



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Υλοποίηση ελέγχου τριφασικού μετατροπέα υψηλής
διακοπτικής συχνότητας για συστήματα οδήγησης
ηλεκτρικών μηχανών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΛΑΜΠΡΟΥ Γ. ΔΑΡΔΑΜΑΝΗ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2024



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ Η-
ΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Υλοποίηση ελέγχου τριφασικού μετατροπέα υψηλής
διακοπτικής συχνότητας για συστήματα οδήγησης
ηλεκτρικών μηχανών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Λ'ΑΜΠΡΟΥ Γ. ΔΑΡΔΑΜ'ΑΝΗ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26^η Σεπτεμβρίου 2024.

.....
-Αντώνιος Αντωνόπουλος-
-Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.-

.....
-Σταύρος Παπαθανασίου-
-Καθηγητής Ε.Μ.Π.-

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

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2024

.....
Λάμπρος Γ. Δαρδαμάνης

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

Copyright © Λάμπρος Δαρδαμάνης, 2024

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

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται την σχεδίαση και την υλοποίηση του ελέγχου για τριφασικό μετατροπέα υψηλών συχνοτήτων σε συστήματα οδήγησης μηχανής επαγωγής. Στο θεωρητικό μέρος παρέχεται στον αναγνώστη μία σύντομη επισκόπηση τόσο των διφασικών όσο και των τριφασικών Μετατροπέων Πηγής Τάσης και ύστερα παρουσιάζονται σχήματα Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών για τον έλεγχό τους καθώς και η υλοποίησή τους σε ψηφιακά συστήματα. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην περίπτωση ημιτονοειδούς αναφοράς (SPWM). Επιπρόσθετα, παραθέτονται τα κύρια κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος ως των επικρατέστερων σε εφαρμογές όπως την αυτοκίνηση, βιομηχανικές διαδικασίες λόγω της ανθεκτικής κατασκευής τους. Έξτε, γίνεται εμβάθυνση στις μηχανές επαγωγής ως προς τα βασικά τους κατασκευαστικά χαρακτηριστικά καθώς και στην περίπτωση σύνδεσης στο δίκτυο. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται ο διανυσματικός έλεγχος ρεύματος δύο βαθμών ελευθερίας καθώς και η εκτίμηση της μαγνητικής ροής του δρομέα, η οποία γίνεται με χρήση του απλού μοντέλου ρεύματος. Στο πειραματικό μέρος, παρουσιάζεται αρχικά ο εργαστηριακός εξοπλισμός του χρησιμοποιήθηκε και γίνεται η ανάλυση των επιμέρους συστημάτων καθώς και ο τρόπος διασύνδεσή τους για την επίτευξη του ελέγχου της μηχανής. Επίσης, παρουσιάζεται ο προγραμματισμός του FPGA με σκοπό την επιτέλεση όλων των απαραίτητων λειτουργιών όπως μέτρησης ρεύματος, ταχύτητας, υπολογισμών καθώς και οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων. Τέλος, διεξάγεται πείραμα σε εργαστηριακό περιβάλλον, όπου δοκιμάζεται η ορθή λειτουργία του συνολικού συστήματος μετατροπέα, αισθητήρων και FPGA για βαθμωτό έλεγχο επαγωγικής μηχανής.

Λέξεις Κλειδιά— Αρθρωτός Μετατροπέας Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας, MHFC , μετατροπείς πηγής τάσης, τριφασικά συστήματα, ψηφιακός έλεγχος, FPGA , διανυσματικός έλεγχος, απλό μοντέλο ρεύματος, επαγωγική μηχανή

Abstract

The present diploma thesis presents the design and implementation of a controlling scheme for drive systems of induction machines. In the theoretical part a brief overview of the two-phase and three-phase voltage source converters is presented as well as Pulse Width Modulation schemes for their control and their implementation in digital systems. Additionally, the basic constructional characteristics of AC machines are presented as the predominant type of machines used in applications such as automotive, industrial applications, due to their durable construction. Next, a more thorough presentation of induction machines is made regarding their constructional characteristics and connection to the grid. Additionally, vector control with two degrees of freedom is presented and the estimation of the rotor flux is provided by the simple current model. In the experimental part, firstly, the industrial equipment is presented and an analysis is conducted of the individual systems as well as their connection for the accomplishment of the machine control. Furthermore, programming of the FPGA is presented in order to perform all tasks of current measurement, speed coding, necessary computations and driving of the gates of switching devices. Lastly, an experiment is conducted in industrial environment, to examine proper operation of the total system of the converter, sensors and FPGA for vector control of an induction machine.

Keywords— Modular High-Frequency Converter, MHFC, voltage source converters, three phase systems, digital control, FPGA, vector control, simple current model, induction machine

Ευχαριστίες

Καθώς το προπτυχιακό μου ταξίδι φθάνει σε ένα τέλος θα ήθελα να εκφράσω την ειλικρινή μου εκτίμηση στα άτομα που με συντρόφευσαν και με βοήθησαν ώστε να έρθουν εις πέρας οι προπτυχιακές μου σπουδές.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ τον επιβλέποντα καθηγητή μου, τον κύριο Αντωνόπουλο, ο οποίος με εμπιστεύτηκε αναθέτοντας ένα θέμα διπλωματικής εργασίας το οποίο με συναρπάζει και βρίσκω πολύ ενδιαφέρον. Ακόμα, το μάθημα του 8ου εξαμήνου, *Συστήματα Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών*, ήταν η κύρια πηγή έμπνευσης ώστε να ασχοληθώ με παραπλήσιο θέμα διπλωματικής, κυρίως λόγω της ενεργής συμμετοχής των φοιτητών και της ουσιαστικής συμμετοχής που υλοποιήθηκε μέσω ψηφιακών πλατφορμών.

Ακόμα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος και κυρίως τον τεχνικό υπεύθυνο κ. Παναγιώτη Ζάννη για την συνεχή του παροχή συμβουλών καθώς και όλου του απαραίτητου εξοπλισμού στους διάφορους χώρους του εργαστηρίου. Επίσης, τον υποψήφιο Διδάκτωρα Θεόφιλο Παπαδόπουλο, για την συνεχή του τεχνική υποστήριξη στο εργαστηριακό περιβάλλον και για το φιλικό κλίμα συνεργασίας και διαλόγου.

Επιπρόσθετα, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τα μέλη της εξεταστικής επιτροπής τον Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά και τον Καθηγητή κ. Σταύρο Παπαθανασίου οι οποίοι μου μετέδωσαν κρίσιμες γνώσεις στα μαθήματα που διδάσκουν και διαμόρφωσαν σε πολύ μεγάλο βαθμό την αντίληψή μου σε θέματα της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, η οποία με στήριξε όλα αυτά τα χρόνια, παρά την έλλειψή μου σε πολλές στιγμές λόγω φόρτου μελέτης και πάντοτε ήταν υποστηρικτική στην συμμετοχή μου στην τριτοβάθμια εκπαίδευση.

Στην μνήμη του πατέρα μου

Περιεχόμενα

I	Θεωρητικό Μέρος	14
1	Εισαγωγή	15
1.1	Σύγχρονα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης και εφαρμογές	16
1.2	Μετατροπείς Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας	18
1.3	Νέες τεχνολογίες για την αντιμετώπιση των προκλήσεων της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας	20
1.4	Συμβολή της παρούσας διπλωματικής εργασίας	23
2	Αντιστροφείς Πηγής Τάσης και Διαμόρφωση Εύρους Παλμών	25
2.1	Επισκόπηση Κατηγοριών Αντιστροφέων	25
2.2	Μισή Γέφυρα	26
2.3	Στρατηγική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)	28
2.3.1	Διαμόρφωση με πριονωτό φέρον	29
2.3.2	Διαμόρφωση με τριγωνικό φέρον	32
2.4	Πλεονεκτήματα τριγωνικού φέροντος στην δειγματοληψία ρεύματος .	34
2.5	Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης	34
2.5.1	PWM με χρήση τριγωνικού φέροντος	35
2.5.2	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών για Τριφασικό Αντιστροφέα	37
2.6	Ψηφιακή Υλοποίηση με χρήση Ασύμμετρης Δειγματοληψίας και τριγωνικό φέρον	40
2.6.1	Καθυστέρηση της PWM Διαμόρφωσης	42
2.6.2	Καθυστέρηση του Ελεγκτή	42
2.6.3	Συνολική Καθυστέρηση	42
3	Ψηφιακός Διανυσματικός Έλεγχος για Επαγωγικές Μηχανές Εναλλασσομένου Ρεύματος	43
3.1	Εισαγωγή στις μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος	43
3.1.1	Τριφασικό Τύλιγμα μηχανών AC	43
3.1.2	Σύγχρονες Μηχανές	44
3.1.3	Επαγωγικές(ή Ασύγχρονες) Μηχανές	44
3.2	Δυναμικό Μοντέλο Μηχανής Επαγωγής	46

3.2.1	Μετασχηματισμός σε σύγχρονες συντεταγμένες	47
3.2.2	Τέλειος Προσανατολισμός Πεδίου	47
3.2.3	Παραγωγή Ροής	48
3.2.4	Μόνιμη Κατάσταση Λειτουργίας	49
3.2.5	Παράμετροι Μηχανής	49
3.2.6	Μεταβατική εμπέδηση	50
3.2.7	Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής Συνδεδεμένης στο Δίκτυο	50
3.3	Μηχανικό μέρος και Έλεγχος Ταχύτητας	53
3.4	Διανυσματικός Έλεγχος Ρεύματος	55
3.5	Εκτίμηση Ροής	58
3.5.1	Έμμεσος Προσανατολισμός με το Μοντέλο Ρεύματος	58
3.5.2	Προσομοίωση Εκτιμητή Ροής	61
3.6	Επίδραση Αντιστροφέα και Ψηφιακού Συστήματος Ελέγχου	61
II	Πρακτικό Μέρος	64
4	Υλοποίηση Εργαστηριακού Συστήματος	65
4.1	Παρουσίαση Μεθοδολογίας	65
4.2	Πρωτότυπος Μετατροπέας MHF	65
4.3	Κωδικοποιητής Ταχύτητας(Encoder)	67
4.4	Αισθητήρας ρεύματος	70
4.5	Διαμόρφωση FPGA για εφαρμογή ελέγχου κινητήριου συστήματος	72
4.5.1	Διαμόρφωση Προγραμματιζόμενης Λογικής	73
4.5.2	Υλοποίηση Ψηφιακής Ασύμμετρης Δειγματοληψίας με τριγωνικό φέρον	77
4.5.3	Επισκόπηση Verilog modules	78
4.5.4	Επικοινωνία μεταξύ Προγραμματιζόμενης Λογικής και Συστήματος Επεξεργασίας	82
4.5.5	Διαμόρφωση Συστήματος Επεξεργασίας	83
5	Πειραματικές μετρήσεις	85
5.1	Ανάγνωση Σημάτων Ελέγχου Μηχανής	86
5.2	Ανάλυση του συστήματος δειγματοληψίας	89
5.2.1	Μετρήσεις του συνολικού συστήματος μέτρησης ρεύματος	90
5.2.2	Παλμοί οδήγησης διακοπών και τάση εξόδου	93
5.2.3	Αποτελέσματα Συστήματος Κωδικοποίησης Ταχύτητας	94
6	Συμπεράσματα-Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	96

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Τοπολογία του μετατροπέα MHFC	16
1.2	Τοπολογίες εισόδου/εξόδου	17
1.3	Αξία της αγοράς ηλεκτρικών μηχανών στις ΗΠΑ [5]	17
1.4	Σύγκριση ημιαγωγών SiC, GaN, Si [12]	21
1.5	Χάρτης διακοπτικής συχνότητας για μεγιστοποίηση απόδοσης συστήματος PMSM[10]	21
1.6	Workflow for Model-Based Design [15]	22
1.7	Επιτάχυνση προτυποποίησης με χρήση του ίδιου κώδικα σε όλα τα στάδια ανάπτυξης[5]	23
2.1	Περιοχές Λειτουργίας Αντιστροφέα	27
2.2	Αντιστροφέας Διακοπτικού Τύπου Ημι-γέφυρας	27
2.3	Σήματα για SPWM, με $m_a = 0.8, m_f = 21$	29
2.4	Φάσμα SPWM, τριγωνικού φέροντος	30
2.5	Σήματα για έλεγχο SPWM με πριονωτό φέρον, για $m_a = 0.8, m_f = 21$	31
2.6	Φάσμα SPWM, πριονωτού φέροντος, για $m_a = 0.9, m_f = 21$	31
2.7	Σήματα για έλεγχο SPWM με τριγωνικό φέρον, για $m_a = 0.9, m_f = 15$	33
2.8	Φάσμα SPWM, τριγωνικού φέροντος, για $m_a = 0.9, m_f = 15$	33
2.9	Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης	35
2.10	Τριφασικές Αναφορές για PWM με χρήση τριγωνικού φέροντος	37
2.11	Έλεγχος SPWM με τριγωνικό φέρον σε τριφασικό αντιστροφέα, με $m_a = 0.9, m_f = 15$	38
2.12	Φάσμα πολικής τάσεως εξόδου, V_{AB} για $m_a = 0.9, m_f = 15$	39
2.13	Φασική τάση φορτίου, V_{An} για $m_a = 0.9, m_f = 15$	40
2.14	Ασύμμετρη Δειγματοληψία με τριγωνικό φέρον, σε ψηφιακά συστήματα	41
3.1	Τομή μηχανής δρομέα βραχυκυκλωμένου κλωβού[20]	45
3.2	Κυκλωματικό Ισοδύναμο "T" της μηχανής επαγωγής	46
3.3	Κυκλωματικό Ισοδύναμο "Γ" της μηχανής επαγωγής	47
3.4	Εκκίνηση Μηχανής Επαγωγής στο δίκτυο	51
3.5	Εκκίνηση Μηχανής Επαγωγής στο δίκτυο	52
3.6	Συστήματα για Διανυσματικό Έλεγχο	56
3.7	Διακριτή μορφή ελέγχου ρεύματος	57
3.8	Προσομοίωση Ελεγκτή Ρεύματος	59

3.9	Προσομοίωση Ελεγκτή Ρεύματος	60
3.10	Προσομοίωση Εκτιμητή Ροής	62
4.1	MHF Μετατροπέας [23]	66
4.2	Κωδικοποιητής Ταχύτητας	67
4.3	Παλμοί A, B σε κωδικοποιητή ταχύτητας	68
4.4	Χαρακτηριστική Καμπύλη Schmitt Trigger	69
4.5	Σύνδεση των επιμέρους συστημάτων μέτρησης ταχύτητας	69
4.6	Διασύνδεση για υλικό ελέγχου του κωδικοποιητή ταχύτητας	69
4.7	Σχέδιο LEM HTT 25-P	70
4.8	Τοπολογία για μετατόπιση του σήματος σε στάθμη $V_{ref} = 1.25V$	71
4.9	Υλοποίηση σε διάτρητη πλακέτα της τοπολογίας του Σχήματος 4.8	71
4.10	Αποτέλεσμα Σύνθεσης του συνολικού συστήματος(επάνω), Δίκτυα Ρολογιών(κάτω)	74
4.11	α) Σχηματικό Διάγραμμα του συνθέσιμου κώδικα (επάνω) β) Μεγέθυνση σε ένα από τα RTL blocks (κάτω)	76
4.12	Αποτέλεσμα Υλοποίησης του κώδικα	77
4.13	Σχεδιάγραμμα Περιόδου Δειγματοληψίας	78
4.14	Αποτέλεσμα προσομοίωσης των συστημάτων στο περιβάλλον του Vivado	80
5.1	Όψη του εξοπλισμού πειραματικών μετρήσεων	85
5.2	Ρεύματα του στάτη μηχανής για βαθμωτό έλεγχο	88
5.3	Μέτρηση ρεύματος μίας φάσης	89
5.4	Απεικόνιση τριών φάσεων	91
5.5	Μεγέθυνση στην μία φάση	92
5.6	Ρεύμα εκκίνησης της μίας φάσης	93
5.7	Σήμα PWM και τάση εξόδου της αντίστοιχης φάσης	94
5.8	Παλμοί εισόδου στο FPGA για κωδικοποίηση της ταχύτητας	94

Κατάλογος Πινάκων

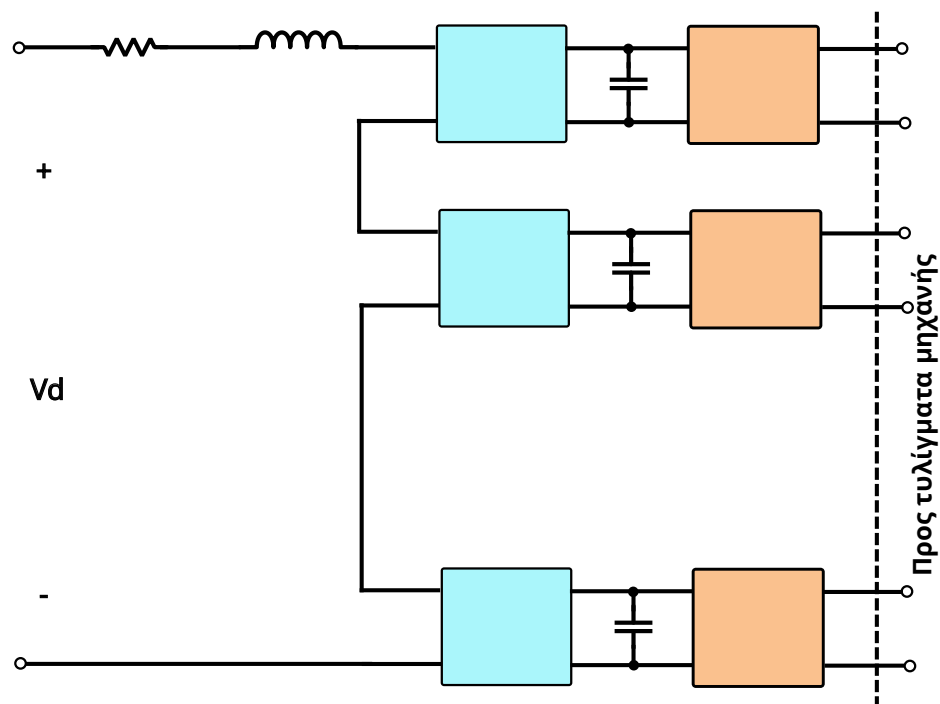
3.1	Τυπικές παράμετροι(α.μ.) Μηχανής Επαγωγής	49
3.2	Παράμετροι Μηχανής Επαγωγής Εργαστηρίου	50
4.1	Μετρήσεις Υλοποιημένου συστήματος	75
4.2	Είσοδοι/Εξοδοι FPGA	82
4.3	Χρησιμοποιούμενα pins GPIO P.S. και αντίστοιχη λειτουργία/μέγεθος(σε bit)	82
4.4	Εντολές Ανάγνωσης του Συστήματος Επεξεργασίας	83

Μέρος Ι
Θεωρητικό Μέρος

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Η εξέλιξη της τεχνολογίας καθώς και τα μέτρα περιορισμού της ρύπανσης του περιβάλλοντος έχουν συμβάλει στην χρήση ηλεκτρικών μηχανών έναντι των συμβατικών σε τομείς όπως Μέσα Μαζικής Μεταφοράς, αυτοκίνηση καθώς και την αεροναυτική σε πειραματικό επίπεδο [1]. Προκειμένου να επιτευχθεί η απανθρακοποίηση του ηλεκτρικού συστήματος θα πρέπει να βελτιωθούν τα χαρακτηριστικά των τεχνολογιών που συμβάλλουν στην παραγωγή/μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα, είναι κρίσιμη η μείωση του κόστους παραγωγής, η αυξημένη απόδοση και η πυκνότητα ισχύος σε τιμές μεγαλύτερες του 98 % και 10 kW/kg αντίστοιχα [2]. Στα πλαίσια επίτευξης αυτών των στόχων έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια, σε ερευνητικό επίπεδο, νέες τεχνολογίες μετατροπών που βασίζονται σε ημιαγωγούς **εκτεταμένου ενεργειακού διακένου**(WBG) όπως SiC, GaN, οι οποίοι παρουσιάζουν διάφορα χαρακτηριστικά που τους αποδίδουν μειωμένες διακοπτικές απώλειες αλλά και βελτιωμένη θερμική αγωγιμότητα. Επομένως, επιτρέπουν την παράλειψη συστήματος ψύξης με αποτέλεσμα την μείωση του βάρους του μετατροπέα. Ακόμα, καθιστούν εφικτή την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας σε υπερ-υψηλές συχνότητες (εκατοντάδες kHz) με αποτέλεσμα την μείωση του όγκου/βάρους των παθητικών στοιχείων άρα και την αύξηση της πυκνότητας ισχύος. Συγκεκριμένα, για μετατροπείς συστημάτων κίνησης χαμηλής ισχύος ($< 3kW$) έχει επιτευχθεί απόδοση 99 % , ενώ για μεγάλης ισχύος ($> 150kVA$) έχει επιτευχθεί σχεδόν τετραπλασιασμός της πυκνότητας ισχύος (από 24 kW/kg σε 95 kW/kg) [3]. Για την ενσωμάτωση των WBG έχουν προταθεί και τοπολογίες μετατροπών κατάλληλες για τα ειδικά χαρακτηριστικά τους, όπως για παράδειγμα, ο *Αρθρωτός Μετατροπέας Υψηλών Συχνοτήτων* (MHFC) (βλ. Σχήμα 1.1) Η παραλλαγή που προτάθηκε για πρώτη φορά στο [4] αποτελείται από στάδιο εισόδου (DC/DC) *ημιγέφυρας* και στάδιο εξόδου (DC/AC) *πλήρους γέφυρας*, το οποίο χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία των γαλβανικά απομονωμένων φάσεων ηλεκτρικών μηχανών. Βέβαια αυτές οι τοπολογίες μπορούν να αντικατασταθούν όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.2. Το πλεονέκτημα της τοπολογίας αυτής είναι ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν κεραμικοί πυκνωτές μικρότερης χωρητικότητας άρα και μικρότερου βάρους σε σύγκριση με έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή εισόδου. Επίσης, η τοπολογία είναι κατάλληλη για χρήση στοιχείων *FET* χαμηλής τάσης αποκοπής



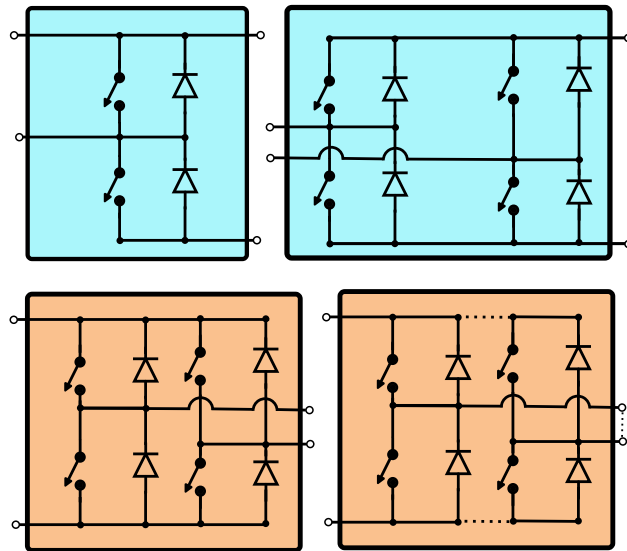
Σχήμα 1.1: Τοπολογία του μετατροπέα MHFC

που συνοδεύονται με πλεονεκτήματα όπως χαμηλότερες απώλειες (διακοπτικές και αγωγιμότητας), χαμηλότερη Η/Μ παρεμβολή καθώς και την ενσωμάτωση των *FET's* μαζί με τα ηλεκτρονικά χαμηλής ισχύος [4]. Στην συνέχεια, γίνεται μία ανασκόπηση των ειδικών χαρακτηριστικών των σύγχρονων συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης καθώς και διάφορες εφαρμογές τους.

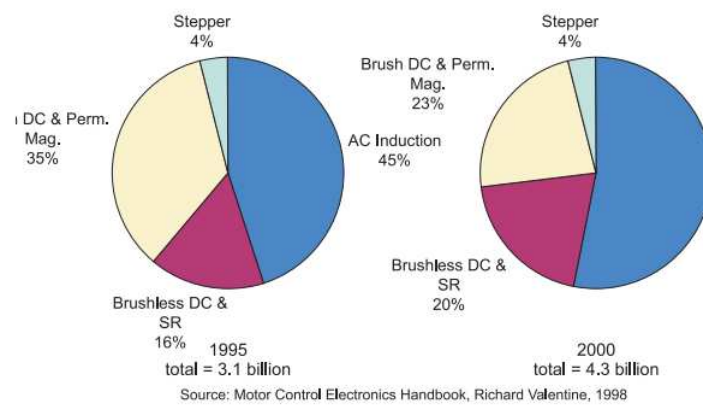
1.1 Σύγχρονα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης και εφαρμογές

Ως *σύγχρονες μηχανές* (ή *σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης*) ορίζονται οι μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος, οι οποίες στην μόνιμη κατάσταση παράγουν μαγνητικό πεδίο το οποίο περιστρέφεται *σύγχρονα* με τα ηλεκτρικά μεγέθη του συστήματος που τα τροφοδοτεί (δίκτυο ή μετατροπέας). Παραδείγματα τέτοιων μηχανών είναι οι *σύγχρονες*, οι *ασύγχρονες* και οι *μηχανές σύγχρονης αντίστασης*. Μάλιστα, η αξία της βιομηχανίας ηλεκτρικών μηχανών έχει αυξηθεί σημαντικά χάρη σε αυτού του είδους τις μηχανές όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.3.

Τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους, όπως η έλλειψη του μεταγωγέα (ή συλλέκτη) και η συγκριτικά με τις μηχανές συνεχούς ρεύματος απλή τους κατασκευή, τις έχει καταστήσει την κύρια λύση για εφαρμογές όπως τον βιομηχανικό αυτοματισμό, την



Σχήμα 1.2: Τοπολογίες εισόδου/εξόδου



Σχήμα 1.3: Αξία της αγοράς ηλεκτρικών μηχανών στις ΗΠΑ [5]

αυτοκίνηση και βιομηχανικές εφαρμογές όπως αντλίες και συμπιεστές. Στην πλειονότητα των εφαρμογών είναι επιθυμητός ο ακριβής έλεγχος της ταχύτητας ή/και της ροπής της μηχανής. Αλλά, κατά την σύνδεση των μηχανών στο δίκτυο αυτό είναι αδύνατο, αφού οι μηχανές έχουν ταχύτητα ίση με την σύγχρονη(σύγχρονες) ή μία μικρή ολίσθηση γύρω από αυτή(ασύγχρονες). Επίσης, κατά την σύνδεση μίας μηχανής στο δίκτυο παρατηρείται ρεύμα εκκίνησης προσεγγιστικά επταπλάσιο του ονομαστικού, το οποίο μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα για την διαστασιολόγηση των ηλεκτρικών προστασιών. Επομένως, κρίνεται απαραίτητη η τροφοδότησή τους μέσω κατάλληλου μετατροπέα ή αλλιώς αντιστροφέα που παράγει τις κατάλληλες τάσεις των τριών φάσεων της μηχανής. Οι κυριότερες μέθοδοι ελέγχου των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος είναι ο βαθμωτός έλεγχος και ο διανυσματικός έλεγχος.

Ο **βαθμωτός έλεγχος** βασίζεται στην μεταβολή της συχνότητας τροφοδοσίας (f) για τον έλεγχο της ταχύτητας της μηχανής και την αναλογική ρύθμιση του μέτρου της τάσης (V) ώστε το πηλίκο των παραπάνω ποσοτήτων να διατηρείται σταθερό. Τα πλεονεκτήματά του είναι: η απλότητα υλοποίησης και η απόζευξη του ελέγχου απτίς παραμέτρους του συστήματος. Αυτό τον καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές όπως αντλίες, ανεμιστήρες ή συμπιεστές όπου είναι απαραίτητη η διατήρηση σταθερής ταχύτητας ή κάποιας άλλης παραμέτρου διαδικασίας [6]. Τα μειονεκτήματα αυτού του ελέγχου είναι η χαμηλή ακρίβεια και απόκριση σε δυναμικά φαινόμενα, και ιδιαίτερα στην περιοχή εξασθένισης του μαγνητικού πεδίου. Αυτά αντισταθμίζονται με τον διανυσματικό έλεγχο.

Ο **διανυσματικός έλεγχος** βασίζεται στον έλεγχο σε περιστρεφόμενο πλαίσιο, δύο συνιστωσών ρεύματος: μίας υπεύθυνης για την εγκατάσταση του μαγνητικού πεδίου(i_d) και μίας για την παραγωγή H/M ροπής(i_q). Τα πλεονεκτήματά του είναι: η υψηλή ακρίβεια, ομαλή περιστροφή ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες και η ομαλή απόκριση ρεύματος και ροπής χωρίς αιχμές κατά τις διάφορες εξωτερικές μεταβολές. Ενώ τα μειονεκτήματα: η ευαισθησία στις παραμέτρους του μοντέλου και η υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα. Για την επίτευξη γρήγορης απόκρισης των μεταβλητών κατάστασης της μηχανής είναι, λοιπόν, απαραίτητη η αύξηση του εύρους ζώνης των ελεγχτών που είναι ανάλογο της συχνότητας δειγματοληψίας, f_s , του υπολογιστικού συστήματος. Επίσης, η συχνότητα δειγματοληψίας είναι ανάλογη της διακοπτικής συχνότητας, f_{sw} , από την οποία αναμένουμε ανάλογη αύξηση. Στην επόμενη ενότητα αναλύονται περαιτέρω τα πλεονεκτήματα της υψηλής διακοπτικής συχνότητας.

1.2 Μετατροπείς Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, η **αύξηση της διακοπτικής συχνότητας** αναμένεται να βελτιώσει την επίδοση των μετατροπέων πηγής τάσης(VSC). Αυτό οφείλεται σε διάφορους παράγοντες, όπως την απομάκρυνση των αρμονικών γύρω από τα πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας μακριά από την θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα, και άρα το πιο εύκολο φιλτράρισμά τους. Συγκεκριμένα, το φίλτρο μπορεί

να υποδιαστασιολογηθεί μειώνοντας έτσι τον όγκο και το βάρος του μετατροπέα. Για παράδειγμα στο [7] έγινε χρήση SiC, GaN ημιαγωγών σε πολυεπίπεδους μετατροπείς για την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας έως και στα 20 kHz. Έτσι, για DCMI μετατροπέα και RLC φίλτρο παρατηρήθηκε μείωση του βάρους του μετατροπέα περίπου κατά 70 % χάρη στην σημαντική μείωση του βάρους των παθητικών στοιχείων καθώς και απόδοση 98.5 % του μετατροπέα. Αυτό αποτελεί σημαντική βελτίωση σε εφαρμογές συστημάτων κίνησης για τους ακόλουθους λόγους. Πρώτον, δεν υπάρχουν αρμονικές συνιστώσες ρεύματος σε χαμηλές συχνότητες, οι οποίες παράγουν ταλαντώσεις της ροπής με αποτέλεσμα την αξονική καταπόνηση της μηχανής. Επιπλέον, μπορεί να μειωθεί το βάρος των μαγνητικών εξαρτημάτων χωρίς να μειωθεί η μαγνητική επαγωγή(B) από τις τυπικές της τιμές ($\approx 2 \text{ Tesla}$). Οι δε απώλειες του πυρήνα μειώνονται για αύξηση της διακοπτικής συχνότητας σε *Διαμόρφωση Εύρους Παλμών*(PWM) όπως επιβεβαιώνεται και πειραματικά στο [8]. Ωστόσο, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας επιφέρει αύξηση των διακοπτικών απωλειών του μετατροπέα και έτσι είναι απαραίτητη η ενσωμάτωση νέων τεχνολογιών που να μπορούν να εκμεταλλευτούν την αυξημένη διακοπτική συχνότητα.

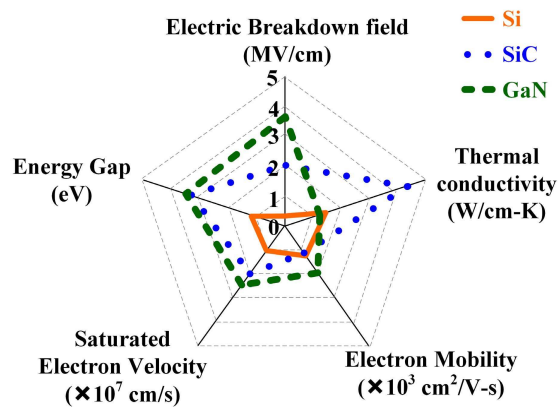
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η αύξηση της συχνότητας δειγματοληψίας χρήζει αντίστοιχης αύξησης με την διακοπτική συχνότητα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αντίστοιχη αύξηση του εύρους ζώνης των ελεγκτών του συστήματος, άρα και την ταχύτερη απόκρισή τους. Έτσι, κρίνεται απαραίτητη η χρήση κατάλληλων υπολογιστικών συστημάτων με αυξημένες δυνατότητες υπολογισμού και ταχείας ενδοεπικοινωνίας μεταξύ των διαφόρων εισόδων/εξόδων και των περιφερειακών συστημάτων όπως *General Purpose Inputs/Outputs(GPIO's)* , *Analog-to-Digital Converters(ADC)*. Όσον αφορά τις εφαρμογές σύγχρονων συστημάτων κίνησης, σύμφωνα με το [9], ήδη από το 1969 είχε επιτευχθεί ο έλεγχός τους σε περιστρεφόμενο πλαίσιο(ή αλλιώς σε μετασχηματισμούς συντεταγμένων) με **προσανατολισμό πεδίου**. Ωστόσο, η αναλογική υλοποίηση των συστημάτων ελέγχου ήταν πολύπλοκη με αποτέλεσμα να μην καθιερωθεί αυτή η μέθοδος. Με την έλευση όμως ψηφιακών συστημάτων όπως μικροελεγκτών, DSP's, μικροϋπολογιστών κλπ., ήδη από το 1980 υπήρξαν εφαρμογές ελέγχου σύγχρονων μηχανών με βέλτιστη απόκριση. Τα ειδικά χαρακτηριστικά των υπολογιστικών συστημάτων για εφαρμογές **σύγχρονων συστημάτων κίνησης** είναι τα εξής: δειγματοληψία των τριφασικών σημάτων που αντιστοιχούν στα ρεύματα στάτη της μηχανής, υπολογισμός ταχύτητας μηχανής(είτε μέσω κωδικοποιητή-encoder- ταχύτητας, είτε ταχογεννήτριας), οδήγηση ημιαγωγικών στοιχείων με παλμούς χαμηλής ισχύος(PWM). Οι διαθέσιμες επιλογές για αυτές τις εφαρμογές είναι οι εξής:

- CPU(Central Processing Unit)
- DSP(Digital Signal Processor)
- FPGA(Field Programmable Gate Array)
- ASIC(Application Specific Integrated Circuit)

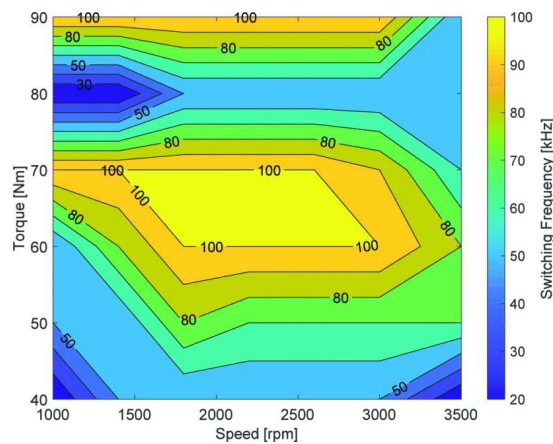
Στην επόμενη ενότητα γίνεται μία ανασκόπηση νέων τεχνολογιών που μπορούν να βοηθήσουν στην παράκαμψη των προκλήσεων της αύξησης της διακοπτικής συχνότητας, και της υψηλής απαιτούμενης υπολογιστικής ισχύος για τον ακριβή έλεγχο της μηχανής.

