



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

Διανυσματικός έλεγχος κινητήρα μόνιμων μαγνητών με χρήση PI ελεγκτών και προβλεπτικού ελέγχου

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Ε. ΚΟΡΡΕΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2019



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

Διανυσματικός έλεγχος κινητήρα μόνιμων μαγνητών με χρήση PI ελεγκτών και προβλεπτικού ελέγχου

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Ε. ΚΟΡΡΕΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 5^η Ιουλίου 2019.

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2019

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Ε. ΚΟΡΡΕΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Αθανάσιος Ε. Κορρές, 2019

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.

Ευχαριστίες

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ και να μελετήσω το συγκεκριμένο θέμα καθώς και για τη βοήθεια που μου προσέφερε κατά τη διεκπεραίωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον αδελφού μου Κορρέ Μιχάλη για την αμέριστη βοήθεια του στην μορφοποίηση του κειμένου σε L^AT_EX. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια και τους φίλους μου για την καθημερινή τους στήριξη κι ενθάρρυνση, όπως επίσης και για την κατανόηση που έδειξαν όλο αυτό το διάστημα.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία αναφέρεται στον έλεγχο ταχύτητας με τη μέθοδο προσανατολισμού πεδίου ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών με τη χρήση PI ελεγκτών και προβλεπτικού ελέγχου. Στο πρώτο μέρος γίνεται μια σύντομη αναφορά στα συστήματα ελέγχου με PI ελεγκτές. Η κατανόηση και ο σχεδιασμός των ελεγκτών αυτών είναι σημαντικός επειδή τέτοιου είδους συστήματα χρησιμοποιούνται στην πλειοψηφία των βιομηχανικών ηλεκτρικών κινητήρων και των μετατροπέων ισχύος. Για τον σχεδιασμό των PI ελεγκτών, χρησιμοποιείται η μέθοδος αντιστοίχισης πόλων. Πρώτα γίνεται ο σχεδιασμός για τον εσωτερικό βρόγχο ρεύματος σε d-q πλαίσιο και εν συνεχεία ο σχεδιασμός του εξωτερικού βρόγχου της ταχύτητας. Επιπλέον κατά τον σχεδιασμό του ελέγχου των ρευμάτων λαμβάνονται υπόψη και οι περιορισμοί που θέτει ο αντιστροφείας. Για να αποφευχθεί το φαινόμενο του κορεσμού που προκαλείται από την ολοκληρωτική δράση προτείνεται μηχανισμός αντιμετώπισης. Στο δεύτερο μέρος γίνεται η εισαγωγή στον προβλεπτικό έλεγχο. Η τοπολογία παραμένει η ίδια με αυτή του ελέγχου με PI ελεγκτές με τη διαφορά ότι στον εσωτερικό βρόγχο τα ρεύματα ελέγχονται πλέον με προβλεπτικό έλεγχο. Το μαθηματικό μοντέλο προκύπτει με διακριτοποίηση των εξισώσεων της μηχανής. Η συνάρτηση ελαχιστοποίησης που πραγματοποιείται έχει χρονικό ορίζοντα ένα και η πρόβλεψη που γίνεται είναι ενός βήματος ενώ επίσης αξίζει να αναφέρουμε ότι το σύστημα αυτό στηρίζεται σε πεπερασμένο πλήθος καταστάσεων (Finite Control Set-FCS) που αντιστοιχούν στις 8 επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφείας. Εν συνεχεία προστίθεται η πράξη της ολοκλήρωσης στο σύστημα ελέγχου για την μείωση του σφάλματος των ρευμάτων των ρευμάτων και τη βελτιστοποίηση του συστήματος με καλύτερη απόκριση και μικρότερο ποσοστό υπερύψωσης.

Λέξεις-κλειδιά : Pi ελεγκτές, διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα χώρου, μέθοδος αντιστοίχισης πόλων, μηχανισμός anti-windup, μετασχηματισμοί park-clarke, προβλεπτικός έλεγχος, πεπερασμένο πλήθος καταστάσεων,

Abstract

This diploma thesis refers to the field oriented speed control of a permanent magnet synchronous motor with PI controllers and predictive control. In the first part there is a brief presentation of control systems with PI controllers. The understanding and design of these controllers is of great importance because such control systems are used in the majority of industrial electric motors and power converters. The design of the PI controllers is based in the pole-assignment control method. This method is distinguished by its simplicity in designing a control system and provides an efficient method of selecting parameters for optimal closed loop performance in transient response, disturbance rejection and noise attenuation. The PI control system is in cascade feedback structure in the q-axis, in which both inner-loop q-axis current and outer-loop velocity are controlled with PI controllers. In addition an anti-windup mechanism is needed for the implementation in order to avoid the saturation phenomenon caused by integral wind-up.

In the second part the topology remains the same with the difference that an implementation of predictive control is used for the control of the inner loop currents. The mathematical model derives from the discretisation of the machine equations. The cost function which is used predicts one step ahead. Since for a two level VSI, there are eight combinations of inverter states, the terminology of finite control set (FCS) is given. Furthermore, the optimization of the inverter states is performed using the receding horizon control principle, which is the core of model predictive control. By combining the finite control set with model predictive control technology, FCS-MPC is given and also simulated in Matlab. In addition in order to overcome steady-state errors a second predictive control model that contains an integrator (I-FCS-MPC) is used.

Key-words : Pi controllers, space vector pulse width modulation, pole-assignment control method, anti-windup mechanism, park-clarke transformation, predictive control, finite control set

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	ii
Περίληψη	iii
Abstract	iv
Κατάλογος σχημάτων	viii
Κατάλογος πινάκων	1
1 Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης	2
1.1 Τι είναι το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης;	3
1.1.1 Πηγή ηλεκτρικής ενέργειας	4
1.1.2 Ηλεκτρονικά ισχύος	5
1.1.3 Ηλεκτρική μηχανή	6
1.1.4 Το σύστημα ελέγχου και ο βρόχος ανάδρασης	7
1.2 Σκοπός και δομή της παρούσας διπλωματικής εργασίας	8
2 Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών	10
2.1 Βασικές αρχές σύγχρονων μηχανών	10
2.1.1 ΜΕΔ συγκεντρωμένου πηνίου σύγχρονης μηχανής	11
2.1.2 Σύγχρονη μηχανή με έκτυπους πόλους στο δρομέα	14
2.2 Δομή μονίμων μαγνητών σύγχρονων κινητήρων	17
2.3 Μαθηματικό μοντέλο ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών	24
2.4 Μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς (Clark-Park)	27
2.5 Μαθηματικό μοντέλο ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών σε d-q πλαίσιο . .	31
2.5.1 Εξισώσεις τάσεων	31

2.5.2	Εξισώσεις πεπλεγμένων ροών	32
2.5.3	Εξισώσεις ροπής	34
3	Μετατροπείς τάσεως,αντιστροφείς	36
3.1	Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης (Three phase Voltage source Inverter, VSI)	37
3.2	Λειτουργία τριφασικού αντιστροφέα με την τεχνική ελέγχου της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)	44
3.3	Διαμόρφωση αντιστροφέα μέσω των διανυσμάτων χώρου	51
4	Εισαγωγή στους P-I-D(Proportional-Integral-Differential) ελεγκτές	57
4.1	Αναλογικός (P) ολοκληρωτικός (I) και διαφορικός (D) ελεγκτής.	62
5	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με PI ελεγκτές	65
5.1	Η διάταξη του ελέγχου	65
5.2	Σύστημα αλυσιδωτού ελέγχου(Cascade control system)	66
5.3	Ο εσωτερικός βρόγχος του ρεύματος	68
5.4	Ο εξωτερικός βρόγχος της ταχύτητας	70
5.4.1	Περιορισμοί στο βρόγχο ανάδρασης και μηχανισμός antiwindup	73
6	Προσομοίωση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με pi ελεγκτές	75
6.1	Προσομοίωση	75
6.2	Συμπεράσματα και περαιτέρω διερεύνηση	81
7	Εισαγωγή στον προβλεπτικό έλεγχο	83
7.1	Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (Model Predictive Control – MPC)	86
7.2	Μαθηματική Μοντέλοποίηση του συστήματος υπό έλεγχο	88
7.3	Πρόβλημα βελτιστοποίησης και αντικειμενική συνάρτηση	90
7.4	Μετατιθέμενος ορίζοντας / Receding Horizon Policy	91
8	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με προβλεπτικό έλεγχο	93
8.1	FCS για μηχανή μονίμων μαγνητών	94
8.2	Ανάλυση του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου FCS-MPC	95
8.3	Περιορισμοί ελέγχου	96

8.4	Ενσωμάτωση Πράξης Ολοκλήρωσης Στον Προβλεπτικό Έλεγχο	98
9	Προσομοίωση προβλεπτικού ελέγχου	102
9.1	Προβλεπτικός έλεγχος χωρίς ολοκληρωτή FCS-MPC	102
9.2	Προβλεπτικός έλεγχος με ολοκληρωτή I-FCS-MPC	104
9.3	Συμπεράσματα συγκριτικά με τους PI ελεγκτές	114
10	Συμπεράσματα	115
10.1	Κυριότερα συμπεράσματα	115
10.2	Προαγωγή στην επιστήμη	118
10.3	Περαιτέρω διερεύνηση	118
	Παραρτήματα	119
A	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου	120
A.1	Με pi ελεγκτές	120
A.2	Με προβλεπτικό έλεγχο	123
B	Δεύτερη υλοποίηση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου	127
B.1	Με pi ελεγκτές (Αναλυτικό μοντέλο)	127
B.2	Με προβλεπτικό έλεγχο(Αναλυτικό μοντέλο)	133
	Βιβλιογραφία	136
	Βιβλιογραφία	137

Κατάλογος σχημάτων

1.1	Ηλεκτρικό όχημα της tesla motors.	2
1.2	Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης [12].	3
1.3	Είδη μπαταριών (Source:BCG Research)	4
1.4	IGBT (a)σύμβολο , (b)κύκλωμα οδήγησης (c)χαρακτηριστικές των διακοπών	6
2.1	Σύγχρονος κινητήρας δύο πόλων [4]	11
2.2	α) Στοιχειώδης μηχανή και ανάπτυγμα (β) Κύμα ΜΕΔ [1].	12
2.3	(α) Τριφασική σύγχρονη μηχανή δύο πόλων με διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος (β) Κατανομή στο χώρο της ΜΕΔ της φάσης α.	13
2.4	Σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων [8].	15
2.5	Ημιτονοειδής κατανομή τυλιγμάτων της φάσης α στο στάτη [14].	16
2.6	(α) Διανεμημένα τυλίγματα (β) Συγκεντρωμένα τυλίγματα [7].	18
2.7	(α) ακτινικής ροής (β) αξονικής ροής [7].	18
2.8	(α) Δρομέας στο εσωτερικό του στάτη (β) Δρομέας στο εξωτερικό του στάτη [7].	19
2.9	Τοπολογία τεσσάρων πόλων σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (α) Επιφανειακών μαγνητών (β) Εμφυτευμένων παράλληλα (γ) Εμφυτευμένων κάθετα [7].	19
2.10	Μοντέλο εσωτερικών μονίμων μαγνητών παράλληλης τοπολογίας [8].	24
2.11	Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο	29
2.12	Μετασχηματισμός σε περιστρεφόμενο πλαίσιο	30
3.1	Τριφασικός αντιστροφέας με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες (α) κύκλωμα ισχύος (β) Πιθανά τριφασικά φορτία του αντιστροφέα [11].	38
3.2	Τριφασικός αντιστροφέας με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες (α) κύκλωμα ισχύος (β) Πιθανά τριφασικά φορτία του αντιστροφέα [11].	38
3.3	Κατάσταση διακοπών και φασικές τάσεις φορτίου για τον διακοπτικό συνδυασμό (0,1,0) του αντιστροφέα [11].	41

3.4	Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών για τριφασικό αντιστροφέα (α) Κυματομορφές αναφορών και φέροντος (β) Κυματομορφές διακοπτικών καταστάσεων (γ) Φασική τάση εξόδου v_{ao} και v_{bo} (δ) Πολική τάση εξόδου v_{ab} (ε) Φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσης εξόδου v_{ab} [17].	46
3.5	Ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM [13].	48
3.6	Τριφασικός αντιστροφέας V_{LL1}/V_d ως συνάρτηση του m_a [13].	51
3.7	Χωρικά διανύσματα φασικής τάσης φορτίου του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων στο πλαίσιο αναφοράς α-β [11].	52
3.8	Υπολογισμός των χρόνων καταστάσεων [17].	53
3.9	Πρότυπο της ΔΔΧ [17].	56
4.1	Σύστημα δευτέρας τάξης με Υποαπόσβεση για διάφορες τιμές του ζ [15].	58
4.2	προδιαγραφές συστήματος δευτέρας τάξης [9].	59
4.3	προδιαγραφές συστήματος δευτέρας τάξης [15].	60
4.4	βηματική απόκριση συστήματος δευτέρας τάξης με υποαπόσβεση (underdamped) καθώς οι πόλοι κινούνται: (α) σε κατακόρυφο άξονα απομακρυνόμενο από τον s-άξονα (b). Σε οριζόντιο άξονα προς τα αριστερά (c) Ακτινικά προς τα έξω [15].	60
4.5	Διαμόρφωση γεωμετρικού τόπου των ριζών [15].	63
5.1	Προσανατολισμός του ρεύματος σε d-q άξονες	65
5.2	Έλεγχος ταχύτητας μηχανής μόνιμων μαγνητών με PI ελεγκτές [20].	66
5.3	Διάγραμμα ελέγχου της μηχανής [20].	68
5.4	Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].	69
5.5	Ο βρόγχος του ρεύματος με φίλτρο στην είσοδο [20].	70
5.6	Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].	70
5.7	Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].	71
5.8	Ο βρόγχος της ταχύτητας με φίλτρο στην είσοδο [20].	72
6.1	Τριφασικό ρεύμα για διακοπτική συχνότητα 1kHz	76
6.2	Ανάλυση αρμονικών για διακοπτική συχνότητα 1kHz	76
6.3	Τριφασικό ρεύμα για διακοπτική συχνότητα 10kHz	77
6.4	Ανάλυση αρμονικών συχνοτήτων για διακοπτική συχνότητα 10kHz	77
6.5	Επιρροή φίλτρου στο βρόγχο της ταχύτητας	78

6.6	Μεταβολή του συντελεστή απόσβεσης και σταθερή φυσική συχνότητα	79
6.7	Αλλαγή της φυσικής συχνότητας και σταθερός συντελεστής απόσβεσης	80
6.8	Προσομοίωση της ταχύτητας για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα . .	80
6.9	Προσομοίωση των d-q ρευμάτων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα	81
6.10	Προσομοίωση των d-q τάσεων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα . .	81
7.1	Κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου [18].	84
7.2	Λογικό διάγραμμα ελέγχου [10].	85
8.1	Λειτουργικό διάγραμμα I-FCS [2].	99
9.1	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$	103
9.2	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$	104
9.3	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.8 = 0.2$	106
9.4	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.8 = 0.2$	108
9.5	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.9 = 0.1$	110
9.6	Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.9 = 0.1$	112
9.7	Προσομοίωση της ταχύτητας για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα . .	114
9.8	Προσομοίωση των d-q ρευμάτων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα	114
A.1	Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με PI ελεγκτές	120
A.2	Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με προβλεπτικό έλεγχο	123
B.1	Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με PI ελεγκτές	127
B.2	Υπολογισμός παραμέτρων της μηχανής(Actual motor)	128
B.3	Υπολογισμός της ροής του στάτη(stator flux)	128
B.4	Υπολογισμός της ταχύτητας(mechanical eq)	128
B.5	Προσομοίωση αντιστροφεία	129
B.6	Προσομοίωση υπολογισμού παλμών αντιστροφεία(αναφορά)	129
B.7	Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με προβλεπτικό έλεγχο	133

Κατάλογος πινάκων

3.1	Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφεία	39
3.2	Δυναμικό εξόδου αντιστροφεία	39
3.3	Οι 8 διακοπτικοί συνδιασμοί και οι κανονικοποιημένες(ως προς τη V_{in}) τιμές των φασικών και πολικών τάσεων του αντιστροφεία	40
3.4	Τα 8 διακοπτικά διανύσματα και οι κανονικοποιημένες(ως προς την V_{in} τιμές των φασικών και πολικών τάσεων στο α-β πλαίσιο)	43

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης

Χάρη στην ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος, τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης προσφέρουν μεγάλες δυνατότητες σε μια πληθώρα από εφαρμογές όπως για παράδειγμα σε αντλίες και συμπιεστές για εξοικονόμηση ενέργειας, σε ανεμογεννήτριες για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, στην ακριβή κίνηση και τον αυτόματο έλεγχο των μηχανών στην βιομηχανία καθώς και στην ανάπτυξη των υβριδικών οχημάτων. Ένα πιο πρόσφατο παράδειγμα είναι η προσπάθεια που γίνεται για την εμπρορευματοποίηση του πλήρους ηλεκτρικού οχήματος.

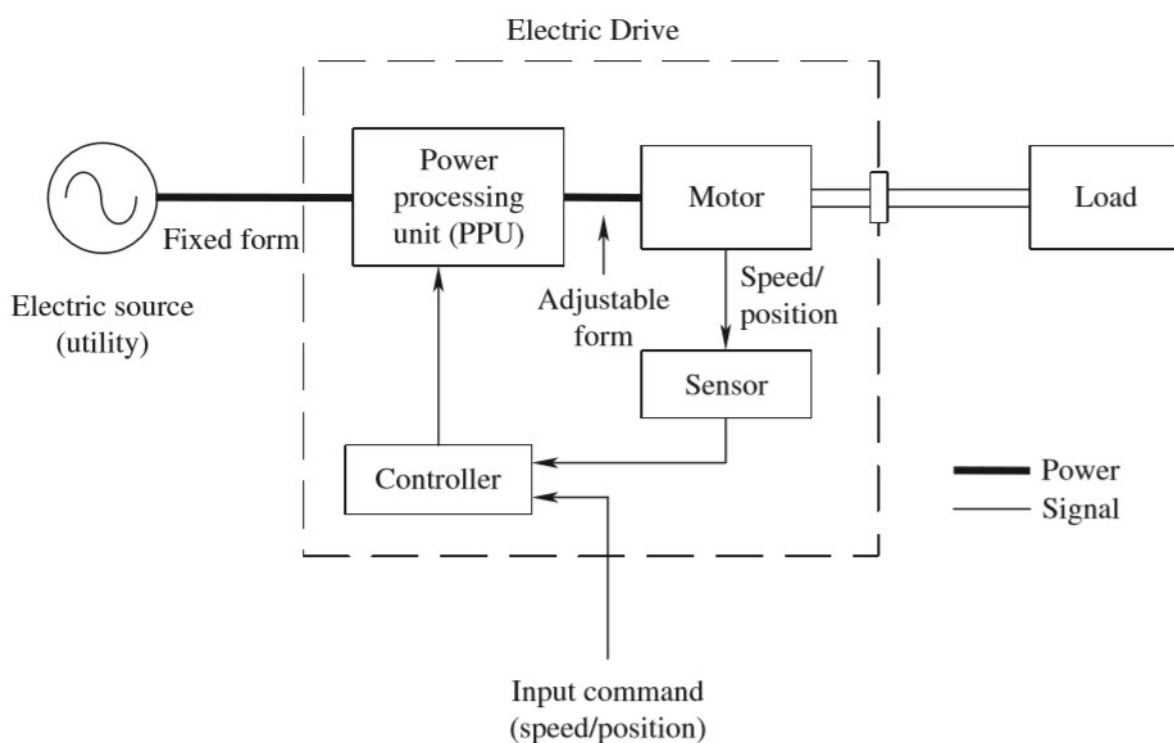


Σχήμα 1.1: Ηλεκτρικό όχημα της tesla motors.

1.1 Τι είναι το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης;

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται πλέον για πάνω από ένα αιώνα. Όλοι μας είμαστε εξοικιωμένοι με τη βασική τους λειτουργία που είναι η κίνηση φορτίου μετατρέποντας ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Χωρίς την ύπαρξη οποιαδήποτε ελέγχου λειτουργούν κυρίως σε σταθερές ταχύτητες όπως για παράδειγμα ο κινητήρας του συμπιεστή ενός ψυγείου. Παραδοσιακά οι κινητήρες λειτουργούσαν χωρίς σύστημα ελέγχου παρόλο που με ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης θα μπορούσαμε να έχουμε πολλά πλεονεκτήματα.

Η βασική δομή ενός ηλεκτρικού συστήματος παρουσιάζεται στο Σχ. 1.2.



Σχήμα 1.2: Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης [12].

Αποτελείται συνοπτικά από τα εξής τμήματα:

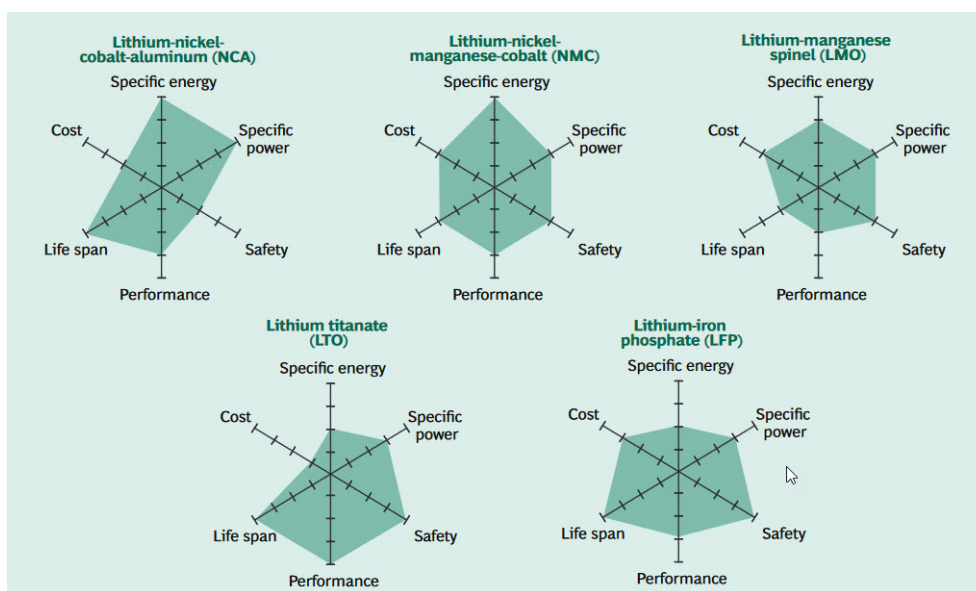
- Πηγή ηλεκτρικής ενέργειας (electric source)
- Ηλεκτρονικά ισχύος (power processing unit)
- Ηλεκτρική μηχανή (motor)
- Αισθητήρας π.χ. θέσης, ταχύτητας ή ρευματος (sensor) ή εκτιμητής (observer) στην περίπτωση του sensorless ελέγχου που δε διαθέτουμε αισθητήρα

- Μονάδα ελέγχου π.χ μικροεπεξεργαστής

Όπως διαπιστώνεται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης είναι ένα διεπιστημονικό αντικείμενο που απαιτεί τη γνώση αρκετών επιμέρους αντικειμένων. Πιο συγκεκριμένα για να υπάρχει πλήρης εικόνα και να μπορέσει κάποιος να ασχοληθεί σε βάθος χρειάζεται να έχει επαρκείς γνώσεις από θεωρία ηλεκτρικών μηχανών, ηλεκτρονικών ισχύος, συστήματα αυτομάτου ελέγχου, προγραμματισμού καθώς και μικροεπεξεργαστών.

1.1.1 Πηγή ηλεκτρικής ενέργειας

Ως πηγή ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί να έχουμε είτε συνεχούς είτε εναλασσόμενου ρεύματος. Οι πηγές εναλασσόμενου ρεύματος μπορεί να είναι μονοφασικές για μικρής ισχύος απαιτήσεις ή τριφασικού συμμετρικού συστήματος για υψηλότερες και είναι πρακτικά η τροφοδοσία από το δίκτυο (τροφοδοσία γραμμής). Οι πηγές συνεχούς ρεύματος από την άλλη πλευρά είναι οι γνωστές μπαταρίες που αποτελούν και το βασικό εμπόδιο μέχρι στιγμής στα ηλεκτρικά οχήματα που κατασκευάζονται καθώς έχουμε απαιτήσεις σε μεγάλη πυκνότητα ισχύος, σε πολλαπλές φορτίσεις εκφορτίσεις και στην παροχή μεγάλης ισχύος. Τα τελευταία χρόνια γίνεται σημαντική προσπάθεια για βελτίωση.



Σχήμα 1.3: Είδη μπαταριών (Source:BCG Research)

1.1.2 Ηλεκτρονικά ισχύος

Οι τάσεις και τα ρεύματα από καθορισμένη μορφή (σε συχνότητα και μέγεθος) πρέπει να μετατραπούν στον ρυθμιζόμενο τύπο που ταιριάζει καλύτερα στον κινητήρα. Είναι σημαντικό η μετατροπή να πραγματοποιείται με υψηλή ενεργειακή απόδοση, η οποία πραγματοποιείται από συσκευές ημιαγωγών που λειτουργούν ως διακόπτες. Σήμερα, η επεξεργασία ισχύος απλοποιείται καθώς οι διακόπτες ισχύος είναι ενσωματωμένοι με την προστασία τους και τα κυκλώματα οδήγησης των παλμών που τους ρυθμίζουν. Έτσι, τα σήματα επιπέδου λογικής (όπως εκείνα που παρέχονται από έναν επεξεργαστή ψηφιακών σημάτων) μπορούν να ελέγχουν άμεσα τους διακόπτες υψηλής ισχύος στην μονάδα επεξεργασίας PPU (power process unit). Αυτές οι μονάδες με ενσωματωμένη ισχύ είναι διαθέσιμες με δυνατότητα χειρισμού τάσης που προσεγγίζει τα 4 kilovolts και ικανότητα επεξεργασίας ρεύματος άνω των 1.000 αμπερ. Η παράλληλη τοποθέτηση τέτοιων μονάδων επιτρέπει ακόμα υψηλότερες δυνατότητες χειρισμού ρεύματος. Η πρόοδος σε αυτόν τον τομέα έχει επιδράσει δραματικά στις μονάδες επεξεργασίας ενέργειας μειώνοντας το μέγεθος και το βάρος τους, αυξάνοντας σημαντικά τον αριθμό των λειτουργιών που μπορούν να εκτελεστούν. Οι βασικοί μετατροπείς ισχύος είναι οι εξής

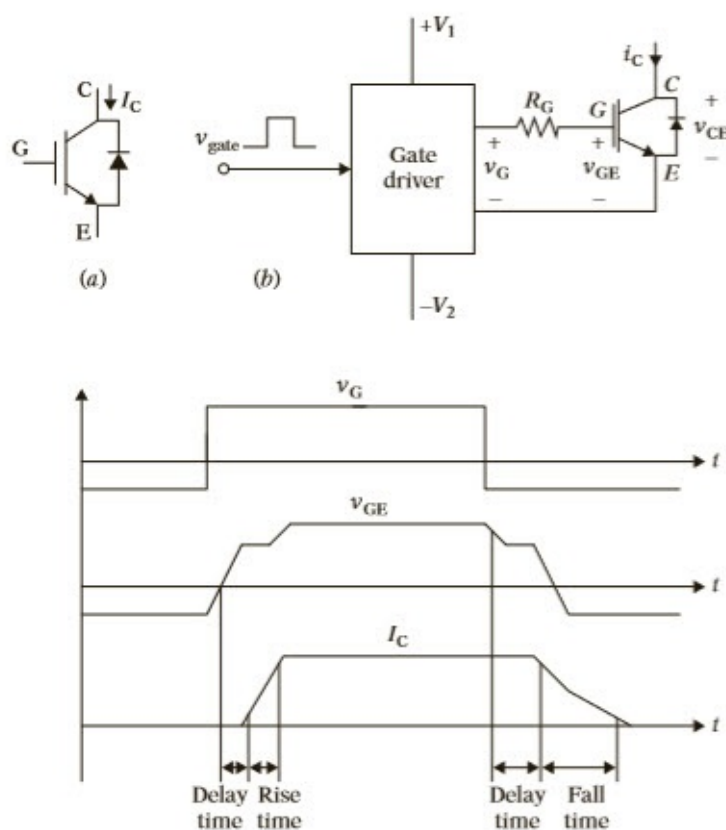
- Μετατροπέας DC-AC (αντιστροφέας)
- Μετατροπέας AC-DC (ανορθωτής)
- Μετατροπέας ισχύος DC - DC

Οι μετατροπείς που διαμορφώνουν το εναλλασσόμενο σε συνεχές και αντίστοφα καθώς και ο μετατροπέας ελάττωσης ή αύξησης της συνεχόμενης τάσης που αναφέρονται παραπάνω μπορεί να έχουν ως διακόπτες τα εξής ημιαγώγιμα στοιχεία

- Δίοδος: Αποτελεί το πιο απλό ημιαγώγιμο στοιχείο και διεξάγει ρεύμα κυρίως προς μία κατεύθυνση (ασύμμετρη αγωγιμότητα). Σε ορθή πόλωση έχει χαμηλή (ιδανικά μηδενική) αντίσταση και λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα ενώ στην ανάστροφη πόλωση έχει υψηλή (ιδανικά άπειρη) αντίσταση και λειτουργεί ως ανοιχτοκύκλωμα.
- Θυρίστωρ: Λειτουργεί όπως η δίοδος με τη διαφορά ότι δέχεται επίσης έναν εξωτερικό παλμό που πρέπει να είναι θετικός πέρα από την ορθή πόλωση προκειμένου να άγει. Προκειμένου να σταματήσει να άγει πρέπει να έχουμε ανάστροφη πόλωση και αρνητικό παλμό.

- Ελεγχόμενος Διακόπτης: Δέχεται εξωτερικό παλμό και άγει όσο ο παλμός είναι θετικός, διαφορετικά δεν άγει.

Οι ελεγχόμενοι διακόπτες μπορεί να είναι διπολικά τρανζίστορ BJT, τρανζίστορ επίδρασης πεδίου MOSFET, θυρίστορ με σβέση πύλης GTO. Αξίζει να αναφέρουμε ότι ένας από τους πιο διαδεδομένους τύπους διακοπών είναι και το IGBT που παρουσιάζει υψηλή απόδοση και γρήγορη απόκριση και αποτελεί έναν υβριδικό ημιαγωγικό διακόπτη που στηρίζεται στις βασικές λειτουργίες του BJT και του MOSFET.



Σχήμα 1.4: IGBT (a) σύμβολο, (b) κύκλωμα οδήγησης (c) χαρακτηριστικές των διακοπών

1.1.3 Ηλεκτρική μηχανή

Οι ηλεκτροκινητήρες είναι το βασικό κομμάτι σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης καθώς οι απαιτήσεις τους καθορίζουν κατεξοχήν τις υπόλοιπες μονάδες. Η επιλογή ηλεκτρικού κινητήρα γίνεται με βάση τις ανάγκες που είναι η υψηλή αξιοπιστία, η υψηλή απόδοση, η υψηλή πυκνότητα ισχύος καθώς και η υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες. Οι σημαντικότερες ηλεκτρικές μηχανές είναι οι εξής:

- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος: Αποτελεί μια από τις βασικότερες τοπολογίες κινητήρα καθώς είναι αρκετά απλοϊκή και έχει εύκολη διαμόρφωση ελέγχου δεδομένου ότι μηχανικό και ηλεκτρικό μέρος μπορούν να μελετηθούν ξεχωριστά. Έχει αρκετά μειονεκτήματα σε σχέση με τις μηχανές εναλασσομένου ρεύματος λόγω χαμηλής απόδοσης. Παρόλα αυτά όπως θα δούμε και σε επόμενα κεφάλαια πάνω στη φιλοσοφία των DC μηχανών στηρίζεται και η διαμόρφωση του ελέγχου των μηχανών εναλασσομένου ρεύματος.
- Επαγωγικός κινητήρας: Είναι ο πιο ευρέως χρησιμοποιημένος κινητήρας σε ηλεκτρικά συστήματα χάρη στο χαμηλό του κόστος, στον εύκολο έλεγχο λόγω συμμετρίας που εμφανίζει στα τυλίγματα στάτη και ρότορα καθώς και στην αξιοπιστία του.
- Κινητήρας μόνιμων μαγνητών: Πρόκειται για τοπολογία σύγχρονης μηχανής που έχει μόνιμο μαγνήτη στο δρομέα αντί για τυλίγματα διέγερσης και απόσβεσης. Αξίζει να αναφέρουμε ότι είναι αρκετά ακριβός λόγω του μόνιμου μαγνήτη αλλά έχει χαμηλότερες απώλειες και μεγάλη αξιοπιστία.

1.1.4 Το σύστημα ελέγχου και ο βρόχος ανάδρασης

Στις περισσότερες εφαρμογές, η ταχύτητα και η θέση της μηχανής δεν χρειάζεται να ελέγχονται με ακρίβεια. Ωστόσο, υπάρχει ένας αυξανόμενος αριθμός εφαρμογών, για παράδειγμα στη ρομποτική σε εργοστάσια με συστήματα αυτοματισμού, όπου ο ακριβής έλεγχος της ροπής, της ταχύτητας και της θέσης είναι καθοριστικής σημασίας. Ένας τέτοιος έλεγχος επιτυγχάνεται με την επιστροφή των μετρημένων ποσοτήτων και τη σύγκρισή τους με τις επιθυμητές τιμές τους, προκειμένου να επιτευχθεί ένας γρήγορος και ακριβής έλεγχος. Στις περισσότερες εφαρμογές ελέγχου κίνησης, αρκεί να χρησιμοποιηθεί ένας απλός αναλογικός ενσωματωμένος έλεγχος (PI) όπως περιγράφεται σε επόμενο κεφάλαιο. Το έργο σχεδιασμού και ανάλυσης ελεγκτών τύπου PI είναι διαδεδομένο λόγω της διαθεσιμότητας ισχυρών προσομοιωτικών εργαλείων όπως το PSprice και το simulink. Επιπλέον για τον έλεγχο σε πραγματικό χρόνο όλες οι σύγχρονες ηλεκτρικές μονάδες χρησιμοποιούν μικροεπεξεργαστές και ψηφιακούς επεξεργαστές σημάτων (DSPs) για ευελιξία ελέγχου, διάγνωση σφαλμάτων και επικοινωνία με τον κεντρικό υπολογιστή και με άλλους υπολογιστές διεργασίας. Οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο σε πραγματικό χρόνο σε εφαρμογές που απαιτούν υψηλή απόδοση ή όπου μια μικρή αύξηση στην αποτελεσματικότητα του συστήματος υπερβαίνει το κόστος για το πρόσθετο κόστος ενός εξελεγχόμενου ελέγχου.

1.2 Σκοπός και δομή της παρούσας διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με την πλήρη παρουσίαση ενός τέτοιου συστήματος για τη μηχανή μόνιμων μαγνητών. Πιο συγκεκριμένα στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται το μοντέλο μιας μηχανής μόνιμων μαγνητών και το πλήρες μοντέλο ελέγχου με τη διαμόρφωση της στο διανυσματικό της μοντέλο για έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, τους PI controllers για την εξομάλυνση των μεταβατικών φαινομένων στο σύστημα ανάδρασης και την οδήγηση των παλμών των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα μέσω των διανυσμάτων χώρου. Στη συνέχεια γίνεται βελτίωση του συστήματος ελέγχου εισάγοντας προβλεπτικό έλεγχο αντί του συμβατικού.

- Στο 1ο κεφάλαιο έγινε η συνοπτική παρουσίαση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.
- Στο 2ο κεφάλαιο δίνεται το μοντέλο μηχανής μόνιμων μαγνητών. Παρουσιάζονται διάφοροι τύποι μηχανών μόνιμων μαγνητών, καθώς και το μαθηματικό μοντέλο σε abc και σε dq πλαίσιο μέσω των μετασχηματισμών park-clark.
- Στο 3ο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι βασικές τοπολογίες αντιστροφέα, με συνοπτική ανάλυση στον τριφασικό αντιστροφέα 2 επιπέδων καθώς και στις βασικές διαμόρφώσεις εύρους παλμών spwm (sinusoidal pwm) και svpwm (space vector pwm).
- Στο 4ο κεφάλαιο γίνεται εισαγωγή στους pi ελεγκτές και στο σύστημα ελέγχου καθώς και στα βασικά μεγέθη που εκφράζουν ένα τέτοιο σύστημα.
- Στο 5ο κεφάλαιο δίνεται η διάταξη και η μαθηματική έκφραση διανυσματικού ελεγχού προσανατολισμένου πεδίου με pi ελεγκτές σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής μόνιμων μαγνητών.
- Στο 6ο κεφάλαιο δίνεται η προσομοίωση του ελέγχου με pi ελεγκτές προκειμένου να επιβεβαιωθούν όσα αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 5.
- Στο 7ο κεφάλαιο γίνεται εισαγωγή στον προβλεπτικό έλεγχο.
- Στο 8ο κεφάλαιο δίνεται η διάταξη και η μαθηματική έκφραση διανυσματικού ελεγχού προσανατολισμένου πεδίου με προβλεπτικό έλεγχο σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής μόνιμων μαγνητών.

- Στο 9ο κεφάλαιο δίνεται η προσομοίωση του προβλεπτικού ελέγχου προκειμένου να επιβιβασθούν όσα αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 8.
- Στο παράρτημα δίνονται τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν στο simulink για τη διεξαγωγή των προσομοιώσεων.

Κεφάλαιο 2

Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών

Ο ηλεκτρικός κινητήρας είναι η συσκευή που τελικά αναλαμβάνει την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική και αντίστροφα. Η επιλογή του είναι καθοριστικής σημασίας για την απόδοση του ηλεκτρικού συστήματος πρόωσης και συνεπώς θα πρέπει να βασίζεται σε αυστηρά κριτήρια που περιλαμβάνουν την υψηλή απόδοση, υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες, παροχή σταθερής ισχύς σε ευρεία περιοχή λειτουργίας, χαμηλό κόστος κατασκευής και συντήρησης και μεγάλη διάρκεια ζωής. Στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα συναντάται μεγάλη ποικιλία ηλεκτρικών κινητήρων. Οι πιο διαδεδομένες επιλογές όπως προαναφέρθηκε όμως είναι:

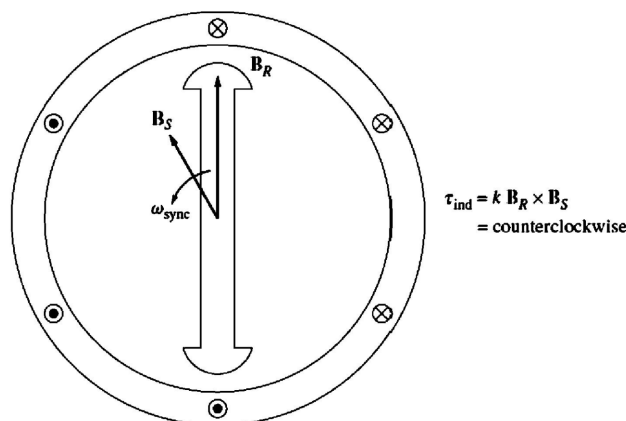
- Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος: DC Motor
- Ο κινητήρας επαγωγής: Induction Motor (IM)
- Ο σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών: Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)
- Ο κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης: Switched Reluctance Motor (SRM)

Στην συνέχεια παρατίθεται μια σύντομη περιγραφή των πιο διαδεδομένων κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων

2.1 Βασικές αρχές σύγχρονων μηχανών

Το σχ. 2.1, δείχνει ένα σύγχρονο κινητήρα δυο πόλων, όπου το μαγνητικό πεδίο του δρομέα B_r παράγεται από το ρεύμα διέγερσης I_f . Στο στάτη της μηχανής εφαρμόζεται ένα τριφασικό σύστημα ρευμάτων το οποίο, παράγει στο εσωτερικό της στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο B_σ . Έτσι στο εσωτερικό του κινητήρα υφίστανται δυο πεδία που τείνουν να ευθυγραμμιστούν, όπως ακριβώς

δύο μαγνητικοί ράβδοι. Επειδή όμως, το πεδίο του στάτη περιστρέφεται συνεχώς, το πεδίο του δρομέα (και ο ίδιος ο δρομέας) προσπαθεί συνέχεια να το ακολουθήσει. Όσο μεγαλύτερη είναι η γωνία μεταξύ των δυο πεδίων τόσο μεγαλύτερη είναι η ροπή που ασκεί στο δρομέα το μαγνητικό του πεδίο. Αυτή ακριβώς είναι η αρχή λειτουργίας του σύγχρονου κινητήρα: Το μαγνητικό πεδίο του δρομέα "κυνηγεί" συνεχώς το πεδίο του στάτη, χωρίς ποτέ να καταφέρνει να το φτάσει. Στην συνέχεια θα αναφερθούμε λεπτομερέστερα στον μηχανισμό αυτό .



Σχήμα 2.1: Σύγχρονος κινητήρας δύο πόλων [4]

2.1.1 ΜΕΔ συγκεντρωμένου πηνίου σύγχρονης μηχανής

Ο στάτης των σύγχρονων μηχανών περιέχει διανεμημένα τυλίγματα, δηλαδή τυλίγματα καθένα από τα οποία καταλαμβάνει έναν μικρό ή μεγάλο αριθμό αυλακιών. Τα επιμέρους πηνία στα αυλάκια που αντιστοιχούν σε κάθε τύλιγμα συνδέονται μεταξύ τους με τέτοιο τρόπο ώστε να δημιουργηθεί στο στάτη ο ίδιος αριθμός πόλων με αυτόν του δρομέα. Η εξέταση των μαγνητικών πεδίων που δημιουργούνται από τα ρεύματα που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη μπορεί να γίνει προσεγγιστικά μέσω της εξέτασης ενός συγκεντρωμένου τυλίγματος το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο με N σπείρες (ελίγματα) και πολικό βήμα 180° ηλεκτρικών μοιρών όπως φαίνεται στο Σχ. 2.2α. Η τελεία συμβολίζει ρεύμα με κατεύθυνση από τη σελίδα προς τον αναγνώστη ενώ ο σταυρός το αντίθετο. Με διακεκομμένη γραμμή στο Σχ. 2.2α φαίνεται η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το ρεύμα του πηνίου. Ο προσδιορισμός του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο της μηχανής αυτής μπορεί να γίνει εύκολα αν γίνουν οι ακόλουθες απλοποιητικές παραδοχές:

- Η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνητικού κυκλώματος θεωρηθεί άπειρη, οπότε όλη η ΜΕΔ που παράγουν τα τυλίγματα διατίθεται για το πεδίο διακένου.

- Το διάκενο θεωρείται ομοιόμορφο, δηλαδή αγνοούνται οι αύλακες στις οποίες τοποθετούνται οι αγωγοί των τυλιγμάτων, οι δε διαστάσεις των αγωγών θεωρούνται αμελητέες.
- Η διάμετρος του δρομέα είναι πολύ μεγαλύτερη από το μήκος του διακένου και επομένως η πυκνότητα της μαγνητικής ροής κατά μήκος του διακένου παραμένει αμετάβλητη.

Με βάση τις παραπάνω παραδοχές και εφαρμόζοντας τον νόμο του Ampere και Gauuss **μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι η ΜΕΔ στο διάκενο της μηχανής δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:**

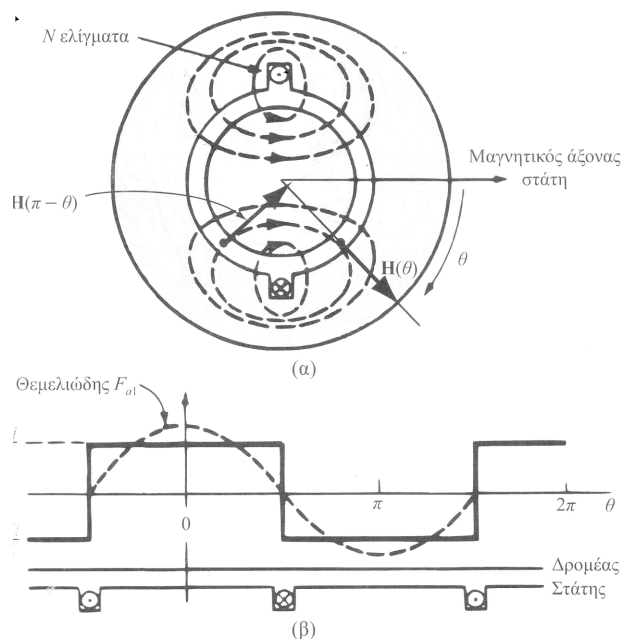
$$\begin{aligned} F(\theta) &= Nl/2 & -\pi/2 < \theta < \pi/2 \\ F(\theta) &= -Nl/2 & \pi/2 < \theta < 3\pi/2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

Στο Σχ. 2.2 παρουσιάζεται σε ανάπτυγμα η κατανομή του κύματος ΜΕΔ στο διάκενο της στοιχειώδους μηχανής. Το ίδιο πεδίο διακένου επιτυγχάνεται και όταν το πηνίο είναι εγκατεστημένο στον δρομέα. Αν το κύμα ΜΕΔ αναλυθεί σε σειρά Fourier, η θεμελιώδης θα είναι:

$$F_{a1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{Ni}{2} \right) \cos \theta \quad (2.2)$$

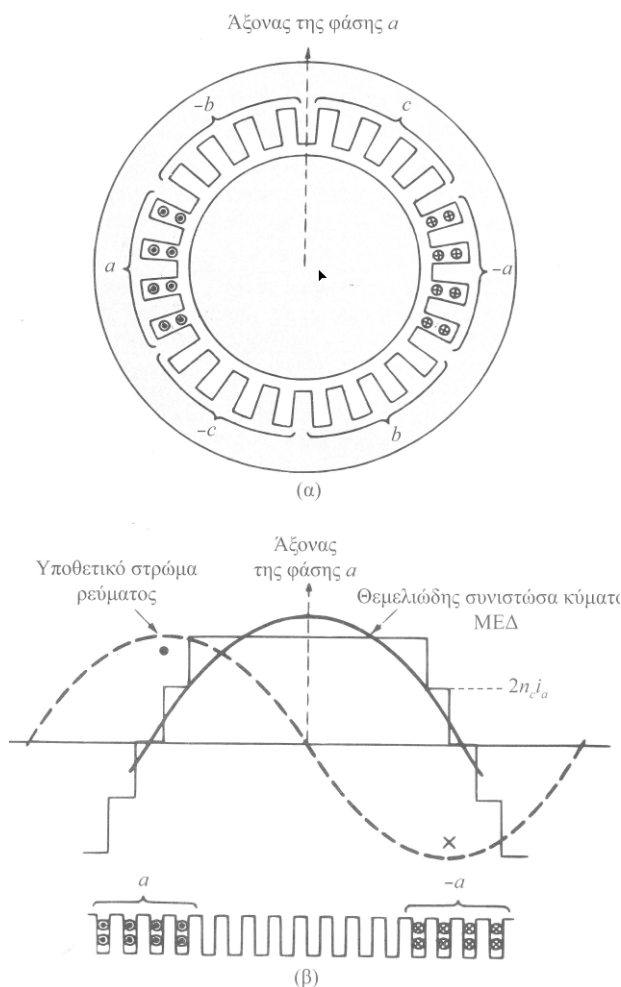
όπου η γωνία χώρου θ μετριέται από το μαγνητικό άξονα του τυλίγματος όπως φαίνεται στο Σχ. 2.1. Η θεμελιώδης αρμονική είναι ένα στάσιμο κύμα. Η μέγιστη τιμή του στο χώρο είναι για $\theta = 0$ και δίνεται από την

$$(F_{a1})_{peak} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{Ni}{2} \right) \quad (2.3)$$



Σχήμα 2.2: α) Στοιχειώδης μηχανή και ανάπτυγμα (β) Κύμα ΜΕΔ [1].

Ας εξετάσουμε τώρα ένα διανεμημένο τύλιγμα όπως του Σχ. 2.3α. Έχουμε μια στοιχειώδη τριφασική μηχανή δύο πόλων όπου κάθε φάση αποτελείται από ένα τύλιγμα. Το τύλιγμα της φάσης a είναι διανεμημένο σε οκτώ αυλάκια δύο στρώσεων. Το τύλιγμα αποτελείται από πηνία καθένα από τα οποία έχει το ένα άκρο του στην πάνω στρώση ενός αυλακιού και την άλλη άκρη του στην κάτω στρώση ενός άλλου αυλακιού το οποίο βρίσκεται σε απόσταση ενός πλήρους βήματος στην περίπτωση της διπολικής μηχανής σε απόσταση 180° . Κάθε πηνίο θεωρούμε ότι έχει n_c σπείρες και επομένως σε κάθε αυλάκι υπάρχουν $2n_c$ σπείρες. Τα άδεια αυλάκια καταλαμβάνονται από τα τυλίγματα των άλλων δύο φάσεων οι μαγνητικοί άξονες των οποίων είναι, σε σχέση με τη φάση a , μετατοπισμένοι κατά $\pm 120^\circ$. Το Σχ. 2.3β δείχνει το ανάπτυγμα ενός πόλου του τυλίγματος. Συνδέοντας τα πηνία του τυλίγματος σε σειρά, αυτά διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα.



Σχήμα 2.3: (α) Τριφασική σύγχρονη μηχανή δύο πόλων με διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος (β) Κατανομή στο χώρο της ΜΕΔ της φάσης a .

Η ΜΕΔ διακένου των παραπάνω τυλιγμάτων, μπορεί να προκύψει με υπέρθεση των ΜΕΔ που προκαλούνται από τα στοιχειώδη πηνία από τα οποία μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται το

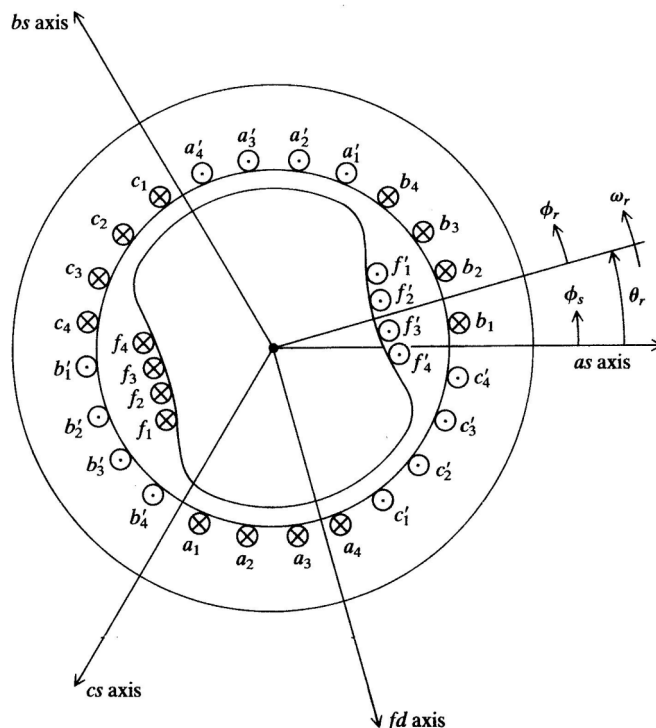
εξεταζόμενο τύλιγμα. Συγκεκριμένα η ΜΕΔ διακένου από κάθε πηνίο είναι $n_c i_c$ και η συνολική ΜΕΔ για την φάση α θα είναι το άθροισμα των ΜΕΔ κάθε πηνίου. Η ΜΕΔ έχει τη μορφή μιας σειράς βημάτων με κάθε βήμα να έχει ύψος $2ncI_a$ όπου I_a είναι το στιγμιαίο, ρεύμα της φάσης α . Στο Σχ. 2.3β φαίνεται επίσης και η θεμελιώδης αρμονική χώρου της ΜΕΔ. Παρατηρούμε ότι το διανεμημένο τύλιγμα δημιουργεί μια ΜΕΔ η οποία πλησιάζει την ημιτονοειδή μορφή αρκετά και επομένως περιέχει πολύ μικρότερες αρμονικές χώρου από ότι ένα συγκεντρωμένο τύλιγμα. Γενικά με τη διανομή των τυλιγμάτων και τη χρήση κλασματικού βήματος, η επίδραση των αρμονικών χώρου μπορεί να μειωθεί στο ελάχιστο. Εάν θεωρήσουμε μια μηχανή με πόλους και N_{ph} σπείρες ανά φάση, η θεμελιώδης αρμονική της ΜΕΔ δίνεται από την

$$F_{a1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{K_w N_{ph}}{2} \right) i_a \left(\frac{p}{2} \theta \right) \quad (2.4)$$

Ο όρος $4/\pi$ προέρχεται από την ανάλυση Fourier της τετραγωνικής ΜΕΔ ενός συγκεντρωμένου τυλίγματος πλήρους βήματος όπως στην (2.3) ενώ το K_w είναι ο συντελεστής τυλίγματος ο οποίος δηλώνει τη μείωση του πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής ενός διανεμημένου τυλίγματος σε σχέση με ένα αντίστοιχο συγκεντρωμένο. Για τα περισσότερα τριφασικά τυλίγματα το K_w είναι στην περιοχή 0,85 με 0,95. Το γινόμενο $K_w N_{ph}$ είναι ο ενεργός αριθμός σπειρών ενός διανεμημένου τυλίγματος υποθέτοντας ότι οι σπείρες είναι συνδεδεμένες σε σειρά. Ο συντελεστής τυλίγματος K_w , ποσοτικοποιεί τη μείωση της ενεργού τιμής της επαγόμενης τάσης σε ένα τριφασικό τύλιγμα, λόγω δύο παραγόντων: της χρήσης διανεμημένου αντί συγκεντρωμένου τυλίγματος όπου τα διανύσματα χώρου των πηνίων δεν είναι συγγραμμικά και της χρήσης κλασματικού αντί πλήρους βήματος τύλιγμα. Η τιμή του K_w προκύπτει από τα γεωμετρικά στοιχεία του τυλίγματος.

2.1.2 Σύγχρονη μηχανή με έκτυπους πόλους στο δρομέα

Σε μια μηχανή με κυλινδρικό δρομέα, το διάκενο είναι ομοιόμορφο. Αυτό σημαίνει ότι η μαγνητική ροή που παράγεται από κάποια ΜΕΔ (δηλαδή από κάποιο ρεύμα) κατανέμεται στο χώρο με τρόπο που δεν εξαρτάται από τη θέση του δρομέα. Στην περίπτωση, όμως, που ο δρομέας έχει έκτυπους πόλους, το διάκενο δεν είναι ομοιόμορφο. Εκεί που προεξέχουν οι πόλοι το διάκενο είναι μικρότερο και επομένως η αντίσταση στη μαγνητική ροή είναι μικρότερη από ότι στις περιοχές μεταξύ των πόλων όπου το διάκενο είναι μεγαλύτερο. Για το λόγο αυτό η όποια μαγνητική ροή έχει σαν προτιμώμενο δρόμο τα σημεία που προεξέχουν οι πόλοι. Στο Σχ. 2.4 αναπαρίσταται τριφασική μηχανή με δύο πόλους. Ο μαγνητικός άξονας του δρομέα είναι στην κατεύθυνση βόρειου-νότιου πόλου.



Σχήμα 2.4: Σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων [8].

Αυτή η κατεύθυνση ορίζεται σαν ευθύς άξονας (direct axis). Σε αυτόν τον άξονα είναι προσανατολισμένη και η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το ρεύμα του δρομέα. Ο κάθετος σε αυτόν άξονας, ο οποίος είναι στην κατεύθυνση του διακένου μεταξύ των πόλων, ορίζεται ως εγκάρσιος άξονας (quadrature axis). Κατασκευαστικά το διάκενο στους έκτυπούς πόλους είναι περιοδική συνάρτηση της γωνιακής μετατόπισης. Στην ιδανική περίπτωση οι αγωγοί των τυλιγμάτων στον στάτη έχουν πυκνότητα ημιτονοειδώς κατανεμημένη γύρω από το διάκενο σύμφωνα με τις εξισώσεις $N_{as} = \frac{N_s}{2} \sin \varphi_s$ $0 \leq \varphi_s \leq \pi$ και $N_{as} = -\frac{N_s}{2} \sin \varphi_s$ $\pi \leq \varphi_s \leq 2\pi$ για την φάση a και αντίστοιχα για τις άλλες φάσεις. Επίσης το διάκενο κατασκευάζεται έτσι ώστε να ισχύει $g(\varphi_r) = g(\varphi_r + \pi)$ για κάθε θέση του δρομέα και επειδή ισχύει $\varphi_r = \varphi_s - \theta_r$ τελικά έχουμε $g(\varphi_s - \theta_r) = g(\varphi_s - \theta_r + \pi)$ όπου $\theta_r, \varphi_s, \varphi_r$ ορίζονται όπως το σχήμα. Επίσης από τον νόμο του Gauss ισχύει $H_{\alpha s}(\varphi_s) = -H_{\alpha s}(\varphi_s + \pi)$. Ας εφαρμόσουμε τον νόμο του Ampere κατά μήκος της κλειστής διαδρομής όπως στο σχήμα 2.5 για μία συγκεκριμένη θέση του δρομέα. Η διαδρομή περιλαμβάνει και τα διάκενα που ορίζονται από τις γωνίες (φ_s) και $(\varphi_s + \pi)$. Ισχύει $\vec{H} \cdot \vec{dl} = 0$ στο εσωτερικό του στάτη (άπειρη μαγνητική διαπερατότητα) $\vec{H} \cdot \vec{dl} < 0$ κατά μήκος του διακένου $g(\varphi_s - \theta_r + \pi)$ (τα \vec{H} και \vec{dl} είναι αντίθετα) και $\vec{H} \cdot \vec{dl} > 0$ κατά μήκος του διακένου $g(\varphi_s - \theta_r)$ (τα \vec{H} και \vec{dl} είναι συγγραμμικά). Επομένως έχουμε

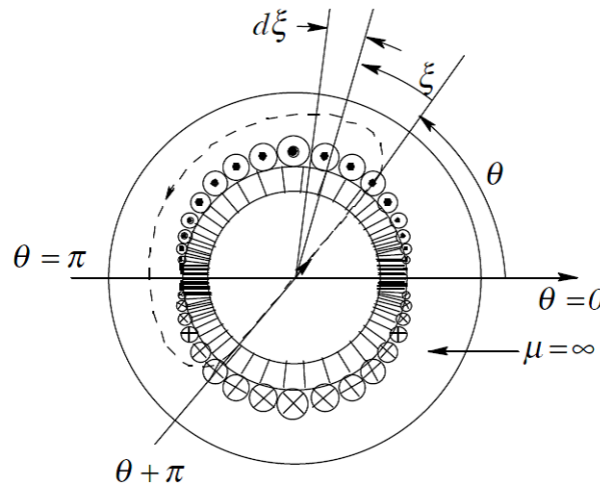
$$H_{\alpha s}(\varphi_s) g(\varphi_s) - H_{\alpha s}(\varphi_s + \pi) g(\varphi_s + \pi) = \int_0^\pi i_a n_s(\varphi_s + \xi) d\xi \implies \quad (2.5)$$

$$2H_{\alpha s}(\varphi_s) g(\theta\varphi_s) = \frac{N_s}{2} i_a \int_0^\pi \sin(\varphi_s + \xi) d\xi (\varphi_s + \xi) d\xi = N_s i_a \cos \varphi_s \theta$$

Τελικά λαμβάνουμε:

$$H_{\alpha s}(\varphi_s) = \frac{N_s}{2g(\varphi_s)} i_a \cos \varphi_s \quad (2.6)$$

Με κατεύθυνση \vec{H}_α από τον δρομέα στον στάτη



Σχήμα 2.5: Ημιτονοειδής κατανομή τυλιγμάτων της φάσης α στο στάτη [14].

Για το ΜΕΔ επομένως θα ισχύει:

$$F_{\alpha s}(\varphi_s) = \mu_0 g(\varphi_s) H_{\alpha s}(\varphi_s) = \frac{N_s}{2} i_a \cos \varphi_s \quad (2.7)$$

Με σύμβαση ότι $F_{\alpha s}$ είναι θετικά όταν κατευθύνονται από τον δρομέα στον στάτη και αρνητικά αλλιώς. Αντίστοιχα θα έχουμε για τις υπόλοιπες φάσεις:

$$F_{bs} = \frac{N_s}{2} i_{bs} \left(\cos \varphi_s - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$F_{cs} = \frac{N_s}{2} i_{ac} \left(\cos \varphi_s + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.8)$$

Με υπέρθεση των ΜΕΔ των φάσεων του στάτη προκύπτει η συνολική ΜΕΔ του στάτη στο διάκενο

$$F_s = \frac{N_s}{2} \left[i_{as} \cos \varphi_s + i_{bs} \left(\cos \varphi_s - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{cs} \left(\cos \varphi_s + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.9)$$

Θέτοντας $F_a = \frac{N_s}{2}i_{as}$, $F_b = \frac{N_s}{2}i_{bs}$, $F_c = \frac{N_s}{2}i_{cs}$ λαμβάνουμε

$$F_s = \left[F_a \cos \varphi_s + F_b \left(\cos \varphi_s - \frac{2\pi}{3} \right) + F_c \left(\cos \varphi_s + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.10)$$

Εάν τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη διαρρέονται από ρεύματα που αποτελούν συμμετρικό τριφασικό σύστημα δηλαδή είναι

$$\begin{aligned} I_{as} &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_e t + \varphi_0) \\ I_{bs} &= \sqrt{2}I_s \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right) \\ I_{cs} &= \sqrt{2}I_s \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

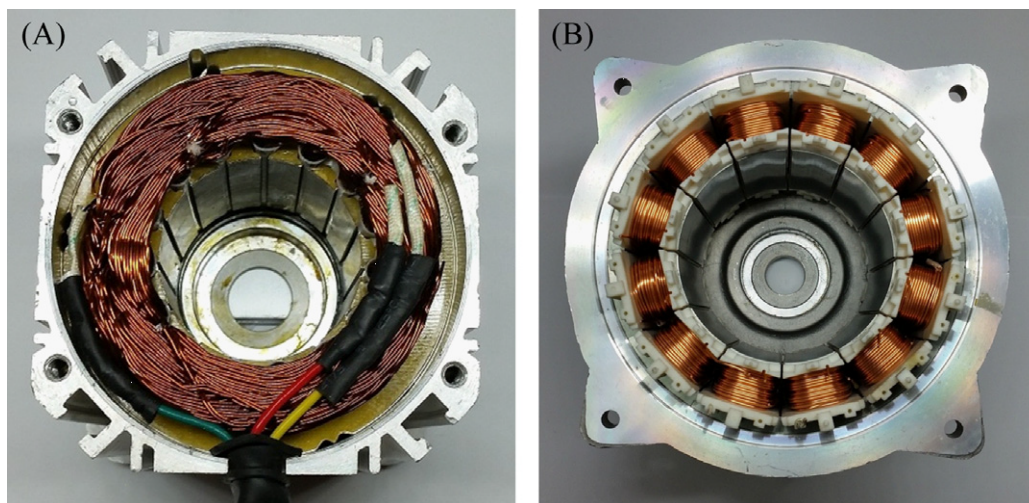
όπου φ_0 είναι η φασική γωνία την χρονική στιγμή $t = 0$ μετά από πράξεις προκύπτει

$$F_{s(\theta,t)} = \frac{N_s}{2} \sqrt{2}I_s \frac{3}{2} \cos(\omega_e t + \varphi_0 - \varphi_s) \quad (2.12)$$

Η εξίσωση 2.12 ορίζει ένα οδεύον κύμα μαγνητεγερτικής δύναμης στο διάκενο που περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα ω_e κατά ανθρωπολογιακή φορά και η οποία αντιστοιχεί στη συχνότητα των ρευμάτων του στάτη. Το αποτέλεσμα αυτό είναι εξαιρετικά σημαντικό, διότι ένα ακίνητο τριφασικό τύλιγμα, διεγερόμενο από ένα συμμετρικό σύστημα εναλλασσόμενων ρευμάτων παράγει στο χώρο ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο, ακριβώς όπως θα έκανε ένας περιστρεφόμενος μαγνήτης ή ο δρομέας μιας στρεφόμενης μηχανής που διαρρέεται από συνεχές ρεύμα.

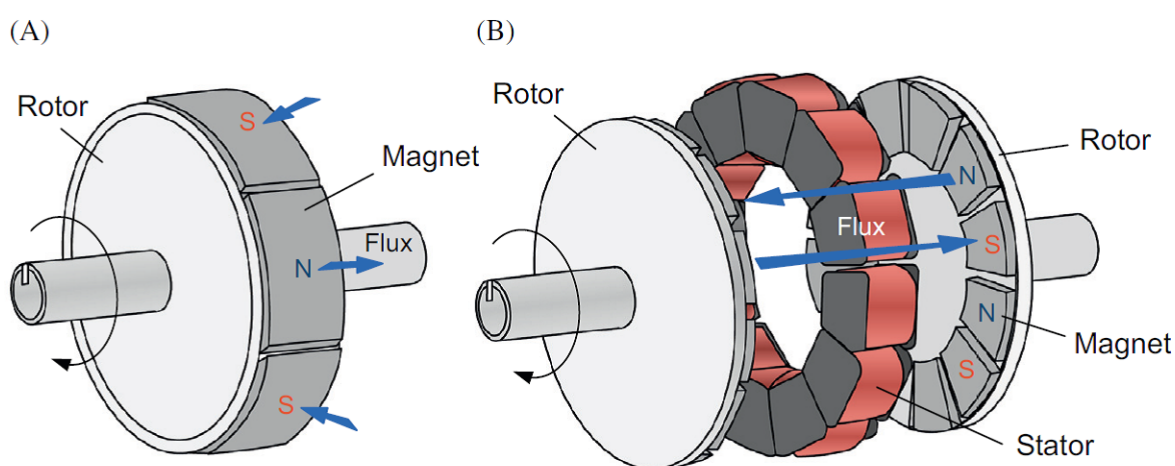
2.2 Δομή μονίμων μαγνητών σύγχρονων κινητήρων

Ο κινητήρας μονίμων μαγνητών αποτελεί μια παραλλαγή του σύγχρονου ηλεκτρικού κινητήρα κατά την οποία το DC τύλιγμα της διέγερσης αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες που παράγουν σταθερή ροή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται εξάλειψη των απωλειών χαλκού στο δρομέα, αφού δεν υφίσταται τύλιγμα διέγερσης, και συνεπώς υψηλότερη απόδοση του κινητήρα. Ταυτόχρονα, η υψηλή απόδοση επιφέρει μείωση του μεγέθους του κινητήρα (μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος) και χαμηλότερη ροπή αδρανείας. Από την άλλη μεριά όμως απαιτεί αρκετά πιο πολύπλοκο έλεγχο εξαιτίας της σταθερής ροής των μαγνητών και μπορεί να παρουσιάσει ανεπιθύμητα φαινόμενα απομαγνήτισης του δρομέα. Στον στάτη χρησιμοποιείται τριφασικό ημιτονοειδώς διανεμημένο τύλιγμα, το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Τελευταία όμως έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούνται και συγκεντρωμένα τυλίγματα παρόλο που δίνουν ΜΕΔ με περισσότερες αρμονικές χώρου.

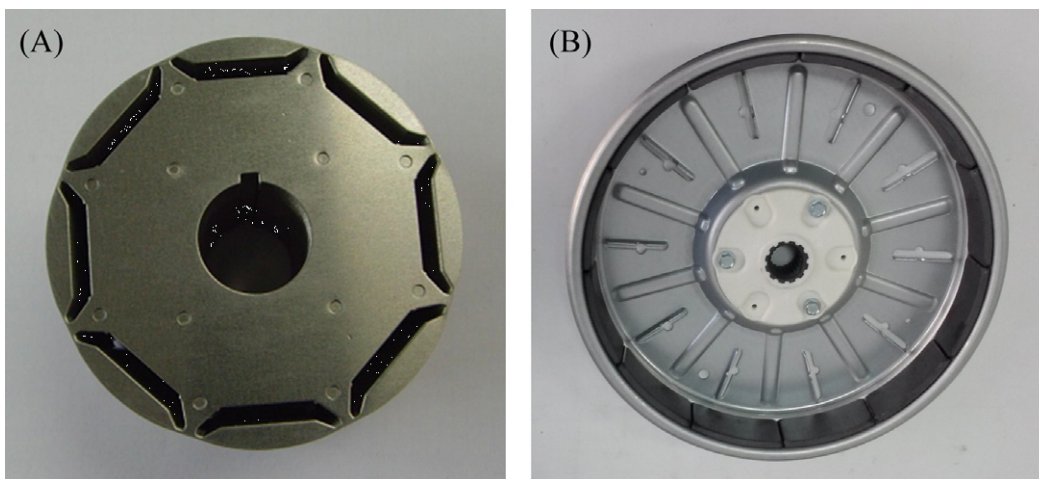


Σχήμα 2.6: (α) Διανεμημένα τυλίγματα (β) Συγκεντρωμένα τυλίγματα [7].

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής σε μηχανές αξονικής(axial) και ακτινικής(radial) ροής. Στην μηχανή ακτινικής ροής, ο δρομέας ο οποίος είναι κυλινδρικός περιστρέφεται στο εσωτερικό του δρομέα και η μαγνητική ροή που παράγεται διασχίζει το διάκενο ακτινικά. Αντίθετα, στην μηχανή αξονικής ροής, ο δρομέας που έχει τη μορφή δίσκου περιστρέφεται παράλληλα στον στάτη και η παραγόμενη μαγνητική ροή διασχίζει το διάκενο αξονικά (Σχ. 2.7β). Οι μηχανές αξονικής ροής επιτρέπουν την κατασκευή κινητήρων μεγάλου αριθμού πόλων για εφαρμογές υψηλής ισχύος και χαμηλών στροφών.

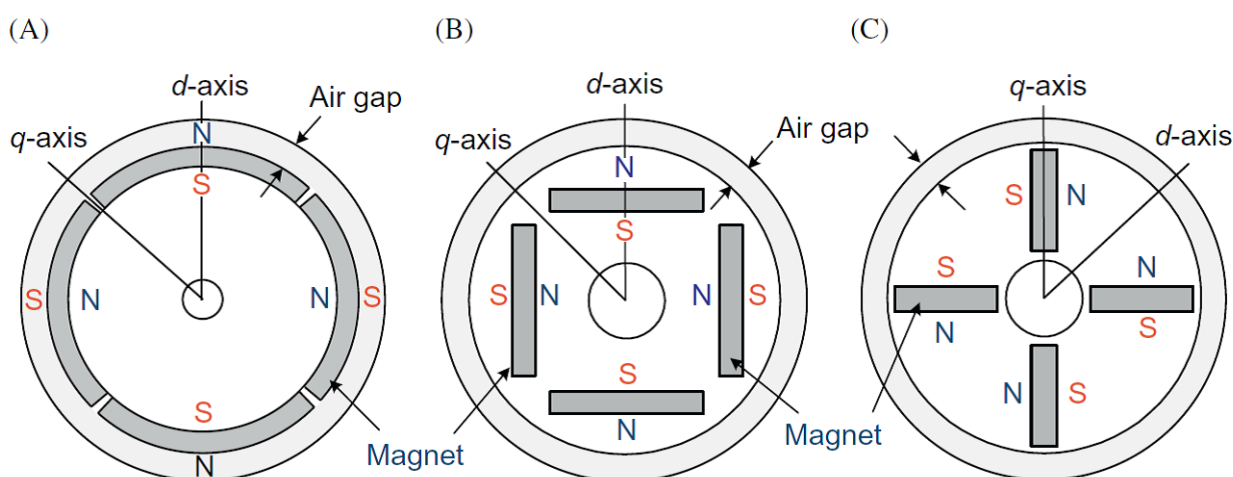


Σχήμα 2.7: (α) ακτινικής ροής (β) αξονικής ροής [7].



Σχήμα 2.8: (α) Δρομέας στο εσωτερικό του στάτη (β) Δρομέας στο εξωτερικό του στάτη [7].

Οι μηχανές αξονικής (axial) ροής μπορούν περαιτέρω να ταξινομηθούν σε δύο κατηγορίες ανάλογα με την θέση των μονίμων μαγνητών στον δρομέα όπως φαίνεται στο σχήμα : α) επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM) με μαγνήτες κολλημένους στην επιφάνεια του δρομέα και β) εμφυτευμένων μαγνητών (Interior Magnet Machine, IPMSM) όπου οι μαγνήτες είναι εμφυτευμένοι στο εσωτερικό του δρομέα. Η εμφύτευσή μπορεί να γίνει είτε παράλληλα είτε ακτινικά της περιφέρειας του δρομέα όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 2.9. Οι μηχανές IPMSM με παράλληλη τοπολογία μπορούν να συγκεντώσουν την μαγνητική ροή στο διάκενο πετυχαίνοντας έτσι την δημιουργία μεγάλου αριθμού πόλων. Έτσι χρησιμοποιώντας χαμηλού κόστους μαγνήτες, η μηχανή μπορεί να πετύχει υψηλές ροπές.



Σχήμα 2.9: Τοπολογία τεσσάρων πόλων σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (α) Επιφανειακών μαγνητών (β) Εμφυτευμένων παράλληλα (γ) Εμφυτευμένων κάθετα [7].

Ο δρομέας επίσης μπορεί να περιστρέφεται εσωτερικά του ελιγμάτων του στάτη (inner rotor type) έχοντας έτσι μικρή ροπή αδράνειας και επομένως γρήγορη απόκριση ταχύτητας. Από την άλλη μεριά, οι δρομείς που περιστρέφονται στο εξωτερικό του στάτη έχουν σχετικά μεγάλη ροπή αδράνειας και προτιμώνται για μηχανές σταθερής ταχύτητας.

Όλοι οι δρομείς που παρουσιάζονται στο Σχ. 2.9 είναι κυλινδρικού σχήματος, και έτσι το φυσικό διάκενο είναι σταθερό. Ωστόσο, το ενεργό διάκενο μπορεί να διαφέρει ανάλογα με τη διάταξη των μαγνητών. Δεδομένου ότι η διαπερατότητα ενός μαγνήτη προσεγγίζει εκείνη του αέρα, από την άποψη του μαγνητικού πεδίου το ενεργό διάκενο θα είναι το άθροισμα του φυσικού διακένου και του ακτινικού πάχους των μαγνητών. Στις μηχανές επιφανειακών μαγνητών (SPMSM) το πάχος των μαγνητών είναι ομοιόμορφα διανεμημένο στην επιφάνεια του δρομέα, με αποτέλεσμα η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη στον d άξονα (ευθύς άξονας, direct axis) να είναι ίδια με αυτή του q άξονα (εγκάρσιος άξονας, quadrature axis). Εξαιτίας του αυξημένου ενεργού διακένου (φυσικό διάκενο+ πάχος μαγνητών) η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη να είναι σχετικά μικρή. Στις ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών (Interior Permanent Magnet ή I.P.M.), η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη στον d άξονα διαφέρει από αυτήν του q άξονα ανάλογα με το διάταξη των μαγνητών. Από τη μία πλευρά, σε παράλληλη τοπολογία, οι μαγνήτες τοποθετούνται κατά μήκος του d άξονα με αποτέλεσμα το διάκενο στον d άξονα (φυσικό διάκενο+ πάχος μαγνητών) να είναι μεγαλύτερο από ότι στον q άξονα (φυσικό διάκενο). Επομένως θα έχουμε μεγαλύτερη μαγνητική αντίσταση κατά μήκος του d άξονα και επειδή η αυτεπαγωγή είναι αντιστρόφως ανάλογη τις μαγνητικής αντίστασης, η αυτεπαγωγή του εγκάρσιου άξονα (L_q), είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αυτεπαγωγή του ευθύ άξονα (L_d). Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ροπής λόγω εκτυπότητας (reluctance torque). Από την άλλη πλευρά, σε κάθετη τοπολογία IPMSMs, η αυτεπαγωγή του άξονα q είναι μικρότερη από την επαγωγή του άξονα d . Γενικότερα στις ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, εμφανίζονται δύο μηχανισμοί παραγωγής ροπής. Ο πρώτος αφορά την αλληλεπίδραση των πεδίων του μαγνήτη και του στάτη (magnet torque), ενώ ο δεύτερος αφορά τη ροπή ευθυγράμμισης (reluctance torque) λόγω εκτυπότητας. Οι ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών (SPMSM) δεν είναι κατάλληλες για λειτουργίες υψηλών ταχυτήτων για δύο λόγους: α) εμφανίζουν αστάθεια εξαιτίας των φυγοκέντρων δυνάμεων που αναπτύσσονται λόγω των επιφανειακών μαγνητών δ) εμφανίζουν περιορισμένη **δυνατότητα λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening)** λόγω της μικρής αυτεπαγωγής που συνεπάγεται το αυξημένο ενεργό διάκενο. Από την άλλη μεριά, οι ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών έχουν μεγαλύτερη μηχανική αντοχή για λειτουργίες

υψηλών ταχυτήτων επειδή οι μαγνήτες είναι εμφυτευμένοι στο εσωτερικό του δρομέα. Επιπλέον η αυτεπαγωγή του d άξονά είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με την αντίστοιχη αυτεπαγωγή της ισοδύναμης μηχανής επιφανειακών μαγνητών (SPMSM). Αυτό τις καθιστά ιδανικές για αποτελεσματική λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening

Μερικές σημαντικές ιδιότητες που χρησιμοποιούνται για τη σύγκριση μόνιμων μαγνητών είναι [3]:

- Παραμένουσα μαγνήτιση (remanence) (B_r) υποδεικνύει την πυκνότητα μαγνητικής ροής που παραμένει στο μαγνητικό υλικό αφού αφαιρεθεί το εξωτερικό μαγνητικό πεδίο. Μαγνητικά υλικά με μεγάλη πυκνότητα παραμένουσα μαγνητικής ροής είναι επιθυμητά για την κατασκευή ισχυρών μόνιμων μαγνητών
- Συνεκτικό πεδίο (coercivity) (H_{ci}) υποδεικνύει την ένταση του μαγνητικού πεδίου που απαιτείται για να μειωθεί η μαγνήτιση του υλικού στο μηδέν. Μαγνητικά υλικά με υψηλή συνεκτικό πεδίο χρησιμοποιούνται συνήθως για την κατασκευή μόνιμων μαγνητών για ηλεκτρικούς κινητήρες.
- Θερμοκρασία **Κιουρί (Curie temperature)** (T_c), ή **σημείο Κιουρί (Curie point)**, είναι η θερμοκρασία στην οποία συγκεκριμένα υλικά χάνουν τις μόνιμες μαγνητικές τους ιδιότητες. Πρώτος Ο Curie ανέλυσε την επίδραση της θερμοκρασίας σε διαφορετικά μαγνητικά υλικά και παρατήρησε ότι ο μαγνητισμός εξαφανίζεται ξαφνικά πέρα από μία ορισμένη «κρίσιμη» θερμοκρασία, (σημείο Curie), σε υλικά, όπως ο σίδηρος.
- Το ενεργειακό γινόμενο (energy product) (BH_{max}) είναι το γινόμενο της μαγνητικής επαγωγής B με το εφαρμοζόμενο μαγνητικό πεδίο H στην καμπύλη απομαγνήτισης και συμβολίζεται με BH . Είναι ουσιαστικά ένας ποσοτικός ορισμός της μαγνητικής σκληρότητας καθώς είναι ανάλογο της ενέργειας που είναι αποθηκευμένη στο μαγνήτη. Αν και το BH μεταβάλλεται συνεχώς με τη μεταβολή του H , σε κάποιο σημείο παίρνει τη μέγιστη δυνατή τιμή. Σε αυτό το σημείο ορίζεται το μέγιστο ενεργειακό γινόμενο, $(BH)_{max}$, το οποίο είναι και το βασικό χαρακτηριστικό για την αξιολόγηση των μαγνητικών υλικών. Το BH_{max} έχει επικρατήσει να μετριέται σε μονάδες εκατομμυρίων Gauss Oersteds (MGOe) με βάση το παλιό σύστημα μονάδων (στο νέο σύστημα μονάδων S.I. υπολογίζεται σε kJ/m^3) και από την τιμή του ορίζεται ο όγκος που πρέπει να έχει ένας μαγνήτης για να δημιουργηθεί μαγνητικό πεδίο ορισμένης έντασης. Όσο υψηλότερο είναι το μέγιστο ενεργειακό γινόμενο, τόσο μικρότερος είναι ο όγκος του μαγνήτη που απαιτείται για έναν συγκεκριμένο σκοπό.

Οι μαγνήτες που υπάρχουν αυτή τη στιγμή στην αγορά έχουν $(BH)_{\max} < 1\text{MGOe}$, αν είναι οι κοινοί μαγνήτες ψυγείου, ενώ για μαγνήτες σπάνιων γαιών υψηλής απόδοσης ισχύει ότι $(BH)_{\max} > 25\text{MGOe}$. Ένας καλός μόνιμος μαγνήτης λοιπόν, θα πρέπει να παράγει υψηλό μαγνητικό πεδίο με μικρή μάζα και να είναι σταθερός ενάντια στους παράγοντες που θα τον απομαγνήτιζαν. Οι επιθυμητές ιδιότητες τέτοιων μαγνητών δηλώνονται τυπικά με τους όρους παραμένουσα μαγνήτιση και συνεκτικό πεδίο των μαγνητικών υλικών.

- Μαγνήτιση κόρου είναι η μέγιστη τιμή που μπορεί να φτάσει η μαγνήτιση ενός υλικού. Η τιμή αυτή αντιπροσωπεύει τη συνθήκη όπου όλα τα μαγνητικά δίπολα μέσα στο υλικό προσανατολίζονται στη διεύθυνση του εξωτερικού μαγνητικού πεδίου και για αυτό εξαρτάται μόνο από τον αριθμό των ατόμων ανά μονάδα όγκου του υλικού και το μέγεθος των ατομικών μαγνητικών ροπών. Όταν το μαγνητικό πεδίο μηδενίζεται τότε είναι επιθυμητή η μέγιστη δυνατή διατήρηση της μαγνήτισης σε σχέση με τη μαγνήτιση κόρου.
- Συντελεστής θερμοκρασίας είναι το ποσοστό της μείωσης της παραμένουσας μαγνήτισης ανά βαθμό Celsius αύξηση της θερμοκρασίας.

Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι ευαίσθητοι στη θερμοκρασία. Η παραμένουσας πυκνότητα ροής μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Για παράδειγμα, το NdFeB έχει συντελεστή μείωσης παραμένουσας μαγνητικής ροής ανά θερμοκρασία περίπου 0,1% ανά βαθμό Celsius. Η αρχική ροή του μαγνήτη μπορεί να αποκατασταθεί όταν επιστρέψει στην αρχική θερμοκρασία. Ωστόσο, εάν ο μαγνήτης είναι εκτεθειμένος σε θερμοκρασίες πάνω από τη μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας και παρουσιάζει μεγάλη απώλεια μαγνητισμού, μπορεί να εμφανιστούν μη αναστρέψιμες αλλαγές με αποτέλεσμα να μην μπορεί να αποκατασταθεί το αρχικό επίπεδο ροής όταν επιστρέψει στην αρχική θερμοκρασία. Συνεπώς, συνιστάται να αποφεύγεται η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας. Αυτό περιορίζει τη μέγιστη ροπή που μπορεί να αναπτυχθεί στους κινητήρες επειδή το μέγιστο ρεύμα πρέπει να περιοριστεί για να αποφευχθεί ο απομαγνητισμός των μαγνητών.

Ο μόνιμος μαγνήτης που χρησιμοποιείται στους ηλεκτρικούς κινητήρες μπορεί να χωριστούν κυρίως στις ακόλουθες τρεις κατηγορίες ανάλογα με τον τύπο των μαγνητικών υλικών: Alnico, Ferrite και σπάνιων γαιών (SmCo, NdFeB).

1. Μαγνήτες alnico κατασκευάζονται με ημίτηξη ή τήκοντας και σταθεροποιώντας ένα μείγμα από αλουμίνιο, νικέλιο και κοβάλτιο με σίδηρο και μικρές ποσότητες από άλλα στοιχεία που προθέτονται για να ενισχύσουν τις ιδιότητες του μαγνήτη. Αυτή η διαδικασία παρέχει

υψηλής ποιότητας μηχανικά χαρακτηριστικά, ενώ η ημίτιξη έχει ως αποτέλεσμα ισχυρότερα μαγνητικά πεδία και επιτρέπει στον σχεδιαστή τη δημιουργία διαφορετικών σχημάτων. Αντέχουν στη διάβρωση και έχουν φυσικές ιδιότητες που τους κάνουν πιο ανθεκτικούς απ' τον φερρίτη, αλλά όχι τόσο επιθυμητές όσο ένα μέταλλο. Παρουσιάζουν υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση (remanence) αλλά χαμηλό συνεκτικό πεδίο (coercivity) (H_{ci}) με αποτέλεσμα να απομαγνητίζονται εύκολα με εφαρμογή εξωτερικού μαγνητικού πεδίου. Έχουν επίσης χαμηλό συντελεστή θερμοκρασίας (ποσοστό της μείωσης της παραμένουσας μαγνήτισης ανά βαθμό Celsius αύξηση της θερμοκρασίας).

2. Φερρίτες (ή κεραμικοί) μαγνήτες Οι μαγνήτες φερρίτη κατασκευάζονται από ένα ιζηματογενές σύνθετο από οξείδιο του σιδήρου σε σκόνη και ανθρακικό βάριο/στρόντιο. Λόγω του χαμηλού κόστους των υλικών και των διαδικασιών παραγωγής, φθηνοί μαγνήτες διαφόρων σχημάτων μπορούν εύκολα να παραχθούν μαζικά. Το αποτέλεσμα είναι μαγνήτες που δε διαβρώνονται, αλλά είναι εύθραυστοι και χρίζουν ίδιας προσοχής με τα άλλα κεραμικά υλικά. Ο φερρίτης παρουσιάζει υψηλό συνεκτικό πεδίο (coercivity) (H_{ci}) αλλά μικρότερη παραμένουσα μαγνήτιση (remanence) (B_r) από την Alnico. Επειδή είναι σχετικά φθηνοί με μέτριες μαγνητικές ιδιότητες χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές χαμηλής απόδοσης.

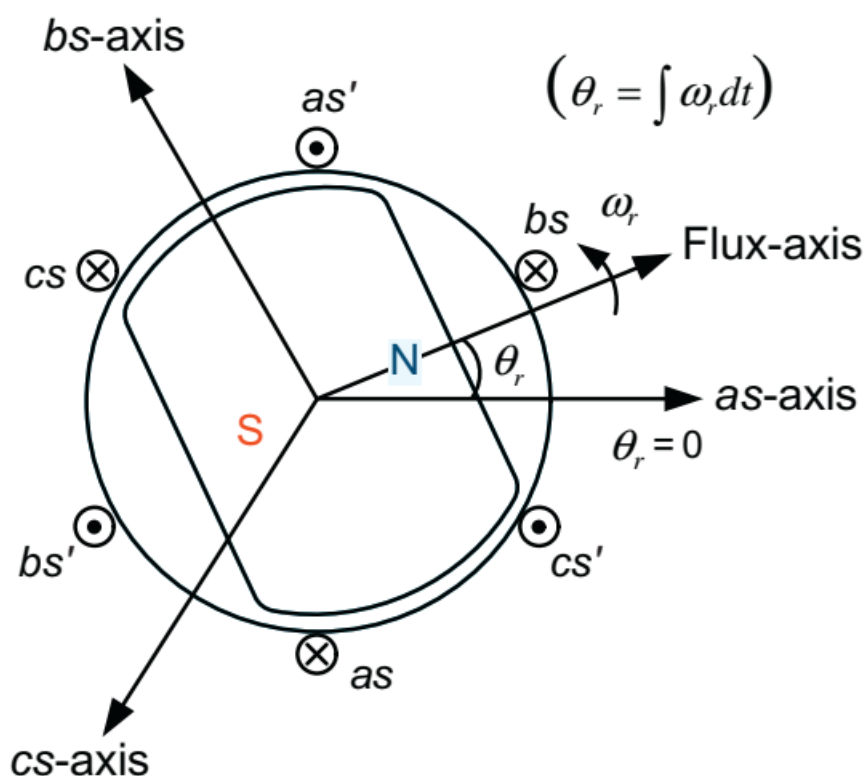
3. Μαγνήτες σπάνιων μεταλλικών γαιών διακρίνονται σε

- Σαμάριου-κοβαλτίου. Οι μαγνήτες σαμαρίου-κοβαλτίου (SmCo) είναι εξαιρετικά ανθεκτικοί στην οξείδωση, με υψηλή μαγνητική ικανότητα και μεγαλύτερη αντοχή στην θερμοκρασία από τους αντίστοιχους alnico μαγνήτες ή μαγνήτες κεραμικών υλικών. Ημιτετηγμένοι μαγνήτες σαμαρίου - κοβαλτίου (SmCo) είναι εύθραυστοι και επιρρεπείς σε ραγίσματα και σπασίματα και μπορεί να σπάσουν αν υποβληθούν σε απότομη μεταβολή της θερμοκρασίας. Οι μαγνήτες SmCo δίνουν ένα υψηλό ενεργειακό γινόμενο (energy product) ($(BH)_{max} > 25\text{MGOe}$) που οφείλεται στην υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση (remanence) (B_r) και στο συνεκτικό πεδίο (coercivity) (H_{ci}). Επίσης έχουν υψηλή θερμοκρασία Curie (θερμοκρασία στην οποία απομαγνητίζεται) και χαμηλό συντελεστή θερμοκρασίας (ποσοστό της μείωσης της παραμένουσας μαγνήτισης ανά βαθμό Celsius) αλλά είναι αρκετά ακριβοί και εύθραυστοι.
- Νεοδυμιο-σιδηρο-βορίου (NIB). Οι μαγνήτες νεοδυμιο-σιδηρο-βορίου (NdFeB). Το NdFeB θεωρείται σήμερα ένα από τα καλύτερα μαγνητικά υλικά, δεδομένου ότι εμφανίζουν μια πολύ μεγάλη παραμένουσα μαγνήτιση (remanence) (B_r) και υψηλό συ-

νεκτικό πεδίο (coercivity) (H_{ci}). Ωστόσο, μαγνήτες νεοδυμίου είναι ευαίσθητο στη θερμοκρασία και μπορεί ακόμη και να χάσει τις μαγνητικές ιδιότητες σε υψηλή θερμοκρασία.

2.3 Μαθηματικό μοντέλο ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών

Στις ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών παράλληλης τοπολογίας (IPMSM.), η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη στον εγκάρσιου άξονα (L_q), είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αυτεπαγωγή στον ευθύ άξονα (L_d). Εξ αιτίας αυτού του γεγονότος, παρόλο που ο δρομέας της μηχανής έχει κυλινδρικό σχήμα, για απλοποίηση της ανάλυσης, μπορούμε να τον εκφράσουμε με ένας μαγνητικά ισοδύναμο δρομέα έκτυπων πόλων όπως φαίνεται στο Σχ. 2.10.



Σχήμα 2.10: Μοντέλο εσωτερικών μονίμων μαγνητών παράλληλης τοπολογίας [8].

Η εξίσωση δυναμικού στον στάτη δίνεται από την σχέση

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (2.13)$$

$$\text{Όπου } \mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_{as} & v_{bs} & v_{cs} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix}^T, \boldsymbol{\lambda}_{abc} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T$$

Οι πεπλεγμένες ροές αποτελούνται από τις πεπλεγμένες ροές που οφείλονται στα ρεύματα του στάτη και τις πεπλεγμένες ροές που οφείλονται στους μόνιμους μαγνήτες

$$\begin{aligned} \lambda_{as} &= \lambda_{asas} + \lambda_{asbs} + \lambda_{ascs} + \varphi_{asf} \\ \lambda_{bs} &= \lambda_{bsas} + \lambda_{bsbs} + \lambda_{bscs} + \varphi_{bsf} \\ \lambda_{cs} &= \lambda_{csas} + \lambda_{csbs} + \lambda_{cscs} + \varphi_{csf} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Αυτές οι πεπλεγμένες ροές μπορούν να εκφραστούν σαν γινόμενο των ρευμάτων και των επαγωγών

$$\begin{aligned} \lambda_{as} &= L_{asas}i_{asas} + L_{asbs}i_{asbs} + L_{ascs}i_{ascs} + L_{asf}i_{asf} \\ \lambda_{bs} &= L_{bsas}i_{bsas} + L_{bsbs}i_{bsbs} + L_{bscs}i_{bscs} + L_{bsf}i_{bsf} \\ \lambda_{cs} &= L_{csas}i_{csas} + L_{csbs}i_{csbs} + L_{cscs}i_{cscs} + L_{csf}i_{csf} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Οι πεπλεγμένες ροές $\varphi_{asf}, \varphi_{bsf}, \varphi_{csf}$ που οφείλονται στους μόνιμους μαγνήτες έχουν εκφραστεί σαν γινόμενο του ισοδύναμου ρεύματος διέγερσης i_f και των αντίστοιχων αμοιβαίων επαγωγών και αυτεπαγωγών $L_{asf}, L_{bsf}, L_{csf}$

Τώρα θα υπολογίσουμε τις αυτεπαγωγές και αμοιβαίες επαγωγές του στάτη

$$\begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Όπως φαίνεται από το Σχ. 2.10 η αυτεπαγωγή της φάσης as γίνεται μέγιστη όταν ο δρομέας βρίσκεται στις γωνίες 90° και 270° (μικρότερη μαγνητική αντίσταση), και η ροή που παράγεται από το ρεύμα της φάσης a αποκτά την μέγιστη τιμή. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων της φάσης a να παίρνει την μεγιστή τιμή της στις θέσεις αυτές. Ας συμβολίσουμε την τιμή αυτή με L_{max} . Από την άλλη μεριά η αυτεπαγωγή γίνεται ελάχιστη L_{min} στις γωνίες 0° και 180° . Επομένως η αυτεπαγωγή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς όσον αφορά την γωνία θ_r και μπορούν να εκφραστούν από τις σχέσεις.

$$\begin{aligned} L_{asas} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ L_{bsbs} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2 \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{cscs} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2 \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Όπου L_{ls} είναι η αυτεπαγωγή σκέδασής και L_B αντιπροσωπεύει την διακύμανση της ροής μαγνήτησης.

Οι αμοιβαίες επαγωγές μεταβάλλονται και αυτές ημιτονοειδείς συναρτήσεως της γωνίας θ_r και δίνονται από τις σχέσεις

$$\begin{aligned} L_{asbs} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{ascs} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{bscs} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \end{aligned} \quad (2.18)$$

Με αυτές τις επαγωγές ο πίνακας των επαγωγών του στάτη παίρνει την μορφή

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Στην συνέχεια θα υπολογιστούν οι αμοιβαίες επαγωγές $L_{asf}, L_{bsf}, L_{csf}$. Σαν παράδειγμα η αμοιβαία επαγωγή L_{asf} της φάσης α αλλάζει όταν αλλάζει θέση ο δρομέας. Γίνεται μέγιστή όταν $\theta_r = 0^0$ ενώ ελάχιστή για $\theta_r = 180^0$ Επομένως μεταβάλλονται και αυτές ημιτονοειδώς συναρτήσεως του χρόνου και δίνονται από τις σχέσεις

$$\begin{aligned} L_{asf} &= L_{sf} \cos \theta_r \\ L_{bsf} &= L_{sf} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{csf} &= L_{sf} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

όπου η L_{sf} εξαρτάται από το πλάτος της πεπλεγμένης ροής που επιβάλλεται από τους μόνιμους μαγνήτες. Με βάση αυτές τις επαγωγές, η συνολική πεπλεγμένη ροή δίνεται από

$$\begin{aligned}
 \lambda_{abcs} &= \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{L}_f I_f = \\
 & \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} I_f
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Όλες οι πεπλεγμένες ροές είναι χρονικά εξαρτώμενες εκτός και αν ο δρομέας είναι ακίνητος. Επομένως οι χρονικά μεταβαλλόμενοι συντελεστές θα εμφανισθούν στις εξισώσεις δυναμικών της μηχανής IPMSM. Αν θέσουμε $L_B = 0$ προκύπτουν οι αντίστοιχες εξισώσεις δυναμικών για μηχανή επιφανειακών μαγνητών.

2.4 Μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς (Clark-Park)

Ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς (μετασχηματισμός dqn) αναφέρεται στον μετασχηματισμό των τριφασικών μεταβλητών abc (που χρησιμοποιούνται συνήθως σε συστήματα AC) σε dqn μεταβλητές ορθογώνιες μεταξύ τους. Εδώ, η κατεύθυνση των μεταβλητών abc θεωρείται ότι είναι η κατεύθυνση των μαγνητικών αξόνων των περιελίξεων τους. Οι κατευθύνσεις των d, q, n, αξόνων ορίζονται ως εξής:

- Η κατεύθυνση του άξονα d (άμεσος άξονας) συνήθως επιλέγεται ως η κατεύθυνση της μαγνητικής ροής στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος. Στο διανυσματικό έλεγχο για κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, ο άξονας d θεωρείται ως άξονας αναφοράς και η παραγόμενη μαγνητική ροή του ρεύματος ευθυγραμμίζεται κατά μήκος του άξονα d.
- Ο άξονας q (εγκάρσιος άξονας) προπορεύεται 90° του d άξονα. Στο διανυσματικό έλεγχο για κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος η παραγόμενη ροπή ή τάση διέγερσής (back-EMF) προσανατολίζονται κατά μήκος του q άξονα
- Η κατεύθυνση του άξονα n ορίζεται κάθετα στους d-q άξονες. Ο άξονας αυτός είναι αναγκαίος για να επιτευχθεί ένας μονοσήμαντος μετασχηματισμός των τριών φασικών μεγεθών του στάτη. Στην περίπτωση των ρευμάτων αντιστοιχεί σε συνιστώσες των ρευμάτων του

στάτη που δεν παράγουν μαγνητική ροή στο διάκενο και επομένως δεν έχουν σύζευξη με τον δρομέα.

Τα πλαίσια αναφοράς, τα οποία σχηματίζονται από τους d q άξονες, μπορούν να περιστρέφονται με οποιαδήποτε ταχύτητα ή να παραμένουν ακίνητα. Επομένως μπορούμε να τα διακρίνουμε σε στάσιμα η στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς. Στα σταθερά πλαίσια αναφοράς οι d-q συντεταγμένες δεν περιστρέφονται και θα συμβολίζονται ως $d^s - q^s$. Συνήθως ο d άξονας επιλέγεται ο άξονας της φάσης α. Το περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε γωνιακή ταχύτητα ω . Οι άξονες αυτού του πλαισίου αναφοράς θα συμβολίζονται ως $d^\omega - q^\omega$. Ευρέως χρησιμοποιούνται δύο περιστρεφόμενα συστήματα αναφοράς:

- πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα και οι άξονες θα συμβολίζεται ως $d^e - q^e$
- πλαίσιο αναφοράς το οποίο περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα και του οποίου οι άξονες θα συμβολίζονται ως $d^r - q^r$.

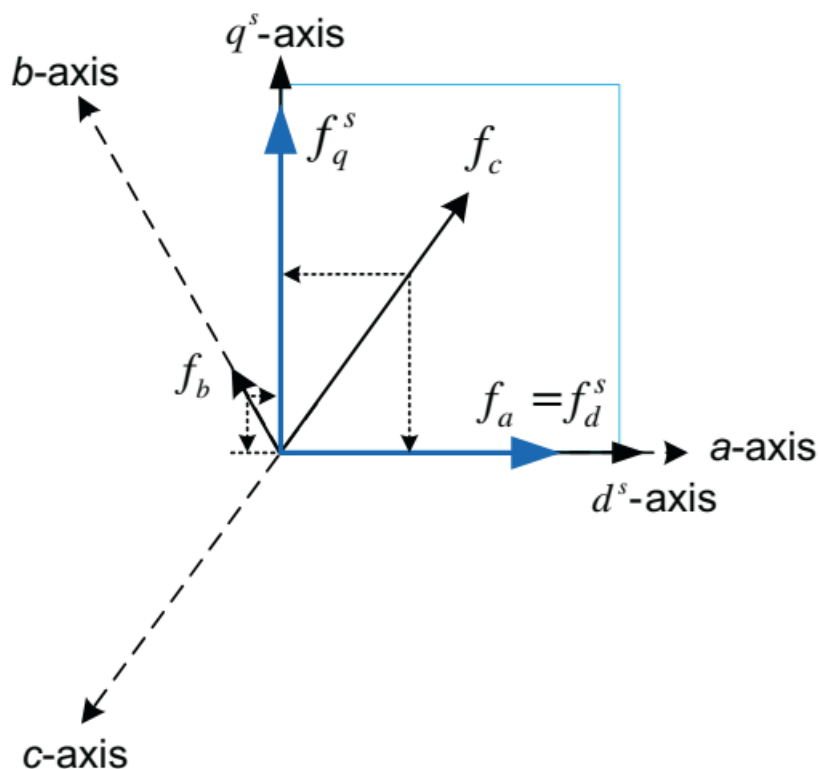
Η γωνία μεταξύ του περιστρεφόμενου και στάσιμου πλαισίου αναφοράς μπορεί να μεταβάλλεται συναρτήσει του χρόνου. Αυτή η γωνία δίνεται από

$$\theta = \int \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (2.22)$$

Όπου $\theta(0)$ είναι η γωνία την χρονική στιγμή 0.

Θα χρησιμοποιηθεί ο συμβολισμός f_{AB}^ω όπου η μεταβλητή f μπορεί να είναι τάση, ρεύμα, η πεπλεγμένη μαγνητική ροή. Ο δείκτης A συμβολίζει τον τύπο του άξονα A=d, q, n για dqn μεταβλητές ή = , b, c για a, b, c μεταβλητές. Ο δείκτης δηλώνει που είναι η μεταβλητή. $B = s$ για τον στάτη και $B = r$ για τον δρομέα. Ο εκθέτης ω υποδηλώνει την γωνιακή ταχύτητα του πλαισίου αναφοράς. Για παράδειγμά i_{dS}^e αντιπροσωπεύει το ρεύμα του στάτη στον d άξονα περιστρεφόμενου με την σύγχρονη ταχύτητα πλαισίου αναφοράς. Ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς είναι ιδιαίτερα χρήσιμος μιας και αφενός μεν μετασχηματίζει το τριφασικό σύστημα σε «διφασικό» και αφετέρου δε, επιλέγοντας κατάλληλο σύστημα αξόνων αναφοράς, είναι δυνατό όλα τα χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη να μετασχηματιστούν σε χρονικά αμετάβλητα. Ο μετασχηματισμός πλαισίου μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε χρησιμοποιώντας πίνακες η διανύσματα χώρου.

Ας θεωρήσουμε σταθερό d-q πλαίσιο αναφοράς όπου ο d άξονας συμπίπτει με τον άξονα της φάσης α. Από την ορθογώνια προβολή των τριφασικών μεταβλητών f_a, f_b, f_c στους d-q άξονες και χρησιμοποιώντας απλούς τριγωνομετρικούς μετασχηματισμούς λαμβάνουμε.



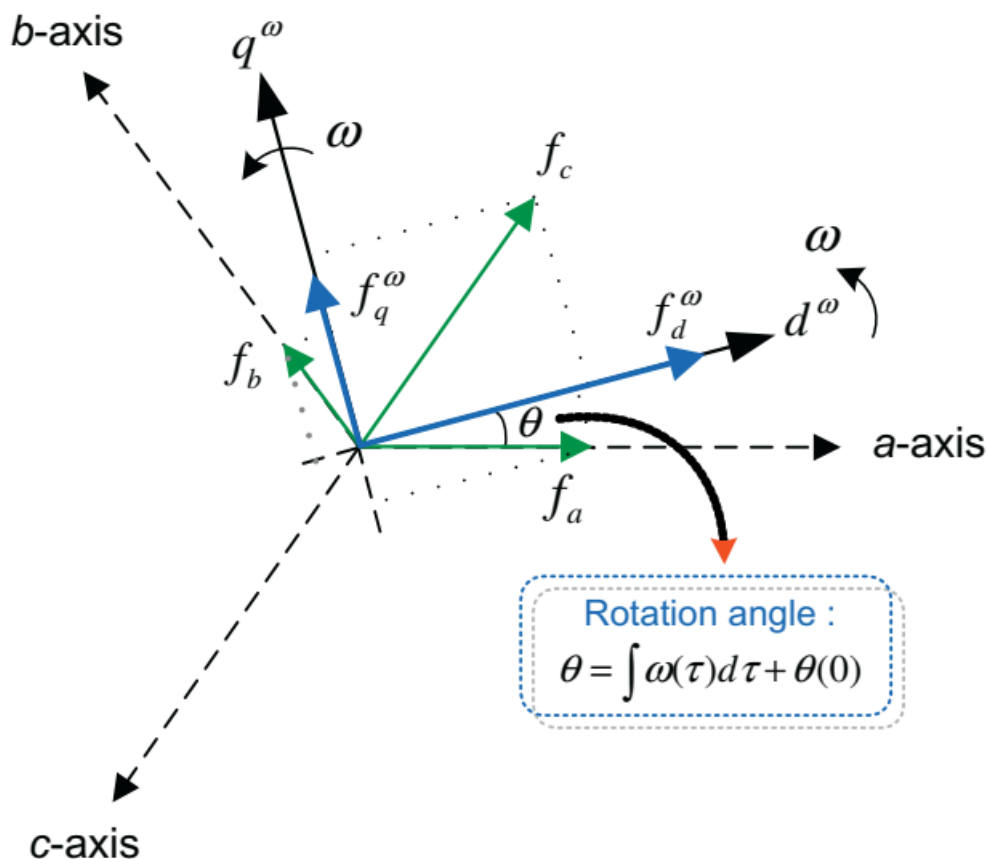
Σχήμα 2.11: Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο

$$\begin{aligned} f_d^s &= k \left[f_a \cos(0) + f_b \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) + f_c \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) \right] \\ f_q^s &= k \left[f_a \sin(0) + f_b \sin\left(-\frac{2}{3}\pi\right) + f_c \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Όπου ή σταθερά k μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα. Αν λάβουμε υπόψη μας και το διάνυσμα $f_n = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T$ και $K = 2/3$ τότε σε μορφή πίνακα έχουμε

$$f_{dq^n}^s = K(0) f_{abs} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_n \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Αυτός ο μετασχηματισμός μετατρέπει τις μεταβλητές από το abc στο $(qdn)^s$ στατικό πλαίσιο και είναι γνωστός σαν μετασχηματισμός *Clark*.



Σχήμα 2.12: Μετασχηματισμός σε περιστρεφόμενο πλαίσιο

Έστω ένα στάσιμο πλαίσιο αναφοράς και ένα πλαίσιο που περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω . Αν θεωρήσουμε διάνυσμα f_c τότε οι συντεταγμένες του από το στατικό στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς θα δίνεται από την σχέση

$$\begin{pmatrix} f_d^\omega \\ f_q^\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_d^S \\ f_q^S \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Πολλαπλασιασμός των σχέσεων 2.21, 2.22 μας δίνει τον μετασχηματισμό από το abc στο $(qd0)^\omega$ πλαίσιο

$$f_{dq0}^\omega = \begin{bmatrix} f_d^\omega \\ f_q^\omega \\ f_n^\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_n \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί στην συμπαγή μορφή $f_{dq0}^\omega = K(\theta)f_{abc}$ όπου $f_{dq0}^\omega =$

$[f_d \ f_q \ f_n]^T, f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$ και η f_x μπορεί να είναι τάση, ρεύμα, η πεπλεγμένη μαγνητική ροή. Επιπλέον

$$\mathbf{K}(\theta) = \begin{bmatrix} f_d^\omega \\ f_q^\omega \\ f_n^\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Η μεταβλητή f_n είναι ανεξάρτητη από πλαίσιο αναφοράς αλλά σχετίζεται αριθμητικά με τις μεταβλητές abc . Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, κατά το μετασχηματισμό, μπορεί να επιλεγεί ο συντελεστής k αυθαιρέτως. Στον πίνακα μετασχηματισμού $\mathbf{K}(\theta)$ της εξίσωσης 2.24, επιλέγεται ο συντελεστής k ως $2/3$. Σε αυτή την περίπτωση το πλάτος των μεταβλητών dq είναι ακριβώς το ίδιο με το πλάτος των αντίστοιχών μεταβλητών στο abc πλαίσιο. Ωστόσο, η ισχύς και η ροπή που υπολογίζονται από τις μεταβλητές dqn είναι $2/3$ λιγότερες από αυτές που υπολογίζονται από τις μεταβλητές abc . Από την άλλη όταν χρησιμοποιείτε ο συντελεστής $\sqrt{2/3}$ η ισχύς παραμένει στην ίδια τιμή στα δύο πλαίσια αναφοράς, δηλ. $P_{dqn} = P_{abc}$. Ωστόσο, το πλάτος των μεταβλητών dq δεν είναι ίσο με το πλάτος των μεταβλητών abc . Ο συντελεστής $2/3$ χρησιμοποιείται κανονικά όταν εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό σε μεταβλητές κινητήρα

2.5 Μαθηματικό μοντέλο ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών σε d-q πλαίσιο

2.5.1 Εξισώσεις τάσεων

Οι εξισώσεις δυναμικού για τον στάτη μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών και των επαγωγών και αμοιβαίων επαγωγών μπορούν να γραφούν με βάση το μετασχηματισμό 2.24 και την 2.10 ως

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(\theta)\mathbf{v}_{abc} &= \mathbf{K}(\theta)\mathbf{R}_s\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{K}(\theta)\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt} \implies \\ \mathbf{v}_{dqns}^\omega &= \mathbf{R}_s\mathbf{i}_{dqns}^\omega + \mathbf{K}(\theta)\frac{d\mathbf{K}(\theta)^{-1}}{dt}\boldsymbol{\lambda}_{dqns}^\omega + \mathbf{K}(\theta)\mathbf{K}(\theta)^{-1}\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dqns}}{dt} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Όπου ορίζουμε $\mathbf{K}(\theta)\mathbf{R}_s\mathbf{K}(\theta)^{-1} = \mathbf{R}_s$, και $\mathbf{K}(\theta)\frac{d\mathbf{K}(\theta)^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Τελικά από την 2.25 προκύπτει

$$\mathbf{v}_{dqns}^{\omega} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{dqns}^{\omega} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{dqns}^{\omega} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dqns}^{\omega}}{dt} \quad (2.29)$$

Οι παραπάνω εξίσωση εκφρασμένη αναλυτικά δίνει

$$\begin{aligned} v_{ds}^{\omega} &= R_s i_{ds}^{\omega} + \frac{d\lambda_{ds}^{\omega}}{dt} - \omega \lambda_{qs}^{\omega} \\ v_{qs}^{\omega} &= R_s i_{qs}^{\omega} + \frac{d\lambda_{qs}^{\omega}}{dt} + \omega \lambda_{ds}^{\omega} \\ v_{ns}^{\omega} &= R_s i_{ns}^{\omega} + \frac{d\lambda_{ns}^{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Στις σχέσεις οι όροι $\omega \lambda_{ds}^{\omega}$ και $\omega \lambda_{qs}^{\omega}$ αντιστοιχούν στη λεγόμενη τάση λόγω ταχύτητας (speed voltage) και αντιπροσωπεύουν την επαγωγή τάσης στο στάτη λόγω της περιστροφής του δρομέα.. Επίσης στους όρους αυτούς οι πεπλεγμένες ροές είναι συζευγμένες σταυρωτά.

2.5.2 Εξισώσεις πεπλεγμένων ροών

Η πεπλεγμένη ροή του στάτη σε d-q άξονες που περιστρέφονται με ταχύτητα ω δίνεται με βάση το μετασχηματισμό 2.26 και την 2.21 ως

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(\theta) \boldsymbol{\lambda}_{abcs} &= \mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_f \mathbf{i}_f \implies \\ \boldsymbol{\lambda}_{dqns}^{\omega} &= \mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_s \left({}^{-1}(\theta) \mathbf{i}_{dqns}^{\omega} \right) + \mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_f \mathbf{i}_f \end{aligned} \quad (2.31)$$

Μετασχηματισμός των αμοιβαίων επαγωγών και αυτεπαγωγών των τυλιγμάτων του στάτη όπως επίσης και των αμοιβαίων επαγωγών των τυλιγμάτων του στάτη με τον δρομέα, σε d-q στρεφόμενο πλαίσιο, θα μας δώσει

$$\mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_s {}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_A & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_A & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_B \begin{bmatrix} -\cos 2(\theta - \theta_r) & \sin 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ \sin 2(\theta - \theta_r) & \cos 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

και για το μόνιμο μαγνήτη

$$\mathbf{K}(\theta) \mathbf{L}_f = L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) \\ -\sin(\theta - \theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Επομένως η πεπλεγμένη ροή σε ένα d-q πλαίσιο στρεφόμενο μία αυθαίρετη γωνία ω θα πάρει την μορφή

$$\lambda_{dqs}^{\omega} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B \cos 2(\theta - \theta_r)) & \frac{3}{2} \sin 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ \frac{3}{2} \sin 2(\theta - \theta_r) & L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B \cos 2(\theta - \theta_r)) & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqs}^{\omega} + \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) \\ -\sin(\theta - \theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \phi_f \quad (2.34)$$

Όπου $\phi_f = L_{sf} i_f$. Θέτοντας $L_{ds} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B)$, $L_{qs} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B)$ η εξίσωση 2.31 γίνεται

$$\lambda_{dqs}^{\omega} = \begin{bmatrix} \frac{L_{ds}+L_{qs}}{2} + \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \sin 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \sin 2(\theta - \theta_r) & \frac{L_{ds}+L_{qs}}{2} - \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqs}^{\omega} + \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) \\ -\sin(\theta - \theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \phi_f \quad (2.35)$$

Θέτοντας $\theta = 0$ στην 2.35 παίρνουμε την πεπλεγμένη ροή σε στάσιμο πλαίσιο αναφοράς ως εξής

$$\lambda_{dqs}^s = \begin{bmatrix} \frac{L_{ds}+L_{qs}}{2} + \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \cos 2\theta_r & \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \sin 2\theta_r & 0 \\ \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \sin 2\theta_r & \frac{L_{ds}+L_{qs}}{2} - \frac{L_{ds}-L_{qs}}{2} \cos 2\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqs}^{\omega} + \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \\ 0 \end{bmatrix} \phi_f \quad (2.36)$$

Σε στρεφόμενο με την ταχύτητα του δρομέα πλαίσιο αναφοράς η πεπλεγμένη ροή του στάτη θα έχει την μορφή

$$\lambda_{dqnr}^r = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & L_{qs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{ns}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Παρατηρούμε ότι στην παραπάνω σχέση οι αυτεπαγωγές δεν εξαρτώνται από τη θέση του δρομέα και κατά συνέπεια οι σχέσεις πεπλεγμένων ροών-ρευμάτων είναι και αυτές ανεξάρτητες από τη θέση του δρομέα. Αυτό είναι το πλεονέκτημα του μετασχηματισμού dqn και για αυτόν το λόγο χρησιμοποιείται ευρέως. Η σχέση αναλυτικά γράφεται

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^r &= L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f \\ \lambda_{qs}^r &= L_{qs} i_{qs}^r \\ \lambda_{ns}^r &= L_{ls} i_{ns}^r \end{aligned} \quad (2.38)$$

2.5.3 Εξισώσεις ροπής

Η στιγμιαία ισχύς στους ακροδέκτες της μηχανής δίνεται από την σχέση

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \mathbf{V}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} \quad (2.39)$$

Όπου $\mathbf{V}_{abc}^T = [v_a v_b v_c]^T$, $\mathbf{I}_{abc} = [i_a i_b i_c]$

Σε αυθαίρετο d-q πλαίσιο θα πάρει την μορφή

$$\begin{aligned} P &= \mathbf{V}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} = [\mathbf{K}^{-1}(\theta) \mathbf{V}_{dqnr}^\omega]^T [\mathbf{K}^{-1}(\theta) \mathbf{I}_{dqnr}^\omega] \\ &= \frac{3}{2} (\mathbf{V}_{dqnr}^\omega)^T \mathbf{I}_{dqnr}^\omega = \frac{3}{2} (v_d^\omega i_d^\omega + v_q^\omega i_q^\omega + v_n^\omega i_n^\omega) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Όπου $\mathbf{V}_{dqnr}^\omega = [\omega_d^\omega v_d^\omega v_n^\omega]^T$ και $\mathbf{I}_{dqnr}^\omega = [i_d^\omega i_q^\omega i_n^\omega]^T$. Θεωρώντας $I_n = 0$ και θέτοντας $\omega = \omega_r$ όπου ω_r η ταχύτητα του δρομέα η στιγμιαία ισχύς μπορεί να εκφρασθεί ως

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{3}{2} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \implies \\ P_{in} &= \frac{3}{2} \left(\left(R_{si}^r i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r \right) i_{ds}^r - \left(R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \lambda_{ds}^r \right) i_{qs}^r \right) \\ &= \frac{3}{2} \left(\underbrace{R_S (i_{ds}^{r2} + i_{qs}^{r2})}_{\text{Απώλειες χαλκού}} + \underbrace{i_{ds}^r \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} + i_{qs}^r \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt}}_{\text{Μεταβολές μαγνητικού πεδίου}} + \underbrace{\omega_r \phi_f i_{qs}^r + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r}_{\text{Ισχύς εξόδου}} \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

Με βάση την 2.41 προκύπτει η ηλεκτρομαγνητική ροπή αν διαιρέσουμε με την ταχύτητα του δρομέα.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} [\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r] \quad (2.42)$$

Όπου $\frac{P}{2} = Z_p$ τα ζεύγη των πόλων της μηχανής. Επισημαίνεται επιπλέον ότι η ροπή στην παραπάνω εξίσωση αποτελείται από δύο όρους, Ο πρώτος όρος οφείλεται στην αλληλεπίδραση του πεδίου των μαγνητών και ο δεύτερος όρος οφείλεται στην ροπή που αναπτύσσεται λόγω εκτυπότητας του δρομέα (reluctance torque)

Η μηχανική εξίσωση που συσχετίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή με τη ροπή στον άξονα του φορτίου δίνεται από τη σχέση

$$T_e = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_v \omega_m(t) + T_L \quad (2.43)$$

Όπου J_m η αδράνεια που μετριέται σε $kg \cdot m^2$ και B_m ο συντελεστής απόσβεσης της μηχανής και μετριέται σε $N \cdot m = S$.

Με βάση τα παραπάνω προκύπτουν τελικά οι εξισώσεις της μηχανής που θα χρησιμοποιηθούν στο σύστημα ελέγχου.

ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΒΡΟΓΧΟΥ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d(t) - R_s i_d(t) + \omega_e(t) L_q i_q(t)) \quad (2.44)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q(t) - R_s i_q(t) - \omega_e(t) L_d i_d(t) - \omega_e(t) \phi_{mg}) \quad (2.45)$$

$$\frac{d\omega_e(t)}{dt} = \frac{Z_p}{J_m} \left(T_e - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e(t) - T_L \right) \quad (2.46)$$

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} Z_p [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.47)$$

Κεφάλαιο 3

Μετατροπείς τάσεως, αντιστροφείς

Οι αντιστροφείς είναι ένα είδος μετατροπέων, οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια πηγή συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας και μεταβλητής RMS τιμής. Οι αντιστροφείς βρίσκουν εφαρμογές σε διάφορες περιοχές όπως, συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ), Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, συστήματα παραγωγής και αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας, ενεργά φίλτρα για μείωση αρμονικών για τη βελτίωση της ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος (ACTIVE FILTERS), ενεργά συστήματα αντιστάθμισης άεργου (STATIC VAR COMPENSATORS, SVC), συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS). Οι αντιστροφείς μπορούν να διαιρεθούν κυρίως σε δύο κατηγορίες:

1. Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (Voltage Source Inverters, VSI)
2. Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (Current Source Inverter, CSI)

Επίσης, οι δύο παραπάνω κατηγορίες μπορούν να υποδιαιρεθούν:

1. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας
2. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας
3. Στους τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας

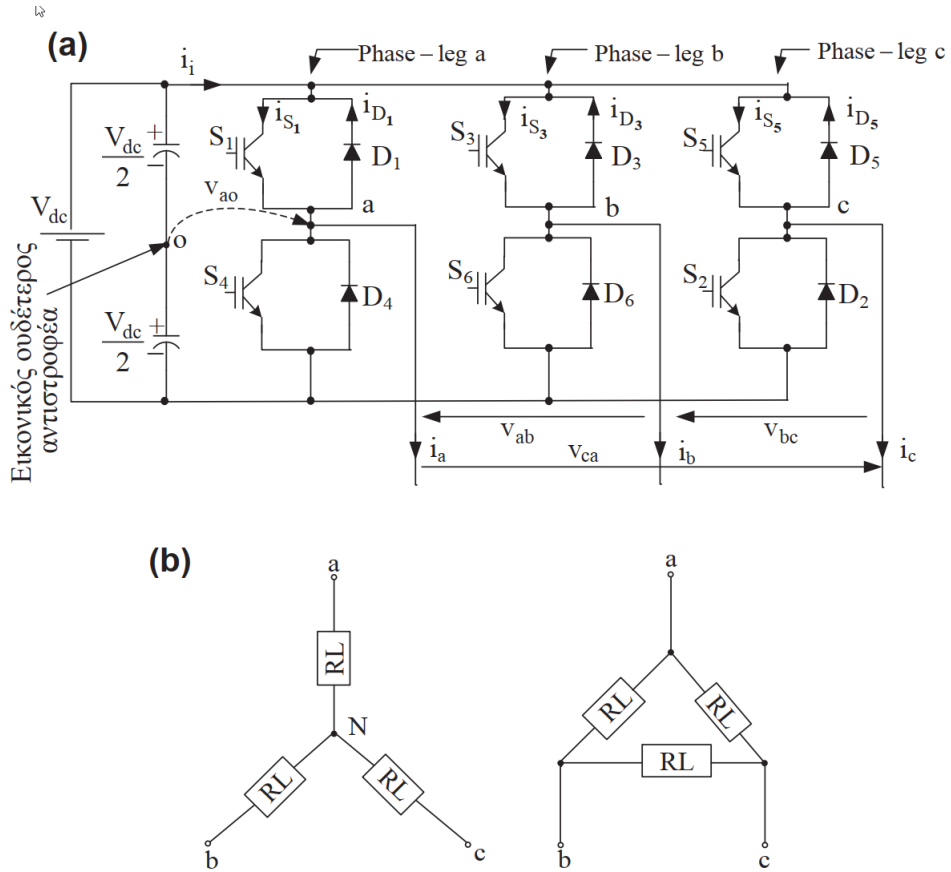
Στο σημείο αυτό θα πρέπει να αναφερθεί ότι στο κεφάλαιο αυτό αναλύονται οι αντιστροφείς κάτω από ιδανικές συνθήκες. Επίσης, οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές εισόδου θεωρούνται ότι έχουν μεγάλη χωρητικότητα έτσι ώστε η τάση στα άκρα τους να είναι σταθερή.

3.1 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης (Three phase Voltage source Inverter, VSI)

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων (Two Level Voltage Source Inverter, 2L-VSI) με συμμετρικό ωμικό-επαγωγικό φορτίο απεικονίζεται στο Σχ. 3.1 Ο χαρακτηρισμός του αντιστροφέα ως δύο επιπέδων οφείλεται στη φασική τάση εξόδου του, που κυμαίνεται από $\frac{v_{dc}}{2}$ σε $-\frac{v_{dc}}{2}$, όπου v_{dc} είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα. Όπως βλέπουμε το κύκλωμα ισχύος του αντιστροφέα που έχει υλοποιηθεί με IGBTs ισχύος θα μπορούσε να υλοποιηθεί με τρανζίστορ ισχύος ή GTOs ή MOSFETs ή θυρίστορ ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου του αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας, οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι παράλληλα και έχουν την ίδια κυματομορφή τάσης εξόδου σε σχέση με το ουδέτερο υποθετικό σημείο O με μια μετατόπιση 120° μεταξύ τους. Επομένως, για αυτόν τον αντιστροφέα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

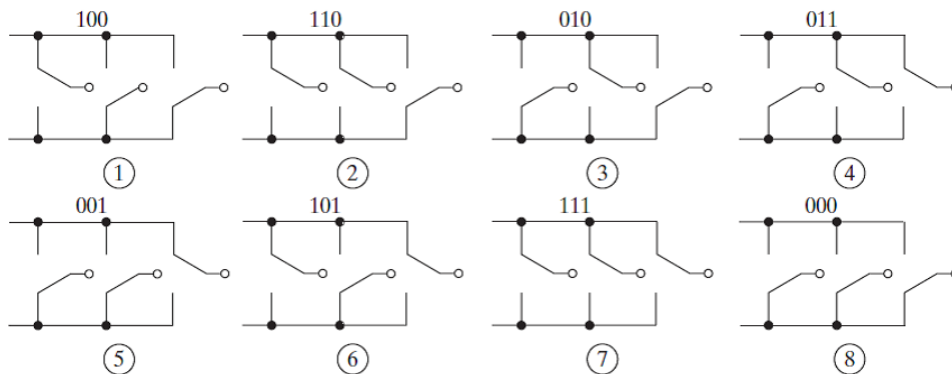
$$\begin{aligned}v_{ao}(\omega t) &= v_{bo}(\omega t - 120^\circ) = v_{co}(\omega t - 240^\circ) \\v_{ab}(\omega t) &= v_{ao}(\omega t) - v_{bo}(\omega t) \\v_{bc}(\omega t) &= v_{bo}(\omega t) - v_{co}(\omega t) \\v_{ca}(\omega t) &= v_{co}(\omega t) - v_{ao}(\omega t)\end{aligned}$$

Όπως φαίνεται στο Σχ. 3.1, υπάρχουν δύο διακόπτες IGBT για καθένα από τα τρία σκέλη (legs) (a, b, c). Σε κάθε σκέλος ενός μετατροπέα επιτρέπεται να άγει μόνο ένας διακόπτης (συμβολίζεται με το "1") ενώ ο άλλος είναι απενεργοποιημένος (συμβολίζεται με "0") σε οποιαδήποτε δεδομένη στιγμή για την αποφυγή βραχυκυκλώματος. Επομένως, με δεδομένες τις καταστάσεις των άνω διακοπών $S_i (i = \alpha, b, c)$, οι καταστάσεις των αντίστοιχων (συμπληρωματικών) κάτω διακοπών $\bar{S}_i (i = \alpha, b, c)$ είναι πλήρως καθορισμένες π.χ. αν $S_a = 1, S_b = 1$ και $S_c = 1$ τότε $\bar{S}_a = 0, \bar{S}_b = 1$ και $\bar{S}_c = 0$. Γενικότερα ισχύει $\bar{S}_i + S_i = 1 (i = \alpha, b, c)$. Έτσι, η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα μπορεί να προσδιοριστεί συνολικά λαμβάνοντας υπόψη μόνο τις καταστάσεις των τριών άνω διακοπών. Ο αριθμός των δυνατών διακοπτικών καταστάσεων του αντιστροφέα θα ισούται με τον αριθμό των δυνατών τριάδων (S_a, S_b, S_c) που μπορούν να σχηματισθούν από τις τιμές 0 ή 1 που παίρνουν οι διακόπτες $S_i (i = \alpha, b, c)$ και επομένως θα είναι $2^3 = 8$. Οι οκτώ αυτές τριάδες αντιστοιχούν σε οκτώ διανύσματα $\vec{V}_0, \vec{V}_1 \dots \vec{V}_7$ εκ των οποίων τα δυο (\vec{V}_0, \vec{V}_7) αντιπροσωπεύουν τις περιπτώσεις όπου είτε όλοι οι άνω $(\vec{V}_0 = (1, 1, 1))$ είτε όλοι οι κάτω διακόπτες $(\vec{V}_7 = (1, 1, 1))$ είναι ενεργοποιημένοι, οδηγώντας σε βραχυκύκλωμα και ονομάζονται μηδενικά διανύσματα. Αντίθετα, οι άλλες έξι καταστάσεις που σχηματίζουν ένα κλειστό



Σχήμα 3.1: Τριφασικός αντιστροφέας με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες (α) κύκλωμα ισχύος (β) Πιθανά τριφασικά φορτία του αντιστροφέα [11].

κύκλωμα και ονομάζονται ενεργά διανύσματα. Στον πίνακα 3.1 έχουν καταχωρηθεί οι δυνατές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.2: Τριφασικός αντιστροφέας με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες (α) κύκλωμα ισχύος (β) Πιθανά τριφασικά φορτία του αντιστροφέα [11].

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
S_a	0	1	1	0	0	0	1	1
S_b	0	0	1	1	1	0	0	1
S_c	0	0	0	0	1	1	1	1

Πίνακας 3.1: Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα

Όπως φαίνεται και από το Σχ. 3.1 όταν $S_i = 1$ και $\bar{S}_i = 0$, τότε $v_{io} = V_{dc}/2$ διαφορετικά εάν $S_i = 0$ και $\bar{S}_i = 1$ τότε $v_{io} = -V_{dc}/2$. Από τις σχέσεις αυτές και τον πίνακα 3.1 προκύπτει ο πίνακας 3.2. Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι το δυναμικό v_{io} υπολογίζεται με σημείο αναφοράς το Ο στο Σχ. 3.1.

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
v_{ao}	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
v_{bo}	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
v_{co}	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

Πίνακας 3.2: Δυναμικό εξόδου αντιστροφέα

Αντίστοιχα, οι τάσεις εξόδου μπορούν να περιγραφούν από τις διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα ως εξής:

$$v_{io} = V_{dc}S_i - \frac{V_{dc}}{2} \quad i = a, b, c \quad (3.1)$$

Αυτές οι τάσεις εξόδου είναι εκφρασμένες ως προς γείωση (σημείο Ο Σχ.3.1). Στις παρακάτω περιπτώσεις θεωρούμε συμμετρικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα. Οι αντίστοιχες τάσεις εξόδου όσον αφορά το ουδέτερο σημείο Ν του φορτίου (φασικές τάσεις) και οι αντίστοιχες πολικές θα δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$v_{aN} = v_{ao} - v_{No}, \quad v_{bN} = v_{bo} - v_{No}, \quad v_{cN} = v_{co} - v_{No} \quad (3.2)$$

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}, \quad v_{bc} = v_{bo} - v_{co}, \quad v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \quad (3.3)$$

Συνδυασμός 3.1 και 3.3 δίνει τις πολικές τάσεις συναρτήσει των διακοπτικών καταστάσεων:

$$v_{ab} = v_{dc}(s_a - s_b), \quad v_{bc} = v_{dc}(s_b - s_c), \quad v_{ca} = v_{dc}(s_c - s_a) \quad (3.4)$$

Για τις φασικές τάσεις ισχύει:

$$v_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}), \quad v_{bN} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}), \quad v_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \quad (3.5)$$

Συνδυασμός της 3.5 με την 3.2 μας δίνει:

$$v_{aN} = (2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}), \quad v_{bN} = (2v_{bo} - v_{ao} - v_{co}), \quad v_{cN} = \frac{1}{3}(2v_{co} - v_{ao} - v_{bo}) \quad (3.6)$$

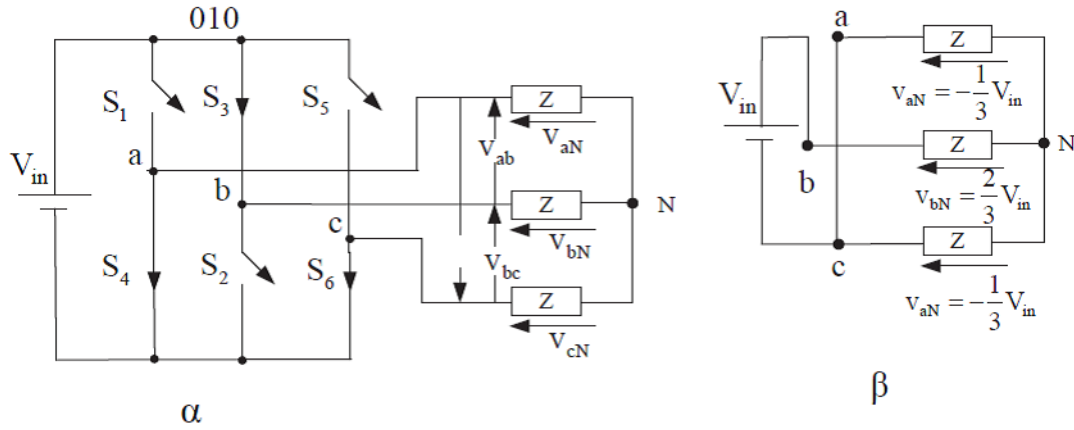
Με συνδυασμό των 3.6 και 3.1 λαμβάνουμε τις φασικές τάσεις συναρτήσει των διακοπτικών καταστάσεων:

$$v_{aN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c), \quad v_{bN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_b - S_a - S_c), \quad v_{cN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_c - S_a - S_b) \quad (3.7)$$

Στον Πίνακα 3.3 συνοψίζονται τα αποτελέσματα των φασικών και πολικών τάσεων φορτίου του αντιστροφέα

Διακοπτικοί Συνδιασμοί	Διακοπτικές Καταστάσεις Ημιαγωγών			V _{aN}	V _{bN}	V _{cN}	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
	S _a	S _b	S _c						
	1	0	0						
2	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
5	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
7	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
8	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Πίνακας 3.3: Οι 8 διακοπτικοί συνδιασμοί και οι κανονικοποιημένες(ως προς τη V_{in}) τιμές των φασικών και πολικών τάσεων του αντιστροφέα



Σχήμα 3.3: Κατάσταση διακοπών και φασικές τάσεις φορτίου για τον διακοπτικό συνδυασμό (0,1,0) του αντιστροφέα [11].

Οι φασικές τάσεις μπορούν να προκύψουν και ως εξής : στο Σχ. 3.3α αποτυπώνονται οι κατάσταση διακοπών και στο Σχ. 3.3β οι φασικές τάσεις φορτίου για τον διακοπτικό συνδυασμό (0,1,0). Από το Σχ.3.3β προκύπτει ότι $V_{bN} = \frac{2}{3}V_{in}$ και $V_{aN} = V_{cN} = -\frac{1}{3}V_{in}$. Ομοίως υπολογίζονται και οι άλλες φασικές τάσεις για τους υπόλοιπους διακοπτικούς συνδυασμούς καθώς επίσης από τις εξισώσεις (3.3) υπολογίζονται οι αντίστοιχες πολικές τάσεις. Τα αποτελέσματα είναι όμοια με αυτά που καταγράφονται στον πίνακα.

Οι σχέσεις 3.3, 3.4, 3.6 και 3.7 σε μορφή πινάκων λαμβάνουν την μορφή:

$$\begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Με μετασχηματισμό Clarke λαμβάνουμε τις φασικές τάσεις σε α-β επίπεδο

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Συνδυασμός των 3.9β και 3.10 μας δίνει τις φασικές τάσεις σε α-β πλαίσιο συναρτήσει των διακοπτικών καταστάσεων:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_a \\ v_\beta \end{pmatrix} &= \frac{2V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \Rightarrow \\ & \begin{pmatrix} v_a \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Από τον πίνακα 3.1 έχουμε για όλες τις διακοπτικές καταστάσεις την μήτρα:

$$U = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Συνδυασμός της παραπάνω σχέσης με την 3.11 μας δίνει όλα τα δυνατά ζεύγη δυναμικών v_a^i, v_β^i , $i = 0, 1, \dots, 7$ για όλες τις διακοπτικές καταστάσεις V_0, \dots, V_7 ως εξής:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_a^0 & v_a^1 & v_a^2 & v_a^3 & v_a^4 & v_a^5 & v_a^6 & v_a^7 \\ v_\beta^0 & v_\beta^1 & v_\beta^2 & v_\beta^3 & v_\beta^4 & v_\beta^5 & v_\beta^6 & v_\beta^7 \end{pmatrix} &= \frac{2V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{2V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 0 & 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Διανύσματα Τάσης	Διακοπτικά Διανύσματα			V_a	V_b	$V_a + jV_b$	θ
	Sa	Sb	Sc				
\vec{V}_0 Freewheeling	0	0	0	0	0	0	0°
\vec{V}_5 Active and base	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	240°
\vec{V}_3 Active and base	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	120°
\vec{V}_4 Active	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	0	$\frac{1}{3}$	-180°
\vec{V}_1 Active and base	1	0	0	$\frac{2}{3}$	0	$-\frac{1}{3}$	0°
\vec{V}_6 Active	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	-60°
\vec{V}_2 Active	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	60°
V7 Freewheeling	1	1	1	0	0	0	0

Πίνακας 3.4: Τα 8 διακοπτικά διανύσματα και οι κανονικοποιημένες (ως προς την V_{in} τιμές των φασικών και πολικών τάσεων στο α-β πλαίσιο)

Οι φασικές τάσεις σε d-q επίπεδο θα δίνονται από τον μετασχηματισμό park:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_\beta \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \frac{2V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 0 & 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.14)$$

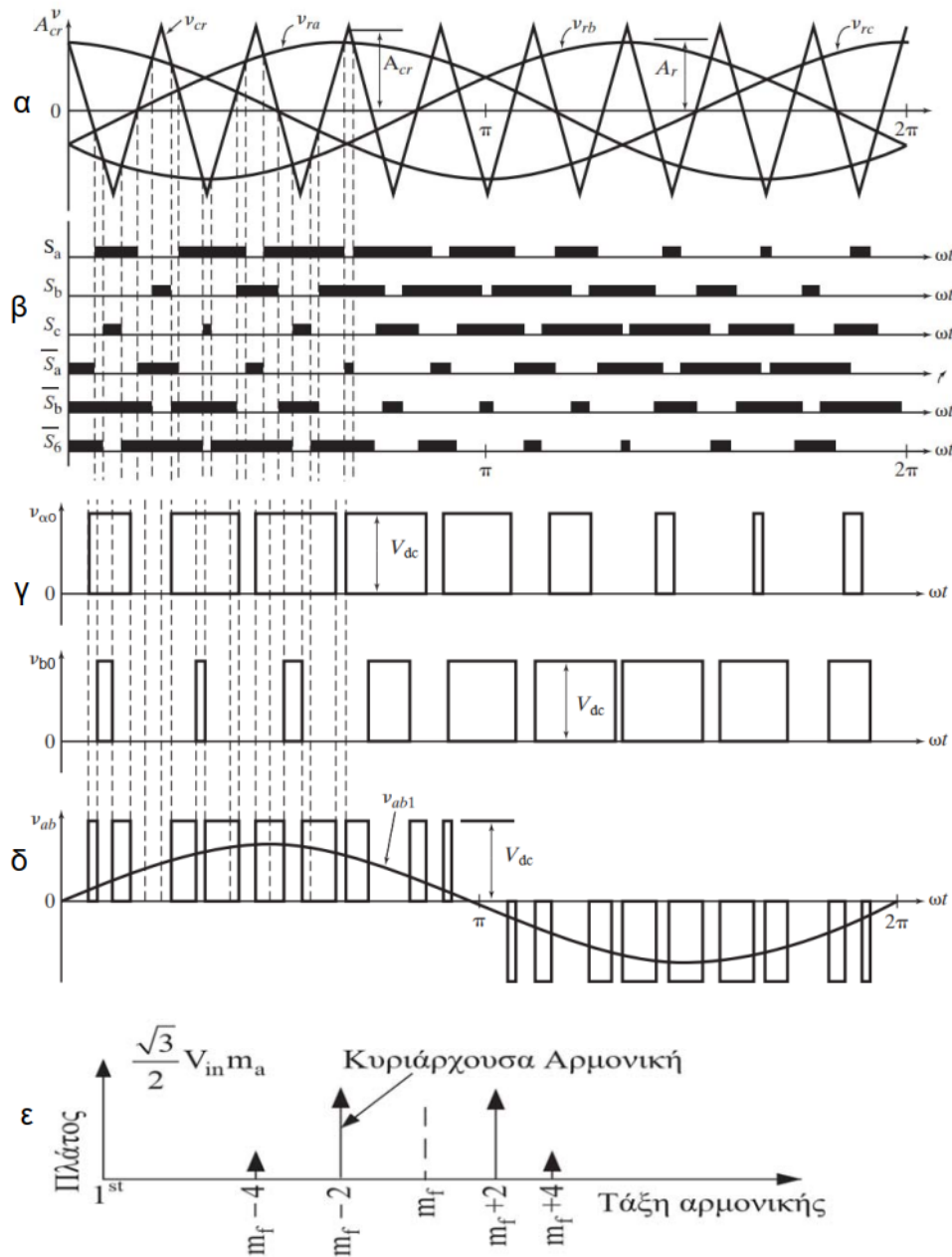
Και τελικά λαμβάνουμε τις τιμές των $\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix}$ για κάθε διακοπτική κατάσταση όπως υποδεικνύει ο πάνω δείκτης στις επόμενες σχέσεις.

$$\begin{aligned} v_d^0 &= 0 & v_d^1 &= \frac{2}{3}V_{dc} \cos \theta_e & v_d^2 &= \frac{2}{3}V_{dc} \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & v_d^3 &= \frac{2}{3}V_{dc} \cos \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) \\ v_q^0 &= 0 & v_q^1 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \sin \theta_e & v_q^2 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & v_q^3 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \sin \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) \\ v_d^4 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \cos \theta_e & v_d^5 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & v_d^6 &= -\frac{2}{3}V_{dc} \cos \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) & v_d^7 &= 0 \\ v_q^4 &= \frac{2}{3}V_{dc} \sin \theta_e & v_q^5 &= \frac{2}{3}V_{dc} \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & v_q^6 &= \frac{2}{3}V_{dc} \sin \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) & v_q^7 &= 0 \end{aligned}$$

3.2 Λειτουργία τριφασικού αντιστροφέα με την τεχνική ελέγχου της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)

Το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.4. Η έξοδος του κάθε σκέλους εξαρτάται μόνο από τη V_{dc} και τη κατάσταση των διακοπών. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη του ρεύματος εισόδου, εφόσον σε κάθε χρονική στιγμή ένας από τους διακόπτες σε κάθε σκέλος είναι πάντα κλειστός. Ο αντικειμενικός σκοπός του τριφασικού αντιστροφέα με διαμόρφωσή PWM είναι η μορφοποίηση και ο έλεγχος των τριφασικών τάσεων εξόδου κατά πλάτος και συχνότητα, με μια ουσιαστικά σταθερή τάση εισόδου. Για τη επίτευξη συμμετρικών τριφασικών τάσεων εξόδου σε έναν τριφασικό αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM, συγκρίνεται η ίδια τριγωνική κυματομορφή τάσης με τρεις ημιτονοειδείς τάσεις ελέγχου, οι οποίες είναι κατά 120° εκτός φάσης όπως φαίνεται στο Σχ. 3.4. Το κύκλωμα ισχύος του αντιστροφέα έχει υλοποιηθεί με IGBTs ισχύος. Στο Σχ. 3.4γ φαίνονται οι παραγωγές σημάτων παλμοδότησης πύλης (ένανσης και σβέσης) με ημιτονοειδή PWM των

IGBTs . Υπάρχουν τρία ημιτονοειδή σήματα αναφοράς (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}) καθένα μετατοπισμένο κατά 120° . Ένα φέρον σήμα τριγωνικής μορφής συγκρίνεται με το σήμα αναφοράς που αντιστοιχεί σε μια φάση για να παράγει τα σήματα παλμοδότησης πύλης για αυτή τη φάση. Συγκρίνοντας το φέρον σήμα v_{cr} με τις φάσεις αναφοράς v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} οι τιμές των S_a, S_b και S_c λαμβάνουν τις τιμές 1 ή 0, ανάλογα με το αν η αντίστοιχη ημιτονοειδής συνάρτηση είναι μεγαλύτερη ή μικρότερα από το φέρον σήμα όπως φαίνεται στο Σχ. 3.4. Από την σχέση 3.1 θα έχουμε $v_{ao} = v_{dc}S_a - \frac{v_{dc}}{2}$, $v_{bo} = v_{dc}S_b - \frac{v_{dc}}{2}$, $v_{co} = v_{dc}S_c - \frac{v_{dc}}{2}$ και επομένως οι αντίστοιχες πολικές τάσεις εξόδου θα είναι $V_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b)$, $V_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c)$ και $V_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a)$



Σχήμα 3.4: Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών για τριφασικό αντιστροφέα (α) Κυματομορφές αναφορών και φέροντος (β) Κυματομορφές διακοπτικών καταστάσεων (γ) Φασική τάση εξόδου v_{a0} και v_{b0} (δ) Πολική τάση εξόδου v_{ab} (ε) Φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσης εξόδου v_{ab} [17].

Η συχνότητα f_{cr} της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του αντιστροφέα και λέγεται συχνότητά μετάβασης (switching frequency). Ακόμα ονομάζεται και φέρουσα συχνότητα (carrier frequency). Κάθε διακόπτης ενεργοποιείται / απενεργοποιείται μία φορά για κάθε περίοδο του τριγωνικού φέροντος κύματος. Έτσι,

η τεχνική SPWM έχει το πλεονέκτημα ότι έχει μια σταθερή συχνότητα μεταγωγής. Μία σταθερή συχνότητα μεταγωγής καθιστά δυνατό τον υπολογισμό των απωλειών των συσκευών μεταγωγής, οπότε ο θερμικός σχεδιασμός γίνεται ευκολότερος. Επιπλέον, δεδομένου ότι τα αρμονικά χαρακτηριστικά θα είναι καλά καθορισμένα, ο σχεδιασμός ενός φίλτρου χαμηλής διέλευσης για την εξάλειψη των αρμονικών θα γίνει πιο εύκολη. Τα σήματα ελέγχου (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}) χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής των διακοπών του κάθε σκέλους και έχει το κάθε ένα μία συχνότητα f_1 , η οποία είναι επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα (modulating frequency). Η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν θα είναι μια τέλεια ημιτονοειδής κυματομορφή, αλλά θα περιέχει αρμονικές της f_1 . Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation ratio) m_a ορίζεται ως :

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (3.15)$$

Όπου A_r είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου. Το πλάτος A_c του τριγωνικού σήματος διατηρείται γενικά σταθερό. Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας (**frequency modulation ratio**) m_f ορίζεται ως

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} = \frac{T_r}{T_c} \quad (3.16)$$

όπου $T_c = \frac{1}{f_c}$ είναι η περίοδος του φέροντος σήματος και $T_r = \frac{1}{f_r}$ η περίοδος του σήματος αναφοράς. Εδώ έχουμε να σημειώσουμε τα εξής:

1. Αν $m_f \geq 21$ τότε το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας $(v_{ao})_1$ είναι m_a φορές το $v_d/2$. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί ως εξής: Η μέση τάση εξόδου του σκέλους a του μετατροπέα, στο διάστημα μίας περιόδου μετάβασης T_c , εξαρτάται μόνο από την τάση είσοδο V_{dc} και την σχετική διάρκεια αγωγής D των διακοπών. Στο Σχ. 3.5 έχει σχεδιασθεί η ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM για την φάση a και έχει γίνει μεγέθυνση ενός μικρού τμήματος του σχήματος. Η μέση τάση εξόδου για μία περίοδο μετάβασης T_c θα δίνεται από την σχέση:

$$\bar{V}_{ao} = \frac{(T_c/2 - 2t_1)(-v_d/2) + (T_c/2 + 2t_1)(v_d/2)}{T_c} = \frac{4t_1 v_{dc}}{T_c} \quad (3.17)$$

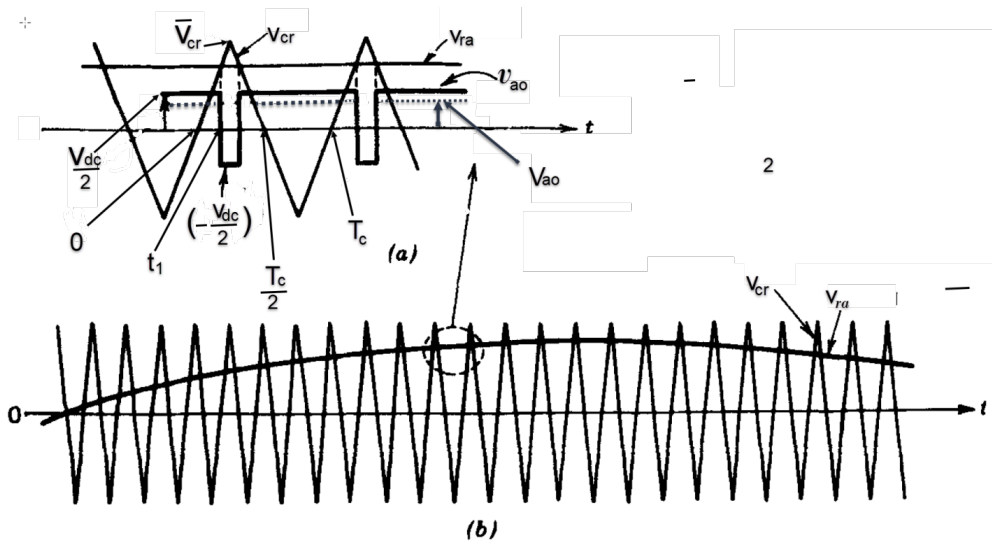
Και από το τρίγωνο $Ot_1\bar{V}_{cr}$ λαμβάνουμε:

$$\frac{t_1}{T_c/4} = \frac{V_{ra}}{V_{cr}} \quad (3.18)$$

Συνδυασμός των (3.17) και (3.18) μας δίνει:

$$\bar{V}_{ao} = \frac{V_{ra} V_{dc}}{\hat{v}_{cr} 2} \quad (3.19)$$

Η οποία είναι η μέση τιμή της τάσης εξόδου του σκέλους a του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.5: Ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM [13].

Ας υποθεθεί ότι το V_{ra} μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά την διάρκεια της περιόδου μετάβασης T_C δηλαδή το m_f είναι μεγάλο όπως φαίνεται στο Σχ. 3.5. Επομένως θεωρώντας το v_{ra} σταθερό κατά την διάρκεια της περιόδου μετάβασης, η εξίσωση 3.19 δείχνει το πώς η στιγμιαία μέση τιμή v_{ao} (στο διάστημα μετάβασης s) μεταβάλλεται από μία περίοδο μετάβασης στην επόμενη. Αυτή η στιγμιαία μέση τιμή είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα $(v_{ao})_1$. Τώρα αν θεωρηθεί ημιτονοειδής μεταβολή της τάσης ελέγχου στην συχνότητα $f_1 = \omega_1/2\pi$ η οποία είναι η επιθυμητή (ή η θεμελιώδης) συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα δηλαδή:

$$v_{ra} = \hat{v}_{ra} \sin(\omega_1 t) \quad (3.20)$$

Από τις Εξ. 3.19 και 3.20 προκύπτει

$$(v_{ao})_1 = \frac{v_{ra}}{\hat{v}_{cr}} \sin(\omega_1 t) \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.21)$$

$$= m_a \sin(\omega_1 t) \frac{V_{dc}}{d} \quad \text{για } m_a \leq 1.0 \quad (3.22)$$

Επομένως

$$(\hat{v}_{ao})_1 = m_a \frac{V_{dc}}{2}$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι σε μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το m_a (με την προϋπόθεση ότι $m_a \leq 1.0$). Για τον λόγο αυτό, η περιοχή του m_a από το 0 έως 1 αναφέρεται ως γραμμική περιοχή (Σχ. 3.6). Σε αυτή την περίπτωση, ο μετατροπέας PWM θεωρείται απλά ένας ενισχυτής τάσης με κέρδος μονάδας. Εν τούτοις, όταν $m_a > 1$ ο μετατροπέας δεν μπορεί να παράγει τάση εξόδου γραμμικά ανάλογη προς την τάση αναφοράς. Το εύρος $m_a > 1$ ονομάζεται περιοχή υπερδιαμόρφωσης (overmodulation region), όπου η γραμμικότητα της διαμόρφωσης χάνεται. Συνήθως χρησιμοποιείται για την παραπέρα αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου. Η υπερδιαμόρφωση κάνει την τάση εξόδου να περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με τη γραμμική περιοχή (με $m_a \leq 1.0$). Για επαρκώς μεγάλες τιμές του m_a , η κυματομορφή της τάσης του αντιστροφέα εκφυλίζεται από κυματομορφή με διαμόρφωση PWM σε τετραγωνική.

2. Οι αρμονικές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες, με κέντρο τη συχνότητα μετάβασης και τα πολλαπλάσιά της, δηλαδή γύρω από τις αρμονικές $m_f, 2m_f, 3m_f$ κ.ο.κ.. Αυτό ισχύει για όλες τις τιμές του m_a από το 0 έως 1. Για ένα συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας $m_f \geq 9$, τα πλάτη των αρμονικών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από το m_f αν και το m_f καθορίζει την συχνότητα στις οποίες εμφανίζονται (οι αρμονικές). Θεωρητικά, οι αρμονικές τάξης h , η οποίες είναι γνωστές ως αρμονικές συχνότητας μεταγωγής μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$V_{ho} = V_h \sin [2\pi (Mf_c \pm Nf_1) t + \varphi_h] = V_h \sin [2\pi f_1 (Mm_f \pm N) t + \varphi_h] \quad (3.23)$$

Εδώ, f_1 είναι η θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου και m_f είναι ο δείκτης διαμόρφωσης συχνότητας. Τα M και N είναι ακέραιοι με το άθροισμά $M + N$ να είναι περιττό και φ_h η φάση της αρμονικής συνιστώσας. Από την εξ. 3.23, η τάξη των αρμονικών δίνονται επομένως ως:

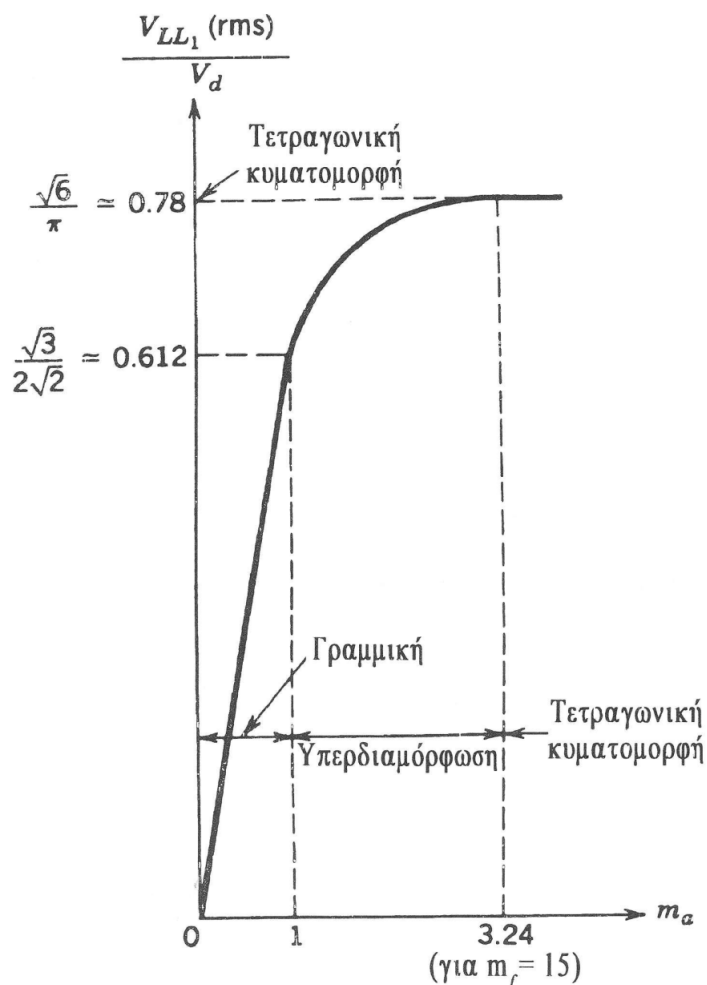
$$f_h = (Mm_f \pm N) f_1 \text{ όπου } N+M \text{ περιττός}$$

Και αναλυτικά

$$\begin{aligned} & m_f, m_f \pm 2, m_f, \pm 4, m_f \pm 6 \dots \\ & 2m_f, 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 3, 2m_f, \pm 5 \dots \\ & 3m_f, 3m_f \pm 2, 3m_f, \pm 4, 3m_f \pm 6 \dots \\ & 4m_f, 4m_f \pm 3, 4m_f, \pm 5, 4m_f \pm 7 \dots \end{aligned} \quad (3.24)$$

Η αρμονική με το μεγαλύτερο πλάτος είναι τάξης m_f . Αυτό σημαίνει ότι η αρμονική που έχει συχνότητα ίση με την διακοπτική συχνότητα f_c είναι κυρίαρχη αρμονική. Όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα, τόσο μεγαλύτερη είναι η τάξη της κύριας αρμονικής. Έτσι, όταν χρησιμοποιείται υψηλότερη διακοπτική συχνότητα, η ποιότητα της κυματομορφής της τάσης μπορεί να βελτιωθεί και το φιλτράρισμα μπορεί να διευκολυνθεί. Ωστόσο, αυτό οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες μεταγωγής. Επομένως, είναι σημαντικό να λαμβάνεται υπόψη η συνολική απόδοση του συστήματος κατά την επιλογή της διακοπτικής συχνότητας.

3. Ο συντελεστής m_f πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Η επιλογή μιας περιττής ακέραιης τιμής για τον m_f έχει ως αποτέλεσμα μια περιττή συμμετρία $[f(-t) = -f(t)]$, όπως επίσης μία συμμετρία μισού κύματος $[f(t) = -f(t + T_S/2)]$. Επομένως υπάρχουν μόνο περιττές αρμονικές, ενώ οι άρτιες αρμονικές εξαφανίζονται από την κυματομορφή της V_{aO} . Επίσης στην ανάλυση Fourier μόνο οι συντελεστές της σειράς των ημιτόνων είναι διάφοροι του μηδενός, ενώ αυτοί της σειράς των συνημίτονων είναι μηδενικοί. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε τις αρμονικές των πολικών και φασικών τάσεων. Δεδομένου ότι οι τάσεις εξόδου από κάθε πόλο του αντιστροφέα ως προς το σημείο Ο έχουν διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους δηλαδή θα είναι της μορφής $v_{ao}(\omega t) = v_{bo}(\omega t - 120^\circ) = v_{co}(\omega t - 240^\circ)$, οι αρμονικές που περιλαμβάνονται σε αυτές και είναι πολλαπλάσιες του τρία θα έχουν διαφορά φάσης που είναι πολλαπλάσια των 360° δηλαδή είναι σε φάση μεταξύ τους. Για αυτό τον λόγο η τιμή του m_f επιλέγεται πολλαπλάσιο του τρία ώστε οι πολικές τάσεις να μην περιέχουν αρμονικές πολλαπλάσιες του 3. Για παράδειγμα, εάν η τάση της ένατης αρμονικής στην φάση α είναι $v_{ao9}(t) = \hat{u}_9 \sin(9\omega t)$ η αντίστοιχη τάση της ένατης αρμονικής στην φάση b θα είναι $v_{bo9}(t) = \hat{u}_9 \sin(9(\omega t - 120^\circ)) = \hat{u}_9 \sin(9\omega t - 180^\circ) = \hat{u}_9 \sin(9\omega t)$. Έτσι, η πολική τάση εξόδου $v_{ab9} = v_{bo9} - v_{ao9}$ δεν περιέχει την ένατη αρμονική. Επιπλέον μεταξύ αυτών των τιμών, μόνο οι περιττές τιμές μπορούν να εξαλείψουν τις άρτιες αρμονικές για τριφασικό συμμετρικό PWM. Σε αυτή την περίπτωση οι αρμονικές τάξης $2m_f \pm 1$ για $m_\alpha < 1$ και $m_f \pm 2$ για $m_\alpha \approx 1$ γίνονται κυρίαρχες αρμονικές. Οι πολικές τάσεις θα έχουν αρμονικές τάξης $6n \pm 1$. Οι φασικές τάσεις δίνονται από τις σχέσεις $v_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca})$, $v_{bN} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab})$, $v_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc})$ και επομένως δεν θα έχουν αρμονικές που είναι πολλαπλάσιο του 3. