαραίτητο και για τις τεχνικές ελέγχου της ασύγχρονης μηχανής.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα λειτουργίας του αλγορίθμου με τριφασικό ωμικό φορτίο 26.1Ω σε συνδεσμολογία αστέρα και τάση εισόδου 60 V . Για λόγους προστασίας της πλακέτας ο συντελεστής πλάτους είναι ίσος με $0,8$, άρα και η μέγιστη (φασική) τάση εξόδου $\tilde{V} = 21.21 \text{ V}$ (RMS). Στο σχήμα 5.9 παρουσιάζεται η μέτρηση της τάσης της πρώτης φάσης και οι μετασχηματισμοί για το πλαίσιο $\alpha\beta$ και dq . Για το πλαίσιο $\alpha\beta$, η συνιστώσα α συμπίπτει με την φάση R. Η συχνότητα δειγματοληψίας των μετρήσεων τάσης και ρεύματος είναι 2 kHz , ενώ η συχνότητα που εκτελείται ο βρόχος είναι 20 kHz , όπως και πριν. Στην συνέχεια, οι μετρήσεις ρεύματος-τάσης του πεδίου dq πρέπει να

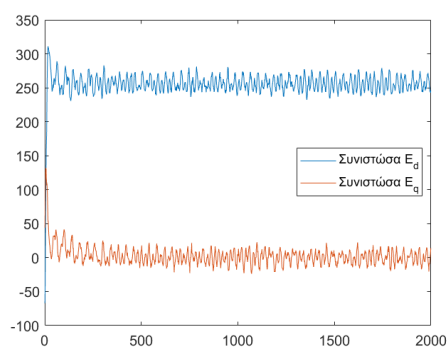


Σχήμα 5.9: Μέτρηση τάσης και μετασχηματισμοί Clarke-Park

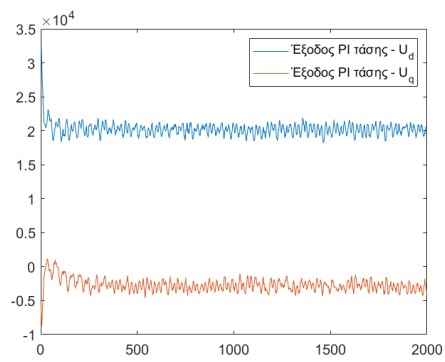
πολλαπλασιαστούν με συγκεκριμένους συντελεστές για να αντιπροσωπεύουν τις φυσικές τους τιμές ούτως ώστε οι κατάλληλα ρυθμισμένοι PI ελεγκτές να μπορούν να φέρουν το σύστημα σε ισορροπία στον επιθυμητό χρόνο. Ωστόσο, όπως εύκολα παρατηρεί κανείς από τα σχήματα 5.8 υπάρχει σημαντική ταλάντωση στην έξοδο των PI αλλά και στην τελική τάση εξόδου. Η συχνότητα δειγματοληψίας των αποτελεσμάτων αυτών γίνεται με συχνότητα 2 kHz , και συνεπώς οι 2000 κύκλοι αντιστοιχούν σε 1 sec . Επιπλέον, από το σχήμα 5.11, παρατηρούμε πως το σύστημα χρειάζεται περίπου 40 κύκλους, δηλαδή 20 msec , για να σταθεροποιηθεί γύρω από την τιμή αναφοράς.

5.4 Τροποποιήσεις Μετατροπέα Πηγής Τάσης

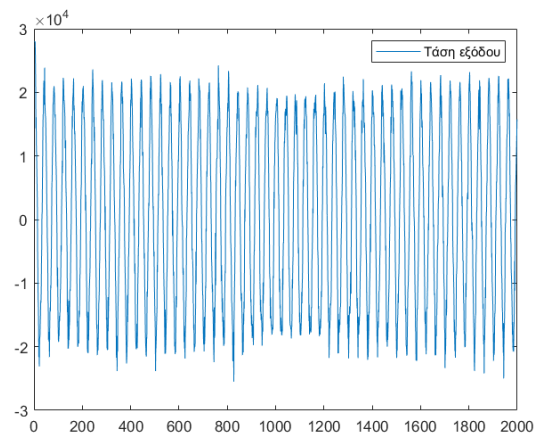
Για την υλοποίηση των δύο εφαρμογών ανοιχτού και κλειστού βρόχου έγιναν αρκετές τροποποιήσεις σε διάφορα τμήματα της πειραματικής πλακέτας του μετατροπέα. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας, παρότι έχει σχεδιαστεί με αρθρωτή (modular) αρχιτεκτονική για την εκπλήρωση πολλαπλών λειτουργιών,



(a)

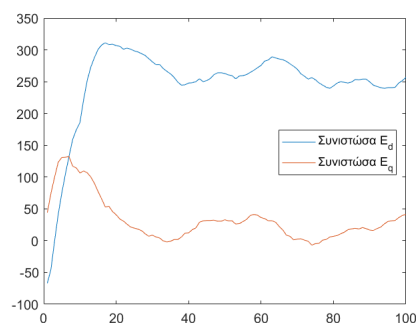


(b)



(c)

Σχήμα 5.10: Αποτελέσματα ελέγχου ρεύματος σε τριφασικό ωμικό φορτίο κατά το πρώτο δευτερόλεπτο λειτουργίας



Σχήμα 5.11: Ταχύτητα απόκρισης συστήματος VSC σε λειτουργία ελεγχόμενης συχνότητας υπό ωμικό φορτίο

δεν είχε εξεταστεί εκτενώς στην λειτουργία ως DC/AC αντιστροφείας. Η λειτουργία αυτή δοκιμάστηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής και είχε ως αποτέλεσμα την αναδιάρθρωση συγκεκριμένων στοιχείων τόσο στο κομμάτι των ηλεκτρονικών ισχύος όσο και στο αναλογικό/ψηφιακό κομμάτι των μετρήσεων και του επεξεργαστή.

Στην πλευρά των ηλεκτρονικών ισχύος και της σχεδίασης αυτών, υπήρξε αναδιαμόρφωση του φίλτρου εξόδου για την σωστή έξοδο τάσης. Αρχικά το φίλτρο LC συνδεόταν μεταξύ της κάθε φάσης και της γείωσης της τροφοδοσίας στο DC-Link. Ως αποτέλεσμα, οι AC τάσεις εξόδου ταλαντώνονταν γύρω από το $V_{DC}/2$ και όχι από το 0. Για την διόρθωση αυτού του προβλήματος, οι πυκνωτές του φίλτρου αποσυνδέθηκαν από την γείωση και συνδέθηκαν στον ουδέτερο κόμβο, ο οποίος είναι απομονωμένος από την γείωση και συνδέεται επίσης με το ωμικό φορτίο ή την μηχανή ούτως ώστε να υπάρξει ταλάντωση γύρω από το 0.

Το βασικότερο πρόβλημα, ωστόσο, υπήρξε η μέτρηση των σημάτων ισχύος καθώς και η μεταφορά τους στον επεξεργαστή dsPIC33EP. Τα αναλογικά σήματα μέτρησης τόσο της τάσης όσο και του ρεύματος δεν ανταποκρίνονταν ακριβώς στις προδιαγραφές σχεδίασης της πλακέτας, με αποτέλεσμα οι τιμές που εισάγονται στους ADC να μην είναι οι αναμενόμενες. Τα προβλήματα αυτά οφείλονται είτε σε ανακρίβειες στους καταμεριστές τάσης, είτε σε πυκνωτές που δεν ήταν κατάλληλα επιλεγμένοι ή ακόμα και σε ρυθμιστές τάσης που δεν λειτουργούσαν σωστά. Επιπλέον, παρότι η επικοινωνία μεταξύ ADC και μικροεπεξεργαστή λειτουργούσε σωστά μέσω του πρωτοκόλλου SPI, η ταχύτητα μεταφοράς των δεδομένων των μετρήσεων ήταν αρκετά αργή για την εφαρμογή πολυπλοκότερων τεχνικών ελέγχου.

Η επίλυση των προβλημάτων αυτών απαιτεί αλλαγές στην σχεδίαση του μετατροπέα και των επιμέρους στοιχείων του. Ωστόσο, οι αλλαγές αυτές ξεπερνούν

τα όρια και το θέμα της παρούσας διπλωματικής εργασίας και δεν αναλύονται περαιτέρω. Παρόλα αυτά, η εμπειρία που συνελέγη από την παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε γόνιμα για τον επανασχεδιασμό του αναπτυξιακού μετατροπέα. Η ανανεωμένη έκδοση αντιμετώπισε τα σχεδιαστικά προβλήματα του υλικού και προχώρησε σε επιλογή διαφορετικού μικροεπεξεργαστή με μεγαλύτερη επεξεργαστική ισχύ και περιφερειακά που μπορούν να ικανοποιήσουν τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

6 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική αναλύθηκαν διαφορετικές μέθοδοι για την οδήγηση μιας επαγωγικής μηχανής σε ένα σύστημα WEPS και εξετάστηκαν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της κάθε μίας ξεχωριστά. Η ανάλυση των μεθόδων έγινε με γνώμονα τις απαιτήσεις ενός συστήματος WEPS αλλά και την λειτουργία ενός αρθρωτού μετατροπέα πηγής τάσης που έχει αναπτυχθεί από το ερευνητικό κέντρο LAAS-CNRS για την ηλεκτροδότηση απομακρυσμένων περιοχών (rural electrification).

Οι τεχνικές οδήγησης που επιλέχθηκαν ήταν ένας βαθμωτός (scalar) έλεγχος, η αρχή λειτουργίας του οποίου βασίζεται στην διατήρηση του λόγου V/f για την διατήρηση της πεπλεγμένης ροής σε σταθερή τιμή, και δύο συνήθεις διανυσματικοί έλεγχοι, IFO και DFO, όπου ο μεν πρώτος βασίζεται στην μέτρηση της ταχύτητας ενώ ο δεύτερος υπολογίζει απευθείας την πεπλεγμένη ροή.

Η αποφυγή χρήσης αισθητήρων ταχύτητας (λόγω κόστους, ευαισθησίας σε θόρυβο και συντήρησης) κάνει την εφαρμογή sensorless τεχνικών, ειδικά σε εφαρμογές που θα πρέπει να χαρακτηρίζονται από αξιοπιστία και ανθεκτικότητα όπως τα WEPS, περιζήτητη. Οι αισθητήρες ρεύματος και τάσης, που είναι συνήθως απαραίτητοι για τις sensorless τεχνικές, είναι συχνά διαθέσιμοι στους μετατροπείς ισχύος, κυρίως για λόγους προστασίας.

Στο πλαίσιο των sensorless τεχνικών αναπτύχθηκαν ο ενισχυμένος βαθμωτός έλεγχος V/f και ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Ο έλεγχος V/f που αναπτύχθηκε αποτελεί μια βελτιωμένη έκδοση του απλού V/f , με τις κατάλληλες αντισταθμίσεις τάσης και ολίσθησης για την ενίσχυση τόσο της δυναμικής συμπεριφοράς όσο και της στατικής. Αντίστοιχα, ο έλεγχος DFO, βασίζεται στην μέτρηση της αντί-HEΔ και αποτελεί μια αρκετά πολύπλοκη δομή κατά την οποία εκτιμάται η πεπλεγμένη ροή και η ταχύτητα του δρομέα.

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, προκύπτει για τον βαθμωτό έλεγχο πως υπάρχει σφάλμα ταχύτητας μόνιμης κατάστασης το οποίο εξαρτάται από τον συντελεστή φορτίου και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Στις χαμηλές συχνότητες με ονομαστικό φορτίο η απόκλιση από την επιθυμητή ταχύτητα μπορεί να αγγίζει τιμές περίπου στο 24%. Ωστόσο, σε προσομοιώσεις λειτουργίας για ένα σύστημα WEPS τα αποτελέσματα είναι πολύ ικανοποιητικά. Επιπλέον, η συμπεριφορά του συστήματος σε μεταβατικές καταστάσεις αλλά και η ευαισθησία του στις μεταβολές των ηλεκτρικών παραμέτρων είναι εξίσου ικανοποιητική.

Στο κομμάτι των διανυσματικών τεχνικών, όπως είναι αναμενόμενο η τεχνική IFO δεν φέρει κάποιο σφάλμα ταχύτητας μόνιμης κατάστασης, ενώ η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος είναι η βέλτιστη. Ωστόσο, η ευαισθησία παραμέτρων είναι αρκετά σημαντική ως προς την απόκλιση στην επαγόμενη ροή. Για

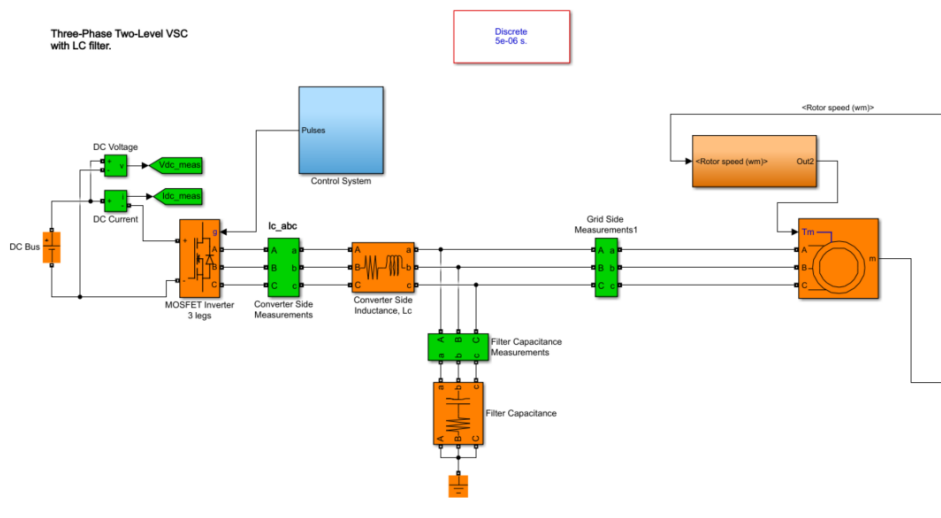
τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο, η απόκλιση από την επιθυμητή ταχύτητα είναι σχεδόν αμελητέα, εκτός από την χαμηλή περιοχή λειτουργίας όπου και μπορεί να πλησιάσει το 5% σε περιπτώσεις πλήρους φορτίου. Η απόκριση του συστήματος σε μεταβατικές καταστάσεις αλλά και η ευαισθησία ως προς την μεταβολή των παραμέτρων είναι ελαφρώς καλύτερες από εκείνες του ενισχυμένου V/f. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δεν επαληθεύτηκαν στην πράξη, καθώς ο μετατροπέας πηγής τάσης που χρησιμοποιήθηκε βρίσκεται σε πειραματικό στάδιο. Ωστόσο, στην προσπάθεια εφαρμογής των τεχνικών οδήγησης αναγνωρίστηκαν αρκετά λάθη της σχεδίασης του αρθρωτού μετατροπέα και τα οποία θα διορθωθούν στα επόμενα στάδια εξέλιξής του. Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας, αναπτύχθηκε στο πειραματικό σύστημα VSC έλεγχος V/f ανοιχτού βρόχου για την λειτουργία μιας επαγωγικής μηχανής 0.5HP. Επιπλέον, υλοποιήθηκε ένας έλεγχος ρευμάτων για λειτουργία υπό σταθερή συχνότητα και σε σταθερό ωμικό φορτίο, ο οποίος μπορεί να αποτελέσει τον βασικό κορμό για την εφαρμογή πολυπλοκότερων τεχνικών οδήγησης στα μεταγενέστερα στάδια του VSC, με την διόρθωση των επιμέρους προβλημάτων σχεδίασης. Η υλοποίηση και των δύο συστημάτων ελέγχου έχει γίνει στον μικροεπεξεργαστή dsPIC33EP της εταιρείας Microchip, σε γλώσσα C και Assembly.

Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα στις τεχνικές οδήγησης των επαγωγικών κινητήρων στα συστήματα ανεμαντλιών (WEPS):

- Συνέχεια ανάπτυξης ελέγχων στον επεξεργαστή dsPIC33EP για πειραματική επαλήθευση των προσομοιώσεων.
- Εφαρμογή ελέγχων με πολυπλοκότερες τεχνικές εκτίμησης ταχύτητας (χρήση φίλτρου Kalman, παρατηρητή Luenberger κλπ.)
- Υλοποίηση κώδικα για ανάπτυξη online υπολογισμού ηλεκτρικών παραμέτρων μηχανής και προσαρμογή τους στον εκάστοτε έλεγχο
- Έρευνα και εφαρμογή διανυσματικών ελέγχων υψηλής απόδοσης μόνο με αισθητήρες ρεύματος

A Παράρτημα

A.1 Μοντέλο Συστήματος Οδήγησης Ανεμαντλίας



Σχήμα A.1: Μοντέλο μετατροπέα VSC, επαγωγικής μηχανής, φορτίου και συστήματος ελέγχου όπως υλοποιήθηκε στο Matlab/Simulink.

Παράμετροι Αντιστροφέα Πηγής Τάσης

DC-Τάση	720 V
Διακοπτική Συχνότητα	8250 Hz
R_c	0.1 Ω
L_c	2.3e-3 H
R_f	0.1 Ω
C_f	10e-6 F

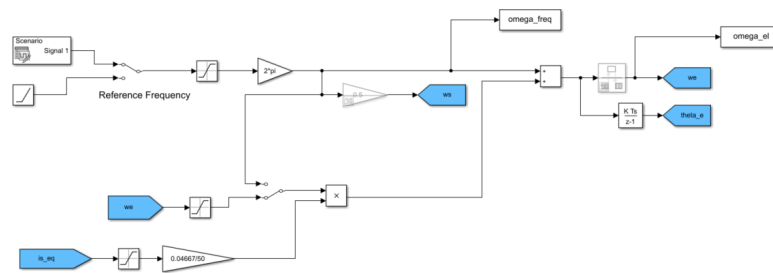
Πίνακας 6: Παράμετροι αντιστροφέα πηγής τάσης.

Παράμετροι Επαγωγικής Μηχανής			
Πολική τάση (ονομ.) - V_n	400 V	Αντίδραση Διαρροής Στάτη - L_{ls}	0.005839 H
Ισχύς - P_n	4 kW	Αντίσταση Δρομέα - R_r	1.395 Ω
Συχνότητα (ονομ.) - f_n	50 Hz	Αμοιβαία Επαγωγή - L_m	0.01722 H
Πόλοι	4	Αδράνεια - J	0.0131 kgm^2
Αντίσταση Στάτη - R_s	1.405 Ω	Συντελεστής Τριβών - F	0.002985 N m s

Πίνακας 7: Παράμετροι τριφασικής επαγωγικής μηχανής.

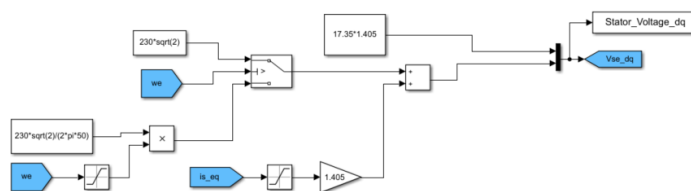
A.2 Μοντέλο Βελτιωμένου V/f

A.2.1 Αντιστάθμιση Ολίσθησης



Σχήμα A.2: Αντιστάθμιση ολίσθησης στο σύστημα ελέγχου του βελτιωμένου V/f.

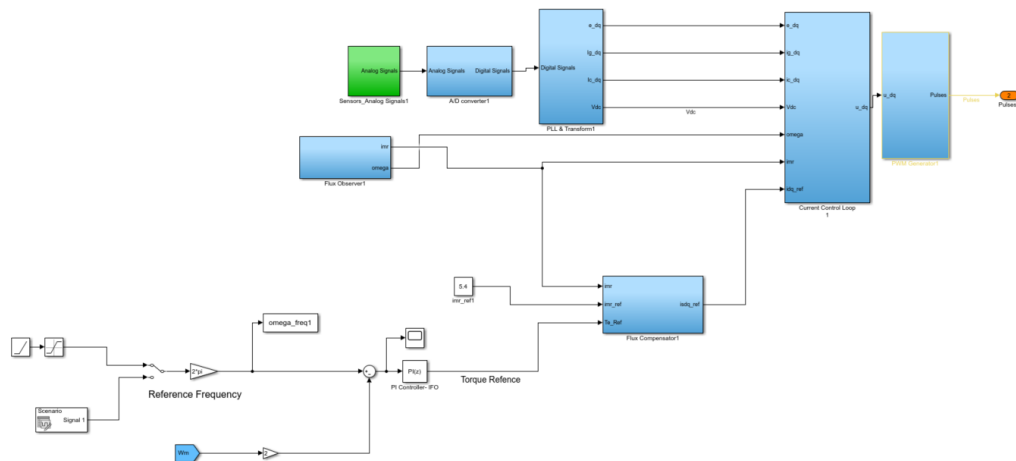
A.2.2 Αντιστάθμιση Πτώσης Τάσης



Σχήμα A.3: Αντιστάθμιση πτώσης τάσης λόγω αντίστασης στάτη στο σύστημα ελέγχου του βελτιωμένου V/f.

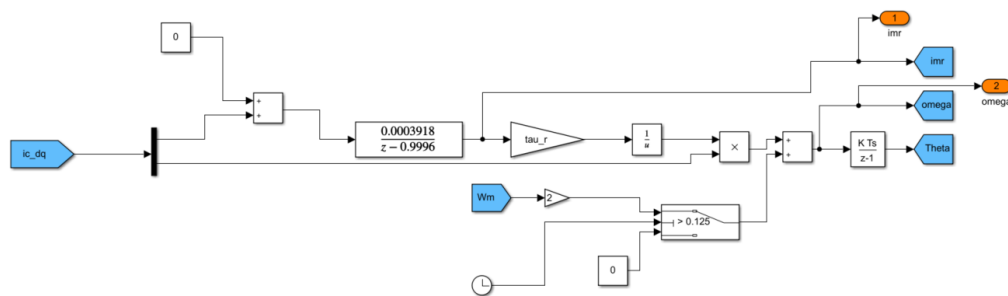
A.3 Μοντέλο Έμμεσου Διανυσματικού Ελέγχου IFO

A.3.1 Σύστημα Ελέγχου IFO



Σχήμα A.4: Σύστημα Ελέγχου όπως υλοποιήθηκε στο Matlab/Simulink για τον έλεγχο IFO.

A.3.2 Παρατηρητής Ροής



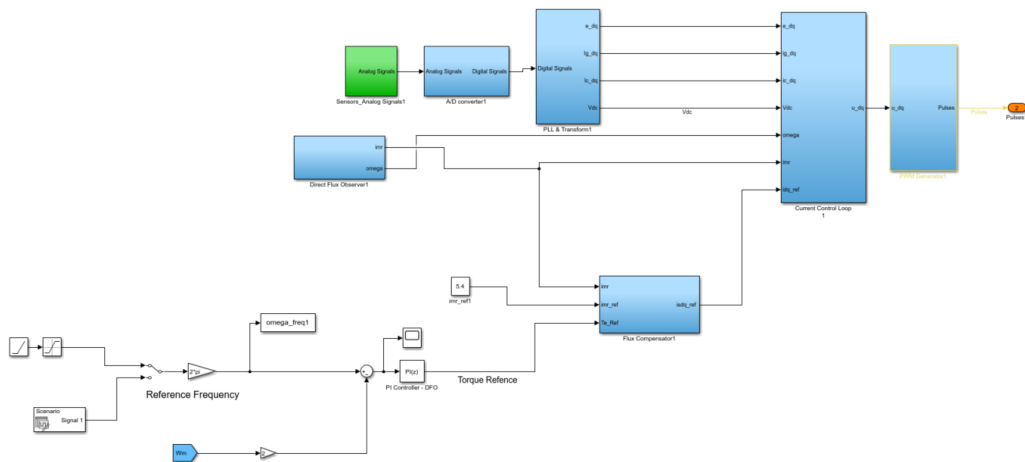
Σχήμα A.5: Παρατηρητής ροής όπως υλοποιήθηκε στο Matlab/Simulink για τον έλεγχο IFO.

Παράμετροι Συστήματος Ελέγχου IFO	
Συντελεστές PI Ταχύτητας - Ροπής	$P = 0.673$ $I = 100.94$
Συντελεστές PI Ρεύματος Μαγνήτισης	$P = 180$ $I = 7.84$
Συντελεστές PI Ελέγχου Ρεύματος	$P = 16.348$ $I = 2000$

Πίνακας 8: Παράμετροι συστήματος ελέγχου IFO.

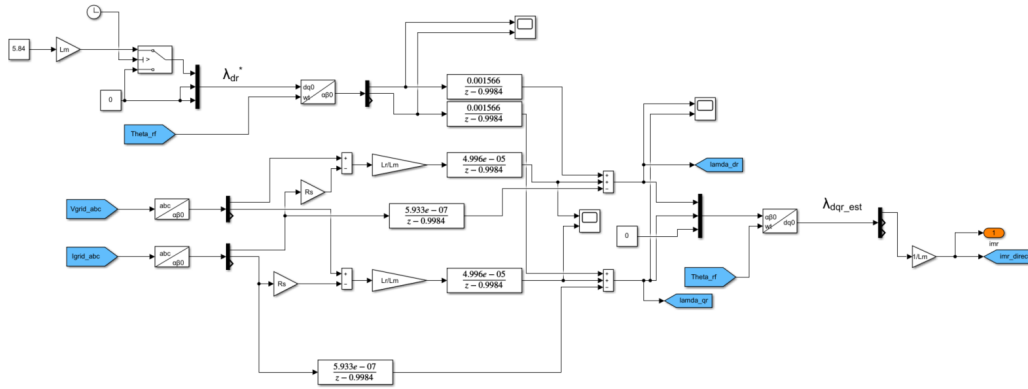
A.4 Μοντέλο Άμεσου Διανυσματικού Ελέγχου DFO.

A.4.1 Σύστημα Ελέγχου DFO



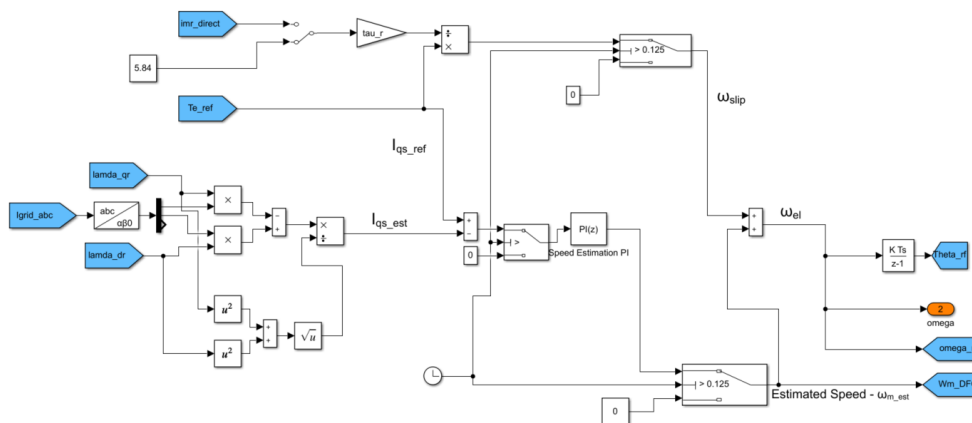
Σχήμα A.6: Σύστημα Ελέγχου όπως υλοποιήθηκε στο Matlab/Simulink για τον έλεγχο DFO.

A.4.2 Παρατηρητής Ροής



Σχήμα A.7: Παρατηρητής ροής για τον έλεγχο DFO.

A.4.3 Εκτιμητής Ταχύτητας Δρομέα

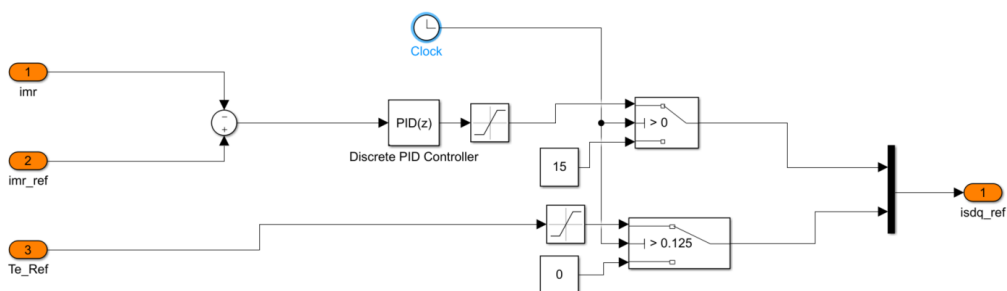


Σχήμα A.8: Εκτιμητής ταχύτητας δρομέα για τον έλεγχο DFO.

Παράμετροι Συστήματος Ελέγχου DFO	
Συντελεστές PI	P = 222.9
Εκτίμησης Ταχύτητας	I = 978.5
Συντελεστές PI	P = 0.2243
Ταχύτητας - Ροπής	I = 11.21
Συντελεστές PI	P = 2
Ρεύματος Μαγνήτισης	I = 15.67
Συντελεστές PI	P = 16.348
Ελέγχου Ρεύματος	I = 2000

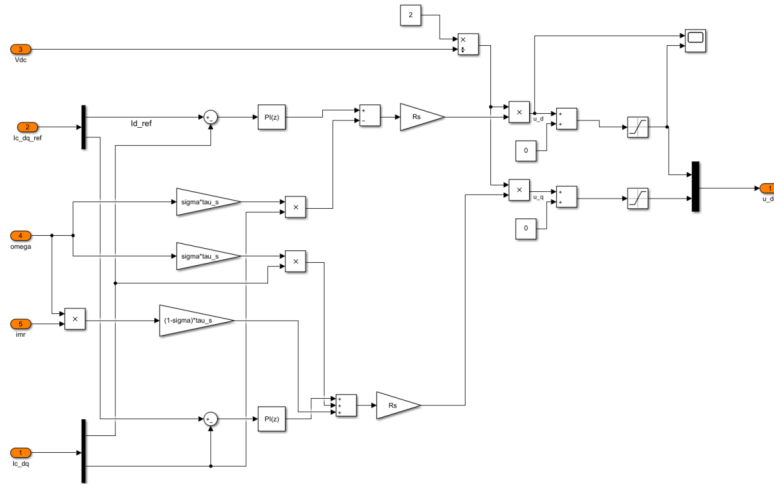
Πίνακας 9: Παράμετροι συστήματος ελέγχου DFO.

A.5 Αντισταθμιστές Ροής-Ροπής Διανυσματικού Ελέγχου



Σχήμα A.9: Αντισταθμιστές ροής και ροπής για τις συνιστώσες των ρευμάτων d,q όπως υλοποιήθηκαν στο Matlab/Simulink για τους διανυσματικούς ελέγχους IFO και DFO.

A.6 Έλεγχος Ρευμάτων - dq



Σχήμα A.10: Απόζευξη συνιστωσών dq (decoupling) και έλεγχος ρευμάτων βάσει του μοντέλου της επαγωγικής μηχανής.

Βιβλιογραφία

- [1] S. Mathew, *Wind Energy*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, sep 2006.
- [2] M. Kanaki and S. Probert, “Cretan windmills,” *Applied Energy*, vol. 5, pp. 215–222, jul 1979.
- [3] D. Hill, *A History of Engineering in Classical and Medieval Times*. Routledge, nov 2013.
- [4] D. Shepherd, “Historical development of the windmill,” tech. rep., Historical Energy Database, dec 1990.
- [5] M. J. Pasqualetti, R. Righter, and P. Gipe, “Wind Energy, History of,” in *Encyclopedia of Energy*, pp. 419–433, Elsevier, 2004.
- [6] J. Van Meel and P. Smulders, *Wind pumping: a handbook*. Consultancy Services Wind Energy Developing Countries, 1987.
- [7] K. C. Latoufis, T. V. Pazios, and N. D. Hatziargyriou, “Locally Manufactured Small Wind Turbines: Empowering communities for sustainable rural electrification,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 68–78, 2015.
- [8] V. Kostakis, K. Latoufis, M. Liarokapis, and M. Bauwens, “The convergence of digital commons with local manufacturing from a degrowth perspective: Two illustrative cases,” *Journal of Cleaner Production*, vol. 197, pp. 1684–1693, oct 2018.
- [9] E. C. Lemmer, “Wind-Electric Pump System Design,” *Department of Electrical and Electronic Engineering, Stellenbosch University*, no. March, p. 127, 2009.
- [10] N. Argaw, R. Foster, and A. Ellis, “Renewable Energy for Water Pumping Applications In Rural Villages; Period of Performance: April 1, 2001–September 1, 2001,” Tech. Rep. July, National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, CO, jul 2003.
- [11] E. Muljadi, G. Nix, and J. Bialasiewicz, “Analysis of the dynamics of a wind-turbine water-pumping system,” in *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*, vol. 4, pp. 2506–2519, IEEE, 2000.

- [12] B. Vick, R. Clark, S. Ling, K. Starcher, and I. Parpia, "Development and testing of a 2-kilowatt wind turbine for water pumping," in *2000 ASME Wind Energy Symposium*, (Reston, Virginia), pp. 328–338, American Institute of Aeronautics and Astronautics, jan 2000.
- [13] B. G. Ziter, "Electric Wind Pumping for Meeting Off-Grid Community Water Demands," *Guelph Engineering Journal*, vol. 2, pp. 14 – 23, 2009.
- [14] D. Wood, *Small Wind Turbines*. Green Energy and Technology, London: Springer London, 2011.
- [15] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2nd ed., apr 2012.
- [16] E. Muljadi, L. Flowers, J. Green, and M. Bergey, "Electric Design of Wind-Electric Water Pumping Systems," *Journal of Solar Energy Engineering*, vol. 118, pp. 246–252, nov 1996.
- [17] F. C. Vosper and R. N. Clark, "Water Pumping with Autonomous Wind-Generated Electricity," *Transactions of the ASAE*, vol. 28, no. 4, pp. 1305–1308, 1985.
- [18] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., jul 2011.
- [19] M. Miranda, R. Lyra, and S. Silva, "Reactive static compensator for wind electric pumping system using induction machines," in *1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record*, pp. MC2/8.1–MC2/8.3, IEEE, 1997.
- [20] M. Miranda, R. Lyra, and S. Silva, "An alternative isolated wind electric pumping system using induction machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1611–1616, 1999.
- [21] P. Camocardi, P. Battaiotto, and R. Mantz, "Autonomous water pumping system based on wind generation. Control by rotor frequency," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 903–908, IEEE, 2010.
- [22] L. Barote and C. Marinescu, "Storage analysis for stand-alone wind energy applications," in *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 1180–1185, IEEE, may 2010.

- [23] M. Swierczynski, R. Teodorescu, C. Rasmussen, P. Rodriguez, and H. Vikelgaard, "Overview of the energy storage systems for wind power integration enhancement," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3749–3756, IEEE, jul 2010.
- [24] P. T. Smulders and J. de Jongh, "Wind water pumping: Status, prospects and barriers," *Renewable Energy*, vol. 5, pp. 587–594, aug 1994.
- [25] J. Bocker and S. Mathapati, "State of the Art of Induction Motor Control," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 1459–1464, IEEE, may 2007.
- [26] J. Holtz, "State of the art of controlled ac drives without speed sensors," *International Journal of Electronics*, vol. 80, no. 2, pp. 249–263, 1996.
- [27] H. Kubota and K. Matsuse, "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers," in *Conference Record of the Power Conversion Conference - Yokohama 1993*, pp. 473–477, IEEE, 1993.
- [28] X. Xu and D. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 694–700, 1991.
- [29] A. M. Kassem, "Modelling and robust control design of a standalone wind-based energy storage generation unit powering an induction motor-variable-displacement pressure-compensated pump," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, pp. 275–286, mar 2016.
- [30] R. D. Fernandez, R. J. Mantz, and P. E. Battatotto, "Sliding mode control for efficiency optimization of wind electrical pumping systems," *Wind Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 161–178, 2003.
- [31] E. L. van der Hooft, *Scalar control of voltage fed induction machines*. Master thesis, Eindhoven University of Technology, 1994.
- [32] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., jan 2010.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications, and Design*. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley and Sons, Inc, 3rd ed., 2003.

- [34] G. Buja and G. Indri, “Improvement of pulse width modulation techniques,” *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 57, pp. 281–289, sep 1975.
- [35] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. New York: Oxford University Press, 1996.
- [36] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [37] R. Marino, P. Tomei, and C. M. Verrelli, *Induction Motor Control Design*. Advances in Industrial Control, London: Springer London, 2010.
- [38] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, New York: McGraw-Hill Companies, Inc, 4th ed., 2012.
- [39] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Power Systems, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 3rd ed., sep 2001.
- [40] P. Jansen and R. Lorenz, “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 240–247, 1995.
- [41] P. Jansen and R. Lorenz, “Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1380–1393, 1996.
- [42] J. F. Gülich, *Centrifugal Pumps*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [43] G. Σιδερίδης, “Φυγοκεντρικές Διατάξεις Διακίνησης Ρευστών,” in *Εργαστηριακές ασκήσεις ρευστομηχανικής*, ch. 7, Αθήνα: Εκδόσεις Κάλλιπος, 2015.
- [44] I. J. Karassik, J. P. Messina, P. Cooper, and C. C. Heald, *Pump Handbook*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc, 4th ed., 2008.
- [45] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2001.
- [46] A. T. De Almeida, F. J. Ferreira, and D. Both, “Technical and economical considerations in the application of variable speed drives with electric motor systems,” *Conference Record of Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, vol. 41, no. 1, pp. 136–144, 2004.

- [47] F. J. Ferreira, J. A. Fong, and A. T. De Almeida, "Ecoanalysis of variable-speed drives for flow regulation in pumping systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2117–2125, 2011.
- [48] A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "New induction motor open-loop speed control capable of low frequency operation," *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 1, no. November, pp. 579–586, 1997.
- [49] G. Mirzaeva and R. Betz, "Natural Field Orientation Concept: a Tutorial," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 1276–1281, IEEE, may 2007.
- [50] A. Smith, S. Gadoue, M. Armstrong, and J. Finch, "Improved method for the scalar control of induction motor drives," *IET Electric Power Applications*, vol. 7, no. 6, pp. 487–498, 2013.
- [51] Y. Xue, X. Xu, T. Habetler, and D. Divan, "A stator flux-oriented voltage source variable-speed drive based on DC link measurement," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 962–969, 1991.
- [52] M. Tsuji, X. Zhao, H. Zhang, and S. Hamasaki, "A new simplified V/f control of induction motor for precise speed operation," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–6, IEEE, aug 2011.
- [53] A. M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*. Power Electronics and Power Systems, Boston, MA: Springer US, 1994.
- [54] E. Ho and P. Sen, "Decoupling control of induction motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, pp. 253–262, may 1988.
- [55] B. K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., sep 1996.
- [56] P. Jansen, C. Thompson, and R. Lorenz, "High-quality torque control at zero and very high speed operation," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 1, no. 4, pp. 7–13, 1995.
- [57] K. Hurst, T. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, "Zero-speed tacholess IM torque control: simply a matter of stator voltage integration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 790–795, 1998.

- [58] C. C. Wang and C. H. Fang, "Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux Observer," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 181–186, 2003.
- [59] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp. 157–164, 1992.
- [60] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., dec 2010.