1.3 Νέες τεχνολογίες για την αντιμετώπιση των προκλήσεων της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας

Μία τεχνολογία η οποία μπορεί να εκμεταλλευτεί την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας είναι οι **ημιαγωγοί εκτεταμένου ενεργειακού διακένου(WBG)** -π.χ. SiC, GaN- , όπως προαναφέρθηκαν. Αυτού του είδους οι ημιαγωγοί παρουσιάζουν πολύ καλά χαρακτηριστικά μετάβασης(π.χ. dv/dt ή slew rate) και άρα πολύ μειωμένες διακοπτικές απώλειες σε σχέση με τους πλέον διαδεδομένους ημιαγωγούς τύπου Si. Επίσης, η υψηλότερη ταχύτητα κορεσμού των ηλεκτρονίων(έως και 2.5 φορές μεγαλύτερη από Si για GaN όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.4) καθώς και οι χαμηλότερες χωρητικότητες εξόδου(λόγω μικρότερης επιφάνειας chip) συνεισφέρουν σε μειωμένες διακοπτικές απώλειες. Παραδείγματος χάριν, η χρήση SiC μετατροπέα για εφαρμογές συστημάτων κίνησης σύγχρονων μηχανών μονίμων πόλων(PMSM) έγινε στο [10]. Σε τέτοιου είδους εφαρμογές είναι καίριας σημασίας η υψηλή απόδοση του συστήματος καθώς συνεπάγεται αύξηση της αυτονομίας του οχήματος χωρίς φόρτιση της μπαταρίας του. Στην προαναφερθείσα έρευνα, λοιπόν, έγινε συνδυαστική διερεύνηση της απόδοσης του συστήματος μετατροπέα/μηχανής για εύρος διακοπτικής συχνότητας 20 έως 150kHz. Και βρέθηκε μία σχέση συμβιβασμού μεταξύ των απωλειών του μετατροπέα και της μηχανής, αφού η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας αυξάνει τις πρώτες και μειώνει τις δεύτερες. Αυτή η σχέση φανερώνεται και στον χάρτη του Σχήματος 1.5 για την μεγιστοποίηση της απόδοσης του συνολικού συστήματος. Παρατηρούμε, λοιπόν, πως για υψηλή ροπή είναι αναγκαία η λειτουργία με διακοπτική συχνότητα $f_{sw} = 100kHz$ και συμπεραίνουμε ότι χρειάζεται η μεταβολή της για κάθε σημείο λειτουργίας με σκοπό την βελτιστοποίηση της απόδοσης. Επίσης, στο [11] γίνεται ανάλυση για φαινόμενα EMI και υπερτάσεων λόγω συντονισμού σε καλώδια μεγάλου μήκους με υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Συγκεκριμένα, για $f_{sw} = 225kHz$ και καλώδια μήκους 70m έχουμε μεγάλες υπερτάσεις(περίπου διπλάσιες της ονομαστικής τάσης) που οφείλονται σε φαινόμενα συντονισμού σε υπερ-υψηλές συχνότητες. Κάποια μειονεκτήματα των ημιαγωγών τύπου GaN παρουσιάζονται στο [12], όπως η δυναμική εξάρτηση της παραμέτρου $R_{ds,on}$ από την τάση αποκοπής καθώς και η περιορισμένη εμπορική τους διαθεσιμότητα. Επίσης, προτείνεται για την ομαλή ενσωμάτωση των GaN στοιχείων σε μετατροπείς, η χρήση ειδικών ολοκληρωμένων οδήγησης πύλης με Cross-Mode Transient Immunity(CMTI) $> 100kV/\mu sec$.

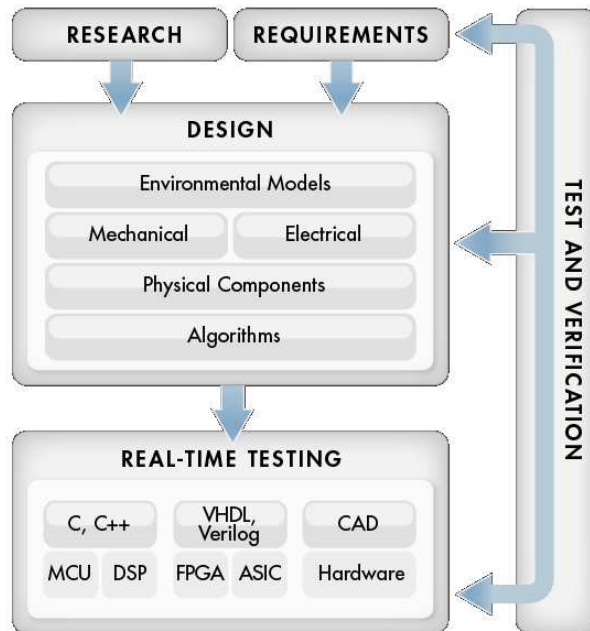


Σχήμα 1.4: Σύγκριση ημιαγωγών SiC, GaN, Si [12]



Σχήμα 1.5: Χάρτης διακοπτικής συχνότητας για μεγιστοποίηση απόδοσης συστήματος PMSM[10]

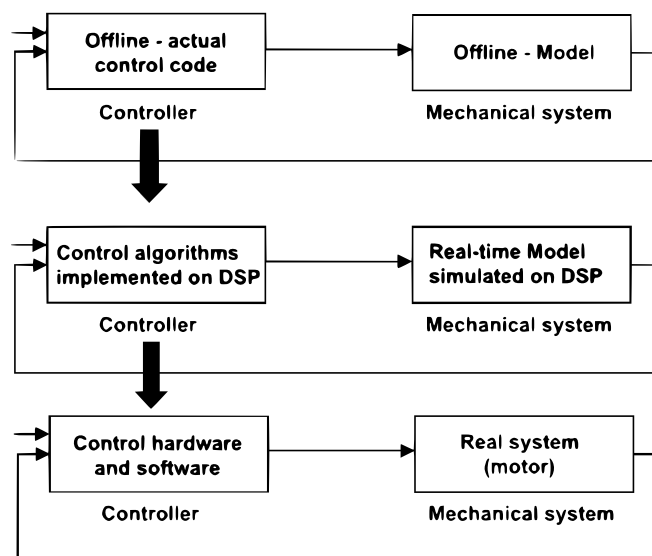
Όσον αφορά την αυξημένη συχνότητα δειγματοληψίας, των εφαρμογών που εξετάζουμε, θα πρέπει αυτή να είναι δυνατή από το υπολογιστικό σύστημα που χρησιμοποιούμε. Για αυτό τον σκοπό στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ερευνήσουμε, από τις διαθέσιμες επιλογές που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα, το **FPGA** λόγω της υψηλής πυκνότητας, και ταχύτητας επεξεργασίας που προσφέρει σε σχέση με τις υπόλοιπες επιλογές. Αυτό γίνεται δυνατό, αφού η βασική μονάδα δόμησης του FPGA είναι τα λογικά μπλοκ ή αλλιώς *Configurable Logic Blocks (CLB's)* τα οποία συνδέονται κατάλληλα με σκοπό την υλοποίηση της επιθυμητής λογικής τους λειτουργίας. Τα πλεονεκτήματά του είναι: ευελιξία (Application-Specific σχεδίαση), παράλληλη υπολογισμών (μέσω υλικού και όχι επεξεργαστή), εξοικονόμηση ισχύος (μόνο απαραίτητα συστήματα για την εκάστοτε εφαρμογή). Ενώ τα μειονεκτήματα: αποδοτική καλωδίωση των μπλοκς, χρονικοί περιορισμοί μεταξύ των διαφόρων μονάδων, ανάπτυξη νέων πρωτοκόλλων ενδοεπικοινωνίας (DMA, κλπ). Τα FPGA κατά κόρο



Σχήμα 1.6: Workflow for Model-Based Design [15]

προγραμματίζονται με χρήση Γλωσσών Περιγραφής Υλικού(HDL) με χαρακτηριστικά παραδείγματα τις: Verilog, VHDL, SystemVerilog. Έτσι, μπορούν να δημιουργηθούν προγράμματα για σύνθεση από λογικές πύλες έως και "έξυπνους ελεγκτές" και νευρωνικά δίκτυα για πολύ εξειδικευμένες εφαρμογές [13]. Ως παράδειγμα χρήσης των FPGA , αναφέρουμε την περίπτωση του [14]. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε το *System-on-Chip(SoC) Zynq-7000* για τον έλεγχο ενός επενεργητή/μηχανής PMSM σε εφαρμογές υψηλής υπολογιστικής επίδοσης όπου τα DSP's και οι μικροελεγκτές δεν ενδείκνυνται. Πιο συγκεκριμένα, ο ελεγκτής ρεύματος υλοποιήθηκε σε επίπεδο *Προγραμματιζόμενης Λογικής*, για υλοποίηση περιόδου δειγματοληψίας της τάξεως των $100\mu sec$. Ενώ οι ελεγκτές ταχύτητας και γωνίας υλοποιήθηκαν στον διύρρηγο ARM Cortex-A9 επεξεργαστή του SoC, καθώς η απόκρισή τους είναι περιορισμένου εύρους ζώνης ή ισοδύναμα περιόδου δειγματοληψίας $1 msec$ και $5 msec$ αντίστοιχα. Η επικοινωνία μεταξύ των δύο αυτών επιπέδων γίνεται μέσω του AXI (*Advanced Extensible Interface*). Τα αποτελέσματα της έρευνας έδειξαν πως είναι εφικτή η σχεδίαση συστημάτων ελέγχου που βασίζεται σε *Model-Based Design(MBD)*, και μάλιστα με πολύ καλά μεταβατικά χαρακτηριστικά του ελεγχόμενου συστήματος. Όσον αφορά αυτή την μέθοδο σχεδίασης διατίθενται σχετικά *white papers* , όπως για παράδειγμα της *MathWorks* , με το αντίστοιχο σχεδιάγραμμα να παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.6.

Παρόμοια μέθοδος προτείνεται και στο [5], όπου καθ'όλη την διάρκεια της ανάπτυξης του μετατροπέα και του υλικού ελέγχου γίνεται λαμβάνεται υπόψιν τα χαρακτη-



Σχήμα 1.7: Επιτάχυνση προτυποποίησης με χρήση του ίδιου κώδικα σε όλα τα στάδια ανάπτυξης[5]

ριστικά της υπολογιστικής πλατφόρμας όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.7. Συγκεκριμένα, βλέπουμε πως στην πρώτη φάση της ανάπτυξης/σχεδίασης πραγματοποιείται προσομοίωση του πλήρους συστήματος (π.χ. ελεγκτών, μηχανής, μετατροπέα, κλπ) και η καθυστέρηση μεταξύ εισόδου/εξόδου προσομοιώνεται με χρήση software. Στην δεύτερη φάση της ανάπτυξης η οποία ονομάζεται και *Software-in-the-Loop*, η προσομοίωση γίνεται με χρήση της υπολογιστικής πλατφόρμας στην οποία τρέχει τοπικά το μοντέλο του φυσικού συστήματος. Τέλος, στην τρίτη φάση ανάπτυξης, η οποία ονομάζεται και *Hardware-in-the-Loop*, παρατηρούμε πως έχουμε σύνδεση όλων των απαραίτητων συστημάτων καθώς και κώδικα ο οποίος υπολογίζει τις κατάλληλες εξόδους και οδηγεί το φυσικό σύστημα.

1.4 Συμβολή της παρούσας διπλωματικής εργασίας

Με βάση το παραπάνω υπόβαθρο γνώσεων, η παρούσα διπλωματική εργασία στοχεύει στο να γεφυρώσει τα κενά στην παρούσα επιστημονική/εργαστηριακή γνώση. Συγκεκριμένα, έγινε η χρήση μετατροπέα υψηλών συχνοτήτων για την οδήγηση εργαστηριακής μηχανής μέσω FPGA, το οποίο μάλιστα ενσωμάτωνε όλες τις απαραίτητες λειτουργίες ανάγνωσης σημάτων και παραγωγής των απαραίτητων σημάτων.

Στο θεωρητικό μέρος δόθηκε έμφαση στην ανάλυση των επιμέρους συστημάτων (π.χ. μηχανή, μετατροπέας, ψηφιακός έλεγχος). Αυτό συνέβη επειδή όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.7 είναι σημαντική η γνώση του συστήματος προς έλεγχο σε όλα τα στάδια

ανάπτυξης. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση μας πρόκειται για έλεγχο ασύγχρονης μηχανής μέσω μετατροπέα υψηλών συχνοτήτων και επομένως, χρειάζεται η θεωρητική γνώση για την λειτουργία αυτών των συστημάτων. Επίσης, αναλύονται τα θεωρητικά οφέλη των διαφόρων μεθόδων που χρησιμοποιούνται για την διαμόρφωση εύρους παλμών, όπως η χρήση τριγωνικού φέροντος αλλά και η περίπτωση της SPWM. Η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας έχει άμεση συσχέτιση με την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων αυτών των μεθόδων. Όσον αφορά το σύστημα προς έλεγχο, δηλαδή την επαγωγική μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος, παρουσιάζονται αρχικά τα βασικά της χαρακτηριστικά και ύστερα αναλύεται ο ψηφιακός διανυσματικός έλεγχος με χρήση του απλού μοντέλου ρεύματος το οποίο χρησιμοποιείται κατά κόρο σε διατάξεις χωρίς μαγνητικούς αισθητήρες οι οποίοι παρουσιάζουν αυξημένη πολυπλοκότητα. Επίσης, γίνεται η προσομοίωση όλων των ελεγκτών της επαγωγικής μηχανής και παρουσιάζεται η επίδραση που έχει το σύστημα του μετατροπέα στην απόκριση του συνολικού συστήματος ελέγχου.

Στο πρακτικό μέρος, δίνεται βάρος στην ανάλυση του επιλεγμένου FPGA το οποίο παρουσιάζει ξεχωριστά χαρακτηριστικά σε σύγκριση με άλλου είδους ψηφιακά συστήματα όπως μικροεπεξεργαστές, μικροελεγκτές κλπ. Μέσω κατάλληλων προγραμμάτων επιτελείται η διαμόρφωσή του και γίνεται η ανασκόπηση των μεθόδων που χρειάζεται να ακολουθούνται με σκοπό την ανάπτυξη υλικού ελέγχου για εφαρμογές συστημάτων οδήγησης μηχανών. Σε τέτοιες εφαρμογές είναι απαραίτητη η προσθήκη υλικού για μέτρηση των ρευμάτων της μηχανής και της ταχύτητας περιστροφής. Επομένως, ανασκοπούμε και τον αντίστοιχο κώδικα στις γλώσσες Verilog, C για την απροβλημάτιστη διασύνδεση αισθητήρα ρεύματος και κωδικοποιητή ταχύτητας. Επιπλέον, διερευνάται η χρήση πρωτοκόλλων επικοινωνίας μεταξύ του FPGA και του επεξεργαστή σε σύστημα αυξημένης συχνότητας δειγματοληψίας όπως τα GPIO, DMA.

Στις πειραματικές μετρήσεις παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του βαθμωτού ελέγχου μίας επαγωγικής μηχανής σε εργαστηριακό περιβάλλον. Σε αυτό το μέρος παρουσιάζεται και η μεθοδολογία για την μέτρηση των διαφόρων κυματομορφών ενδιαφέροντος και βαθμονομούνται τα διάφορα συστήματα ώστε να επιτελούν την επιθυμητή λειτουργία. Ακόμα, η λειτουργία του μετατροπέα σε διακοπτική συχνότητα, $T_{sw} = 25kHz$ κρίνεται επιτυχημένη καθώς οι παλμοί οδήγησης όπως και η τάσεις εξόδου του μετατροπέα είναι πολύ βελτιωμένης μορφής. Επισημαίνεται, πως σκοπός της παρούσας εργασίας δεν είναι η υπέρμετρη αύξηση της διακοπτικής συχνότητας στο δυνατό όριο, αλλά η υλοποίηση ενός συνολικού συστήματος οδήγησης μηχανής το οποίο λειτουργεί σε επαρκώς μεγάλες συχνότητες. Επομένως, ως μελλοντική μελέτη θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί η ανάπτυξη hardware/software ακόμα μεγαλύτερης συχνότητας δειγματοληψίας. Ή/και η υλοποίηση μετατροπέα υψηλών διακοπτικών συχνοτήτων βασισμένο σε στοιχεία WBG τα οποία μπορούν να εκμεταλλευτούν αυτή την αύξηση της συχνότητας.

Κεφάλαιο 2

Αντιστροφείς Πηγής Τάσης και Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα βασικά είδη μετατροπών τάσης από DC σε AC μίας φάσης, και ύστερα αναλύονται οι **Μονοφασικοί Αντιστροφείς Πηγής Τάσης**, οι οποίοι αποτελούν και το αντικείμενο του παρόντος κεφαλαίου.

2.1 Επισκόπηση Κατηγοριών Αντιστροφέων

Ως **αντιστροφέα**, ορίζουμε την ηλεκτρική συσκευή που έχει ως σκοπό να παράγει εναλλασσόμενη τάση ελεγχόμενου πλάτους και συχνότητας, έχοντας ως είσοδο συνεχή τάση. Ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται σε πληθώρα εφαρμογών όπως AC κινητήρια συστήματα, τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας (*UPS*), φωτοβολταϊκά συστήματα, στατικούς αντισταθμιστές (*STATCOMs*).

Οι πλέον χρησιμοποιούμενοι αντιστροφείς είναι οι εξής: Ο *Αντιστροφέας Πηγής Ρεύματος* και ο *Αντιστροφέας Πηγής Τάσης*. Η διαφορά τους αφορά το είδος της πηγής στην είσοδο του αντιστροφέα. Το πρώτο είδος αντιστροφέα εμφανίζεται σε περιορισμένο αριθμό εφαρμογών και επομένως, στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε τα διάφορα είδη των *αντιστροφέων πηγής τάσης (VSC's)* [16]:

1. *Αντιστροφείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)*: Σε αυτή την περίπτωση η συνεχής τάση εισόδου θεωρείται σταθερή και συνήθως λαμβάνεται ανορθώνοντας την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου. Επομένως, ο αντιστροφέας χρειάζεται να ελέγχει το πλάτος και την συχνότητα της εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση πλήρως ελεγχόμενων διακοπών (*self commutated*). Η μεταγωγή, λοιπόν, των διακοπών γίνεται ελέγχοντας το εύρος των παλμών (*Pulse Width*) έτσι ώστε να λαμβάνουμε την επιθυμητή τάση εξόδου **κατά μέση τιμή** σε μια διακοπτική περίοδο. Η Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους

Παλμών (SPWM) θα παρουσιάσει εκτενώς στην συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου τόσο στους μονοφασικούς όσο και στους τριφασικούς αντιστροφείς. Επίσης, παρουσιάζεται η υλοποίηση αυτής της τεχνικής ελέγχου σε ψηφιακά συστήματα.

2. *Αντιστροφείς με Τετραγωνική Μορφή:* Σε αυτή την τεχνική ο αντιστροφέας ελέγχει μόνο την συχνότητα της τάσης εξόδου, και το πλάτος της ελέγχεται μέσω της συνεχούς τάσης εισόδου, V_{dc} . Επίσης, κάθε διακόπτης άγει ακριβώς για την μισή διακοπτική περίοδο, ενώ είναι σε αποκοπή για την υπόλοιπη μισή. Σημειώνεται, επίσης, πως σε αυτή την τεχνική παρουσιάζεται μεγαλύτερη κυμάνση του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα σε σχέση με την τεχνική PWM και αυτό είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα της δεύτερης.
3. *Μονοφασικοί Αντιστροφείς με Απαλοιφή Τάσης:* Αυτοί οι αντιστροφείς ελέγχουν τόσο το πλάτος όσο και την συχνότητα της τάσης εξόδου ρυθμίζοντας κατάλληλα του συνδυασμούς αγωγής των διαθέσιμων διακοπών. Επομένως, η τάση εισόδου μπορεί εδώ να διατηρείται σε σταθερή τιμή. Υπογραμμίζουμε, όμως, πως αυτοί οι αντιστροφείς είναι μόνο διαθέσιμοι ως μονοφασικοί και δεν μπορούν να εφαρμοστούν στους τριφασικούς αντιστροφείς.

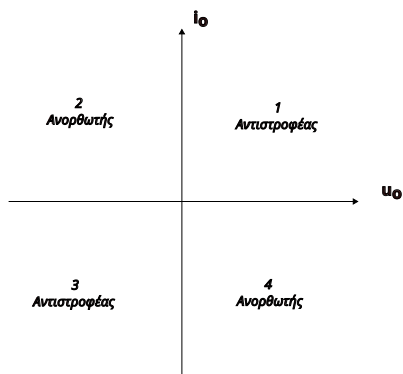
2.2 Μισή Γέφυρα

Οι αντιστροφείς μπορεί να είναι μονόδρομης ροής ισχύος ή αμφίδρομης ροής ισχύος. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 2.1, παρουσιάζονται οι 4 δυνατές περιοχές λειτουργίας. Παρατηρούμε πως ανάλογα με το πρόσημο της τάσης και του ρεύματος εξόδου η ροή ισχύος μπορεί να είναι από την πλευρά συνεχούς ρεύματος στην πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος και αντιστρόφως. Μία τοπολογία που λειτουργεί και στα 4 τεταρτημόρια είναι αυτή της *Μισής Γέφυρας* (*Half-Bridge*), η οποία αποτελείται από 2 πλήρως ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία, και 2 αντιπαράλληλες διόδους για την αγωγή ρεύματος κατά την αντίθετη φορά. (βλέπε Σχήμα 2.2)

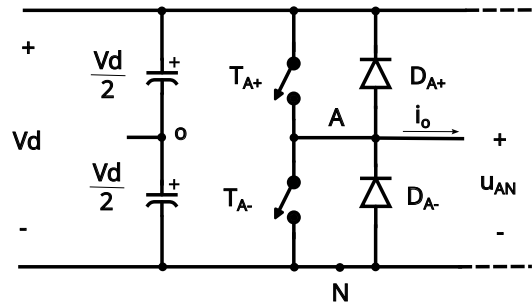
Για λόγους υπολογιστικής ευχέρειας θα υποθέσουμε ότι είναι διαθέσιμη η μεσαία λήψη, σημείο 'ο' της πηγής εισόδου, V_{dc} , αν και στους περισσότερους αντιστροφείς δεν είναι διαθέσιμο φυσικώς. Παρατηρούμε πως η μεταγωγή των διακοπών πρέπει να γίνεται σε σχέση λογικού **NOT**, γιατί εάν υποθέσουμε πως είναι και οι δύο σε κατάσταση αγωγής τότε θα βραχυκυκλωθεί η πηγή τάσης εισόδου με αποτέλεσμα να διαρεύσουν μεγάλα ρεύματα που είναι πιθανό να καταστρέψουν τον αντιστροφέα. Επομένως, διακρίνονται δύο διακοπτικές καταστάσεις:

1. T_{A+} ON, T_{A-} OFF :

- $i > 0$: Μπορούν να άγουν μόνο τα στοιχεία T_{A+} , D_{A-} . Παρατηρούμε πως έχουμε *Συνδεσμολογία κοινής καθόδου*, και επομένως άγει το στοιχείο με το



Σχήμα 2.1: Περιοχές Λειτουργίας Αντιστροφέα



Σχήμα 2.2: Αντιστροφέας Διακοπτικού Τύπου Ημι-γέφυρας

υψηλότερο δυναμικό στην άνοδο, δηλαδή το T_{A+} . Επομένως, θα έχουμε τάση εξόδου:

$$U_{Ao} = +\frac{V_{dc}}{2}$$

• $i < 0$: Μπορούν να άγουν μόνο τα στοιχεία T_{A-} , D_{A+} . Όμως, το T_{A-} , δεν έχει παλμό, άρα άγει το D_{A+} . Επομένως, θα έχουμε τάση εξόδου:

$$U_{Ao} = +\frac{V_{dc}}{2}$$

2. T_{A-} ON, T_{A+} OFF :

• $i > 0$: Μπορούν να άγουν μόνο τα στοιχεία T_{A+} , D_{A-} . Όμως, το T_{A+} , δεν έχει παλμό, άρα άγει το D_{A-} . Επομένως, θα έχουμε τάση εξόδου:

$$U_{Ao} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

• $i < 0$: Μπορούν να άγουν μόνο τα στοιχεία T_{A-} , D_{A+} . Παρατηρούμε πως έχουμε *Συνδεσμολογία κοινής ανόδου*, και επομένως άγει το στοιχείο με το χαμηλότερο δυναμικό στην κάθοδο, δηλαδή το T_{A-} . Επομένως, θα έχουμε τάση εξόδου:

$$U_{Ao} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

Παρατηρούμε, λοιπόν, πως πάντοτε άγει το κομμάτι της ημιγέφυρας στο οποίο εφαρμόζουμε παλμό στην πύλη του. Άρα, η τάση εξόδου του αντιστροφέα καθορίζεται **μόνο από τους παλμούς ελέγχου** και όχι από το φορτίο(ρεύμα). Όσον αφορά την ροή ισχύος διακρίνουμε τις εξής περιπτώσεις:

1. Εάν άγουν οι διακόπτες, T_{A+} , T_{A-} :

- T_{A+} : $U_{Ao} > 0, i > 0 \rightarrow P = U_{Ao} * i > 0$
- T_{A-} : $U_{Ao} < 0, i < 0 \rightarrow P = U_{Ao} * i > 0$

2. Εάν άγουν οι δίοδοι, D_{A+} , D_{A-} :
- U_{Ao}, i : αντίθετης πολικότητας $\rightarrow P < 0$

Και επομένως, κατά την αγωγή των διακοπτικών στοιχείων έχουμε **λειτουργία αντιστροφέα** δηλαδή μεταφορά ισχύος από την DC πλευρά προς την AC πλευρά. Ενώ, κατά τη κατά την αγωγή των διόδων έχουμε **λειτουργία ανορθωτή** δηλαδή μεταφορά ισχύος από την AC πλευρά προς την DC πλευρά. (βλέπε Σχήμα 2.1) Σημειώνουμε, πως σε περίπτωση ενός φορτίου το οποίο δεν είναι ωμικό, η θεμελιώδης αρμονική του ρεύματος εμφανίζει μία φασική διαφορά ως προς την θεμελιώδη αρμονική τάσης. Επομένως, η στιγμιαία ισχύς όπως δίνεται από την έκφραση:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

Και είναι φανερό πως αλλάζει πρόσημο κατά την διάρκεια μίας θεμελιώδους περιόδου του δικτύου, ανάλογα με το πρόσημο των $v(t), i(t)$.

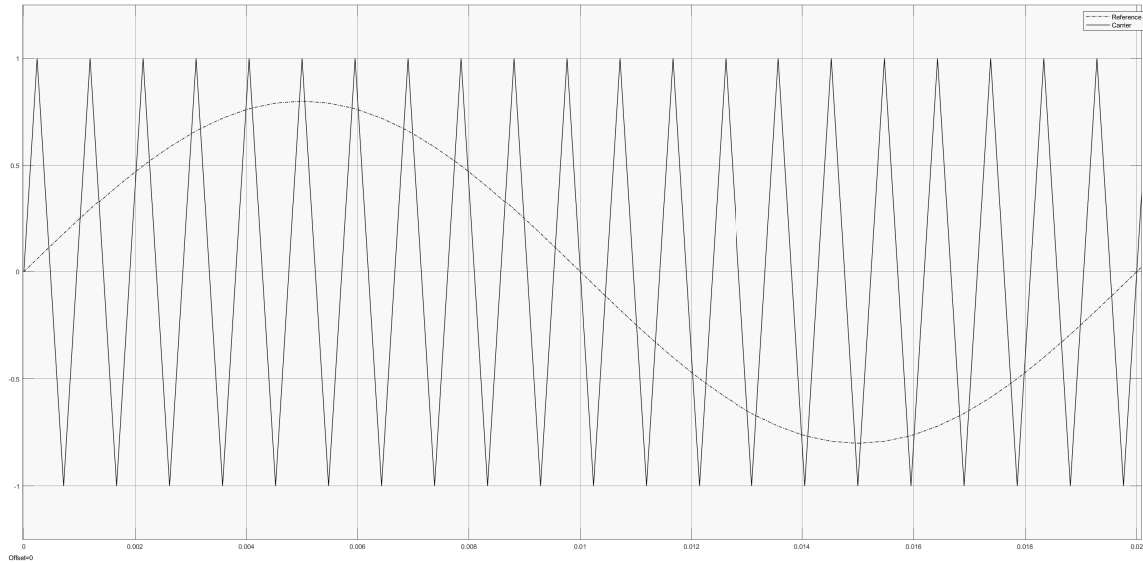
2.3 Στρατηγική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε την 1^η στρατηγική ελέγχου που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.1, δηλαδή αυτή της Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) όπως εφαρμόζεται στην τοπολογία της ημι-γέφυρας που είδαμε προηγούμενος: Η βασική ιδέα είναι ότι μπορούμε, λόγω της διακοπτικής φύσης του αντιστροφέα, να έχουμε επιθυμητή τάση εξόδου σε μέση τιμή κατά την διάρκεια μίας διακοπτικής περιόδου. Για να το επιτύχουμε αυτό, θα συγκρίνουμε ένα σήμα αναφοράς(reference) με ένα σήμα φέροντος(carrier) και θα οδηγήσουμε τις πύλες των διακοπτικών στοιχείων σύμφωνα με τον εξής τρόπο:

- $v_{ref} > v_{car}, T_{A+} ON$
- $v_{ref} < v_{car}, T_{A-} ON$

Στην *SPWM* όπως δηλώνεται και από το όνομα η αναφορά είναι ημιτονοειδές σήμα πλάτους $\hat{V}_{ref}$, και συχνότητας f_{ref} , ενώ το φέρον συνήθως είναι είτε πριονωτό(saw-tooth) είτε τριγωνικό(triangular), πλάτους $\hat{V}_{car}$ και συχνότητας f_{car} . Στο Σχήμα 2.3 φαίνεται η περίπτωση τριγωνικού φέροντος, με **συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους**, $m_a := \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{car}} = 0.8$ και **συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας**, $m_f := \frac{f_{car}}{f_{ref}} = 21$. Ακολουθεί, στο Σχήμα 2.4, η αρμονική ανάλυση Fourier της τάσης εξόδου, V_{Ao} που προκύπτει με τις αρμονικές να είναι κανονικοποιημένες ως προς την τιμή $\frac{V_d}{2}$, όπου V_d , η DC τάση εισόδου του μετατροπέα. Όπως προκύπτει από την ανάλυση Fourier, **για σχετικά μεγάλη τιμή του m_f ($m_f > 9$), ισχύουν τα παρακάτω:**

- Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής είναι γραμμικό ως προς το m_a ($m_a \leq 1$), και συγκεκριμένα: $\hat{V}_{Ao}^{(1)} = m_a \frac{V_d}{2}$.



Σχήμα 2.3: Σήματα για SPWM, με $m_a = 0.8$, $m_f = 21$

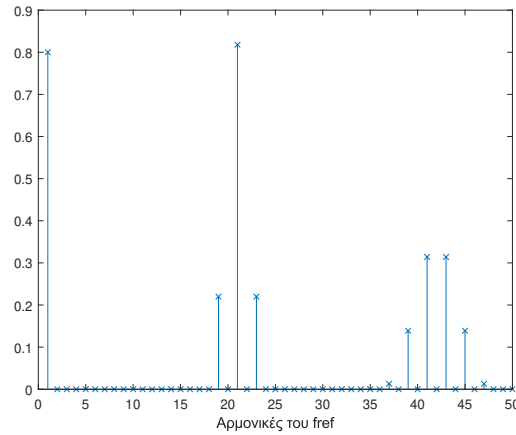
- Οι αρμονικές που οφείλονται στην συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα εμφανίζονται γύρω από τα πολ/σια του m_f ως πλευρικές ζώνες, ενώ το πλάτος τους είναι προσεγγιστικά ανεξάρτητο του m_f , και εμφανίζει εξάρτηση μόνο με το m_a .

Στις επόμενες δύο υποενότητες εξετάζονται δύο στρατηγικές που εμφανίζονται κατά κόρο στην Διαμόρφωση Εύρους Παλμών για την τοπολογία της ημι-γέφυρας και συγκεκριμένα:

- Η Διαμόρφωση με πριονωτό φέρον , και
- Η Διαμόρφωση με τριγωνικό φέρον.

2.3.1 Διαμόρφωση με πριονωτό φέρον

Αυτή η τεχνική διαμόρφωσης βασίζεται στην χρήση πριονωτού φέροντος όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.5α', η τάση εξόδου, V_{Ao} (βλέπε 2.5β') αλλάζει από $-\frac{V_d}{2}$ σε $+\frac{V_d}{2}$ κατά την ακαριαία μετάβαση του φέροντος από -1 σε 1. Η μετάβαση από $+\frac{V_d}{2}$ σε $-\frac{V_d}{2}$ μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή του m_a , και για αυτό τον λόγο αυτού του είδους η διαμόρφωση εμφανίζεται στην ξένη βιβλιογραφία και ως *Trailing Edge Modulation*. Στην κλασική βιβλιογραφία [17] έχει υπολογιστεί η τάση εξόδου της παρούσας διαμόρφωσης και δίνεται από την εξής σχέση(η απόδειξη υπερβαίνει τους σκοπούς της παρούσας εργασίας):



Σχήμα 2.4: Φάσμα SPWM , τριγωνικού φέροντος

$$\begin{aligned}
 V_{Ao}(t) = & m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos(\omega_{ref}t + \theta_{ref}) + \frac{V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi m_a)] \sin(m[\omega_{car}t + \theta_{car}]) \\
 & + \frac{V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty (n \neq 0)}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi m_a) \left[\sin n \frac{\pi}{2} \cos(m[\omega_{car}t + \theta_{car}] + n[\omega_{ref}t + \theta_{ref}]) \right. \\
 & \quad \left. - \cos n \frac{\pi}{2} \sin(m[\omega_{car}t + \theta_{car}] + n[\omega_{ref}t + \theta_{ref}]) \right] \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

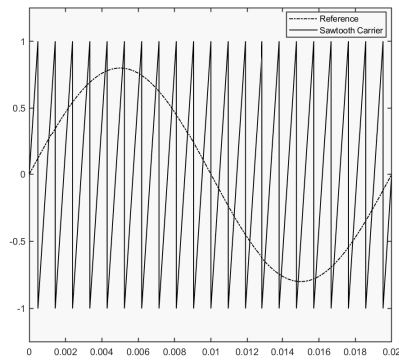
,όπου:

- $J_n(\xi)$, συναρτήσεις Bessel.
- V_{dc} , η συνεχής τάση εισόδου.

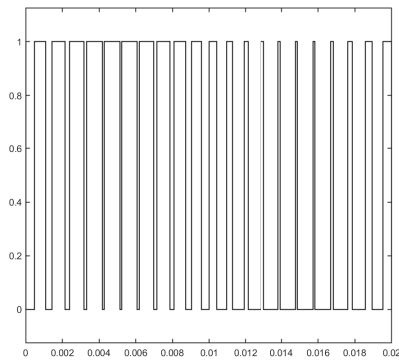
Παρατηρούμε, λοιπόν, πως το φάσμα της τάσης εξόδου αποτελείται από τους εξής όρους:

1. Ο πρώτος όρος, που αποτελεί την θεμελιώδη αρμονική και είναι γραμμικός ως προς m_a .
2. Ο δεύτερος όρος, που αποτελεί τις αρμονικές στα πολ/σια της συχνότητας φέροντος.
3. Ο τρίτος όρος, που αποτελεί τις αρμονικές πλευρικής ζώνης γύρω από τα πολ/σια της συχνότητας φέροντος.

Σχηματικά, το φάσμα εμφανίζεται και στο Σχήμα 2.6, όπου οι αρμονικές έχουν κανονικοποιηθεί ως προς $\frac{V_d}{2}$, καθώς τότε το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής είναι

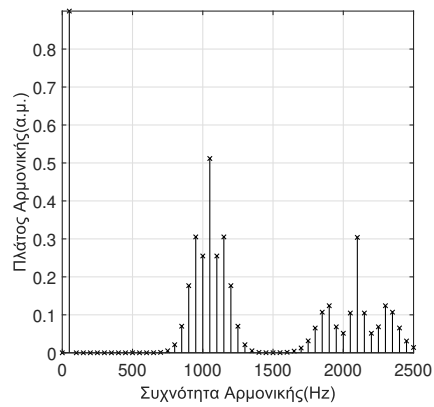


(α') Σήματα για έλεγχο SPWM με πριονωτό φέρον



(β') Τάση εξόδου, V_{Ao}

Σχήμα 2.5: Σήματα για έλεγχο SPWM με πριονωτό φέρον, για $m_a = 0.8$, $m_f = 21$.



Σχήμα 2.6: Φάσμα SPWM, πριονωτού φέροντος, για $m_a = 0.9$, $m_f = 21$

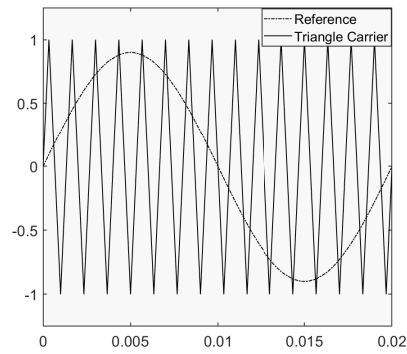
επακριβώς ίσο με: $\frac{\hat{V}_{Ao}^{(1)}}{V_d/2} = m_a$. Από το Σχήμα 2.6, παρατηρούμε πως οι αρμονικές που οφείλονται στην μετάβαση των διακοπών δεν είναι καθόλου αμελητέου μεγέθους. Βέβαια, το πλεονέκτημα της μεθόδου έγκειται στο γεγονός ότι αυτές οι αρμονικές είναι αρκετά απομακρυσμένες από την θεμελιώδη και επομένως το φιλτράρισμά τους είναι αρκετά εύκολο ακόμα και με χρήση φίλτρων με μεγάλη συχνότητα αποκοπής. Είναι αξιοσημείωτος ο μεγάλος αριθμός αρμονικών που εμφανίζεται στο εύρος έως και 2kHz , **σε κάθε ακέραιο αριθμό αρμονικής**, και οφείλεται στην ακαριαία μετάβαση του αντιστροφέα από $-\frac{V_d}{2}$ σε $+\frac{V_d}{2}$ λόγω της πριονωτής μορφής του φέροντος. Αυτό το μειονέκτημα μπορεί να αντισταθμιστεί με την επιλογή **τριγωνικού φέροντος**, όπως εξετάζεται στην επόμενη ενότητα.

2.3.2 Διαμόρφωση με τριγωνικό φέρον

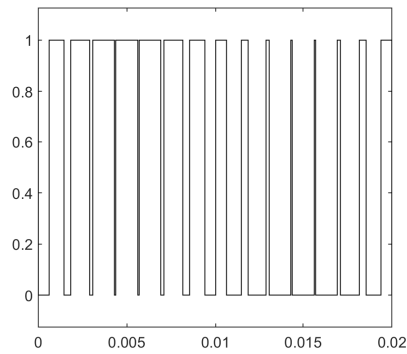
Η πιο συνηθισμένη μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών για την τοπολογία μισής γέφυρας είναι *H* διαμόρφωση με *τριγωνικό φέρον*. Σε αυτή την στρατηγική, και οι δύο μεταβάσεις των διακοπών της ημι-γέφυρας εξαρτώνται από τον *συντελεστή διαμόρφωσης* πλάτους, m_a , αφού εδώ το φέρον δεν παρουσιάζει ακαριαίες μεταβολές όπως στην περίπτωση του πριονωτού. Για τον παραπάνω λόγο αυτή η στρατηγική εμφανίζεται στην ξένη βιβλιογραφία και ως *Double-edge Modulation* . Στο Σχήμα 2.7α', βλέπουμε τα σήματα ελέγχου που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση των πυλών των διακοπτικών στοιχείων, ενώ στο Σχήμα 2.7β', βλέπουμε την έξοδο του συγκριτή που οδηγεί τον διακόπτη T_{A+} (βλ. Σχήμα 2.2) και επομένως έχει πανομοιότυπη μορφή με την τάση εξόδου, V_{Ao} . Από το [17] γνωρίζουμε ότι η τάση εξόδου V_{Ao} αποτελείται από το εξής αρμονικό περιεχόμενο (η απόδειξη παραλείπεται καθώς υπερβαίνει τους σκοπούς της παρούσας εργασίας):

$$V_{Ao}(t) = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos(\omega_{ref}t + \theta_{ref}) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m \frac{\pi}{2} m_a\right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos(m[\omega_{car}t + \theta_{car}]) \\ + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty (n \neq 0)}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} m_a\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \\ * \cos(m[\omega_{car}t + \theta_{car}] + n[\omega_{ref}t + \theta_{ref}]) \quad (2.2)$$

Παρατηρούμε, λοιπόν, πως το φάσμα αποτελείται και πάλι από τους όρους της θεμελιώδους αρμονικής, των αρμονικών φέροντος, καθώς και των πλευρικών ζώνων γύρω από τις συχνότητες φέροντος. Ωστόσο, το μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της στρατηγικής έγκειται στο γεγονός ότι τόσο η αναφορά, όσο και το φέρον, χαρακτηρίζονται από συμμετρία 1/4 κύματος (δηλαδή $f(t) = -f(t + T_s/2)$, με κατάλληλη επιλογή της αρχής των αξόνων), κάτι το οποίο έχει ως αποτέλεσμα την εξάλειψη των άρτιων αρμονικών και την ύπαρξη μόνο των περιττών αρμονικών στο φάσμα. Αυτό το χαρακτηριστικό γίνεται φανερό και από την ύπαρξη του όρου $\sin m \frac{\pi}{2}$ στις αρμονικές φέροντος που μηδενίζεται για άρτιο αριθμό αρμονικών φέροντος, $\mathbf{m}$. Ακόμα, γύρω

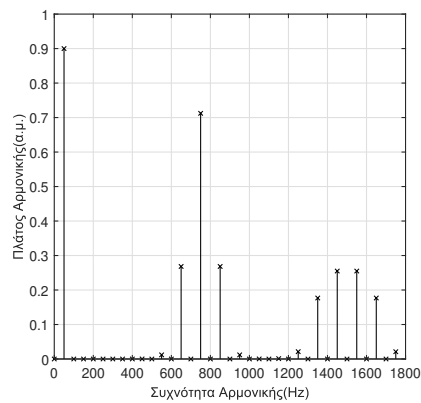


(α') Σήματα για έλεγχο SPWM με τριγωνικό φέρον



(β') Τάση εξόδου, V_{Ao}

Σχήμα 2.7: Σήματα για έλεγχο SPWM με τριγωνικό φέρον, για $m_a = 0.9$, $m_f = 15$.



Σχήμα 2.8: Φάσμα SPWM , τριγωνικού φέροντος, για $m_a = 0.9$, $m_f = 15$

από τις άρτιες αρμονικές φέροντος παραμένουν μόνο οι περιττές αρμονικές πλευρικής ζώνης, ενώ οι άρτιες αρμονικές πλευρικής ζώνης εξαλείφονται όπως φανερώνει και ο όρος $\sin([m+n]\frac{\pi}{2})$. Παρομοίως, για περιττό αριθμό αρμονικών φέροντος παραμένουν μόνο οι άρτιες αρμονικές πλευρικής ζώνης και εξαλείφονται οι περιττές. Αυτό είναι ένα ενδογενές πλεονέκτημα της χρήσης τριγωνικού έναντι πριονωτού φέροντος και για αυτό στην ενότητα των τριφασικών αντιστροφών θα χρησιμοποιηθεί αποκλειστικά αυτή η μέθοδος(Ενότητα 2.5). Στην συνέχεια, στο Σχήμα 2.8, παρουσιάζουμε το φάσμα της παρούσας μεθόδου για την τάση εξόδου, κανονικοποιημένη ως προς την τιμή $\frac{V_{dc}}{2}$.

Στο Σχήμα 2.8, παρατηρούμε πως η επικρατούσα αρμονική ύστερα της θεμελιώδους είναι αυτή που αντιστοιχεί σε $m = m_f = 15 (@750Hz)$. Βέβαια, αυτή η συνιστώσα είναι ομοπολική και εξαλείφεται για κάθε τοπολογία με > 1 ημιγέφυρας(2-Φ ή 3-Φ), όπως θα δούμε και στην συνέχεια. Επομένως, υπογραμμίζουμε πως, η αρμονική παραμόρφωση, που μετράται από δείκτες όπως το $T.H.D.$ είναι προσεγγιστικά η ίδια για τα διάφορα φέροντα.

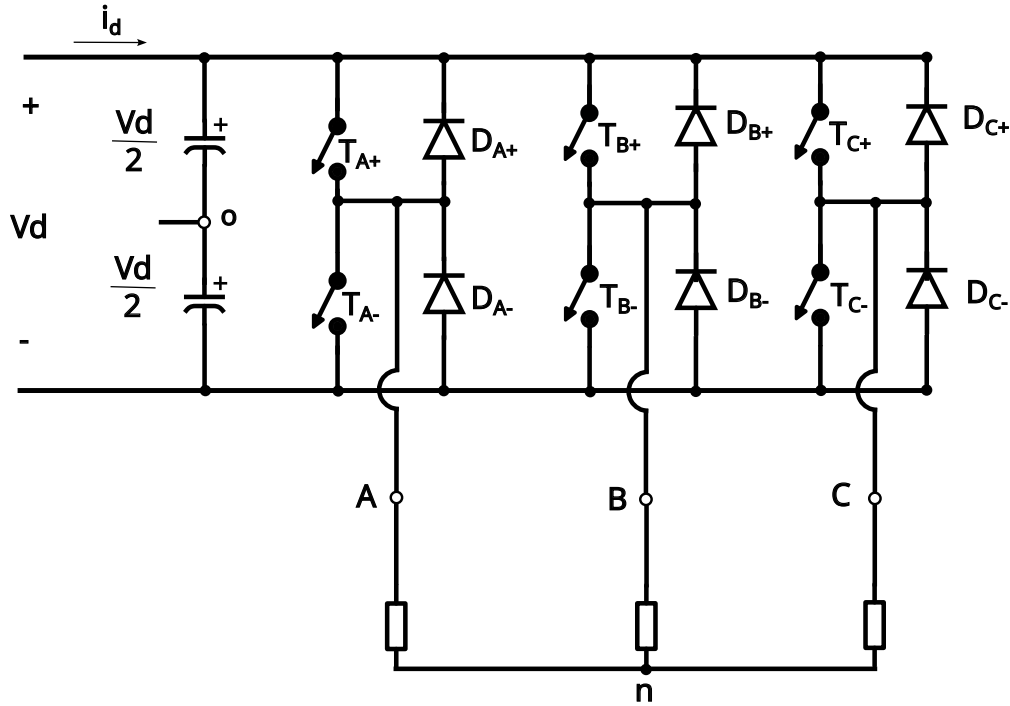
2.4 Πλεονεκτήματα τριγωνικού φέροντος στην δειγματοληψία ρεύματος

Όπως είδαμε, για διαμόρφωση με χρήση τριγωνικού φέροντος οι μεταβάσεις των διακοπών δεν συμβαίνουν ακαριαία στις ακραίες τιμές του φέροντος. Επομένως, μπορούμε να εκμεταλλευτούμε αυτό το διάστημα όπου δεν συμβαίνουν μεταβάσεις διακοπών λόγω μειωμένης ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής με τα συστήματα δειγματοληψίας ώστε να έχουμε κατά το δυνατόν μειωμένο θόρυβο στις μετρήσεις. Επομένως, ιδιαίτερα σε εφαρμογές συστημάτων κίνησης όπου είναι απαραίτητη η **μέτρηση των ρευμάτων** του τυμπάνου της μηχανής, η δειγματοληψία συμβαίνει σε αυτές τις ακραίες τιμές του φέροντος που είναι γενικά απαλλαγμένες από μεταβάσεις διακοπών. Έτσι, λαμβάνουμε την μέση τιμή του μετρούμενου ρεύματος μέσα σε μία περίοδο δειγματοληψίας και μπορεί να είναι αρκετά αποτελεσματική ώστε να μην χρειάζεται φίλτράρισμα των αρμονικών του ρεύματος της μηχανής, το οποίο έχει μειωμένο αρμονικό περιεχόμενο γενικά λόγω της ωμικής-επαγωγικής φύσης του ηλεκτρικού ισοδυνάμου των ηλεκτρικών μηχανών.

2.5 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

Για την οδήγηση τριφασικών φορτίων χρησιμοποιείται η τοπολογία του *Τριφασικού Αντιστροφέα Πηγής Τάσης*, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.9, όπου θεωρούμε πως οδηγεί τριφασικό, **συμμετρικό** φορτίο.

Παρατηρούμε, πως ο μετατροπέας αυτός είναι αгейώτος, και στην συνέχεια θεωρούμε ότι οι τάσεις μετρώνται ως προς το σημείο της μεσαίας λήψης της τάσης εισόδου, 'ο', το οποίο όμως, γενικά δεν είναι διαθέσιμο φυσικώς. Η υπόθεση για **συμμετρι-**



Σχήμα 2.9: Τριφασικός Αντιστροφείας Πηγής Τάσης

κό, τριφασικό φορτίο είναι καίριας σημασίας, καθώς και ότι ο ουδέτερος αγωγός του φορτίου (Σημείο 'ο') είναι αγείωτος, αφού τότε από *Νόμο Ρευμάτων Kirchhoff*, έχουμε:
 $i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0 \implies u_{An}(t) + u_{Bn}(t) + u_{Cn}(t) = 0$
 Επίσης, από *Νόμο Τάσεων Kirchhoff*, θα έχουμε:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{Ao} = u_{An} + u_{no} \\ u_{Bo} = u_{Bn} + u_{no} \\ u_{Co} = u_{Cn} + u_{no} \end{array} \right\} \implies u_{Ao} + u_{Bo} + u_{Co} = u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn} + 3u_{no} \implies u_{no} = \frac{u_{Ao} + u_{Bo} + u_{Co}}{3} \quad (2.3)$$

Ισοδύναμα, οι τάσεις του φορτίου(ως προς n) γίνεται:

$$\begin{bmatrix} u_{An} \\ u_{Bn} \\ u_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Ao} \\ u_{Bo} \\ u_{Co} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Στις δύο επόμενες ενότητες παρουσιάζονται οι δύο βασικότερες τεχνικές ελέγχου μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος.

2.5.1 PWM με χρήση τριγωνικού φέροντος

Η παρούσα μέθοδος χρησιμοποιείται σε συστήματα ελέγχου μηχανών σε διάταξη κλειστού βρόχου, καθώς μπορεί να παράγει το επιθυμητό χωρικό διάνυσμα της

τάσης εξόδου του μετατροπέα. Αφού πρόκειται για μέθοδο PWM η επιθυμητή τάση λαμβάνεται κατά μέση τιμή. Επομένως, για την κάθε ημιγέφυρα (βλέπε Σχήμα 2.9), η **μέση τιμή** της τάσης εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$\bar{u}_{a,b,c} = \frac{1}{T_{sw}} [t_+ \frac{V_d}{2} + t_- (-\frac{V_d}{2})] = \frac{s_{a,b,c} V_d}{2}, \quad (2.5)$$

Όπου: $s_{a,b,c} = \frac{v_{a,b,c}^{ref}}{V_{car}}$.

Το χωρικό διάνυσμα των τάσεων εξόδου του μετατροπέα είναι:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2K}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Επομένως, αντιστρέφοντας τον μετασχηματισμό, και έχοντας δεδομένο διάνυσμα αναφοράς, έστω, $\mathbf{v}_{ref}^s = u_a^{ref} + i u_\beta^{ref}$:

$$\begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{2}{KV_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a^{ref} \\ u_\beta^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{base}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a^{ref} \\ u_\beta^{ref} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

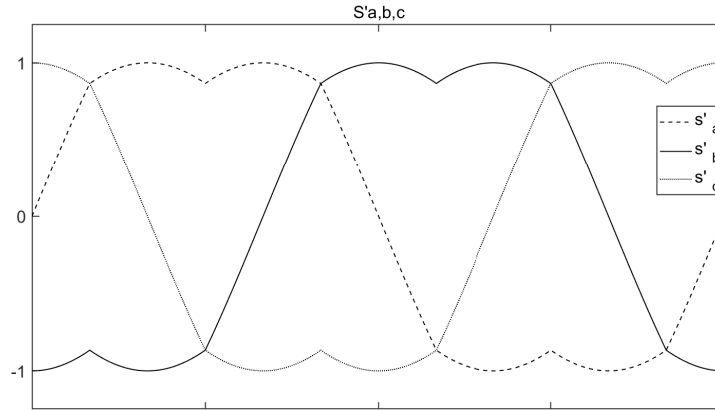
Όπου:

$$V_{base} = \frac{KV_d}{\sqrt{3}}$$

Παρουσιάζεται, στην συνέχεια ο αλγόριθμος που χρησιμοποιείται για την παραγωγή της επιθυμητής τάσης εξόδου με χρήση PWM, όπως αναλύεται στο [18], και επομένως για την απόδειξη ο αναγνώστης παραπέμπεται σε αυτό:

$$\begin{aligned} 1. \quad & \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{base}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a^{ref} \\ u_\beta^{ref} \end{bmatrix} \\ 2. \quad & s'_{a,b,c} = s_{a,b,c} - \frac{\max(s_a, s_b, s_c) + \min(s_a, s_b, s_c)}{2} \\ 3. \quad & s'_{a,b,c} = \frac{s'_{a,b,c}}{\max(1, s'_a, s'_b, s'_c)} \\ 4. \quad & \begin{bmatrix} \bar{u}_\alpha^{ref} \\ \bar{u}_\beta^{ref} \end{bmatrix} = V_{base} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s'_a \\ s'_b \\ s'_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Στο Σχήμα 2.10 παρουσιάζονται οι αναφορές των τριών ημιγεφυρών για την περίπτωση όπου $|v_{ref}^s| = V_{base} = 1$. Παρατηρούμε πως λόγω του βήματος 2 του πα-
ραπάνω αλγορίθμου, όπου έχει αφαιρεθεί μία κοινή συνιστώσα, οι αναφορές δεν είναι

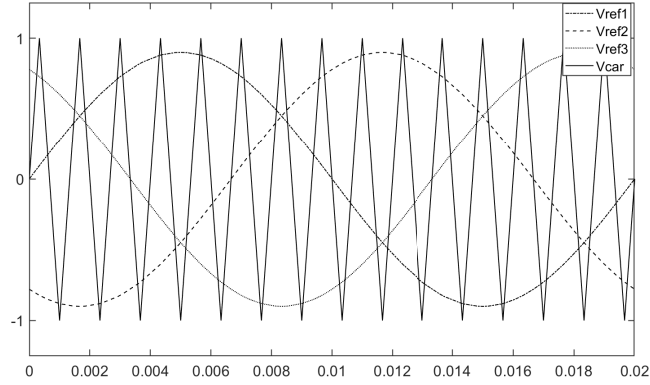


Σχήμα 2.10: Τριφασικές Αναφορές για *PWM* με χρήση τριγωνικού φέροντος

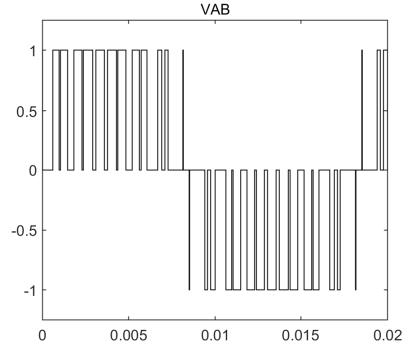
ημιτονοειδείς, αλλά έχουν σημαντικό αρμονικό περιεχόμενο σε πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Ωστόσο, για συμμετρικά τριφασικά φορτία η τάση εξόδου είναι το διάνυσμα χώρου αναφοράς. Τα πλεονεκτήματα αυτής της μεθόδου είναι η παραγωγή οποιουδήποτε χωρικού διανύσματος τάσης **χωρίς αρμονική παραμόρφωση** εφόσον δεν ξεπερνά το μέτρο του την τιμή V_{base} , με μικρό υπολογιστικό κόστος για τον επεξεργαστή. Ενώ, τα μειονεκτήματα είναι πως σε ασύμμετρα φορτία, όπως για παράδειγμα μία μηχανή επαγωγής όπου λόγω εκτεταμένης χρήσης τα τυλίγματα στάτη μεταβάλλουν τις αυτεπαγωγές σκέδασης της κάθε φάσης, το ρεύμα των φάσεων αναμένεται σημαντικά παραμορφωμένο. Αυτό αποτελεί πρόβλημα για τον ακριβή έλεγχο της μηχανής και είναι πιθανό να έχουμε συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας του ρεύματος που προκαλούν ταλαντώσεις της ροπής και κραδασμούς τον άξονα με αποτέλεσμα την ηχητική ρύπανση και την καταπόνηση των ρουλεμάν και των εδράσεων της μηχανής.

2.5.2 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών για Τριφασικό Αντιστροφέα

Η περίπτωση που οι αναφορές για τον τριφασικό μετατροπέα είναι ημιτονοειδείς εμφανίζεται στο Σχήμα 2.11, όπου εμφανώς οι αναφορές για την κάθε ημιγέφυρα είναι μετατοπισμένες κατά 120° . Από την αναλυτική έκφραση του φάσματος της τάσης κάθε ημιγέφυρας, Σχέση 2.2, και αντικαθιστώντας: $\theta_{ref,1} = 0 \text{ rad}$, $\theta_{ref,2} = -2\pi/3 \text{ rad}$, $\theta_{ref,3} = +2\pi/3 \text{ rad}$, $\theta_{car} = 0 \text{ rad}$, μπορούμε να εξάγουμε αντίστοιχη σχέση για το φάσμα της **πολικής τάσης εξόδου**, έστω της V_{AB} :



(α') Σήματα για 3-Φ έλεγχο SPWM με τριγωνικό φέρον



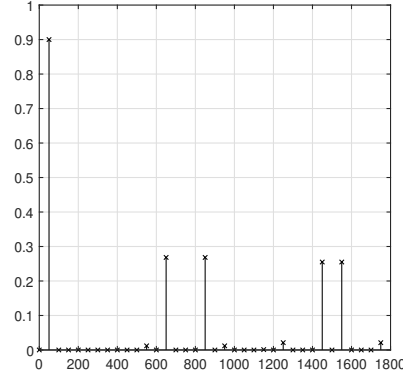
(β') Πολική Τάση εξόδου, V_{AB}

Σχήμα 2.11: Έλεγχος SPWM με τριγωνικό φέρον σε τριφασικό αντιστροφέα, με $m_a = 0.9$, $m_f = 15$.

$$V_{AB}(t) = \sqrt{3}m_a \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega_{ref}t + \frac{\pi}{6}) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m \frac{\pi}{2} m_a) \sin([m+n] \frac{\pi}{2}) \sin n \frac{\pi}{3} * \cos(m\omega_{cart} + n[\omega_{ref}t - \frac{\pi}{3}] + \frac{\pi}{2}) \quad (2.9)$$

Παρατηρούμε, πως σε αυτή την περίπτωση δεν απαλείφονται οι αρμονικές γύρω από την m_f τάξης αρμονική, και αυτό οφείλεται στην τριφασική συμμετρία των αναφορών των ημιγεφυρών. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε πως απαλείφονται οι εξής αρμονικές:

- Στη συχνότητα φέροντος και στα πολ/σιά της ($m = 1, 2, \dots, n = 0$), ως ομοιοπολική συνιστώσα όλων των ημιγεφυρών.



Σχήμα 2.12: Φάσμα πολικής τάσεως εξόδου, V_{AB} για $m_a = 0.9, m_f = 15$

- Πλευρικής Ζώνης με τάξη πολ/σιο του 3 ($n = \pm 3, \pm 6, \dots$), ως μηδενική ακολουθία του τριφασικού συστήματος.
- Άρτιος συνδυασμός των $m \pm n$, οι οποίες απαλείφονται ήδη από την έξοδο της κάθε ημιγέφυρας (όρος $\sin([m + n]\frac{\pi}{2})$).

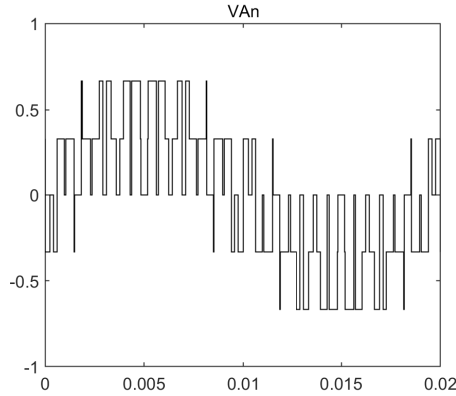
Ύστερα, παρουσιάζουμε το φάσμα της **Πολικής Τάσης Εξόδου**, V_{AB} , στο Σχήμα 2.12, με κανονικοποίηση ως προς την τιμή $\sqrt{3}\frac{V_d}{2}$. Παρατηρούμε, πως δεν απαλείφονται εντελώς οι πλευρικές αρμονικές γύρω από την πρώτη ζώνη ($m = m_f$), και επομένως στην τριφασική περίπτωση έχουμε αύξηση του $WTHD$, καθώς οι αρμονικές σε χαμηλότερες συχνότητες έχουν αυξημένο βάρος στον υπολογισμό του.

Όσον αφορά το φάσμα των **φασικών τάσεων του φορτίου**, παρουσιάζεται ενδεικτικά στο Σχήμα 2.13, η φασική τάση του φορτίου, u_{An} . Παρατηρούμε, πως, αυτή λαμβάνει τα επίπεδα τάσης $0, \pm \frac{V_d}{3}, \pm \frac{2V_d}{3}$, όπως φαίνεται και από την σχέση 2.4. Για να υπολογίσουμε, αναλυτικά το φάσμα, της θα χρησιμοποιήσουμε και πάλι την σχέση 2.2, και σε συνδυασμό με την 2.4, βρίσκουμε ότι:

$$\begin{aligned}
 V_{An}(t) = & m_a \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega_{ref} t) + \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, (n \neq \pm 3, \pm 6, \dots)}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} m_a\right) \sin\left([m + n] \frac{\pi}{2}\right) \\
 & * \cos(m\omega_{car} t + n\omega_{ref} t) \quad (2.10)
 \end{aligned}$$

Όπου παρατηρούμε τα εξής:

- Η φάση της θεμελιώδους αρμονικής ακολουθεί την φάση της $V_{Ao,1}$, ή ισοδύναμα του ημιτόνου αναφοράς της φάσης Α.



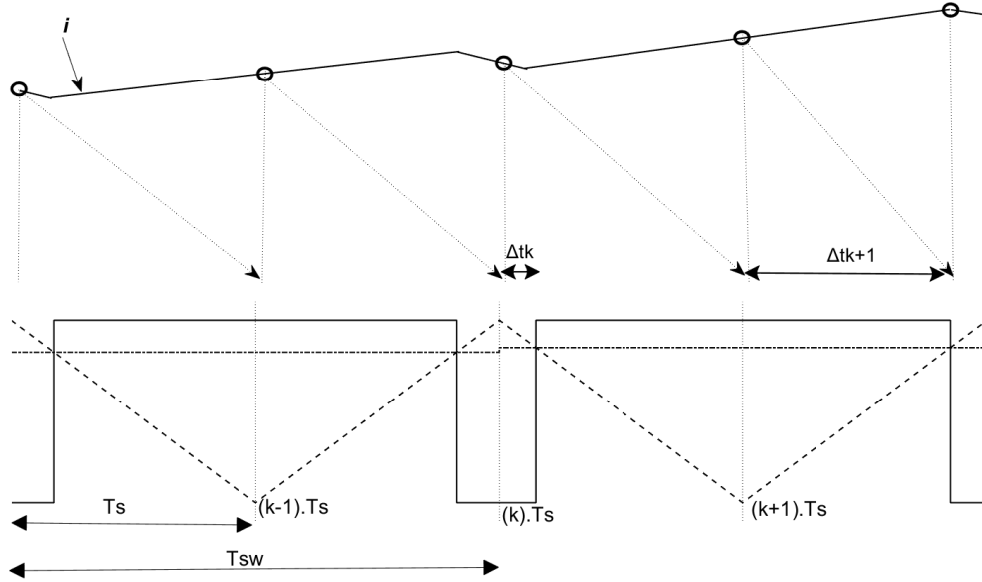
Σχήμα 2.13: Φασική τάση φορτίου, V_{An} για $m_a = 0.9, m_f = 15$

- Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής ισούται με το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου της ημιγέφυρας.
- Όσον αφορά τους υπόλοιπους όρους του φάσματος παρατηρούμε, πως όσον αφορά **τα πλάτη και όχι τις φάσεις**, αυτοί λαμβάνουν τιμές ίσες με αυτές της πολικής τάσης (Σχέση 2.9) αλλά διαιρεμένες με την τιμή $\sqrt{3}$.
- Έχουν απαλειφθεί οι όροι πλευρικής Ζώνης με τάξη πολ/σιο του 3 ($n \neq \pm 3, \pm 6, \dots$), ως μηδενική ακολουθία του τριφασικού συστήματος.

Επομένως, αναμένουμε το φάσμα της να είναι πανομοιότυπο με αυτό του Σχήματος 2.12, της πολικής τάσης εξόδου, αυτή την φορά κανονικοποιώντας ως προς $\frac{V_d}{2}$, και οι φάσεις των διάφορων αρμονικών να διαφέρουν από αυτές της πολικής τάσης.

2.6 Ψηφιακή Υλοποίηση με χρήση Ασύμμετρης Δειγματοληψίας και τριγωνικό φέρον

Τα ηλεκτρονικά ισχύος έχουν γνωρίσει μεγάλη ανάπτυξη τις τελευταίες δύο δεκαετίες, χάρη σε αρκετούς παράγοντες. Ένας από αυτούς είναι η ανάπτυξη στον τομέα των ψηφιακών κυκλωμάτων και των VLSI (Very Large Scale Integrated) που έχουν καταστήσει εξαιρετικά προσιτά τα ενσωματωμένα συστήματα, όπως μικροελεγκτές, ή μικροϋπολογιστές που χρησιμοποιούν μικροεπεξεργαστές υψηλής ισχύος ειδικούς για πληθώρα εφαρμογών (π.χ. Ψηφιακή επεξεργασία σήματος, Αναλογικά Κυκλώματα κλπ.). Για αυτό τον λόγο, θα πρέπει να μετατρέψουμε τις εφαρμογές μας, σημάτων συνεχούς χρόνου, σε διακριτού χρόνου, καθώς αυτού του είδους σήματα είναι διαχειρίσιμα από τα ενσωματωμένα συστήματα. Συγκεκριμένα, η μετατροπή από συνεχή σε διακριτό χρόνο γίνεται με την διαδικασία της δειγματοληψίας, κάθε T_s (sampling).



Σχήμα 2.14: Ασύμμετρη Δειγματοληψία με τριγωνικό φέρον, σε ψηφιακά συστήματα

Συγκεκριμένα, για τις εφαρμογές που εξετάζουμε, θεωρούμε ότι δειγματοληπτούμε το ρεύμα που διαρρέει μία φάση ενός ηλεκτρικού κινητήρα, έστω i . Για να αποφύγουμε την Ηλεκτρομαγνητική Αλληλεπίδραση μεταξύ των μεταβάσεων των διακοπών και της διαδικασίας της δειγματοληψίας είναι θεμιτό να συγχρονίσουμε τις δύο αυτές διαδικασίες έτσι ώστε η δειγματοληψία να γίνεται ενδιάμεσα των μεταβάσεων των διακοπών. Για αυτό τον λόγο στην παρούσα εργασία το σύστημα Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών και το Σύστημα Δειγματοληψίας υλοποιείται με χρήση τριγωνικού φέροντος, ως προτεινόμενη μέθοδος υλοποίησης στις εφαρμογές που ερευνούμε, λόγω των πλεονεκτημάτων του που αναλύθηκαν στην Ενότητα 2.4. Συγκεκριμένα, η δειγματοληψία γίνεται όταν το **τριγωνικό φέρον** λαμβάνει τις ακραίες τιμές $+1, -1$ (βλ. Σχήμα 2.14). Επομένως, η συχνότητα δειγματοληψίας επιλέγεται ως το διπλάσιο της διακοπτικής συχνότητας:

$$f_s = 2f_{sw} \quad (2.11)$$

Όπως παρατηρούμε, στην διάρκεια μίας διακοπτικής περιόδου, έχουμε εναλλαγή μεταξύ των επιπέδων τάσης $+1, -1$. Μπορεί να αποδειχθεί ότι για τις μεταβάσεις των διακοπών ισχύει:

- $t_+ = \frac{T_{sw}}{2} \left(1 + \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{car}}\right) = T_s \left(1 + \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{car}}\right)$ (Από 2.11)
- $t_- = \frac{T_{sw}}{2} \left(1 - \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{car}}\right) = T_s \left(1 - \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{car}}\right)$ (Από 2.11)

2.6.1 Καθυστέρηση της PWM Διαμόρφωσης

Η επιλογή των τιμών των f_s, f_{sw} είναι αρκετά μεγαλύτερη από των δυναμικών του συστήματος, και επομένως, θεωρούμε πως σε μία διακοπτική περίοδο, ισχύει προσεγγιστικά: $s_{k+1} \approx s_k$. Επομένως, ο μέσος χρόνος για την αλλαγή διακοπτικής κατάστασης ισούται με:

$$\frac{t_+ + t_-}{2} = \frac{T_s}{2} \pm \frac{(s_k - s_{k+1})T_s}{4} \approx \frac{T_s}{2} \quad (2.12)$$

Επομένως, προσεγγιστικά ο χρόνος που απαιτείται, για να αποκτήσουμε την επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου **κατά μέση τιμή**, για την PWM ισούται με:

$$t_{PWM} = \frac{T_s}{2}$$

2.6.2 Καθυστέρηση του Ελεγκτή

Όπως θα δούμε και στα επόμενα κεφάλαια, το σήμα αναφοράς, άρα και ο λόγος $s_k = \frac{v_{ref}}{V_{car}}$, υπολογίζεται από τους ελεγκτές ρεύματος, οι οποίοι πρέπει να έχουν καθυστέρηση ενός δείγματος. (βλ. Σχήμα 2.14, διακεκομμένες γραμμές) Ο λόγος είναι ότι το s_k αναμενόμενα χρειάζεται ένα χρονικό διάστημα για να υπολογιστεί από τους ελεγκτές. Επομένως, εάν η μετάβαση ενός διακόπτη αργήσει λόγω αυξημένου υπολογιστικού χρόνου είναι πιθανό να έχουμε ανεπιθύμητες αυξομειώσεις του ρεύματος.

2.6.3 Συνολική Καθυστέρηση

Συνδυάζοντας τα αποτελέσματα των παραπάνω χρονικών καθυστερήσεων, η συνολική καθυστέρηση για την τεχνική της *Ασύμμετρης Διηλεκτροληψίας τριγωνικού φέροντος* ισούται με:

$$T_d = 1.5T_s \quad (2.13)$$

Κεφάλαιο 3

Ψηφιακός Διανυσματικός Έλεγχος για Επαγωγικές Μηχανές Εναλλασσομένου Ρεύματος

Οι μηχανές εναλλάσσομένου ρεύματος χρησιμεύουν στην μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική αλλά και αντιστρόφως, όπως ακριβώς και οι μηχανές συνεχούς ρεύματος. Η βασική τους διαφορά έγκειται στην δημιουργία **στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου στον στάτη** και η αλληλεπίδραση με το πεδίο του δρομέα για την παραγωγή ροπής. Τα δύο είδη μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος που υπάρχουν είναι: οι **σύγχρονες μηχανές**, και οι **επαγωγικές μηχανές**. Και οι δύο αποτελούνται κατά κόρο από τριφασικό τύλιγμα στον στάτη(ή αλλιώς τύμπανο) και επομένως υπάρχει η δυνατότητα είτε σύνδεσής τους στο τριφασικό δίκτυο τάσης ή η οδήγησή τους μέσω αντιστροφέα για ελεγχόμενη λειτουργία. Στην συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου, εξετάζουμε τα βασικά χαρακτηριστικά των *AC* μηχανών, και στην συνέχεια επικεντρωνόμαστε στις επαγωγικές μηχανές όπου θα εμβαθύνουμε στην μοντελοποίησή τους και ύστερα τον έλεγχό τους.

3.1 Εισαγωγή στις μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος

3.1.1 Τριφασικό Τύλιγμα μηχανών *AC*

Το τριφασικό τύλιγμα των μηχανών *AC* είναι κατασκευαστικά πανομοιότυπο στην περίπτωση τόσο των *σύγχρονων μηχανών*, όσο και των *επαγωγικών μηχανών*. Βασίζεται στην χωρική τοποθέτηση τριών πηνίων με γωνίες τοποθέτησής τους ίσες με την φασική διαφορά ρεύματος που τα διαρρέουν, που αποδεικνύεται μαθηματικά πως

έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου σταθερού πλάτους στο διάκενο, με ταχύτητα περιστροφής ίση με την **σύγχρονη ταχύτητα**, ή ω_s . Η σύγχρονη ταχύτητα δίνεται από τον τύπο:

$$\omega_s = \frac{\omega_e}{n_p} \quad (3.1)$$

όπου:

- ω_e , η ηλεκτρική συχνότητα του των ρευμάτων του δρομέα
- n_p , τα ζεύγη πόλων της μηχανής

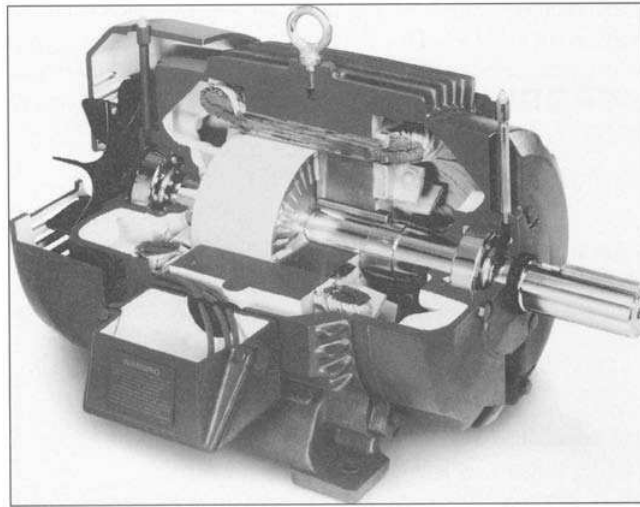
Η βασική διαφορά των δύο μηχανών είναι η εξής: Χάρη στην κατασκευή του δρομέα τους οι σύγχρονες μηχανές στρέφονται στην μόνιμη κατάσταση με την σύγχρονη ταχύτητα του μαγνητικού πεδίου, ενώ οι επαγωγικές με μία μικρή ολίσθηση, $s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$. Στην επόμενη ενότητα, παρουσιάζουμε συνοπτικά τις **σύγχρονες μηχανές**.

3.1.2 Σύγχρονες Μηχανές

Οι σύγχρονες μηχανές αποτελούνται από δρομέα δύο ειδών: κυλινδρικό, ή έκτυπων πόλων. Εναλλακτικά, ο δρομέας μπορεί να μην είναι τύλιγμα αλλά μόνιμος μαγνήτης (Permanent Magnet Synchronous Motor). Το δεύτερο είδος μηχανής, χαρακτηρίζεται από αυξημένη απόδοση, καθώς δεν περιέχει ψήκτρες και έχει μειωμένες απώλειες χαλκού. Συνήθως, συναντάται σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος, αεροναυτικής, κλπ., λόγω των παραπάνω χαρακτηριστικών της. Το πρώτο είδος σύγχρονης μηχανής (με τύλιγμα διέγερσης στον δρομέα) χρησιμοποιείται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος όπως την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και συγκριμένα με *κυλινδρικό δρομέα* σε ατμοηλεκτρικούς σταθμούς, ενώ με *έκτυπους πόλους* σε υδροηλεκτρικούς σταθμούς. Ένα είδος σύγχρονης μηχανής που χρησιμοποιείται σε μεγάλες εφαρμογές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας είναι οι *Διεγέρτριες μηχανές χωρίς ψήκτρες* (*Brushless exciters*). Πρόκειται για μικρές γεννήτριες που προσαρτώνται επάνω στον άξονα μίας μεγαλύτερης μηχανής και παράγουν τριφασική τάση, η οποία ανορθώνεται και τροφοδοτεί το τύλιγμα διέγερσης της μηχανής μεγάλης ισχύος χωρίς την χρήση ψηκτρών. Η αφαίρεση των ψηκτρών προφανώς έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη αξιοπιστία του συστήματος και την αυξημένη απόδοση. Μέσω του τυλίγματος διέγερσης μπορούμε να ρυθμίσουμε την παραγωγή ή κατανάλωση ισχύος κάτι το οποίο δεν είναι δυνατόν στις επαγωγικές μηχανές. Υπογραμμίζουμε, πως παρόλες τις διαφορές στην κατασκευή των σύγχρονων μηχανών από τις επαγωγικές, μπορούμε να εξάγουμε ένα κοινό ηλεκτρικό μοντέλο για τις μηχανές *PMSM*, και τις επαγωγικές [18], οπότε ο έλεγχός τους γίνεται με πανομοιότυπο τρόπο.

3.1.3 Επαγωγικές(ή Ασύγχρονες) Μηχανές

Οι επαγωγικές μηχανές μπορεί να έχουν είτε *δρομέα βραχυκυκλωμένου κλωβού*, είτε *τυλιγμένου δρομέα*. Ο πρώτος τύπος συναντάται σε βιομηχανικές εφαρμογές(π.χ.



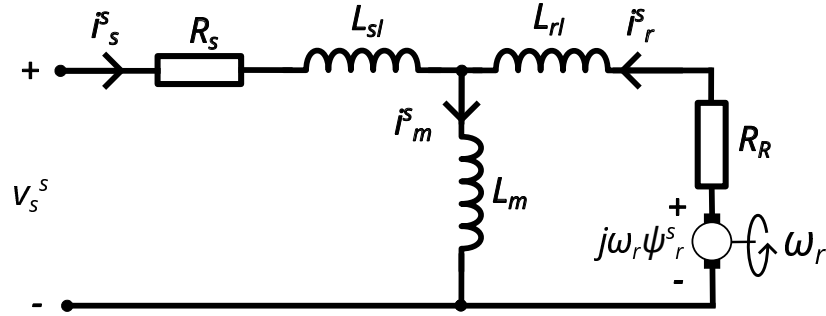
Σχήμα 3.1: Τομή μηχανής δρομέα βραχυκυκλωμένου κλωβού[20]

πρέσες, αντλίες), ηλεκτρική αυτοκίνηση(π.χ. τρένα), κλπ. Η τομή μίας τέτοιας μηχανής φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Η απλότερη κατασκευή τους, τις καθιστά φθηνότερες σε σχέση με τις προαναφερθείσες και για αυτό τις συναντάμε στις περισσότερες εφαρμογές με χρήση κινητήρων. Η απόδοσή τους κυμαίνεται από 85% έως 90% και είναι ελαφρώς χαμηλότερη από τις σύγχρονες μηχανές. Όσον αφορά τον δεύτερο τύπο, δηλαδή τις μηχανές τυλιγμένου δρομέα, αυτές έχουν στον δρομέα τους τριφασικό τύλιγμα, που τα άκρα του είναι διαθέσιμα με χρήση ψηκτρών. Η κατασκευή του είναι πιο πολύπλοκη και επομένως συναντώνται σε πιο απαιτητικές εφαρμογές. Ένα παράδειγμα αποτελεί η σύνδεση ανεμογεννήτριας με το δίκτυο, με τον στάτη συνδεδεμένο στο τριφασικό δίκτυο απευθείας και του τριφασικού τυλίγματος δρομέα μέσω τριφασικού πλήρους ελεγχόμενου μετατροπέα AC/AC , καθώς και μετασχηματιστή κατάλληλων επιπέδων(Doubly-fed IM)[19].

Όπως αναφέραμε, σε αντίθεση με τις σύγχρονες μηχανές, οι επαγωγικές μηχανές περιστρέφονται με μία μικρή ολίσθηση ως προς την σύγχρονη ταχύτητα, ίση με ω_r , όπου:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} \quad (3.2)$$

Επομένως, ο προσανατολισμός του μαγνητικού πεδίου δεν μπορεί να εξαχθεί μετρώντας απλώς την θέση του δρομέα και απαιτούνται μαγνητικοί αισθητήρες(π.χ. *Hall*), οι οποίοι τοποθετούνται στο δικάκενο επηρεάζοντας έτσι την λειτουργία της μηχανής. Μία εναλλακτική λύση είναι να εκτιμήσουμε την θέση του μαγνητικού πεδίου αν και εισάγει πολυπλοκότητα στο σύστημα ελέγχου. Στην επόμενη ενότητα εξάγουμε το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής που θα χρησιμοποιηθεί και στον έλεγχο της.



Σχήμα 3.2: Κυκλωματικό Ισοδύναμο "T" της μηχανής επαγωγής

3.2 Δυναμικό Μοντέλο Μηχανής Επαγωγής

Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής είναι δυνατό να εξαχθεί γνωρίζοντας ότι ο βασικός μηχανισμός λειτουργίας της είναι **η επαγωγή τάσης στον δρομέα από τον στάτη**. Επομένως, η μαγνητική ροή η οποία περνά το διάκενο επάγει τάσεις άρα και ρεύματα στον δρομέα. Βέβαια, όπως και στον μετασχηματιστή, έτσι και εδώ έχουμε και αυτεπαγωγές σκέδασης, οι οποίες αναπτύσσουν μη ωφέλιμη μαγνητική ροή. Επομένως, το δυναμικό μοντέλο της επαγωγικής μηχανής χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες εξισώσεις[18]:

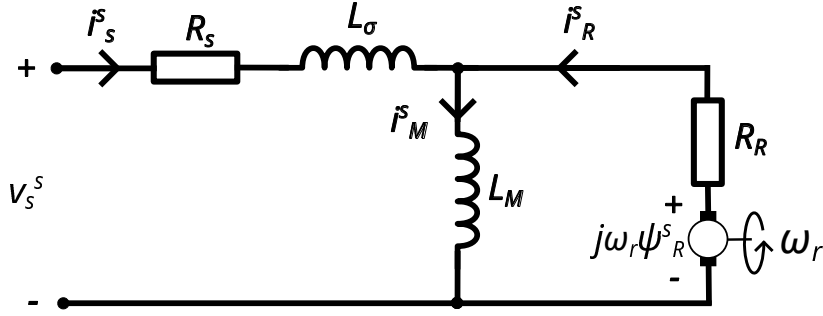
$$\begin{aligned} v_s^s - R_s i_s^s - L_{sl} \frac{di_s^s}{dt} - L_m \frac{di_m^s}{dt} &= 0 \\ j\omega_r \psi_r^s - R_r i_r^s - L_{rl} \frac{di_r^s}{dt} - L_m \frac{di_m^s}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Όπου, ο εκθέτης $.^s$, φανερώνει διάνυσμα χώρου. Το αντίστοιχο κυκλωματικό ισοδύναμο φαίνεται στο Σχήμα 3.2.

Το παραπάνω ισοδύναμο είναι αυτό που χρησιμοποιείται συνήθως σε αναλύσεις μόνιμης κατάστασης, κυρίως λόγω της τοπολογικής του αντιστοίχισης με την πραγματική μηχανή επαγωγής. Αλλά, επειδή, τα 3 ρεύματα δεν είναι γραμμικά ανεξάρτητα, $i_m^s = i_s^s + i_r^s$, το ισοδύναμο είναι υπερ-παραμετροποιημένο και μπορεί να απλοποιηθεί εισάγοντας νέες μεταβλητές κατάστασης: ψ_R^s, i_R^s . Έτσι, έχουμε μόνο μία αυτεπαγωγή ανηγμένη στον στάτη, και προκύπτει το *Ισοδύναμο Μοντέλο T'*, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 3.3 και περιγράφεται από τις εξισώσεις στάτη και δρομέα:

$$\begin{aligned} L_\sigma \frac{di_s^s}{dt} &= v_s^s - R_s i_s^s - L_M \frac{d\psi_R^s}{dt} \\ \frac{d\psi_R^s}{dt} &= R_R i_s^s - \left(\frac{R_R}{L_M} - j\omega_r \right) \psi_R^s \end{aligned} \quad (3.4)$$

Όπου:



Σχήμα 3.3: Κυκλωματικό Ισοδύναμο "Γ" της μηχανής επαγωγής

- $L_M = \frac{L_m^2}{L_r}$
- $L_\sigma = L_s - L_M \approx L_{sl} + L_{rl}$
- $R_R = \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r$

3.2.1 Μετασχηματισμός σε σύγχρονες συντεταγμένες

Ο μετασχηματισμός στο πλαίσιο $d - q$, μετατρέπει στην μόνιμη κατάσταση τις ημιτονοειδείς ποσότητες σε σταθερές κάτι το οποίο είναι χρήσιμο στην χρήση $P - I$ ελεγκτών. Επομένως, θα χρειαστεί να μετατρέψουμε τις εξισώσεις της επαγωγικής μηχανής (Σχέση 3.4) στις ισοδυναμίες τους σε *σύγχρονες συντεταγμένες*. Για αυτό τον σκοπό, παραγωγίζοντας και τα δύο μέρη ως προς τον χρόνο:

$$\mathbf{v} = e^{-j\theta_1} \mathbf{v}^s \implies \frac{d\mathbf{v}^s}{dt} = e^{j\theta_1} \left(\frac{d\mathbf{v}}{dt} + j\omega_1 \mathbf{v} \right) \quad (3.5)$$

Όπου: $\omega_1 = \frac{d\theta_1}{dt}$ Επομένως, με χρήση της 3.5, και αντικαθιστώντας στις δύο σχέσεις της Σχέσης 3.4, λαμβάνουμε τις διαφορικές εξισώσεις σε σύγχρονες συντεταγμένες:

$$\begin{aligned} L_\sigma \frac{di_s}{dt} &= v_s - (R_s + j\omega_1 L_\sigma) i_s - j\omega_1 \psi_R - \frac{d\psi_R}{dt} \\ \frac{d\psi_R}{dt} &= R_R i_s - \left(\frac{R_R}{L_M} + j\omega_2 \right) \psi_R \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.2.2 Τέλειος Προσανατολισμός Πεδίου

Είναι δόκιμο να θεωρήσουμε ότι το πλαίσιο σύγχρονων συντεταγμένων προσανατολίζεται ώστε για την γωνία του, θ_1 , να ισχύει:

$$\theta_1 = \arg \psi_R^s \quad (3.7)$$

Δηλαδή, ευθυγραμμίζομαστε με την μαγνητική ροή του δρομέα. Τότε, από την Σχέση 3.6, εάν θεωρήσουμε τέλειο προσανατολισμό με την μαγνητική ροή και χωρίσουμε το πραγματικό με το φανταστικό μέρος λαμβάνουμε:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_R}{dt} &= R_R i_d - \frac{R_R}{L_M} \psi_R \\ \omega_2 &= \omega_1 - \omega_r = \frac{R_R i_q}{\psi_R} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Επομένως, βλέπουμε πως για τέλειο προσανατολισμό πεδίου, το μέτρο της μαγνητικής ροής στάτη εξαρτάται από την συνιστώσα i_d ως έξοδος συστήματος 1ης τάξης, με σταθερά χρόνου: $T_r = \frac{L_M}{R_R}$. Στην μόνιμη κατάσταση: $\psi_R = L_M i_d$, επομένως, η συνιστώσα αυτή αποκαλείται και "συνιστώσα εγκατάστασης μαγνητικού πεδίου". Επίσης, από την δεύτερη εξίσωση βλέπουμε πως η συνιστώσα i_q ρυθμίζει την ολίσθηση της ταχύτητας της μηχανής από την σύγχρονη ταχύτητα, και για αυτό αυτή η σχέση ονομάζεται "Σχέση Ολίσθησης".

3.2.3 Παραγωγή Ροπής

Όπως παρατηρούμε στο Σχήμα 3.3, ενεργός ισχύς καταναλώνεται σε 3 σημεία του ισοδυνάμου, και συγκεκριμένα στις αντιστάσεις στάτη και δρομέα και στην ηλεκτρομαγνητική δύναμη του δρομέα. Τα δύο πρώτα τμήματα αποτελούν τις απώλειες χαλκού, ενώ το τελευταίο αποτελεί την ηλεκτρομαγνητική ισχύ που διαπερνά το διάκενο και στην συνέχεια μετατρέπεται σε μηχανική:

$$P_e = \frac{3\omega_r}{2K^2} \operatorname{Re}\{v i^*\} = \frac{3\omega_r}{2K^2} \operatorname{Re}\{j\omega_r \psi_R i_R^*\} = -\frac{3\omega_r}{2K^2} \operatorname{Im}\{\psi_R i_s^*\} \quad (3.9)$$

Και επειδή η ροπή που παράγεται στον άξονα της μηχανής δίνεται από τον τύπο

$$\tau_e \triangleq \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{n_p P_e}{\omega_r} = \frac{3n_p}{2K^2} \operatorname{Im}\{\psi_R i_s^*\} = \frac{3n_p}{2K^2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.10)$$

Για την ειδική περίπτωση όπου έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου, η ροπή δίνεται από τον τύπο:

$$\tau_e = \frac{3n_p}{2K^2} (\psi_R i_q) \quad (3.11)$$

Οπότε, παρατηρούμε πως η συνιστώσα q , του ρεύματος στάτη ελέγχει με γραμμική εξάρτηση την ροπή του άξονα. Συγκρίνοντας με τα παραπάνω αποτελέσματα, βλέπουμε ότι η ροπή που αναπτύσσεται στην μηχανή είναι αναλογική με την ολίσθηση της μηχανής (με την υπόθεση βέβαια ότι έχουμε μόνιμη κατάσταση).

Αυτεπαγωγή Μαγνήτισης L_M :	1.5 - 3
Αυτεπαγωγή Σκέδασης L_σ :	0.15 - 0.3
Αντιστάσεις R_R, R_s :	0.01 - 0.1

Πίνακας 3.1: Τυπικές παράμετροι(α.μ.) Μηχανής Επαγωγής

3.2.4 Μόνιμη Κατάσταση Λειτουργίας

Στην μόνιμη κατάσταση η Σχέση 3.6, για τον στάτη, μπορεί να γραφτεί και ως:

$$v_s = (R_s + j\omega_1 L_\sigma)i_s + j\omega_1 \psi_R \quad (3.12)$$

Για υψηλότερες ταχύτητες λειτουργίας, ο όρος $R_s i_s$ μπορεί να αμεληθεί, επομένως γράφοντας την παραπάνω σχέση σε συνιστώσες $d - q$:

$$\begin{aligned} v_d &= -\omega_1 L_\sigma i_q \\ v_q &= \omega_1 (L_\sigma i_d + \psi_R) = \omega_1 (L_\sigma + L_M)i_d \end{aligned} \quad (3.13)$$

Και επειδή, $L_M \gg L_\sigma$, η συνιστώσα u_q είναι προσεγγιστικά ίση με το συνολικό διάνυσμα της τάσης, u . Συγκεκριμένα, το μέτρο της τάσης είναι ίσο με:

$$\begin{aligned} (3.13) \\ |v_s| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} = |\omega_1| L_\sigma \sqrt{i_q^2 + \left(\frac{L_\sigma + L_M}{L_\sigma}\right)^2 i_d^2} = V_{base} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Επομένως, προκειμένου να αυξηθεί περαιτέρω η συχνότητα των ρευμάτων στάτη, άρα και η ταχύτητα του δρομέα, είναι απαραίτητη η μείωση του i_d , δηλαδή η *Εξασθά-
λυνση Πεδίου*.

3.2.5 Παράμετροι Μηχανής

Οι συνήθεις τιμές των παραμέτρων μίας επαγωγικής μηχανής(σε ανά μονάδα) ($< 100kW$)[18] δίνονται στον Πίνακα 3.1.

Για μηχανές μικρότερης ισχύος έχουμε συνήθως μικρότερη αυτεπαγωγή μαγνήτισης και μεγαλύτερη αντίσταση στάτη από ότι σε μεγαλύτερης ισχύος. Συγκεκριμένα, για την μηχανή επαγωγής που θα χρησιμοποιήσουμε στο πειραματικό μέρος της παρούσας εργασίας, είναι απαραίτητο να προσδιορίσουμε τις παραμέτρους της. Σημειώνουμε, πως οι εκτιμήσεις των παραμέτρων έγιναν με τις δοκιμές: ακινητοποιημένου δρομέα και κενού φορτίου στην [21]. Ενώ τα ονομαστικά στοιχεία της μηχανής αναγράφονται επάνω στην ετικέτα της μηχανής. Τα παραπάνω συνοψίζονται στον Πίνακα 3.2.

Σημειώνουμε πως σε ανά μονάδα οι τιμές των παραμέτρων είναι: $R_s = 0.1029$, $R_R = 0.0330$, $L_M = 1.6493$, $L_\sigma = 0.2046$, δηλαδή εντός των ορίων που αναγράφονται στον Πίνακα 3.1, ενώ πράγματι η R_s είναι αυξημένη ενώ η L_M μειωμένη.

Παράμετρος	Τιμή
P_m^N	1.47kW
V_N	230 V_{RMS}
I_N	3.6 A_{RMS}
f_N	50 Hz
n_p (ζεύγη πόλων)	2
n_N	1410 RPM
J	0.01 kgm^2
R_s	6.5746 Ω
R_R	2.1060 Ω
L_M	0.3354 H
L_σ	0.0416 H

Πίνακας 3.2: Παράμετροι Μηχανής Επαγωγής Εργαστηρίου

3.2.6 Μεταβατική εμπέδηση

Κατά τα μεταβατικά φαινόμενα που αφορούν το ηλεκτρικό μέρος, μπορούμε να αγνοήσουμε την L_M , αφού ισχύει ότι $L_M \gg L_\sigma$. Επομένως, η βηματική τάση στα άκρα του στάτη μπορούμε να θεωρήσουμε πως βλέπει ισοδύναμη εμπέδηση: $Z_\sigma^s = R_\sigma + pL_\sigma$, όπου: $R_\sigma = R_R + R_s$.

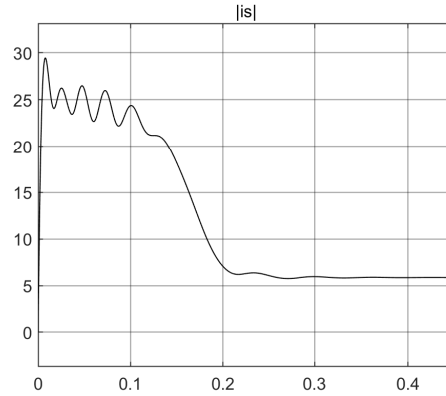
Επομένως, η βηματική τάση συγκλίνει με νέα σταθερά χρόνου: $T_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}$. Σημειώνουμε ότι, αυτή η εμπέδηση δεν δίνει την πλήρη εικόνα, καθώς όταν αρχίσει να διαρρέει ρεύμα την αυτεπαγωγή μαγνήτισης θα έχουμε ένα πιο αργά εξελισσόμενο φαινόμενο.

3.2.7 Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής Συνδεδεμένης στο Δίκτυο

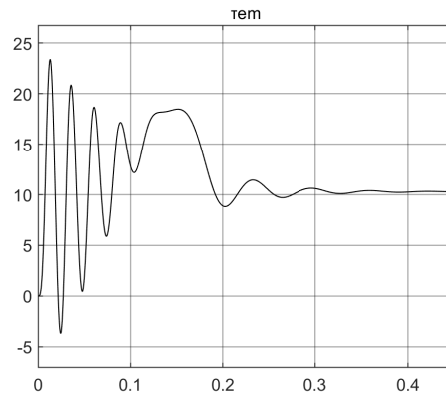
Σε αυτή την ενότητα προσομοιώνουμε την λειτουργία της επαγωγικής μηχανής με τα χαρακτηριστικά που φαίνονται στον Πίνακα 3.2. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στα Σχήματα 3.4, 3.5. Σημειώνουμε πως η τάση τροφοδοσίας έχει ονομαστική τιμή, και το μηχανικό φορτίο είναι γραμμικό ως προς την ταχύτητα με συντελεστή τριβής, b , τέτοιο ώστε σε μόνιμη κατάσταση η ροπή να έχει ονομαστική τιμή. Ισοδύναμα:

$$b = \frac{\tau_e^N}{\omega_m^N} = \frac{P_m^N}{(\omega_m^N)^2} = \frac{P_m^N}{(n^N \cdot \frac{2\pi}{60})^2} = \frac{1.47kW}{(1410 \cdot \frac{2\pi}{60} \frac{rad}{sec})^2} = 0.0674 Nm.s \quad (3.15)$$

Παρατηρούμε πως επέρχεται μόνιμη κατάσταση στα εμφανιζόμενα μεγέθη περίπου στην χρονική στιγμή των 0.4 sec. Όπως εξετάσαμε στην ενότητα 3.2.6 η βηματική τάση εφαρμόζεται φαινομενικά στην μεταβατική εμπέδηση, και αυτό έχει ως αποτέλεσμα μία αιχμή στο ρεύμα, η οποία έχει τιμή σχεδόν πενταπλάσια της ονομαστικής. Από το [18] γνωρίζουμε πως αυτή η αιχμή έχει τιμή:



(α') Ρεύμα Στάτη, $i_s, (A)$

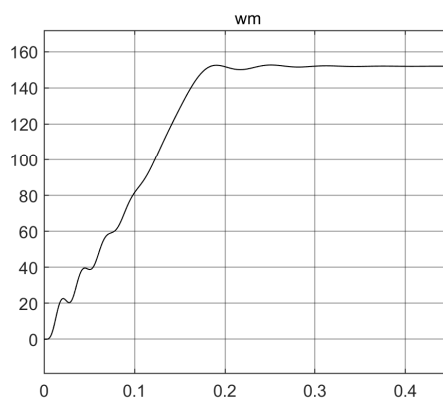


(β') Η/Μ ροπή, $\tau_e, (N.m)$

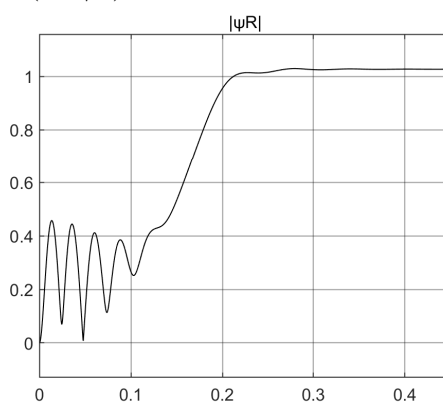
Σχήμα 3.4: Εκκίνηση Μηχανής Επαγωγής στο δίκτυο

$$|i_s|_{max} = \frac{V_s}{\omega_1 L_\sigma} (1 + e^{-\pi R_\sigma / (\omega_1 L_\sigma)}) = 34.26A \quad (3.16)$$

Αυτή η τιμή είναι αρκετά κοντά σε αυτή της προσομοίωσης. Ακόμη, παρατηρούμε ταλαντώσεις ροπής, οι οποίες δεν προβλέπονται από την θεωρία μόνιμης κατάστασης, αλλά οφείλονται στις ταλαντώσεις του ρεύματος στάτη και χρειάζεται να περιορίζονται κατά την σχεδίαση των ελεγκτών ώστε να μην έχουμε αξονική καταπόνηση της μηχανής. Όταν εγκαθίσταται η μαγνητική ροή του δρομέα έχουμε μείωση του ρεύματος στάτη άρα και της ροπής και μεταβαίνουμε στην μόνιμη κατάσταση.



(α') Γωνιακή Ταχύτητα Δρομέα,
 $\omega_m, (rad/s)$



(β') Μαγνητική Ροή Δρομέα, $\psi_R, (V.s)$

Σχήμα 3.5: Εκκίνηση Μηχανής Επαγωγής στο δίκτυο

3.3 Μηχανικό μέρος και Έλεγχος Ταχύτητας

Ας θεωρήσουμε την εξίσωση για το μηχανικό μέρος της επαγωγικής μηχανής, αντικαθιστώντας την ηλεκτρομαγνητική ροπή από την Σχέση 3.11, δηλαδή για τέλει προσανατολισμό πεδίου:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3n_p}{2K^2}(\psi_R i_q) - b\omega_m - \tau_L. \quad (3.17)$$

Δηλαδή, αναλύουμε την ροπή φορτίου σε αυτή που οφείλεται σε τριβή και σε αυτή από εξωτερικούς παράγοντες. Αντικαθιστώντας όπου $\omega_m = \omega_r/n_p$, έχουμε την εξής σχέση για το μηχανικό μέρος:

$$J' \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p}{2K^2}(\psi_R i_q) - b'\omega_r - \tau_L. \quad (3.18)$$

Όπου:

- $J' = J/n_p$
- $b' = b/n_p$

Σε πολλές εφαρμογές όπου είναι επιθυμητός ο έλεγχος της ταχύτητας της μηχανής χρησιμοποιείται και *ελεγκτής ταχύτητας*. Η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας αποτελεί την είσοδο ($i_{q,ref}$), του ελεγκτή ρεύματος της συνιστώσας παραγωγής ροπής. Για αυτό τον λόγο ο βρόχος της ταχύτητας θα πρέπει να επιλέγεται με μικρότερο εύρος ζώνης, με κανόνα του αντίχειρα:

$$a_s < 0.1a_c. \quad (3.19)$$

Για τον έλεγχο ταχύτητας αρχικά αντικαθιστούμε, όπου:

$$J' \rightarrow J \quad b' \rightarrow b \quad \frac{3n_p\psi_R}{2K^2} \rightarrow \psi \quad i_q \rightarrow i \quad (3.20)$$

Τότε, η μηχανική εξίσωση γίνεται:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \psi i - b\omega_r - \tau_L, \quad (3.21)$$

Θα υλοποιήσουμε έναν εσωτερικό βρόχο για την ακύρωση της επίδρασης της διαταραχής φορτίου:

$$i = i' - b_a\omega_r$$

Επομένως, η εξίσωση κλειστού βρόχου για το μηχανικό μέρος γίνεται:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{\psi}{J}(i' - b_a\omega_r) - \frac{b}{J}\omega_r - \frac{\tau_L}{J} \\ &= \frac{\psi}{J}i' - \frac{b + b_a\psi}{J}\omega_r - \frac{\tau_L}{J} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Επιλέγοντας, $b_a = \frac{a_s \hat{J} - \hat{b}}{\hat{\psi}}$, η δυναμική του συστήματος από i' προς ω_r έχει εύρος ζώνης a_s , και συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_s(s) = \frac{\psi/J}{s + a_s} \quad (3.23)$$

Έχοντας σχεδιάσει τον εσωτερικό βρόχο, θα χρειαστεί να κλείσουμε και τον εξωτερικό βρόχο, χρησιμοποιώντας έναν ελεγκτή πρώτης τάξης. Με την μέθοδο της άμεσης σύνθεσης, λαμβάνουμε:

$$F_s(s)G_s(s) = \frac{a_s}{s} \implies F_s(s) = \frac{a_s}{s} \frac{J}{\psi} (s + a_s) = k_{ps} + k_{is}s, \quad (3.24)$$

όπου: $k_{ps} = \frac{a_s \hat{J}}{\hat{\psi}}$, $k_{is} = \frac{a_s^2 \hat{J}}{\hat{\psi}}$.

Ύστερα, αντικαταστήσουμε τις παραμέτρους της μηχανής επαγωγής ξανά:

$$J \rightarrow \frac{J}{n_p} \quad b \rightarrow \frac{b}{n_p} \quad \psi \rightarrow \frac{3n_p \psi_R}{2K^2} \quad i \rightarrow i_q \quad (3.25)$$

Επομένως, προκύπτουν οι εξής επιλογές για τον έλεγχο ταχύτητας:

$$b_a = \frac{2K^2(a_s \hat{J} - \hat{b})}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \quad k_{ps} = \frac{2K^2 a_s \hat{J}}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \quad k_{is} = \frac{2K^2 a_s^2 \hat{J}}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \quad (3.26)$$

Όπως αναφέραμε, η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας είναι η είσοδος του ελεγκτή ρεύματος ($i_{q,ref}$), και επομένως θα πρέπει αυτή να διατηρείται εντός συγκεκριμένων ορίων που οφείλονται στην αυξημένη θερμική καταπόνηση των αγωγών της μηχανής για μεγάλες τιμές ρευμάτων. Σημειώνουμε, βέβαια, πως σε αντίθεση με την τάση, που πρέπει να διατηρείται αυστηρά σε ονομαστικά όρια, το ρεύμα μπορεί να αυξηθεί άνω του ονομαστικού ορίου για λίγα *sec*, χωρίς αυτό να συνεπάγεται καταστροφή της μηχανής, αφού τα θερμικά φαινόμενα χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερες σταθερές χρόνου. Επομένως, η μέγιστη τιμή ρεύματος μπορεί να επιλεγεί ελαφρώς μεγαλύτερη της ονομαστικής.

Όπως αναφέρθηκε και στην Ενότητα 2.6, είναι σκόπιμο να υλοποιήσουμε τα ηλεκτρικά συστήματα σε **ψηφιακή μορφή**. Επομένως, και οι νόμοι ελέγχου θα πρέπει να έχουν αντίστοιχη μορφή. Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες μέθοδοι είναι η Μέθοδος *Tustin*, και η Μέθοδος *Euler*. Η πρώτη είναι γνωστή για τα βελτιωμένα χαρακτηριστικά ευστάθειας και αριθμητικής ακρίβειας, αλλά με το κόστος περιπλεγμένων εξισώσεων. Η δεύτερη αποτελεί έναν αρκετά απλοποιημένο μετασχηματισμό, που όμως πρέπει να χρησιμοποιείται σε συστήματα αρκετά αποσβεννύμενα.[22] Στην συνέχεια παρουσιάζουμε την ψηφιακή υλοποίηση του ελεγκτή ταχύτητας, χρησιμοποιώντας την Μέθοδο Euler.

$$\begin{aligned}
e_s &= \omega_{ref} - \omega_r \\
i_{q,nom}^{ref} &= k_{ps}e_s + k_{is}I_s - b_a\omega_r \\
i_q^{ref} &= \text{sat}(i_{q,nom}^{ref}, \sqrt{I_{max}^2 - (i_d^{ref})^2}) \\
I_s &= I_s + T_s \left[e_s + \frac{1}{k_{ps}}(i_q^{ref} - i_{q,nom}^{ref}) \right].
\end{aligned} \tag{3.27}$$

3.4 Διανυσματικός Έλεγχος Ρεύματος

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τον Διανυσματικό Έλεγχο όπως εφαρμόζεται στην περίπτωση επαγωγικής μηχανής[18]. Η σχεδίαση του ελέγχου θα γίνει σε σύγχρονες συντεταγμένες($d - q$), καθώς όπως αναφέραμε στην μόνιμη κατάσταση διαχειριζόμαστε DC ποσότητες κάτι το οποίο είναι ιδανικό για χρήση PI ελεγκτών. Επομένως, είναι απαραίτητη η επιλογή της γωνίας θ_1 για τον προσανατολισμό του πεδίου. Αυτό μπορεί να γίνει με δύο τρόπους:

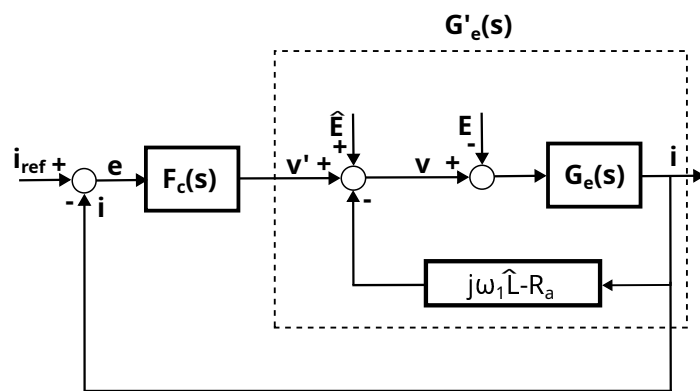
1. Με χρήση Phase Locked Loop(PLL)
2. Με εκτιμητή ροής δρομέα

Ο πρώτος προϋποθέτει γνώση του μέτρου και της κατεύθυνσης του διανύσματος της αντι-ΗΕΔ($\mathbf{E}^s$) ή ισοδύναμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Αλλά επειδή όπως αναφέραμε αυτό είναι κάτι εξεζητημένο ως σχεδίαση για συστήματα με ασύγχρονες μηχανές, θα εξετάσουμε την δεύτερη περίπτωση, η οποία παρουσιάζεται στην Ενότητα 3.5. Θυμόμαστε την Σχέση 3.6, για τον στάτη όπου ορίζουμε $\mathbf{E}^s \triangleq \frac{d\psi_R}{dt}$.

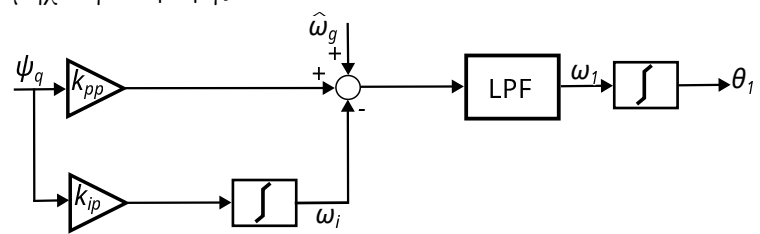
$$L_\sigma \frac{di_s}{dt} = v_s - (R + j\omega_1 L_\sigma)i_s - E \tag{3.28}$$

Ουσιαστικά πρόκειται για δύο εξισώσεις στους άξονες $d - q$. Παρατηρούμε όμως πως εμφανίζεται ένας όρος σύζευξης λόγω του $j\omega_1 L_\sigma$, ο οποίος είναι ανεπιθύμητος και θα πρέπει να απαλειφθεί κατά τον έλεγχο. Επίσης, παρατηρούμε πως έχουμε αντικαταστήσει όπου $R_s \rightarrow R_s + R_R$, καθώς τα μεταβατικά φαινόμενα που αφορούν το ηλεκτρικό υποσύστημα δρουν ισοδύναμα στην μεταβατική εμπέδηση(Ενότητα 3.2.6). Για τον έλεγχο ρεύματος θα χρησιμοποιήσουμε ελεγκτή **δύο βαθμών ελευθερίας** [18], όπου θεωρούμε έναν εσωτερικό βρόχο ανάδρασης καθώς και έναν PI ελεγκτή(Σχήμα 3.6α'). Παρατηρούμε:

- Στον όρο της ενεργού αντίστασης έχει προστεθεί ο όρος $-j\omega_1 \hat{L}$, έτσι ώστε να γίνει αποσύζευξη των δύο αξόνων(για τέλεια εκτίμηση παραμέτρων).
- Η εκτίμηση της αντι-ΗΕΔ, $\hat{E}$, η οποία επιλέγεται ίση με: $\hat{E} = j\omega_1 \hat{\psi}_R$.



(α') Διανυσματικός Έλεγχος Ρεύματος σε μηχανή επαγωγής



(β') Block διάγραμμα PLL

Σχήμα 3.6: Συστήματα για Διανυσματικό Έλεγχο

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ -\sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_d^{\text{ref}} \\ i_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} v_d^{\text{ref}} \\ v_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} &= k_p \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + k_i \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & \omega_1 \hat{L} \\ -\omega_1 \hat{L} & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{E}_d \\ \hat{E}_q \end{bmatrix} \\
\theta'_1 &= \theta_1 + \omega_1 T_d \\
\begin{bmatrix} v_\alpha^{\text{ref}} \\ v_\beta^{\text{ref}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta'_1) & -\sin(\theta'_1) \\ \sin(\theta'_1) & \cos(\theta'_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{\text{ref}} \\ v_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} \\
[\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta] &= \text{PWM}([v_\alpha, v_\beta]) \\
\begin{bmatrix} \bar{v}_d^{\text{ref}} \\ \bar{v}_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta'_1) & \sin(\theta'_1) \\ -\sin(\theta'_1) & \cos(\theta'_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha^{\text{ref}} \\ \bar{v}_\beta^{\text{ref}} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} e_d + \frac{1}{k_p} (\bar{v}_d^{\text{ref}} - v_d^{\text{ref}}) \\ e_q + \frac{1}{k_p} (\bar{v}_q^{\text{ref}} - v_q^{\text{ref}}) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Σχήμα 3.7: Διακριτή μορφή ελέγχου ρεύματος

Σύμφωνα με το [18], επιλέγουμε τα κέρδη του ελεγκτή ως εξής:

$$k_p = a_c \hat{L}, \quad k_i = a_c^2 \hat{L}.$$

Καθώς ο έλεγχος ενδιαφέροντος είναι ο ψηφιακός θα πρέπει να μετατρέψουμε τον έλεγχο ρεύματος σε ψηφιακή μορφή όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7.

Ακόμα, η εκτίμηση της αντι-HEΔ, $\hat{E}$ εδώ θα επιλεγεί μηδενικής τιμής, καθώς έχουμε εκκίνηση χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο, και επομένως κατά την εκκίνηση της μηχανής έχουμε μηδενική τιμή της αντι-HEΔ. Τονίζεται πως σε αυτή την προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε, για λόγους εξέτασης μόνο του ελεγκτή ρεύματος ΔΕΝ χρησιμοποιήθηκε εκτιμητής ροής, αλλά *PLL*, το οποίο εν γένει παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά σε σχέση με εκτιμητές ροής. Η σχεδίαση του *PLL* έγινε όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6β', και οι παράμετροί του επιλέχθηκαν σύμφωνα με την ανάλυση του [18]:

$$\begin{aligned}
\hat{\psi}_R &= \psi_R^N = 1.03Vs \\
a_p &= (PLL \text{ bandwidth}) = 100rad/s \\
a_l &= (LPF \text{ bandwidth}) = 1000rad/s \\
\hat{\omega}_g &= 2\pi 50rad/s \\
k_{pp} &= \frac{2a_p}{\hat{\psi}_R} \\
k_{ip} &= \frac{a_p^2}{\hat{\psi}_R}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο Σχήμα 3.8. Σημειώνουμε, πως ως είσοδοι στον ελεγκτή ρεύματος ανατέθηκαν οι τιμές μόνιμης κατάστασης που βρήκαμε στην Ενότητα 3.2.7. Επίσης, τα όρια στον κορεσμό τάσης εισήχθησαν $\pm 1.05V_{base} = 1.05400V = 418V$, με σκοπό να υπάρχει επαρκές περιθώριο για την τάση στην μόνιμη κατάσταση. Επίσης, στο Σχήμα 3.9, παρουσιάζονται τα πρώτα $msec$ της προσομοίωσης, όπου είναι αξιοσημείωτη η βέλτιστη απόκριση των ρευμάτων καθώς συγκλίνουν με τον επιθυμητό ρυθμό ανόδου στις τιμές αναφοράς.

3.5 Εκτίμηση Ροής

Η επιλογή της γωνίας θ_1 του στρεφόμενου πλαισίου θα πρέπει να γίνει με τρόπο ώστε να ευθυγραμμίζομαστε στην μαγνητική ροή του δρομέα. Αλλά, όπως αναφέραμε, στην επαγωγική μηχανή λόγω της ολίσθησης του δρομέα η μέτρηση της θέσης του δρομέα δεν μπορεί να δώσει την γωνία της μαγνητικής ροής. Για αυτό τον λόγο, βασιζόμαστε σε μοντέλα της μηχανής τόσο του στάτη και του δρομέα. (Σχέση 3.6) Η πρώτη περίπτωση ονομάζεται *Μοντέλο Τάσης*, ενώ η δεύτερη *Μοντέλο Ρεύματος*. Εμείς θα επικεντρωθούμε στην δεύτερη.

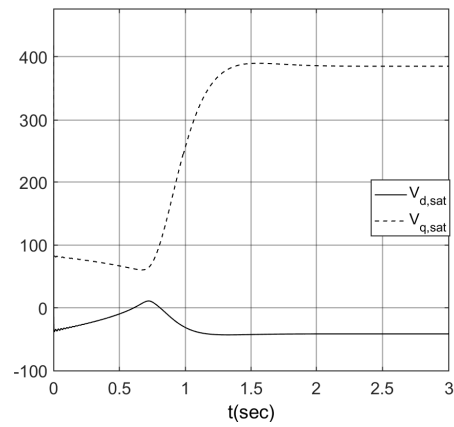
3.5.1 Έμμεσος Προσανατολισμός με το Μοντέλο Ρεύματος

Η σχέση για τον δρομέα, χρησιμοποιώντας εκτιμήσεις δίνεται ως εξής:

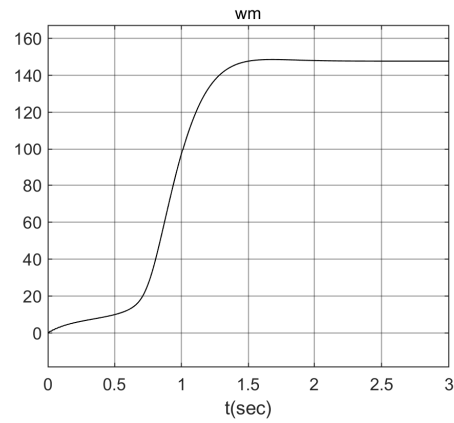
$$\frac{d\hat{\psi}_R}{dt} = \hat{R}_R \hat{i}_s - \left(\frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} + j\omega_2 \right) \hat{\psi}_R \tag{3.30}$$

Και χωρίζοντας σε πραγματικό και φανταστικό μέρος:

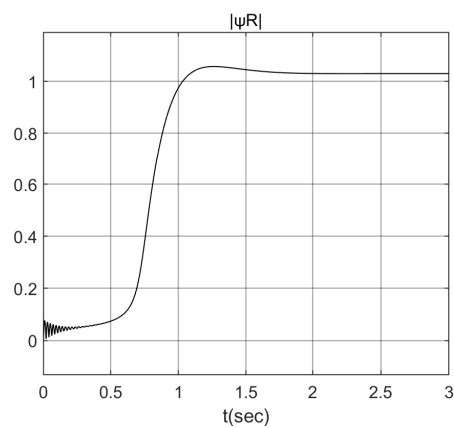
$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\psi}_R}{dt} &= \hat{R}_R \hat{i}_d - \frac{\hat{R}_R \hat{\psi}_R}{\hat{L}_M} \\
\omega_2 &= \omega_1 - \omega_r = \frac{\hat{R}_R \hat{i}_q}{\hat{\psi}_R}
\end{aligned} \tag{3.31}$$



(α') Τάσεις Εισόδου σε $PWM(saturated)$
- έξοδος ελεγκτή

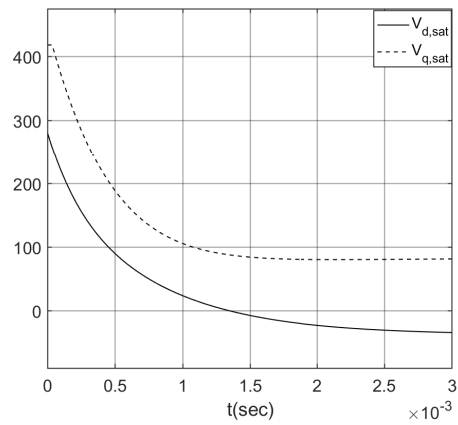


(β') Μηχανική Ταχύτητα Δρομέα, ω_m , σε rad/s

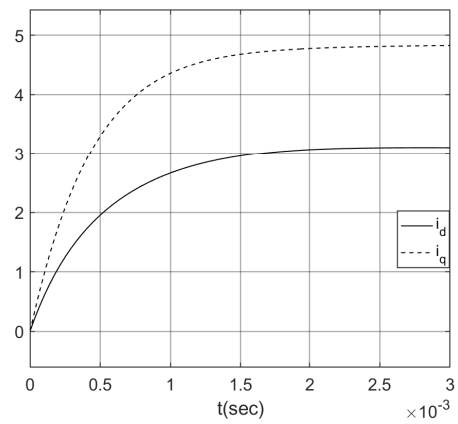


(γ') Μέτρο Ροής Δρομέα, $|\psi_R|$, σε $V.s$

Σχήμα 3.8: Προσομοίωση Ελεγκτή Ρεύματος



(α') Τάσεις Εισόδου σε $PWM(saturated)$
- έξοδος ελεγκτή



(β') $d - q$ συνιστώσες ρεύματος στάτη

Σχήμα 3.9: Προσομοίωση Ελεγκτή Ρεύματος

Ύστερα, αντικαθιστούμε όπου $i_d, i_q \rightarrow i_d^{ref}, i_q^{ref}$, για μειωμένο θόρυβο στο ψηφιακό κύκλωμα. Επίσης, επειδή η εκτίμηση της ροής βλέπουμε ότι συγκλίνει στην τιμή $\hat{L}_M i_d$, μπορούμε να επιλέξουμε κατάλληλα $i_d^{ref} = \frac{\psi^{ref}}{\hat{L}_M}$, και να αντικαταστήσουμε στην 3.31, όπου $\hat{\psi}_R \rightarrow \psi_{ref}$. Τότε, η γωνία του πλαισίου μπορεί να εξαχθεί ως εξής:

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{\hat{R}_R i_q^{ref}}{\psi_{ref}}, \quad \dot{\theta}_1 = \omega_1 \quad (3.32)$$

3.5.2 Προσομοίωση Εκτιμητή Ροής

Σε αυτή την ενότητα προσομοιώνουμε την λειτουργία του συνολικού συστήματος, δηλαδή: Τους ελεγχτές ρεύματος, ταχύτητας και τον εκτιμητή ροής. Όσον αφορά τον ελεγκτή ρεύματος, παραμένει ακριβώς ο ίδιος με αυτόν που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.4. Και οι παράμετροι του ελεγκτή ταχύτητας είναι αυτές της σχέσης 3.26, που προκύπτουν για εύρος ζώνης, $a_s = a_c/10$, καθώς και τέλειες εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής. Τέλος, ο εκτιμητής ροής σχεδιάζεται με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω.

Η προσομοίωση διεξάγεται ως εξής: Αρχικά, δίνεται μία αναφορά ταχύτητας και ύστερα η αναφορά μειώνεται στο 60%. Η προσομοίωση θα διεξαχθεί 3 συνολικά φορές, οι οποίες θα αντιστοιχούν σε:

1. Τέλεια εκτίμηση της R_R : $\hat{R}_R = R_R$
2. Υπο-εκτίμηση της R_R : $\hat{R}_R = 0,6 * R_R$
3. Υπερ-εκτίμηση της R_R : $\hat{R}_R = 1,4 * R_R$

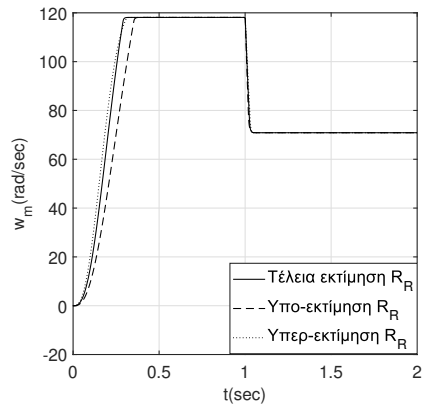
Έτσι θα γίνει εμφανής η ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος στις καλές εκτιμήσεις των παραμέτρων. (Σχήμα 3.10) Σημειώνουμε πως η εκτίμηση της αυτεπαγωγής μαγνητισμού θεωρείται τέλεια καθώς η γενικά κάτι τέτοιο μπορεί να υποτεθεί και επομένως δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την απόκριση του εκτιμητή.

Παρατηρούμε τα εξής:

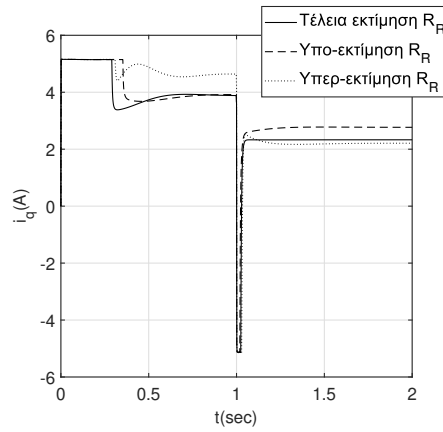
- Για κακή εκτίμηση παραμέτρων ΔΕΝ έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου, αφού όπως βλέπουμε, $\psi_{R,q} \neq 0$.
- Η πιο αργή απόκριση παρουσιάζεται για υπο-εκτίμηση της R_R , καθώς είναι χαρακτηριστική η μικρότερη ανάπτυξη ροπής σε αυτή την περίπτωση για αυξημένη συνιστώσα i_q του ρεύματος στάτη.

3.6 Επίδραση Αντιστροφεία και Ψηφιακού Συστήματος Ελέγχου

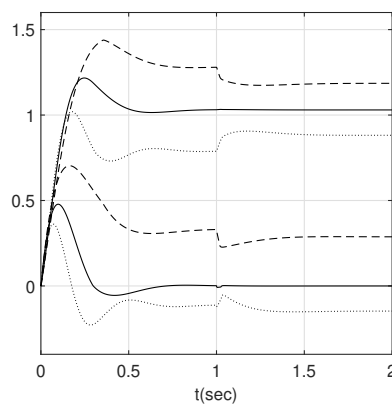
Η απόκριση του μετατροπέα δεν είναι ιδανική, αλλά χαρακτηρίζεται και αυτή από μία καθυστέρηση. Μπορεί υπό προϋποθέσεις σε απλοποιημένα μοντέλα να μοντελο-



(α') Μηχανική Ταχύτητα Δρομέα, ω_m , σε rad/s



(β') Συνιστώσα i_q ρεύματος στάτη σε A



(γ') Συνιστώσες $\psi_{R,d}$, $\psi_{R,q}$ Ροής Δρομέα σε $V.s$

Σχήμα 3.10: Προσομοίωση Εκτιμητή Ροής

ποιηθεί από ένα σύστημα πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου, η οποία ισούται με την συνολική καθυστέρηση των μετατροπών. Επιπρόσθετα, όπως αναλύσαμε υφίσταται και η καθυστέρηση ενός δείγματος των ελεγκτών οι οποία υλοποιείται από το ψηφιακό σύστημα. Αυτές οι δύο καθυστερήσεις λαμβάνονται υπόψιν στην Ενότητα 2.6.3 και αποτελούν την συνολική καθυστέρηση του μετατροπέα, ο οποίος μπορεί να θεωρηθεί ως σύστημα 1ης τάξης με μοναδιαίο κέρδος και σταθερά χρόνου: $T_d = 1.5 T_s$. Σημειώνεται, πως υπάρχουν επίσης και άλλες καθυστερήσεις στο συνολικό σύστημα, όπως: νεκρό διάστημα μεταγωγής, χρόνος κρίσιμου μονοπατιού FPGA. Αυτά έχουν όμως τιμές 100 nsec και 2.417 nsec αντίστοιχα(βλέπε Κεφάλαιο 4), ενώ το $T_d = 30.72\text{ }\mu\text{sec}$, για επιλογή συχνότητας δειγματοληψίας ίση με: $f_s = 48.8\text{ kHz}$, όπως πραγματοποιήθηκε στην Ενότητα 4.5.2. Επομένως, αυτά τα διαστήματα καθυστέρησης μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα σε σχέση με την καθυστέρηση του μετατροπέα. Ακόμα, για αύξηση της διακοπτικής συχνότητας η καθυστέρηση αυτή μειώνεται σημαντικά και η επίδραση του μετατροπέα μειώνεται ακόμα περισσότερο. Αυτό είναι ένα ακόμα πλεονέκτημα των Μετατροπών Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας.

Μέρος II

Πρακτικό Μέρος

Κεφάλαιο 4

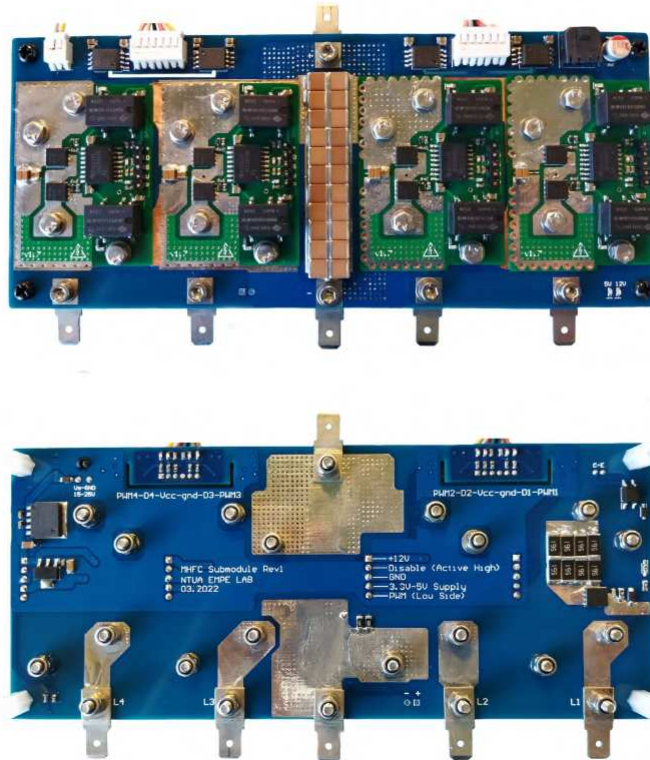
Υλοποίηση Εργαστηριακού Συστήματος

4.1 Παρουσίαση Μεθοδολογίας

Όπως αναπτύχθηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια, είναι σκόπιμο να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας και της συχνότητας δειγματοληψίας ιδιαίτερα σε εφαρμογές οδήγησης σύγχρονων συστημάτων κίνησης. Η μεθοδολογία της παρούσας εργασίας αποτελεί την υλοποίηση συστήματος ελέγχου υψίσυχνου μετατροπέα ως προετοιμασία μελλοντικού συμβατού κυκλώματος ισχύος καθώς όπως είναι φυσικό η πλατφόρμα που δημιουργήθηκε θα μπορεί πολύ εύκολα να προσαρμοστεί και για τον έλεγχο αυτού. Επίσης, είναι καίριας σημασίας η χρήση μόνο ενός FPGA για όλες τις διαδικασίες της λήψης μετρήσεων, υλοποίησης υπολογισμών και ελεγκτών καθώς και την παραγωγή των σημάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων. Με την χρήση μόνο ενός υπολογιστικού συστήματος που ενσωματώνει όλες τις παραπάνω λειτουργίες αποφεύγεται η υλοποίηση πολύπλοκων συστημάτων επικοινωνίας μεταξύ μεγάλου αριθμού μικροελεγκτών, μικροεπεξεργαστών, και PC's τα οποία μειώνουν σε σημαντικό βαθμό την ταχύτητα διάδοσης πληροφοριών σε μεγάλες αποστάσεις σε σύγκριση με το μέγεθος ενός chip, και επομένως το εύρος ζώνης του ελέγχου. Σύμφωνα με αυτές τις απαιτήσεις και προδιαγραφές, έγινε κατάλληλα η διάρθρωση του συνολικού εργαστηριακού συστήματος, η οποία παρουσιάζεται εκτενώς στο παρόν κεφάλαιο.

4.2 Πρωτότυπος Μετατροπέας MHF

Ο μετατροπέας που χρησιμοποιήθηκε κατά το πειραματικό κομμάτι της παρούσας εργασίας είναι αυτός της εργασίας [23](βλέπε Σχήμα 4.1), και πρόκειται για MHF μετατροπέα όπως παρουσιάστηκε στην Εισαγωγή. Συγκεκριμένα, αποτελείται από 3 πανομοιότυπες μονάδες του $1kW$ με ονομαστική τάση $100V$, όπου η κάθε μία αποτελεί-



Σχήμα 4.1: MHF Μετατροπέας [23]

ίται από τέσσερις ημιγέφυρες. Επομένως, δίνεται η δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε είτε πλήρη γέφυρα σε στάδιο εισόδου και εξόδου, είτε τριφασικό στάδιο εξόδου δύο επιπέδων και ημιγέφυρα στο στάδιο εισόδου. Στην περίπτωση μας, αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθούν μόνο οι τρεις ημιγέφυρες από τις δώδεκα συνολικά, καθώς παραλείφθηκε το στάδιο εισόδου και εφαρμόσαμε συνεχή τάση κατευθείαν στους κεραμικούς πυκνωτές της μίας από τις τρεις υπομονάδες (βλέπε Σχήμα 1.1). Αυτή η μεθοδολογία ακολουθήθηκε καθώς εξυπηρετεί την γενίκευση του συστήματος για αναγωγή του ελέγχου από μία τριφασική πλακέτα εξόδου σε τρεις τριφασικές πλακέτες εξόδου για την τροφοδοσία είτε πολυφασικών μηχανών είτε μηχανών επαγωγής μεταβαλλόμενων πόλων όπως έγινε και στο [24], κάτι το οποίο επαφίεται ως μελλοντική έρευνα. Σημειώνουμε ακόμα πως στον συγκεκριμένο μετατροπέα χρησιμοποιήθηκαν τα διακοπτικά στοιχεία BSC0403NS, που είναι mosfet πυριτίου (Si) με τάση αποκοπής στα 150V. Ωστόσο, έχουν δοκιμαστεί σε λειτουργία υψηλής διακοπτικής συχνότητας στο [23] περίπου στα 100 kHz.

Επιπρόσθετα, κρίνονται απαραίτητες κάποιες ακόμα προσθήκες υλικού και άλλα συστήματα τα οποία παρουσιάζονται στις επόμενες ενότητες.



Σχήμα 4.2: Κωδικοποιητής Ταχύτητας

4.3 Κωδικοποιητής Ταχύτητας(Encoder)

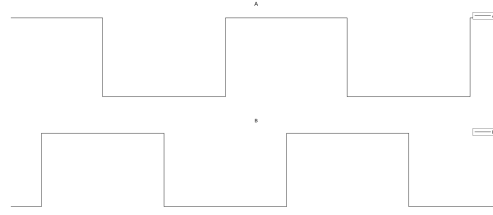
Για την μέτρηση της ταχύτητας της μηχανής επιλέγεται κωδικοποιητής ταχύτητας ο οποίος διαθέτει κατάλληλη πιστοποίηση για ηλεκτρική απομόνωση καθώς και μηχανική αντοχή τα οποία είναι απαραίτητα χαρακτηριστικά για έλεγχο κινητήριων συστημάτων.

Ο κωδικοποιητής ταχύτητας που χρησιμοποιήθηκε είναι ο *E50S-8-8000-3-T-24*[25], όπου η ονομασία του δηλώνει τα εξής χαρακτηριστικά:

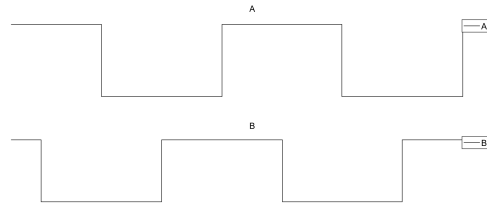
- E50S: Διάμετρος $\varnothing 50mm$, shaft τύπου
- 8: Διάμετρος άξονα $\varnothing 8mm$
- 8000: Pulses per Revolution(ppr)
- 3: A, B, Z Outputs
- T: Totem Pole Output
- 24: 12-24 VDC τροφοδοσία

Η λειτουργία του κωδικοποιητή ταχύτητας βασίζεται στην παραγωγή παλμών στις εξόδους A, B μέσω δύο φωτοδιόδων και ενός LED [26], τα οποία παράγουν 8000 παλμούς/περιστροφή στην περίπτωση μας. Καθώς ο άξονας περιστρέφεται, παράγονται λοιπόν παλμοί οι οποίοι είναι μετατοπισμένοι κατά 90° στον χρόνο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.3. Μάλιστα, βλέπουμε πως για θετική φορά περιστροφής έχουμε προπορεία της φάσης A ως προς την B, ενώ για αρνητική φορά ισχύει το αντίθετο. Επίσης, για λόγους καλύτερης ευκρίνειας και ατρωσίας σε θόρυβο θα χρησιμοποιήσουμε και 2 Schmitt Triggers οι οποίοι χρησιμοποιούν το φαινόμενο της υστέρησης ώστε να παράγουν δύο επίπεδα της τάσης εξόδου σύμφωνα με το Σχήμα 4.4. Τέλος, θα χρειαστεί να προσθέσουμε και έναν διαιρέτη τάσης, καθώς η επιθυμητή τάση για τις ψηφιακές εισόδους του FPGA είναι στο εύρος 0....3.3V.

Τέλος, σημειώνουμε πως η μετάφραση των παλμών γίνεται με βάση την εξίσωση που



(α') Προπορεία της A έναντι της B (θετική φορά περιστροφής)



(β') Προπορεία της B έναντι της A (αρνητική φορά περιστροφής)

Σχήμα 4.3: Παλμοί A, B σε κωδικοποιητή ταχύτητας

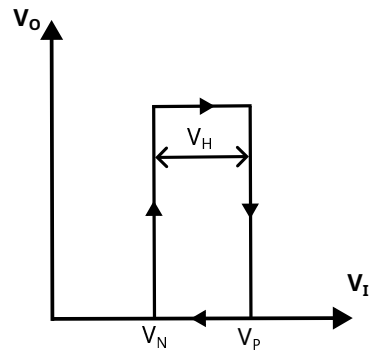
προτείνεται στο [27] για βελτιωμένη εκτίμηση σε χαμηλές έως μεσαίες ταχύτητες του κινητήρα:

$$\omega_m(k) \approx \frac{X}{t(k) - t(k-1)} = \frac{X}{\Delta t(k)}, \quad (4.1)$$

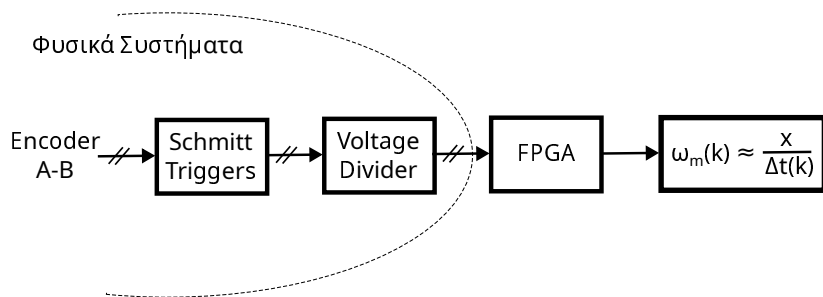
Όπου:

- X , Η μοναδιαία μετατόπιση του άξονα που αντιστοιχεί στην παραγωγή ενός παλμού (A ή B)
- $\Delta t(k)$, Το χρονικό διάστημα που απαιτήθηκε για μοναδιαία μετατόπιση του κινητήρα.

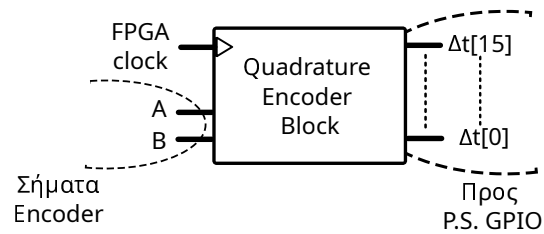
Η σύνδεση όλων των παραπάνω συστημάτων έγινε με τρόπο που φαίνεται στο Σχήμα 4.5. Όσον αφορά την υλοποίηση στο FPGA σημειώνουμε πως έγινε σε γλώσσα περιγραφής υλικού, και συγκεκριμένα σε *Verilog*. Για την διάρθρωση του αντίστοιχου κώδικα γίνεται παραπομπή στην Ενότητα 4.5.1 και συγκεκριμένα, στα modules: *Quad_TMR*, *Speed_Counter_Slow*. Έστερα, η έξοδος, $\Delta t(k)$, τροφοδοτείται στα *General Purpose Inputs/Outputs* όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.6. Σημειώνουμε, πως πρόκειται για 16 pins, τα οποία αντιστοιχούν στα 16-bit του $\Delta t(k)$, και διαμορφώνονται/παρακολουθούνται σε υψηλότερο επίπεδο, από τον επεξεργαστή, μέσω του Advanced Microcontroller Bus Architecture (AMBA) Interconnect[28].



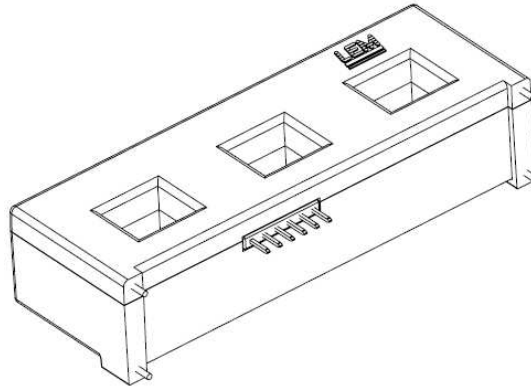
Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική Καμπύλη Schmitt Trigger



Σχήμα 4.5: Σύνδεση των επιμέρους συστημάτων μέτρησης ταχύτητας



Σχήμα 4.6: Διασύνδεση για υλικό ελέγχου του κωδικοποιητή ταχύτητας



Σχήμα 4.7: Σχέδιο LEM HTT 25-P

4.4 Αισθητήρας ρεύματος

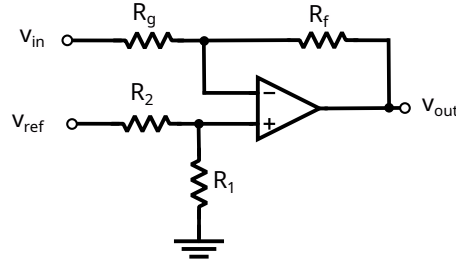
Για την μέτρηση των 3-φασικών ρευμάτων της μηχανής χρησιμοποιήθηκε ο αισθητήρας ρεύματος LEM HTT 25-P, του οποίου το σχέδιο φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Πρόκειται για Current Transducer που λειτουργεί με αισθητήρες Hall σε διάταξη ανοικτού βρόχου. Το πρωτεύον διαρρέεται ονομαστικά από ρεύμα 25A, και το δευτερεύον, που είναι γαλβανικά απομονωμένο παράγει τάση ανάλογη του ρεύματος που το διαρρέει. Σημειώνουμε, εδώ, πως ο συγκεκριμένος μετατροπέας είναι ανοικτού βρόχου και επομένως η τάση εξόδου του δεν εξαρτάται από την αντίσταση φορτίου που συνδέσουμε, αρκεί για αυτή να ισχύει: $R_L \geq 10k\Omega$.

Επομένως, κατανοούμε πως η τάση του αισθητήρα μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές. Όμως, οι Αναλογικές Είσοδοι/Εξοδοι του FPGA μπορούν να κυμαίνονται στο εύρος 0...3.3V. Επομένως, είναι απαραίτητο να προσθέσουμε μία σταθερή συνιστώσα στις μετρήσεις ώστε να μπορούν να διαβαστούν από το FPGA. Αυτό θα γίνει με χρήση της προτεινόμενης τοπολογίας[29] που φαίνεται στο Σχήμα 4.8 και μετατρέπει το επιθυμητό σήμα προς μέτρηση σε

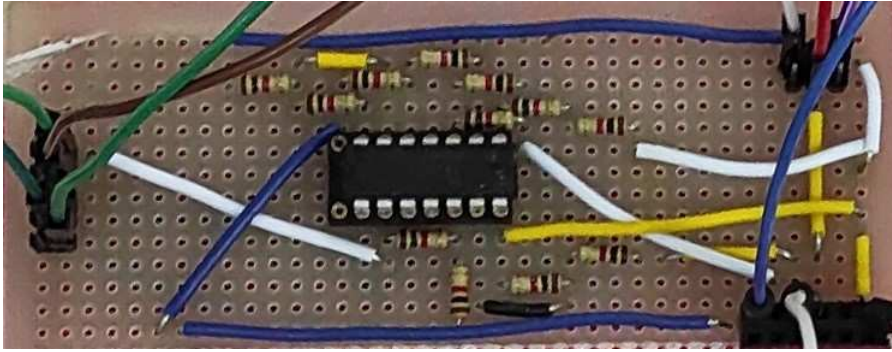
$$V_{out} = V_{ref} - V_{out,LEM} . \quad (4.2)$$

Οι τιμές των αντιστάσεων επιλέγονται όλες τιμής 1kΩ. Μάλιστα, με σκοπό την μείωση του θορύβου στο κύκλωμα λόγω παρασιτικών χωρητικοτήτων και κυμαινόμενων αντιστάσεων του breadboard, υλοποιήθηκαν τρεις πανομοιότυπες τοπολογίες (μία για κάθε σήμα ρεύματος) σε διάτρητη πλακέτα (PCB), η οποία φαίνεται και στο Σχήμα 4.9.

Η τάση αναφοράς ισούται με: $V_{ref} = 1.25V$ και παρέχεται από το XVREF pin του FPGA. Έτσι, το αναλογικό σήμα διαβάζεται από το FPGA και γίνεται η απαραίτητη μετατροπή ώστε να βρεθεί η πραγματική τιμή του ρεύματος πρωτεύοντος, αφαιρώντας την συνεχή συνιστώσα που προστέθηκε παραπάνω. Επίσης, σημειώνουμε πως, επειδή η ευαισθησία του αισθητήρα ρεύματος (ισοδύναμα λόγος V/A) είναι αρκετά μειωμένος, θα κάνουμε τρεις περιελίξεις στα τυλίγματα του πρωτεύοντος (ισοδύναμα τα καλώδια



Σχήμα 4.8: Τοπολογία για μετατόπιση του σήματος σε στάθμη $V_{ref} = 1.25V$



Σχήμα 4.9: Υλοποίηση σε διάτρητη πλακέτα της τοπολογίας του Σχήματος 4.8

του στάτη της μηχανής), έτσι ώστε να ισχύει για τα ρεύματα:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \\ N'_1 = 3N_1 \end{array} \right\} \Rightarrow I'_2 = 3 I_2$$

Επομένως, το αναλογικό σήμα εξόδου κλιμακώνεται με έναν παράγοντα ίσο με το 3, και έτσι μπορούμε να αυξήσουμε την ακρίβεια του ADC , η οποία όπως αναφέρεται και στο [30], δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{V_{FS}}{2^n + 1} = \frac{3.3V}{2^{16} + 1} = 0.05mV \text{ per coding bit} , \quad (4.3)$$

όπου:

- V_{FS} , η τάση πλήρους κλίμακας του ADC ,
- n , ο αριθμός των επιπέδων κωδικοποίησης της τάσης εισόδου .

Όσον αφορά τον Analog-to-Digital Converter αυτός θα διαμορφωθεί για λειτουργία σε Event Driven λειτουργία δειγματοληψίας. [31] Ουσιαστικά, με αυτό τον τρόπο ελέγχουμε την χρονική στιγμή της δειγματοληψίας μέσω της προγραμματιζόμενης λογικής του FPGA . Η αντίστοιχη διαμόρφωση του IP παρουσιάζεται στην Ενότητα 4.5.1. Επίσης, το ρολόι του ADC χρονίζεται στα 20 MHz με αποτέλεσμα ο ρυθμός

μετατροπής να ισούται με $800kSPS$. Σημειώνουμε, πως, θα μπορούσε να αυξηθεί η συχνότητα αυτή περαιτέρω, αλλά αυτό ίσως να δημιουργούσε σφάλμα timing μεταξύ των λογικών μονάδων του FPGA . Με βάση αυτό τον ρυθμό μετατροπής, για το κάθε ένα από τα 3 κανάλια του μετατροπέα, απαιτούνται $1.25 \mu sec$. Επομένως, και για τα 3 κανάλια ο χρόνος αυτός δεν υπερβαίνει τα $4 \mu sec$.

Επιπρόσθετα, αναφέρουμε πως ο μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό του FPGA(ADC) λειτουργεί μέσω Track-and-Hold Amplifier για όλα τα κανάλια. Επομένως, προκειμένου να μεταβούμε στο επόμενο κανάλι παρέχεται ένα δεδομένο χρονικό διάστημα. Για να έχουμε, λοιπόν, δείγματα των ρευμάτων των τριών φάσεων της μηχανής, θα προσθέσουμε και 3 Sample-and-Hold Amplifiers LF-398N [32]. Από το αντίστοιχο φύλλο δεδομένων εξάγουμε πως για hold capacitor χωρητικότητας $1000pF$, έχουμε $t_{ACQ} \leq 4\mu s$. Αυτήν την λειτουργία δειγματοληψίας θα επιτελέσει αντίστοιχο κομμάτι κώδικα σε HDL το οποίο αντιστοιχεί στο module : SH_XADC_EOSPS(βλέπε Ενότητα 4.5.1). Επίσης, στο [30] σημειώνεται πως η συχνότητα δειγματοληψίας επηρεάζεται από την παράμετρο t_{ACQ} σύμφωνα με την σχέση:

$$f_s \leq \frac{1}{t_{ACQ} + t_{HS} + t_c} , \quad (4.4)$$

Όπου:

- t_{ACQ} , ο χρόνος που απαιτείται για την αποκόμιση του αναλογικού σήματος από το ολοκληρωμένο(εδώ $4 \mu sec$),
- t_{HS} , το hold step , το οποίο από το φύλλο δεδομένων δίνεται $t_{HS} \leq 1\mu sec$,
- t_c , ο χρόνος μετατροπής και επεξεργασίας των σημάτων ο οποίος εκτιμάται ίσος με $15 \mu sec$, όπως θα δούμε και στην επόμενη ενότητα.

Με αυτά τα δεδομένα, ο μέγιστος ρυθμός δειγματοληψίας ισούται με:

$$f_s^{max} = 50kHz, \quad (4.5)$$

4.5 Διαμόρφωση FPGA για εφαρμογή ελέγχου κινητήριου συστήματος

Το χρησιμοποιούμενο FPGA για την παρούσα διπλωματική εργασία είναι το Zynq - 7000 All Programmable System-on-Chip(FPGA)[33] . Η επιλογή του έγινε λόγω της δυνατότητάς του για ανάγνωση τόσο ψηφιακών όσο και αναλογικών σημάτων με πληθώρα διαθέσιμων pins για αλληλεπίδραση με το περιβάλλον των αισθητήρων και του μετατροπέα. Το συγκεκριμένο σύστημα ενσωματώνει στην ίδια πλακέτα έναν διπύρρηνο επεξεργαστή 650 MHz ARM Cortex-A9 μαζί με FPGA της σειράς Xilinx 7 . Ουσιαστικά δίνεται η δυνατότητα στον χρήστη για προγραμματισμό τόσο σε γλώσσες προγραμματισμού όπως της C, καθώς και γλωσσών περιγραφής υλικού(Hardware Description Languages - HDL), καθώς και η άμεση σύνδεση των δύο

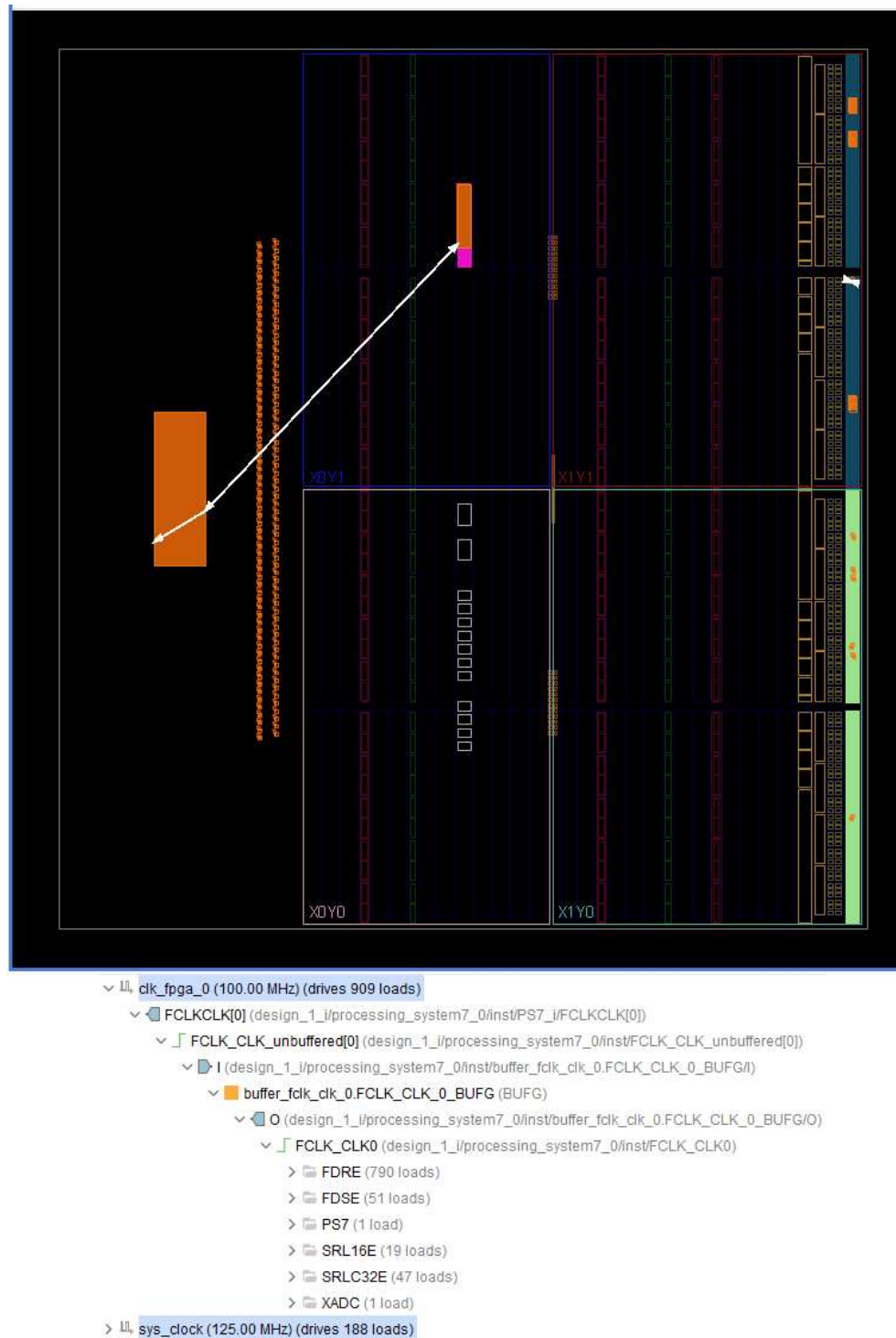
αυτών επιπέδων μέσω του Advanced Microcontroller Bus Architecture (AMBA) Interconnect. Η έρευνα και η ανάπτυξη του συγκεκριμένου SoC έγινε στηριζόμενη στο εγχειρίδιο που παρέχεται από τον κατασκευαστή [33] και ο προγραμματισμός έγινε με χρήση των προγραμμάτων *Vivado* © και *Vitis* ©. Αρχικά, στο *Vivado* ©, γίνεται η διαμόρφωση των διαφόρων περιφερειακών συστημάτων (ADC, GPIO), καθώς και η σύνθεση/υλοποίηση της προγραμματιζόμενης λογικής. Επίσης, είναι δυνατή η αρχειοποίηση του διπύρηνου επεξεργαστή. Έπειτα, εξάγονται τα αρχεία τύπου *.xsa* τα οποία χρησιμοποιούνται ως πλατφόρμες στο *Vitis* ©, όπου δίνεται η δυνατότητα στον χρήστη να δημιουργήσει προγράμματα σε γλώσσες υψηλού επιπέδου όπως την *C*, διαμορφωμένα κατάλληλα για την εκάστοτε εφαρμογή. Στην συνέχεια γίνεται μία παρουσίαση των βασικών χαρακτηριστικών που παρουσιάστηκαν στα δύο παραπάνω εργαλεία ανάπτυξης του ελέγχου του υλικού μας.

4.5.1 Διαμόρφωση Προγραμματιζόμενης Λογικής

Χρησιμοποιήθηκε η έκδοση *Vivado* v2023.1 (64-bit), η οποία περιέχει περιβάλλον *Σύνθεσης* και *Υλοποίησης*, το οποίο αυτοματοποιεί την διαδικασία μετατροπής συνθέσιμου κώδικα σε φυσικά κυκλώματα μέσω σύνδεσης πολλών λογικών μπλοκς ή αλλιώς *Configurable Logic Blocks (CLB's)*. Το περιβάλλον *IDE* είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να τροφοδοτεί μηνύματα: πληροφοριών, προειδοποιήσεων, σημαντικών προειδοποιήσεων και τερματικών λαθών με αύξουσα σειρά σημασίας. Η τυπική σειρά ανάπτυξης αποτελείται από δημιουργία του απαραίτητου κώδικα σε Register Transfer Level (RTL) και η σύνδεση μεταξύ τους και με άλλα Intellectual Properties (IP's) προς σύνθεση μέσω αυτοματοποιημένων διαδικασιών του προγράμματος. Το συνολικό αποτέλεσμα της σύνθεσης είναι διαθέσιμο για υπολογισμό διαφόρων μετρήσεων όπως: χρονικών, μεθοδολογικών, χρησιμοποίησης, ισχύος. Στην παρούσα υλοποίηση γράφτηκε ο απαραίτητος κώδικας σε γλώσσα Verilog, όπου το αποτέλεσμα της σύνθεσης φαίνεται στο Σχήμα 4.10. Παρατηρούμε, συγκεκριμένα την χωροθέτηση των δύο διαφορετικών Δικτύων Ρολογιών.

1. clk_fpga_0(100 MHz)
2. sys_clock(125 MHz)

Το δεύτερο αποτελεί την έξοδο του ταλαντωτή του *SoC*, ενώ το πρώτο χρησιμοποιείται για τον χρονισμό μεταξύ της Προγραμματιζόμενης Λογικής και του Επεξεργαστή. Για αυτό τον λόγο βλέπουμε στα αριστερά του εν λόγω σχήματος, δύο βελόνα τα οποία αντιστοιχούν στις συνδέσεις του πρώτου ρολογιού με τα συστήματα: FCLK_CLK0, ADC, PS7_i. Ενώ στα δεξιά του ίδιου σχηματικού βλέπουμε με πολύ μικρό άσπρο μαρκαδόρο το δεύτερο από τα ρολόγια, του οποίου οι συνδέσεις δεν εμφανίζονται εδώ καθώς είναι 188 "φορτία" του συνθέσιμου σε *RTL* κώδικα. Μπορούμε ακόμη σε αυτό το αποτέλεσμα της Σύνθεσης να προβάλλουμε σχηματικά τον κώδικα HDL, όπως βλέπουμε και στο Σχήμα 4.11 α. Ενώ στο Σχήμα 4.11 β, βλέπουμε τον εσωτερικό κώδικα, όπου φαίνονται οι συνδέσεις μεταξύ των λογικών μπλοκς. Είναι χαρακτηριστική η ύπαρξη LUT's με FDRE's όπου τα δεύτερα αποτελούν D



Σχήμα 4.10: Αποτέλεσμα Σύνθεσης του συνολικού συστήματος(επάνω), Δίκτυα Ρολογιών(κάτω)

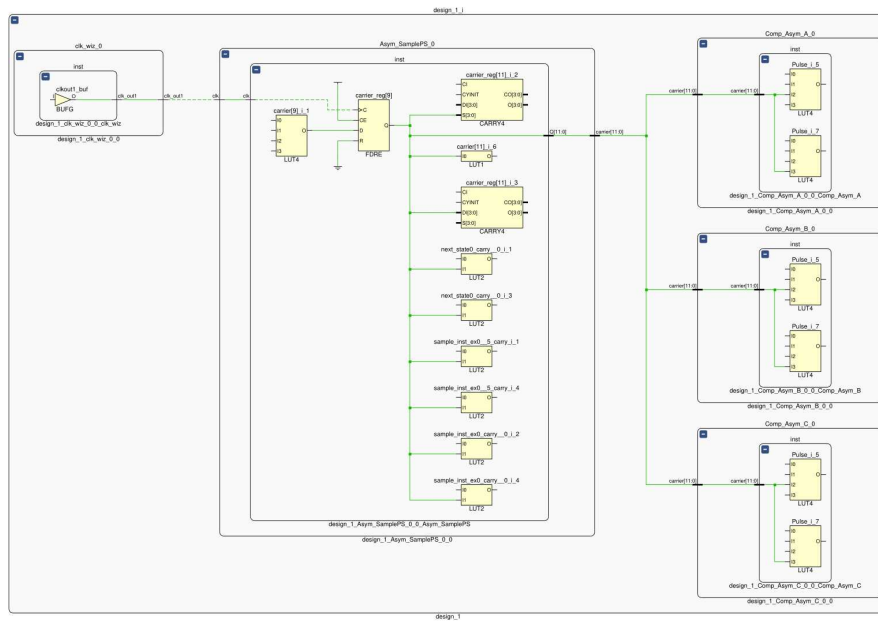
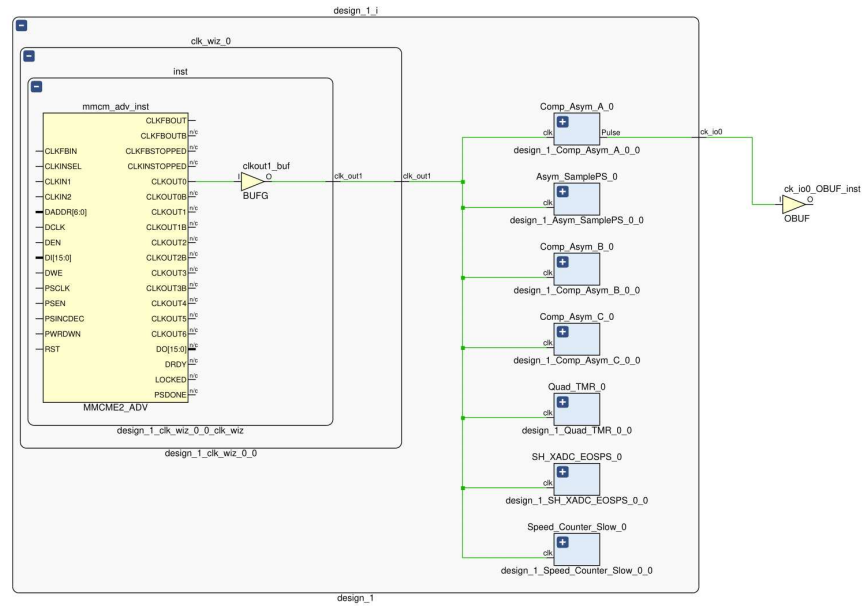
Worst Negative Slack(WNS)	2.417ns
Worst Hold Slack(WHS)	0.065ns
Worst Pulse Width Slack(WPWS)	2.0ns

Πίνακας 4.1: Μετρήσεις Υλοποιημένου συστήματος

Flip-Flops με εισόδους ενεργοποίησης και επανεκκίνησης. Αυτά τα λογικά μπλοκς αποκαλούνται από το πρόγραμμα και drivers και θα πρέπει κάθε pin να ελέγχεται μόνο από έναν driver , διαφορετικά το πρόγραμμα εμφανίζει σημαντική προειδοποίηση. Επομένως, αυτό χρήζει κατάλληλη σύνταξη στο επίπεδο των HDL . Στο στάδιο της Σύνθεσης, μπορούμε να έχουμε και πρώιμες αναφορές όπως: ισχύος, χρησιμοποίησης κτλ. Βέβαια, προτείνεται αυτό να γίνει στο επόμενο στάδιο όπου τα αποτελέσματα βασίζονται στο υλοποιημένο μοντέλο και επομένως αναμένονται να είναι πιο ακριβή.

Ύστερα, ακολουθεί η Υλοποίηση του κώδικα, τα αποτελέσματα της οποίας φαίνονται στο Σχήμα 4.12 γ, το οποίο είναι πανομοιότυπο με της Σύνθεσης αλλά έχουν προστεθεί και όλα τα λογικά μπλοκς. Σε αυτό το στάδιο έχουμε πρόσβαση και σε μετρήσεις όπως: χρησιμοποίησης, κατανάλωσης ισχύος, χρόνου κλπ. Συγκεκριμένα, το πρόγραμμα εμφάνισε 4 σημαντικές προειδοποιήσεις στο στάδιο της Μεθοδολογίας. Αυτό οφείλονταν στο γεγονός ότι δεν μπόρεσε με αυτόματο τρόπο να μετρήσει το χρονικό μονοπάτι μεταξύ των δύο δικτύων ρολογιών που προαναφέρθηκαν. Ωστόσο, με χειροκίνητο τρόπο βρέθηκε ότι το μονοπάτι `clk.fpga_0 → sys.clock` είναι ίσο με 2.417 nsec. Μάλιστα αυτή η τιμή συμπίπτει και την τιμή του Worst Negative Slack(WNS), το οποίο ορίζει τα χρονικά περιθώρια στο κρίσιμότερο μονοπάτι(critical path), για δεδομένες συχνότητες των ρολογιών και επομένως καθορίζει την ταχύτητα του υλικού μας. Πιο συγκεκριμένα, εάν είναι αρνητικό αυτό σημαίνει ότι η υλοποίηση είναι αδύνατη. Ενώ στην εφαρμογή μας η τιμή του φανερώνει ότι τα κριτήρια υλοποίησης ικανοποιούνται. Στον Πίνακα 4.1 φαίνονται και άλλες χρήσιμες μετρήσεις, οι οποίες όλες πληρούν τα κριτήρια υλοποίησης.

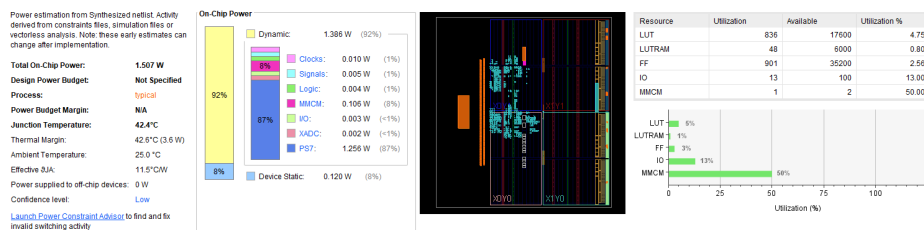
Επίσης, στο Σχήμα 4.12, βλέπουμε άλλες χρήσιμες μετρήσεις. Πιο συγκεκριμένα, βλέπουμε στο β) πως η συνολική ισχύς του συστήματος είναι ίση με 1.507 W, ενώ το 87 % οφείλεται στον επεξεργαστή. Επομένως, τονίζεται πως επειδή δίνεται η δυνατότητα για παράλειψη του συστήματος επεξεργασίας μπορεί να μειωθεί σημαντικά η κατανάλωση ισχύος σε σχέση μικροελεγκτές και μικροεπεξεργαστές, κάτι το οποίο αποτελεί πλεονέκτημα των FPGA . Επίσης, στο δ) βλέπουμε πως η χρήση LUT's ισούται με μόλις το 4.75 % των συνολικών και επομένως υπάρχει δυνατότητα για πρόσθετη υπολογιστικό φόρτο σε παρόμοιες εφαρμογές. Πιο συγκεκριμένα, τα περισσότερα LUT's χρησιμοποιούνται από το `ps7_0_axi_periph`, για την επικοινωνία με των διαφόρων περιφερειακών και του επεξεργαστή. Τα δεύτερα περισσότερα LUT's χρησιμοποιούνται από το `xadc_wiz_0`, δηλαδή τον μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Και στην συνέχεια ακολουθούν τα μπλοκς του συνθέσιμου κώδικα RTL που γράφτηκαν για την παρούσα εφαρμογή.



Σχήμα 4.11: α) Σχηματικό Διάγραμμα του συνθέσιμου κώδικα (επάνω) β) Μεγέθυνση σε ένα από τα RTL blocks (κάτω)

Name	Slice LUTs (17500)	Slice Registers (35200)	Slice (4400)	LUT as Logic (17500)	LUT as Memory (6000)	Bonded IOB (100)	Bonded IOPADs (138)	BUFGCTRL (32)	MMCME2_ADV (2)	XADC (1)
design_1_wrapper	836	901	367	788	48	13	130	3	1	1
design_1_i (design_1)	836	901	367	788	48	0	0	3	1	1
Asym_SamplePS_0 (i)	41	15	17	41	0	0	0	0	0	0
clk_wiz_0 (design_1_i)	0	0	0	0	0	0	0	2	1	0
Comp_Asym_A_0 (de)	8	15	8	8	0	0	0	0	0	0
Comp_Asym_B_0 (de)	8	15	9	8	0	0	0	0	0	0
Comp_Asym_C_0 (de)	8	15	7	8	0	0	0	0	0	0
processing_system7_	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
ps7_0_axi_periph (de)	362	442	172	315	47	0	0	0	0	0
Quad_TMR_0 (design)	68	39	32	68	0	0	0	0	0	0
rst_ps7_0_100M (de)	17	33	9	16	1	0	0	0	0	0
SH_XADC_EOSPS_0	76	21	24	76	0	0	0	0	0	0
Speed_Counter_Slow	101	67	35	101	0	0	0	0	0	0
xadc_wiz_0 (design_1)	148	239	79	148	0	0	0	0	0	1

α) Χρησιμοποίηση(Utilization) του FPGA



β) Κατανάλωση ισχύος του FPGA

γ) Υλοποίηση(Implementation)

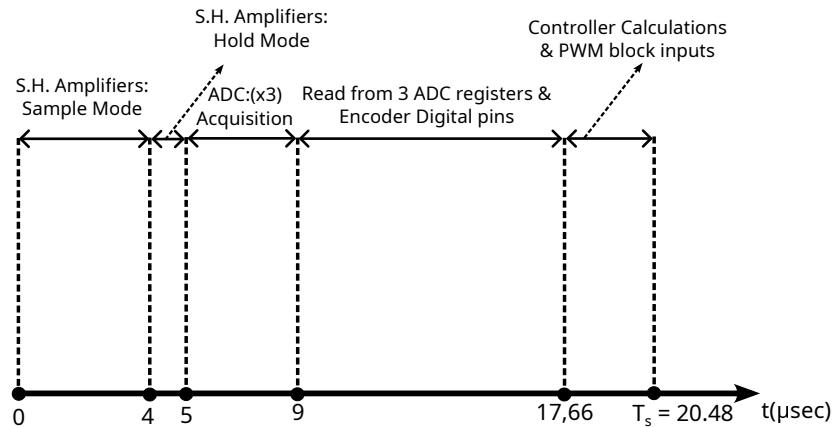
δ) Περίληψη χρησιμοποίησης

Σχήμα 4.12: Αποτέλεσμα Υλοποίησης του κώδικα

4.5.2 Υλοποίηση Ψηφιακής Ασύμμετρης Δειγματοληψίας με τριγωνικό φέρον

Στην ενότητα 2.6 αναφέρθηκε η ανάγκη για ψηφιακή υλοποίηση του συστήματος διαμόρφωσης με χρήση τριγωνικού φέροντος. Επομένως, η διαμόρφωση που ακολουθείται βασίζεται σε **τριγωνικό φέρον** το οποίο υλοποιείται εσωτερικά στο FPGA. Σημειώνουμε, επίσης, πως η συχνότητα δειγματοληψίας (f_s) του συστήματος επιλέγεται με τρόπο ώστε να μεγιστοποιείται, δεδομένων των χρονικών περιορισμών που αναλύθηκαν προηγουμένως. Συγκεκριμένα επιλέγουμε $f_s = 48.8kHz < 50kHz = f_s^{max}$ (Σχέση 4.5) και το σχεδιάγραμμα για μία περίοδο δειγματοληψίας ($T_s = 20.48 \mu sec$) φαίνεται στο Σχήμα 4.13, όπου παρατηρούνται τα εξής χρονικά διαστήματα:

1. Λειτουργία δειγματοληψίας στα σήματα των ρευμάτων, μέσω 3 Sample-and-Hold ολοκληρωμένων διάρκειας $t_{ACQ} = 4 \mu sec$ (βλέπε Ενότητα 4.4)
2. Λειτουργία συγχράτησης στα 3 Sample-and-Hold ολοκληρωμένα διάρκειας $t_{HS} = 1 \mu sec$ (βλέπε Ενότητα 4.4)
3. Διάστημα απόκτησης των σημάτων από τα 3 κανάλια του ADC διάρκειας $4 \mu sec$ που αντιστοιχεί σε ρυθμό $800kSPS$ (βλέπε Ενότητα 4.4)
4. Ανάγνωση των αντιστοίχων καταχωρητών για τις τιμές των μετρούμενων τάσεων του ADC, καθώς και των ψηφιακών εξόδων του κωδικοποιητή ταχύτητας διάρκειας $8.66 \mu sec$ (βλέπε Ενότητα 4.5.5)
5. Υπολογισμοί (ελεγκτών, μετασχηματισμοί Park κλπ.), και είσοδος στο μπλοκ PWM διάρκειας $2.82 \mu sec$ (βλέπε Ενότητα 4.5.5)



Σχήμα 4.13: Σχεδιάγραμμα Περιόδου Δειγματοληψίας

Η επιλογή των χρονικών διαστημάτων εξηγείται στις αντίστοιχες ενότητες των παρενθέσεων. Στην επόμενη ενότητα γίνεται μία σύντομη ανασκόπηση των λειτουργιών που επιτελεί ο κώδικας που γράφτηκε σε Verilog. Σημειώνεται πως ο κώδικας δεν παρατίθεται αυτούσιος καθώς είναι εύκολο να αναπτυχθεί κώδικας για την εκάστοτε εφαρμογή εφόσον κατανοήσουμε πρώτα την λειτουργία που χρειάζεται να επιτελεί.

4.5.3 Επισκόπηση Verilog modules

Τα διάφορα Verilog modules, τα οποία γράφτηκαν φαίνονται και στο Σχήμα 4.11 α, επιγραμματικά. Όπως βλέπουμε στο ίδιο σχήμα, όλα τα modules λειτουργούν με χρήση του ρολογιού που προκύπτει από το sys_clk, το οποίο παρουσιάστηκε παραπάνω ως ένα από τα δύο δίκτυα ρολογιών, αλλά με την παρεμβολή ενός MMCM (Mixed-Mode Clock Manager), για την δημιουργία ενός ρολογιού 100 MHz. Επομένως, όλος ο συντεθειμένος κώδικας λειτουργεί συγχρονισμένα με χρήση στοιχείων flip-flop, όπως αυτών που φαίνονται στο Σχήμα 4.11 β. Στην συνέχεια γίνεται μία ανασκόπηση των λειτουργιών που επιτελεί το κάθε ένα από τα modules.

1. *Asym_SamplePS*:

Πρόκειται για το μπλοκ το οποίο υλοποιεί με φυσική αναπαράσταση το τριγωνικό φέρον όπως παρουσιάστηκε στην Ενότητα 4.5.2. Συγκεκριμένα, σε κάθε θετική ακμή του ρολογιού η έξοδός του, carrier[11:0], η οποία είναι ακέραια μεταβάλλει την στάθμη της κατά 1. Όπως αναφέραμε, η περίοδος δειγματοληψίας ισούται με $T_s = 20.48 \mu sec$, επομένως αφού το ρολόι είναι χρονισμένο στα 100 MHz, από τα παραπάνω προκύπτει ότι το φέρον (ή αλλιώς το σήμα carrier) αποτελείται από ακριβώς 2048 επίπεδα. Και επειδή θεωρούμε πως το φέρον λαμβάνει τόσο θετικές όσο και αρνητικές τιμές ακεραίων, θεωρούμε πως λαμβάνει τιμές από -1024 έως 1023, οι οποίες μπορούν να αναπαρασταθούν επαρκώς με 12 - bits, όπως φαίνεται και από το μέγεθος

του διανύσματος. Σημειώνουμε επίσης, πως η διακριτή φύση του φέροντος διαθέτει πολύ καλή ακρίβεια λόγω του μεγάλου αριθμού στάθμεων κβαντοποίησης(2048) και επομένως στην εφαρμογή μας είναι μία καλή υλοποίηση. Επίσης, στην αρχή της κάθε περιόδου δειγματοληψίας το παρόν module ενημερώνει το SH_XADC_EOSPS καθώς και τα Comp_Asym_A, Comp_Asym_B, Comp_Asym_C όπως θα δούμε και παρακάτω.

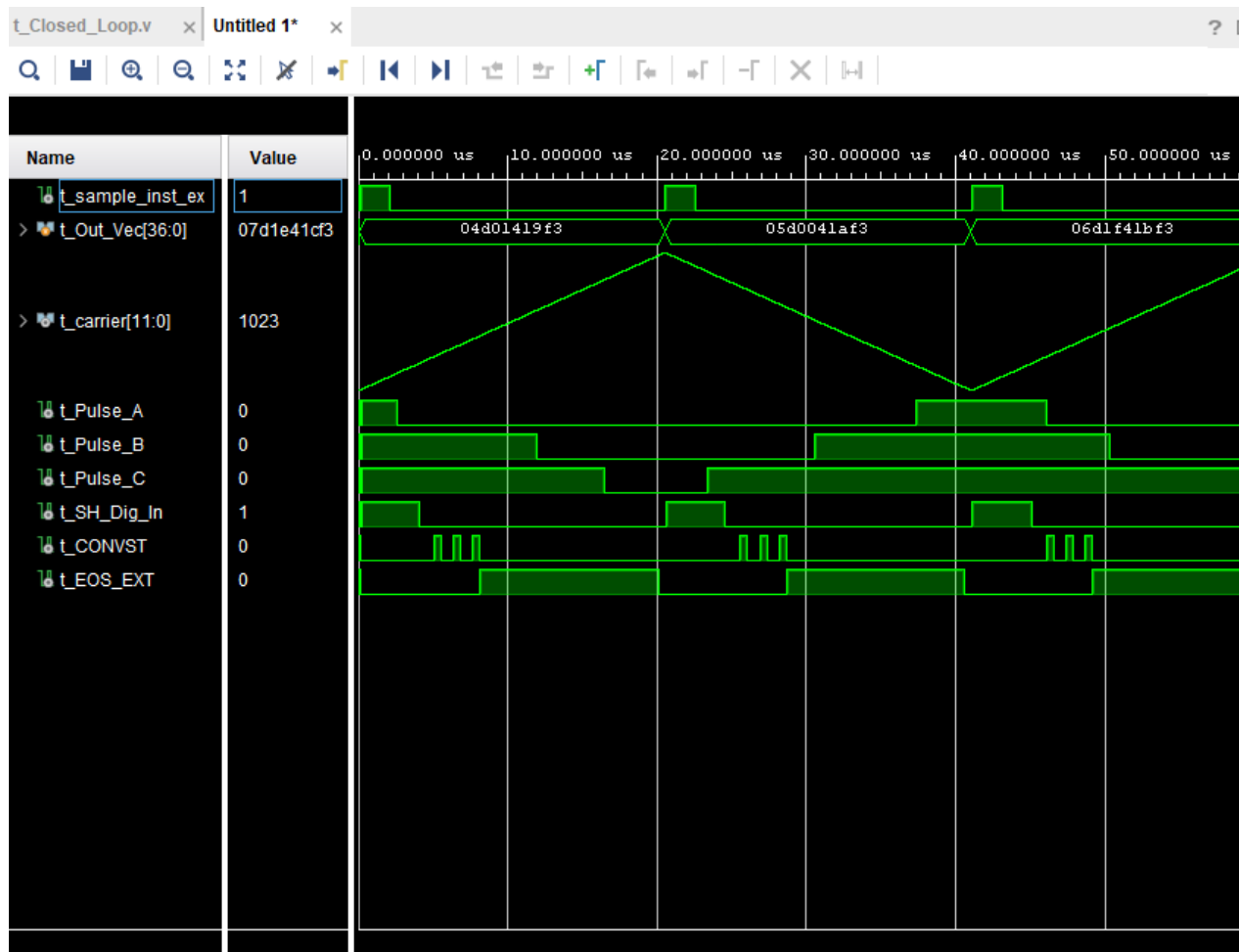
2. SH_XADC_EOSPS:

Το συγκεκριμένο μπλοκ οδηγεί κατάλληλα τα 3 ολοκληρωμένα Sample-and-Hold, μέσω της ψηφιακής τους εισόδου LOGIC [32], η οποία αντιστοιχεί σε λειτουργία δειγματοληψίας του σήματος(λογικό 1), και σε λειτουργία συγκράτησης του σήματος(λογικό 0). Αυτή η λειτουργία επιτελείται από την έξοδο του μπλοκ SH_Dig_In, η οποία αντιστοιχίζεται σε ψηφιακή έξοδο του SoC. Αυτή η λειτουργία αντιστοιχεί στα 2 πρώτα διαστήματα του Σχήματος 4.13. Επίσης, μέσω της εξόδου CONVST, καθορίζει την χρονική στιγμή δειγματοληψίας τρεις φορές μέσα σε μία περίοδο(μία για κάθε κανάλι του ADC, όπως θα δούμε στην συνέχεια της παρούσας ενότητας) Όταν ο ADC επιτελέσει την μετατροπή των παραπάνω σημάτων ενημερώνει το παρόν module, μέσω του σήματος EOS και στην συνέχεια το παρόν module αναθέτει την τιμή 1 στην έξοδό του EOS_EXT μέχρι το τέλος της περιόδου. Αυτή η έξοδος συνδέεται στο GPIO περιφερειακό το οποίο διαβάζεται από το σύστημα επεξεργασίας και σηματοδοτεί το τέλος του 3ου διαστήματος του Σχήματος 4.13. Όπως προαναφέραμε ο ρυθμός δειγματοληψίας του ADC ισούται με $800kSPS$ ή αντίστοιχα $1.25 \mu sec$ για το κάθε κανάλι. Για αυτό τον λόγο το τρίτο αυτό διάστημα έχει θεωρηθεί ότι δεν υπερβαίνει τα $4 \mu sec$ (βλέπε Σχήμα 4.13).

3. Comp_Asym_A, Comp_Asym_B, Comp_Asym_C:

Τα τρία αυτά modules υλοποιούν τους παλμούς εξόδου PWM. Συγκεκριμένα, αυτή η λειτουργία γίνεται μέσω σύγκρισης του κοινού φέροντος(carrier[11:0] έξοδος του Asym.SamplePS) με την είσοδό τους reference[11:0] η οποία αντιστοιχεί στην τιμή της αναφοράς της κάθε φάσης του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, αυτή η αναφορά λαμβάνεται στην αρχή της κάθε περιόδου δειγματοληψίας (μέσω του GPIO περιφερειακού) όπως έχει προκύψει από τους υπολογισμούς της προηγούμενης περιόδου. Έτσι, υλοποιείται το Σχήμα ελέγχου που παριστάνεται στο Σχήμα 2.14, όπου φαίνεται η καθυστέρηση ενός δείγματος του ελεγκτή(Ενότητα 2.6.2). Τα αποτελέσματα των συγκρίσεων συνδέονται σε ψηφιακές εξόδους του FPGA οι οποίες οδηγούν τις PWM εισόδους του μετατροπέα για τον έλεγχο της τάσης εξόδου της κάθε ημιγέφυράς του.

Η λειτουργία των 5 προαναφερθέντων modules μπορεί να ελεγχθεί και μέσω του περιβάλλοντος Behavioural Simulation που προσφέρει το Vivado. Συγκεκριμένα, θα χρειαστεί να δημιουργήσουμε αρχείο σε Verilog που ονομάζεται testbench και ύστερα να προσομοιώσουμε την λειτουργία αυτού του αρχείου καθώς και όλων των παραπάνω και να καταγράψουμε τα αποτελέσματα. Η σύνθεση αυτού του testbench έγινε με



Σχήμα 4.14: Αποτέλεσμα προσομοίωσης των συστημάτων στο περιβάλλον του Vivado

βάση τα όσα αναφέρονται στο [34] και τα αποτελέσματα της συνολικής προσομοίωσης των συστημάτων φαίνονται στο Σχήμα 4.14. Παρατηρούμε, την τριγωνική μορφή του φέροντος καθώς και την επιθυμητή περίοδό του ($T_{sw} = 2T_s = 40.96\mu sec$). Επίσης, βλέπουμε πως οι διακόπτες αλλάζουν κατάσταση ενδιάμεσα των ακμών του φέροντος κάτι το οποίο αποτελεί πλεονέκτημα σε σχέση με το πριονωτό φέρον όπως αναλύθηκε και στην Ενότητα 2.4. Επίσης, οι παλμοί που CONVST, EOS_EXT που αφορούν το ADC περιφερειακό έχουν την επιθυμητή μορφή. Τέλος, το διάνυσμα t_Out_Vec αποτελεί τα 37 bit εισόδου από το GPIO όπως αναλύεται στην ενότητα 4.5.4, όπου βλέπουμε ότι μεταβάλλεται σε κάθε αρχή περιόδου δειγματοληψίας ανάλογα με την επιθυμητή τιμή των αναφορών προς σύγκριση με το φέρον.

4. Quad_TMR:

Μετρά τους παλμούς A, B του κωδικοποιητή ταχύτητας σύμφωνα με τα όσα αναλύθηκαν στην Ενότητα 4.3 και προσθέτει στο μέτρημα έναν παλμό (αντίστοιχα αφαιρεί) κάθε φορά που παρατηρεί θετική περιστροφή του άξονα (αντίστοιχα αρνητική). Ο συνολικός αριθμός παλμών αποτελεί την έξοδο [31:0] count του module και αποτελεί είσοδο στο Speed_Counter_Slow, το οποίο παρουσιάζεται ακολούθως.

5. Speed_Counter_Slow:

Έχει ως είσοδο το διάνυσμα [31:0] count όπως παρουσιάστηκε προηγουμένως, και σε κάθε μοναδιαία μετατόπιση του άξονα (ή ισοδύναμα δύο θετικές ακμές του παλμού A - Σχήμα 4.3) που αντιστοιχεί στον αριθμητή, X της εξίσωσης 4.1 μετρά το χρονικό διάστημα που απαιτήθηκε για αυτή, ή ισοδύναμα τον παρονομαστή $\Delta_t(k)$ της εξίσωσης 4.1. Αυτό το χρονικό διάστημα αποθηκεύεται στην έξοδο [15:0] Delta_T, η οποία σε κάθε θετική ακμή του ρολογιού αυξάνεται κατά 1. Έτσι, την στιγμή όπου ολοκληρώνεται μία μοναδιαία περιστροφή του άξονα του κωδικοποιητή μπορεί να εξαχθεί η φορά και το μέτρο της γωνιακής ταχύτητας από την Σχέση 4.1 στο Σύστημα Επεξεργασίας το οποίο λαμβάνει το διάνυσμα [15:0] Delta_T, μέσω του GPIO. Σημειώνεται, πως, εάν το διάνυσμα [15:0] Delta_T υπερχειλίζει λόγω μικρής ταχύτητας του άξονα τότε η ταχύτητα θεωρείται προσεγγιστικά μηδενική. Αυτή η ελάχιστη μετρήσιμη ταχύτητα ισούται με:

$$\omega_{m,min} = \frac{2\pi/8000 \text{ rad}}{2^{16} * 10 \text{ nsec}} \approx 1.2 \text{ rad/s (11.44 RPM)},$$

η οποία είναι επαρκώς χαμηλή και μπορεί να θεωρηθεί μηδενική στην παρούσα εφαρμογή.

6. ADC:

Ο μετατροπέας Αναλογικού Σήματος-σε-Ψηφιακό υλοποιείται ως hard macro στην Προγραμματιζόμενη Λογική, και ελέγχεται από το Σύστημα Επεξεργασίας. Πιο συγκεκριμένα, αυτό γίνεται μέσω του P.S. Master διαύλου M_AXI_GP_0. Όπως αναφέρεται και στο τεχνικό εγχειρίδιο [28], για συστήματα υψηλής επίδοσης κρίνεται σκόπιμο να μην χρησιμοποιείται και ο δεύτερος Master δίαυλος M_AXI_GP_1, καθώς αυτό αναμένεται να μειώσει την χρονική απόκριση και να δημιουργήσει χρονικά σφάλματα. Για αυτό τον λόγο, χρησιμοποιούμε το IP: XADC Wizard(3.3) το οποίο χρησιμοποιεί τον δίαυλο που προαναφέρθηκε. Όσον αφορά τις ρυθμίσεις που επιλέχθηκαν αυτές συνοψίζονται παρακάτω. Αρχικά, δεν χρησιμοποιούμε κανένα από τα alarms καθώς αυτά αυξάνουν τα παρακολουθούμενα κανάλια άρα αυξάνουν και τον χρόνο μετατροπής όλων των καναλιών. Επιλέγουμε λειτουργία σε Event Mode με σκοπό να ελέγχουμε την ακριβή στιγμή δειγματοληψίας μέσω της αντίστοιχης εισόδου convst_in, η οποία οδηγείται από το module SH_XADC_EOSPS, όπως αυτό παρουσιάστηκε στην Ενότητα 4.5.3. Επίσης, ενεργοποιούμε Continuous Sampling και Channel Sequencer έτσι ώστε σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας να μετατρέπουμε

Ψηφιακές Έξοδοι IO0, IO2, IO4	Δημιουργία Παλμών Οδήγησης των διακοπών
Ψηφιακή Έξοδος IO5	Δημιουργία Παλμών Ελέγχου του Sample-and-Hold
Ψηφιακές Είσοδοι IO6, IO7	Καταγραφή παλμών εξόδου A,B, κωδ.ταχύτητας
Αναλογικές Είσοδοι 0,1,2	Μέτρηση τριφασικών ρευμάτων μηχανής

Πίνακας 4.2: Είσοδοι/Έξοδοι FPGA

Delta_T	EXT_EOS	Ref_C	Ref_B	Ref_A	reset
53...38	37	36...25	24...13	12...1	0
16	1	12	12	12	1

Πίνακας 4.3: Χρησιμοποιούμενα pins GPIO P.S. και αντίστοιχη λειτουργία/μέγεθος(σε bit)

τα τρία κανάλια που αντιστοιχούν στα ρεύματα των φάσεων της μηχανής. Το ρολόι του μετατροπέα ρυθμίζεται στα 20 MHz τιμή η οποία ισοδυναμεί με ρυθμό μετατροπής δειγμάτων 800 kSPS ή αντίστοιχα 1.25 μ sec για το κάθε κανάλι. Όταν μετατραπούν και τα τρία κανάλια ενεργοποιείται για έναν κύκλο ρολογιού το σήμα EOS το οποίο όπως είδαμε παραπάνω τροφοδοτείται στο module SH_XADC_EOSPS.

Στον Πίνακα 4.2, συνοψίζονται οι θύρες του FPGA που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και ο σκοπός τους.

4.5.4 Επικοινωνία μεταξύ Προγραμματιζόμενης Λογικής και Συστήματος Επεξεργασίας

Η επικοινωνία μεταξύ P.S. - P.L. γίνεται μέσω του περιφερειακού GPIO P.S. το οποίο παρέχει υλικό αλλά και λογισμικό για τον έλεγχο έως και 64 pins, τα οποία υλοποιούν την διασύνδεση μέσω του Extended Multiple Inputs - Outputs. Συγκεκριμένα παρέχονται 2 banks των 32 pins η κάθε μία, τα οποία μπορούν να διαμορφωθούν είτε ως είσοδοι είτε ως έξοδοι μέσω κατάλληλων εντολών στο Σύστημα Επεξεργασίας. Από τα 64 διαθέσιμα pins χρησιμοποιούνται τα 54 για την επιτέλεση των απαραίτητων λειτουργιών. Η αρχικοποίηση του περιφερειακού γίνεται στο Vivado και ο έλεγχος γίνεται στο Vitis μέσω κατάλληλου λογισμικού το οποίο η Xilinx αποκαλεί drivers και εισάγεται αυτόματα στο πρόγραμμα κατά την αρχικοποίηση. Η εντολές που χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται συνοπτικά μαζί με επεξηγήσεις στο αρχείο xgpiops.h, και ουσιαστικά επιτελούν λειτουργίες ελέγχου μέσω ανάγνωσης/γραφής σε καταχωρητές του περιφερειακού οι οποίοι έχουν ως προεπιλεγμένη διεύθυνση βάσης την 0xE000A000. Σημειώνεται πως για πιο απαιτητικές εφαρμογές ενδείκνυται η χρήση διαφορετικών πρωτοκόλλων ενδοεπικοινωνίας όπως DMA, κλπ. Ωστόσο, για την παρούσα εργασία το GPIO P.S. η ενδοεπικοινωνία εξετάστηκε ότι δουλεύει βέλτιστα. Στον Πίνακα 4.3 παρουσιάζονται τα διάφορα pins του περιφερειακού που χρησιμοποιούμε καθώς και η λειτουργία που επιτελούν.

Εντολή	Χρονική Διάρκεια (μsec)
XAdcPs_GetAdcData(XADCPS_CH_AUX_01)	2.3 μsec
XAdcPs_GetAdcData(XADCPS_CH_AUX_09)	2.3 μsec
XAdcPs_GetAdcData(XADCPS_CH_AUX_06)	2.3 μsec
XGpioPs_Read(PS_OUT_BANK_3)	1.76 μsec
Συνολική διάρκεια του 4ου διαστήματος στο Σχ.4.13	8.66 μsec

Πίνακας 4.4: Εντολές Ανάγνωσης του Συστήματος Επεξεργασίας

4.5.5 Διαμόρφωση Συστήματος Επεξεργασίας

Ο προγραμματισμός του Συστήματος Επεξεργασίας γίνεται στην έκδοση Vitis IDE v2023.1.0 (64-bit). Ο διπύρηνος επεξεργαστής είναι χρονισμένος σύμφωνα με την προεπιλεγμένη επιλογή των 650 MHz η οποία είναι αποθηκευμένη στο αυτόματα δημιουργημένο αρχείο *xparameters.h*. Η λειτουργία του επεξεργαστή έγκειται στον υπολογισμό των τιμών εξόδων των ελεγκτών και ύστερα στον καθορισμό των τιμών των αναφορών για την PWM, η οποία υλοποιείται όπως είδαμε παραπάνω στο FPGA. Πιο συγκεκριμένα, η διάρθρωση του κώδικα γλώσσας C γίνεται ως εξής. Αρχικά αρχικοποιούνται τα διάφορα περιφερειακά(ADC, GPIO, κλπ.) με χρήση των κατάλληλων εντολών των αρχείων drivers όπως παρουσιάστηκε και προηγουμένως. Έστερα, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας ελέγχεται το pin του GPIO το οποίο αντιστοιχεί στο EOS_EXT (Ενότητα 4.5.3) το οποίο μεταβαίνει από 0 σε 1 όταν τα δεδομένα του τρίτου και τελευταίου καναλιού του ADC αποθηκευτούν στον αντίστοιχο καταχωρητή εξόδου ο οποίος βρίσκεται εσωτερικά του περιφερειακού. Αυτή η χρονική στιγμή όπως αναφέραμε σηματοδοτεί την αρχή του 4ου διαστήματος(Σχήμα 4.13). Σε αυτό το διάστημα όπως φαίνεται στο ίδιο σχήμα, αρχικά διαβάζουμε τους 3 καταχωρητές με τα αποτελέσματα της μετατροπής του ADC καθώς και τα 16 pins του GPIO [53...38] από τα οποία προκύπτει η ταχύτητα της μηχανής. Τα ακριβή χρονικά διαστήματα που περιγράφονται στο Σχήμα 4.13 μπορούν να υπολογιστούν ακριβώς μέσω των Global Timers, οι οποίοι είναι καταχωρητές 64-bit αυξάνονται κατά 1 κάθε 2 κύκλους του επεξεργαστή, ή ισοδύναμα σε συχνότητα 650 $MHz/2$ [28]. Επομένως, οι εντολές που τρέχει ο επεξεργαστής Cortex-A9 μπορούν να καταγραφούν ακριβώς την χρονική στιγμή που εκτελούνται μέσω της βιβλιοθήκης *xtime_l.h* και της εντολής *XTime_GetTime()*. Με αυτή την μεθοδολογία καταγράφονται στον πίνακα 4.4 οι χρονικές διάρκειες των εντολών που αναφέρθηκαν παραπάνω. Παρατηρούμε πως η ανάγνωση από τους καταχωρητές του ADC διαρκεί παραπάνω καθώς όπως αναφέραμε είναι αυξημένη η απόσταση μεταξύ του Cortex-A9 και του περιφερειακού το οποίο υλοποιείται ως hard macro στο FPGA. Αντίθετα το GPIO P.S. υλοποιείται μέσω του Extended Multiple Input Output(EMIO) ως pins τα οποία επικοινωνούν μέσω του Advanced Peripheral Bus(APB) με τον επεξεργαστή, το οποίο είναι γρηγορότερος δίαυλος επικοινωνίας. Επίσης, παρατηρούμε πως από την πρόσθεση αυτών των διαστημάτων προκύπτει η χρονική διάρκεια του 4ου διαστήματος του Σχήματος 4.13.

Τέλος, το 5ο χρονικό διάστημα, ίσο με 2.88 μsec , διατίθεται για υπολογισμούς

των ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας, και την έξοδο στο GPIO των επιθυμητών τιμών των αναφορών προς σύγκριση με το φέρον στα Comp_Asym_A, Comp_Asym_B, Comp_Asym_C (βλέπε Ενότητα 4.5.3). Όσον αφορά την υλοποίηση των ελεγκτών γίνεται με βάση την μέθοδο του Model Based Design, που παρουσιάστηκε στην Εισαγωγή. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται ακριβώς ο κώδικας για το μοντέλο της μηχανής που παρουσιάστηκε και στο Κεφάλαιο 3. Οι παράμετροι της χρησιμοποιούμενης μηχανής επαγωγής είναι αυτές του Πίνακα 3.1 και υλοποιούνται ως μεταβλητές κινητής υποδιαστολής διπλής(**double float**) ακρίβειας έτσι ώστε να έχουμε αυξημένη αριθμητική ακρίβεια στους υπολογισμούς. Η ψηφιοποίηση των ελεγκτών της μηχανής γίνεται όπως αναλύθηκε στο ίδιο Κεφάλαιο 3.

Μία χρήσιμη πληροφορία που προκύπτει, λοιπόν, και αφορά την απόδοση του FPGA αφορά την ολική καθυστέρηση του βρόχου ανάδρασης. Σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν αυτή ισούται με 17.88 μsec , και αφορά την παρούσα υλοποίηση με τις διάφορες σχεδιαστικές επιλογές(π.χ. Συχνότητα δικτύων ρολογιών, ολοκληρωμένα S.H., ADC, GPIO κλπ.) Επισημαίνεται πως αυτή η επίδοση είναι πολύ βελτιωμένη σε σύγκριση με άλλες λύσεις όπως μικροϋπολογιστές και μικροελεγκτές, οι οποίες δεν λειτουργούν με τόσες μικρές καθυστερήσεις διάδοσης. Επίσης, θα μπορούσε να μεγιστοποιηθεί η ταχύτητα της παρούσας υλοποίησης, αλλά όπως αναφέραμε ήδη στην μεθοδολογία της παρούσας εργασίας, σκοπός ήταν η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας στο εύρος των υπερυψηλών συχνοτήτων και όχι η μέγιστη επιτεύξιμη διακοπτική συχνότητα.

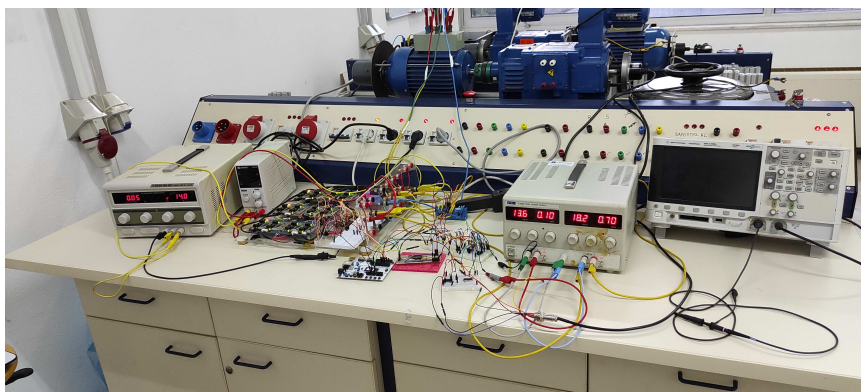
Κεφάλαιο 5

Πειραματικές μετρήσεις

Το πείραμα που διεξάγεται για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του συνολικού συστήματος, είναι ένα πείραμα με **βαθμωτό έλεγχο**, ασύγχρονης μηχανής με τον εξοπλισμό που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 4, και φαίνεται συνολικά στο Σχήμα 5.1.

Παρατηρούμε λοιπόν, πως έχουμε 3 τροφοδοτικά (ένα διπλής εξόδου και δύο μονής εξόδου), τα οποία παράγουν τα εξής επίπεδα τάσης:

1. $\pm 14\text{ V}$, για τις τροφοδοσίες V_{cc} , V_{ss} των Sample-and-Hold ολοκληρωμένων, καθώς και του κυκλώματος για την προσθήκη στάθμης μετατόπισης 1.25V του Σχήματος 4.8.
2. 14V , 0V , για την τροφοδοσία του κωδικοποιητή ταχύτητας, καθώς και των Schmitt Triggers
3. 18V , 0V , για το κύκλωμα βοηθητικής τροφοδοσίας του μετατροπέα



Σχήμα 5.1: Όψη του εξοπλισμού πειραματικών μετρήσεων

4. 0-30V, για την τάση του DC bus , η οποία εφαρμόζεται σε ένα από τα 3 ισοδύναμα αρθρωτά τμήματα του MHFC .

Σημειώνεται πως για το κύκλωμα ισχύος, δηλαδή το DC Bus θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και variable transformer το οποίο συνδέεται στο δίκτυο και εξομαλύνει την έξοδό του με χρήση πολύ μεγάλης χωρητικότητας. Ωστόσο, χρησιμοποιείται τροφοδοτικό με εύρος τάσης 0...30V και ρεύματος 0...10A τα οποία είναι αποδεκτά στην παρούσα εφαρμογή. Ο λόγος που χρησιμοποιείται είναι λόγω των προστασιών που διαθέτει μέσω ρύθμισης του μέγιστου ρεύματος που μπορεί να διαρρεύσει το οποίο είναι κρίσιμο για την περίπτωση βραχυκυκλώματος. Επίσης, ο όγκος του τροφοδοτικού αυτού είναι μειωμένος σε σχέση με τον variable transformer.

5.1 Ανάγνωση Σημάτων Ελέγχου Μηχανής

Για την δοκιμή του συνολικού συστήματος, εφαρμόζουμε συνεχή τάση εισόδου τιμής 30V, και βαθμωτό έλεγχο της ασύγχρονης μηχανής. Συγκεκριμένα, θα χρησιμοποιούμε SPWM, όπως παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.5.2, με παραμέτρους:

- $m_a = 0.5$
- $m_f = \frac{24.41kHz}{3.5Hz} = 6974.3$ (Ισοδύναμα συχνότητα αναφοράς ίση με 3.5Hz)

Σημειώνεται, ακόμα, πως η ασύγχρονη μηχανή λειτουργεί σε κενό φορτίο στον άξονά της.

Για την καταγραφή των αποτελεσμάτων, χρησιμοποιούμε τον Παλμογράφο, DSO-X 2002A, που φαίνεται στο Σχήμα 5.1 και προσφέρει προς παρακολούθηση δύο αναλογικά κανάλια. Ο παλμογράφος αυτός χρησιμοποιείται για την εξακρίβωση της ορθής λειτουργίας των αναλογικών σημάτων εξόδου του τριφασικού Current Transducer καθώς η συχνότητα των 70 MHz του παλμογράφου προσφέρεται για υψηλή ευκρίνεια των μετρήσεων. Επίσης, στο δεύτερο κανάλι συνδέουμε ένα probe ρεύματος με λόγο μετατροπής 10 mV/A. Οι ρυθμίσεις του παλμογράφου που χρησιμοποιούνται αναγράφονται στην συνέχεια:

ANALOG

Ch 1 Scale 1.00V/, Pos 0.0V, Coup DC, BW Limit Off, Inv Off, Imp 1M Ohm
Probe 10.000000 : 1, Skew 0.0s

Ch 2 Scale 10mV/, Pos 0.0V, Coup DC, BW Limit Off, Inv On, Imp 1M Ohm
Probe 1.0000000 : 1, Skew 0.0s

TRIGGER

Sweep Mode Auto, Coup DC, Noise Rej Off, HF Rej Off, Holdoff 40.0ns
Mode Edge, Source Ch 2, Slope Rising, Level 20.375mV

HORIZONTAL

Mode Normal, Ref Center, Main Scale 200.0ms/, Main Delay 0.0s

ACQUISITION

Mode High Res, Realtime On, Vectors On, Persistence Off

MEASUREMENTS

RMS - N Cycles AC(1), Cur 549.4mV

RMS - N Cycles AC(2), Cur 13.189mV

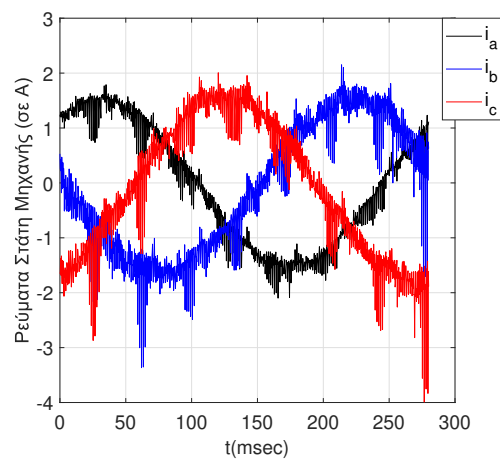
Duty(1), Cur 50.3%

Average - Full Screen(1), Cur 1.1547V

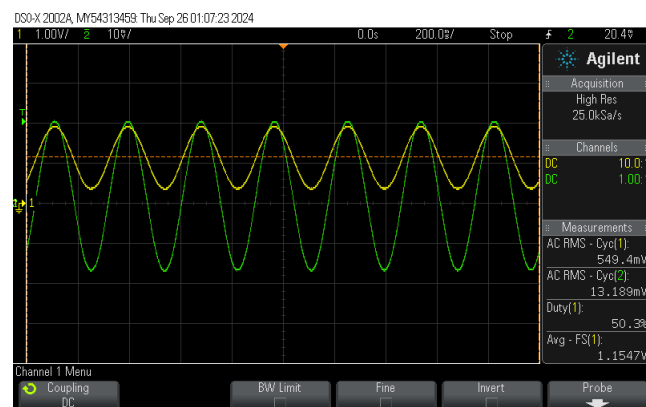
Επίσης, προκειμένου να εξαχθούν τα αποτελέσματα των μετρήσεων από το FPGA αποθηκεύουμε στην μνήμη του δείγματα των 3 σημάτων των ρευμάτων της μηχανής για χρόνο ίσο με μία περίοδο των σημάτων αναφοράς (Ισοδύναμα $1/3.5 = 285.7 \text{ msec}$). Οι τιμές των ρευμάτων αποθηκεύονται ως float μεταβλητές οι οποίες έχουν μέγεθος 4 byte. Επομένως, επειδή η μνήμη L1 του επεξεργαστή είναι μεγέθους 32 kB, λαμβάνοντας 1000 δείγματα από το κάθε σήμα προς απεικόνιση δεν υπερβαίνουμε της δυνατότητες του συστήματος. Επομένως, λαμβάνονται δείγματα κάθε 13 περιόδους δειγματοληψίας έτσι ώστε να έχουμε μετρήσεις σε όλο το εύρος μίας περιόδου των σημάτων αναφοράς. Τα τρία σήματα που διαβάζει το FPGA για τα ρεύματα των φάσεων της μηχανής παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.2α'. Επίσης, στο Σχήμα 5.2β' παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μέτρησης του παλμογράφου που αναφέρθηκε παραπάνω.

Παρατηρούμε τα εξής:

- Είναι εμφανής η τριφασική συμμετρία των ρευμάτων.
- Οι αιχμές που εμφανίζονται είναι αρκετά αυξημένου αριθμού και οφείλονται σε *Ηλεκτρομαγνητική Αλληλεπίδραση* μεταξύ των διαφόρων συστημάτων και των σημάτων PWM που είναι αυξημένης συχνότητας. Βέβαια, τονίζουμε, πως συνήθως σε εφαρμογές κινητήριων συστημάτων πάντοτε παρεμβάλλεται ένα φίλτρο για την εξομάλυνση των σημάτων. Στην παρούσα εργασία, δεν χρησιμοποιήθηκε κάποιο φίλτρο, αλλά μόνο τα 3 Sample-and-Hold ολοκληρωμένα, τα οποία όπως βλέπουμε επιτυγχάνουν σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό την εξομάλυνση των σημάτων ρεύματος.
- Η βαθμονόμηση του αισθητήρα ρεύματος μπορεί να γίνει εύκολα από το σχήμα 5.2β' αφού γνωρίζουμε την ευαισθησία του probe ρεύματος. Συγκεκριμένα, εξαγάγουμε την σχέση: $549.9 \text{ mV} / 1.319 \text{ A} = 416.94 \text{ mV/A}$, για τον λόγο μετατροπής του αισθητήρα ρεύματος. Αυτός ο λόγος είναι θεωρητικά πανομοιότυπος για τα τρία κανάλια. Με αυτή την τιμή μετατρέπουμε και τα 3 σήματα του Σχήματος 5.2α' σε *Ampere*.
- Για λόγους σύγκρισης, παραθέτουμε και το μετρούμενο ρεύμα από το probe ρεύματος στο Σχήμα 5.3, όπου φαίνεται πως το σήμα του ρεύματος είναι πράγματι

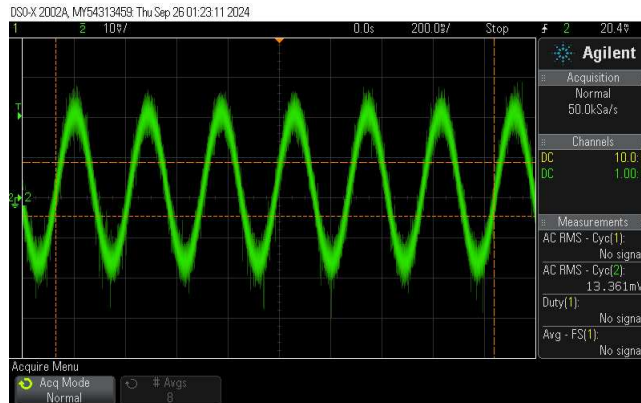


(α') Ανάγνωση σημάτων ρεύματος από το FPGA



(β') Μέτρηση ρεύματος φάσης από τον αισθητήρα και από probe ρεύματος

Σχήμα 5.2: Ρεύματα του στάτη μηχανής για βαθμωτό έλεγχο



Σχήμα 5.3: Μέτρηση ρεύματος μίας φάσης

κυματώδες κυρίως λόγω της διακοπτικής μορφής της τάσης οδήγησης της μηχανής. Επομένως, η υλοποίηση του συστήματός μας είναι αρκετά αποτελεσματική απέναντι στον θόρυβο.

5.2 Ανάλυση του συστήματος δειγματοληψίας

Στην συνέχεια, θα αναλύσουμε την λειτουργία του συστήματος δειγματοληψίας για 5 περιόδους δειγματοληψίας. Και πάλι θα χρησιμοποιήσουμε βαθμωτό έλεγχο με SPWM διαμόρφωση με τα εξής χαρακτηριστικά:

- $m_a = 0.8$
- $f_{ref} = 3.0Hz$

Για βαθμωτό έλεγχο μίας μηχανής γνωρίζουμε πως θα πρέπει να παραμένει σταθερός ο λόγος V/f της μηχανής και σε τιμή ονομαστική, έτσι ώστε να μην έχουμε εξασθένιση του μαγνητικού πεδίου. Για την συγκεκριμένη μηχανή αυτός ο λόγος ισούται με:

$$\left(\frac{V_s}{f}\right)_{nom} = 230/50V_{rms}/Hz = 4.6V_{rms}/Hz$$

Και για την SPWM γνωρίζουμε πως για την θεμελιώδη συνιστώσα της φασικής τάσης ισχύει:

$$\hat{V}_s^{(1)} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} \frac{V_d}{2}$$

Επειδή η συνεχής τάση εισόδου περιορίζεται από την διαθέσιμη τροφοδοσία, έστω $V_d = 20V$, θα πρέπει να μειώσουμε και την συχνότητα των αναφορών. Έτσι, για

επιλογή $f_{ref} = 3Hz$, $m_a = 0.8$ προκύπτει λόγος $1.89V_{rms}/Hz$, επομένως είμαστε οριακά στην περιοχή εξασθένισης. Ωστόσο, η μηχανή εκκινεί κανονικά αφού λειτουργεί σε κενό φορτίο, άρα με χαμηλές απαιτήσεις ισχύος.

Η διάρθρωση της κάθε περιόδου δειγματοληψίας είναι αυτή που παρουσιάζεται και στο Σχήμα 4.13. Όσον αφορά την είσοδο στα PWM blocks επειδή υλοποιούμε βαθμωτό έλεγχο (Ενότητα 2.5.2) αυτή θα είναι 3 ημιτονοειδή σήματα τα οποία υπολογίζονται από τον επεξεργαστή ως εξής:

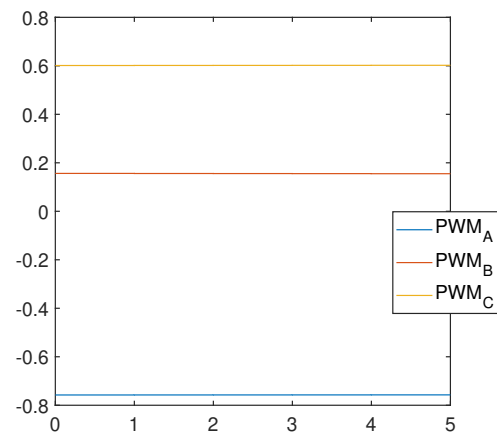
- $u_{a_ref} = m_a * \sin(w * t)$;
- $u_{b_ref} = m_a * \sin(w * t - 2.0f * PI_MATH / 3.0f)$;
- $u_{c_ref} = m_a * \sin(w * t + 2.0f * PI_MATH / 3.0f)$;

Επίσης, θα πρέπει αυτές οι αναφορές να πολλαπλασιαστούν επί 1024 αφού όπως είδαμε στη Ενότητα 4.5.3, το φέρον κυμαίνεται από -1024 έως 1023. Επομένως, στο συγκεκριμένο πείραμα δεν υλοποιούνται οι ψηφιακοί ελεγκτές ρεύματος και ταχύτητας, αλλά δίνεται εντολή ελέγχου του μετατροπέα σε σχήμα ανοιχτού βρόχου. Έτσι, ο χρόνος που απαιτείται για την εκτέλεση των εντολών από τον επεξεργαστή οφείλεται στον υπολογισμό των τριών ημιτονοειδών συναρτήσεων, ο οποίος απαιτεί την βιβλιοθήκη `math.h`, μετρήθηκε λιγότερο από $1 \mu sec$, και επομένως είναι ασφαλής η λειτουργία των υπολογισμών. Στο σχήμα 5.4 φαίνεται η λειτουργία του συστήματος για διάρκεια $5 T_s$, ως προς την είσοδο στο μπλοκ PWM αλλά και την μετρούμενη τιμή των ρευμάτων. Ενώ, στο 5.5 βλέπουμε τα σήματα μόνο της μίας φάσης. Παρατηρούμε τα εξής:

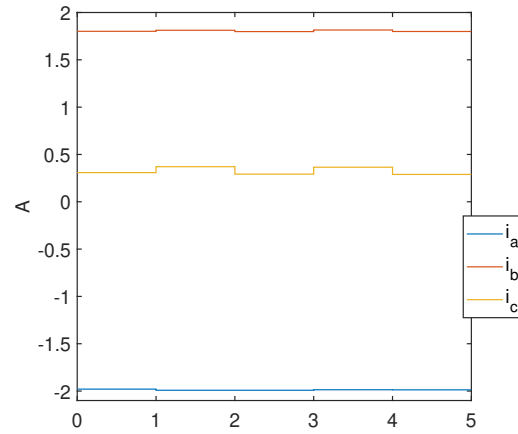
1. Τα μετρούμενα ρεύματα δεν μεταβάλλονται σε τόσο μεγάλο βαθμό από τις αιχμές μετάβασης των διακοπών. Απεναντίας η τιμή τους παραμένει επαρκώς σταθερή σε αυτές τις λίγες περιόδους δειγματοληψίας.
2. Οι είσοδοι στα μπλοκ PWM είναι αρκετά ομαλές αφού οφείλονται στην ακρίβεια των υπολογισμών του επεξεργαστή για την τιμή τους.
3. Η λειτουργία του συνολικού συστήματος για μέτρηση των απαραίτητων σημάτων, υπολογισμών καθώς και παραγωγή σημάτων οδήγησης των διακοπών κρίνεται αποτελεσματική.

5.2.1 Μετρήσεις του συνολικού συστήματος μέτρησης ρεύματος

Με χρήση του παλμογράφου θα αναπαραστήσουμε την είσοδο στο FPGA για ένα από τα 3 σήματα ρεύματος στο πρώτο κανάλι του παλμογράφου. Ενώ στο δεύτερο κανάλι, θα χρησιμοποιήσουμε και πάλι ένα probe ρεύματος με λόγο μετατροπής $10 mV/A$. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 5.6 όπου καταγράφονται τα παραπάνω

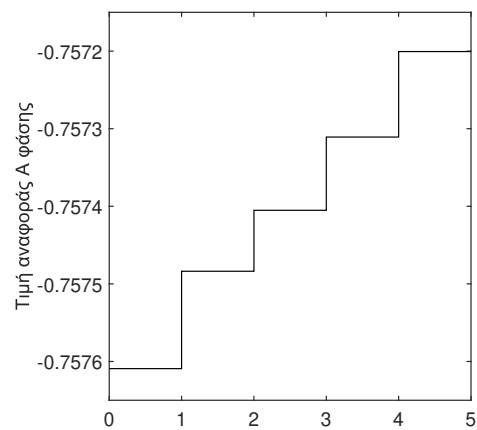


(α') Σήματα SPWM των τριών φάσεων

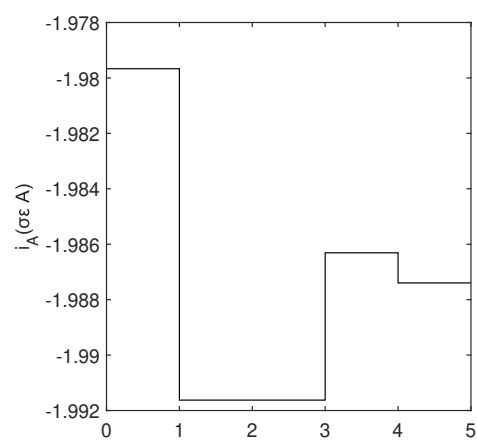


(β') Ρεύματα τριών φάσεων της μηχανής

Σχήμα 5.4: Απεικόνιση τριών φάσεων

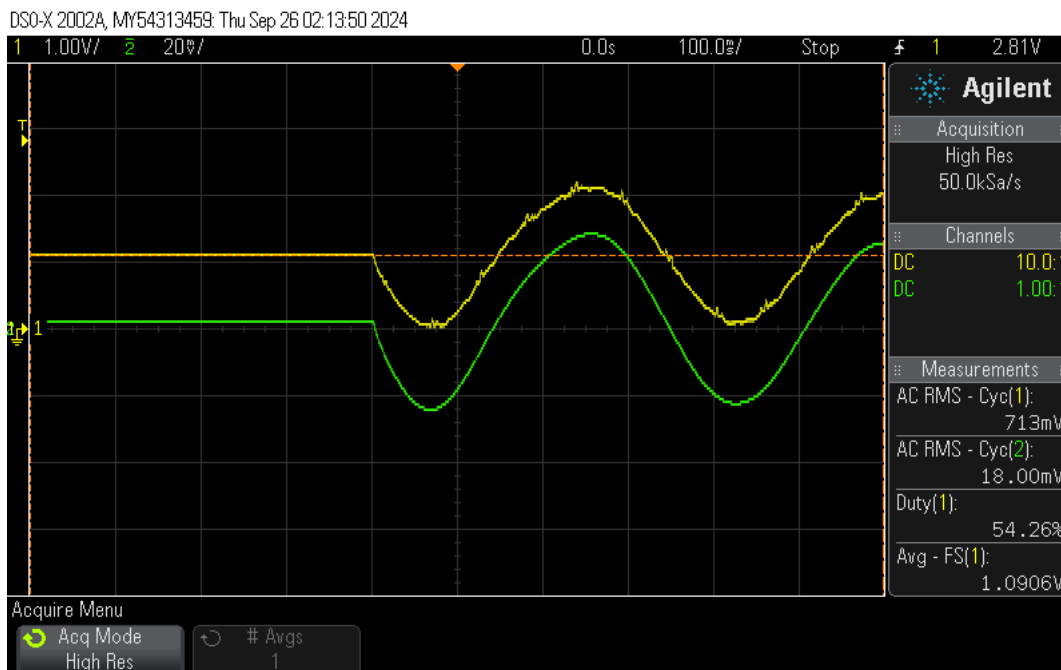


(α') Σήμα PWM της μίας φάσης



(β') Ρεύμα της μίας φάσης της μηχανής

Σχήμα 5.5: Μεγέθυνση στην μία φάση



Σχήμα 5.6: Ρεύμα εκκίνησης της μίας φάσης

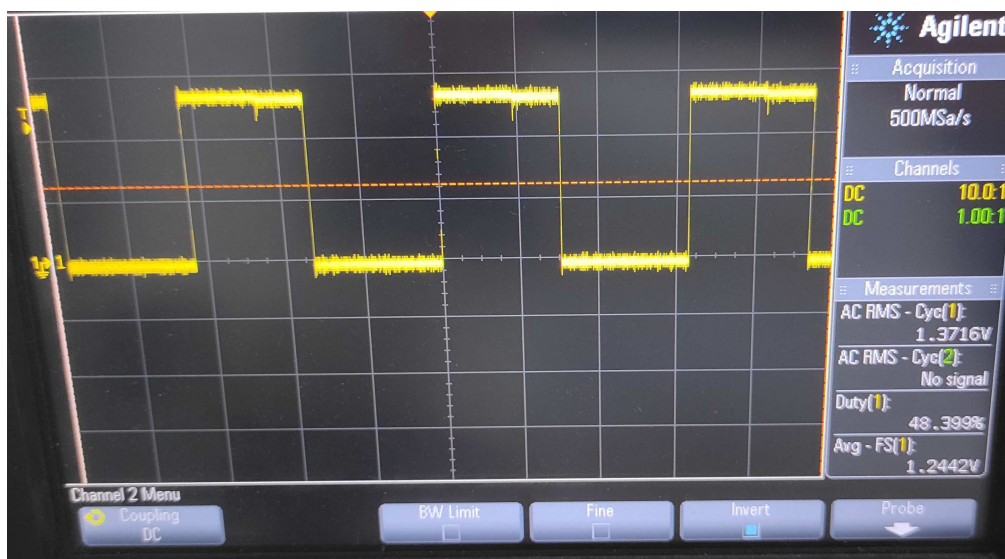
σήματα κατά την εκκίνηση της μηχανής και η λήψη τους γίνεται με την ρύθμιση High Resolution Acquisition του παλμογράφου έτσι ώστε να μειωθεί ο θόρυβος. Παρατηρούμε πως η είσοδος στο ADC εκμεταλλεύεται πλήρως το διαθέσιμο εύρος 0...3.3 V αφού φτάνει οριακό λίγο παραπάνω από το μηδενικό δυναμικό. Αυτό είναι σημαντικό έτσι ώστε να χρησιμοποιούνται και τα 12-bit κωδικοποίησης του μετατροπέα και επομένως να αυξάνεται η ευκρίνεια του συστήματος μέτρησης ρεύματος.

5.2.2 Παλμοί οδήγησης διακοπών και τάση εξόδου

Όπως βλέπουμε και στο Σχήμα 2.9, οι παλμοί της PWM εφαρμόζονται μέσω του Ολοκληρωμένου Οδήγησης Πύλης UCC20520 στον κάτω διακόπτη της κάθε ημιγέφυρας, ενώ στον άνω διακόπτη εφαρμόζεται συμπληρωματικός παλμός. Βέβαια πριν γίνει η μετάβαση αυτή περνά ένα νεκρό διάστημα(dead time) το οποίο ρυθμίζεται μέσω εξωτερικής αντίστασης 10 kΩ στα 100nsec. Επειδή όπως αναφέραμε, για θετικό παλμό ενεργοποιείται ο κάτω διακόπτης, αναμένεται η έξοδος της αντίστοιχης φάσης να εμφανίζεται ανεστραμμένη ως προς τον παλμό αυτό. Με χρήση του παλμογράφου απεικονίζουμε στο πρώτο κανάλι τον παλμό οδήγησης, και στο δεύτερο την τάση της αντίστοιχης φάσης της μηχανής. Παρατηρούμε μικρές υπερυψώσεις της τάσης οδήγησης και της τάσης εξόδου που οφείλονται στις αυτεπαγωγές του βρόχου μεταγωγής και τις αυτεπαγωγές σκέδασης της μηχανής αντίστοιχα.



Σχήμα 5.7: Σήμα PWM και τάση εξόδου της αντίστοιχης φάσης



Σχήμα 5.8: Παλμοί εισόδου στο FPGA για κωδικοποίηση της ταχύτητας

5.2.3 Αποτελέσματα Συστήματος Κωδικοποίησης Ταχύτητας

Τα σήματα A, B του κωδικοποιητή ταχύτητας συνδέονται σε δύο επιμέρους συστήματα όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5, και ύστερα εισέρχονται στο FPGA. Ύστερα χρησιμοποιούνται ως είσοδοι στο FPGA για την κωδικοποίηση της ταχύτητας. Με χρήση του παλμογράφου απεικονίζουμε τον παλμό A καθώς διέρχεται από το συνολικό σύστημα κωδικοποίησης ταχύτητας στο Σχήμα 5.8. Σημειώνουμε, ακόμα, ότι η κυματομορφή μεταβαίνει μόνο μία φορά σε διαφορετικό λογικό επίπεδο, χάρη στην χρήση Schmitt Triggers και έτσι δεν έχουμε λάθος μέτρηση ακμών από το αντίστοιχο Verilog Block *Quad_TMR* (Ενότητα 4.5.3). Επίσης, το B έχει πανομοιότυπη μορφή, και με βάση αυτή την γνώση μπορούμε να υπολογίσουμε την ταχύτητα της μηχανής

σύμφωνα με την εξίσωση 4.1, εσωτερικά στο FPGA:

$$\omega_m(k) = \frac{2\pi/8000}{87\mu sec} = 9 \text{ rad/sec (85.9 RPM)}$$

Η σύγχρονη ταχύτητα υπολογίζεται ίση με:

$$n_s = \frac{120f}{P} = 90 \text{ RPM}$$

Και επομένως, η μηχανή λειτουργεί με ολίσθηση:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = 4.56 \% ,$$

τιμή η οποία είναι μειωμένη αφού λειτουργούμε σε κενό φορτίο, όπου οι απαιτήσεις ροπής είναι μειωμένες και επομένως η ολίσθηση είναι επίσης μικρή.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα-Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Ανακεφαλαιώνοντας, η κύρια συνεισφορά της παρούσας εργασίας αφορά τα ακόλουθα σημεία:

1. Δόθηκε έμφαση στο σύστημα που θέλουμε να ελέγξουμε, δηλαδή την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών, και στα κύρια χαρακτηριστικά του. Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά, σχεδιάστηκε ο έλεγχος σε FPGA, καθώς προσφέρει μεγάλη πυκνότητα ισχύος και υπολογιστική δύναμη. Αυτά είναι απαραίτητα χαρακτηριστικά ώστε να πετύχουμε γρήγορη απόκριση του ελεγκτή της μηχανής.
2. Αναλύθηκε η τεχνική της PWM και πιο συγκεκριμένα, η υλοποίησή της σε ψηφιακά συστήματα. Επίσης, προτάθηκαν σχήματα ελέγχου PWM σε συνιστώσες d-q και διάταξη κλειστού βρόχου.
3. Χρησιμοποιήθηκαν εργαλεία σχεδίασης λογισμικού το οποίο έτρεχε στο FPGA, τόσο σε γλώσσα περιγραφής υλικού(*HDL*) όσο και σε υψηλότερου επιπέδου(*C*). Λήφθηκαν υπόψιν οι παρούσες σχέσεις συμβιβασμού(*trade-off*) για την γρηγορότερη λειτουργία του συστήματος, αλλά και την αξιοπιστία του συστήματος ελέγχου.
4. Βαθμονομήθηκαν τα απαραίτητα αισθητήρια όργανα, καθώς και διασυνδέθηκαν με τρόπο ώστε το τελικό αποτέλεσμα να λειτουργεί με τρόπο θεμιτό και να μην έχουμε αλληλεπίδραση(*H/M*) μεταξύ των διαφόρων κυκλωμάτων. Επίσης, κατασκευάστηκαν σε διάτρητη πλακέτα(*PCB*), ορισμένα κυκλώματα που ήταν απαραίτητα.

Με σκοπό την εκτενέστερη μελέτη του αντικειμένου που μελετήθηκε μπορούμε να προτείνουμε τα εξής θέματα για περαιτέρω μελέτη:

- Υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου μηχανής σε διάταξη κλειστού βρόχου με χρήση του FPGA, το οποίο μπορεί να αυξήσει κατά πολύ το εύρος ζώνης του ελέγχου.

- Περαιτέρω αύξηση της συχνότητας δειγματοληψίας, λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει.(μέγιστη για το FPGA)
- Διερεύνηση κατάλληλων σχημάτων διανυσματικού ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών καθώς και υλοποίηση σε FPGA, το οποίο ενσωματώνει και σύστημα επεξεργαστή για την κατάλληλη προσαρμογή στις εκάστοτε συνθήκες.
- Κατασκευή μετατροπέα με ημιαγωγικά στοιχεία GaN , έτσι ώστε να επωφεληούμεστε από την αυξημένη διακοπτική συχνότητα.
- Ανάπτυξη ελέγχου για μετατροπείς με περισσότερων των τριών φάσεων όπου αναμένεται να βελτιωθεί η απόδοση του συστήματος προς έλεγχο χωρίς να αυξηθεί σημαντικά ο υπολογιστικός φόρτος του FPGA.
- Υπολογισμός των απωλειών του συστήματος μηχανής και μετατροπέα για διάφορα σημεία λειτουργίας μεταβάλλοντας κατάλληλα την διακοπτική συχνότητα, με σκοπό την μέγιστη δυνατή συνολική απόδοση.

Βιβλιογραφία

- [1] x-57 maxwell overview. <https://www.nasa.gov/centers-and-facilities/armstrong/x-57-maxwell/>. Ημερομηνία πρόσβασης: 08-09-2024.
- [2] Dr.Nateri Madavan. A nasa perspective on electric propulsion technologies for large commercial aircraft. In *ESARS-ITEC 2016, Toulouse, France*, 2016.
- [3] Thomas M. Jahns and Bulent Sarlioglu. The incredible shrinking motor drive: Accelerating the transition to integrated motor drives. *IEEE Power Electronics Magazine*, 7(3):18–27, sep 2020.
- [4] Lukas Lambertz, Rainer Marquardt, and Anna Mayer. Modular converter systems for vehicle applications. In *2010 Emobility - Electrical Power Train*, pages 1–6, 2010.
- [5] R. W. De Doncker. Modern electrical drives: Design and future trends. In *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, volume 1, pages 1–8, 2006.
- [6] Dmitry A. Kirpickov and Andrey N. Belyaev. In *Optimization of Control Algorithms for Frequency Drives of Synchronous Motors in Unified Power System*, pages 1241–1245, 2020.
- [7] Rudolf Mecke. Multilevel inverter with new wide-bandgap sic and gan power switches. In *2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pages 1–6, 2021.
- [8] Shaoshen Xue, Jianghua Feng, Shuying Guo, Zhichu Chen, Jun Peng, W. Q. Chu, P. L. Xu, and Z. Q. Zhu. Iron loss model for electrical machine fed by low switching frequency inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11):1–4, 2017.
- [9] Werner Leonhard. 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled ac-drives, a review (part 1). *Epe Journal*, 1:13–19, 1991.

- [10] Suleman Yunus, Wenlong Ming, and Carlos E. Ugalde-Loo. Efficiency improvement analysis of a sic mosfet-based pmsm drive system with variable switching frequency. In *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, pages 1–9, 2021.
- [11] Yipu Xu, Xibo Yuan, Fei Ye, Zihao Wang, Yonglei Zhang, Mohamed Diab, and Wenzhi Zhou. Impact of high switching speed and high switching frequency of wide-bandgap motor drives on electric machines. *IEEE Access*, 9:82866–82880, 2021.
- [12] Edward A. Jones, Fei Fred Wang, and Daniel Costinett. Review of commercial gan power devices and gan-based converter design challenges. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(3):707–719, 2016.
- [13] Mahammad A. Hannan, Jamal Abd Ali, Pin Jern Ker, Azah Mohamed, Molla S. H. Lipu, and Aini Hussain. Switching techniques and intelligent controllers for induction motor drive: Issues and recommendations. *IEEE Access*, 6:47489–47510, 2018.
- [14] Ping Liu, Tao Liu, and Xin Liu. Control of electric actuator with zynq 7000 and model based design. In *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, pages 1401–1406, 2024.
- [15] Model-based design for embedded control systems. Technical report, MathWorks, 2020.
- [16] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins. *Power Electronics Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc., 3 edition, 1993.
- [17] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo. *Pulse Width Modulation For Power Converters, Principles and Practice*. John Wiley and Sons, Inc., 2003.
- [18] L. Harnefors, M. Hinkkanen, O. Wallmark, and Yepes A. *Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives*.
- [19] Papathanassiou S.A. and Papadopoulos M.P. State-space modelling and eigenvalue analysis of the slip energy recovery drive. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 144(1):27–36, jan 1997.
- [20] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., and Stephen D. Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill Companies Inc., 6 edition, 2003.
- [21] Κωνσταντίνα Δ. Καρανδρού. Προχωρημένες Τεχνικές Ελέγχου σε Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης, mar 2023.

- [22] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and P.C. Loh. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 153(9):750–762, sep 2006.
- [23] Κωνσταντίνος Ι. Μάνος. Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (*mhfc*) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα, nov 2022.
- [24] Elie Libbos, Ruomu Hao, Bonhyun Ku, Arijit Banerjee, and Philip T. Krein. Modular multiphase drives for variable-pole induction machines in electric vehicles. In *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 696–703, 2020.
- [25] rotary encoder(incremental type) e50s series. <https://www.autonics.com/us/model/E50S8-8000-3-T-24/>. Ημερομηνία πρόσβασης: 14-09-2024.
- [26] Scott Bryson. *Application Brief Incremental Rotary Encoders*. Texas Instruments, 2022.
- [27] Texas Instruments. *Reference Guide Enhanced QEP (eQEP) Module*, 2010.
- [28] AMD. *Zynq 7000 SoC Technical Reference Manual*, 2023. <https://docs.amd.com/r/en-US/ug585-zynq-7000-SoC-TRM>.
- [29] Bruce Carter. *Application Report Designing Gain and Offset in Thirty Seconds*. Texas Instruments, 2002.
- [30] Texas Instruments. *Specifications, Architectures of Sample-and-Hold Amplifiers*, 1992.
- [31] AMD. *7 Series FPGAs and Zynq-7000 SoC XADC Dual 12-Bit 1 MSPS Analog-to-Digital Converter User Guide*, 2022.
- [32] Texas Instruments. *LF398-N Monolithic Sample-and-Hold Circuits*, 2018.
- [33] arty z7 reference manual. <https://digilent.com/reference/programmable-logic/arty-z7/reference-manual>. Ημερομηνία πρόσβασης: 15-09-2024.
- [34] M.Morris Mano and Michael D.Ciletti. *Digital Design*. Pearson, 6 edition, 2017.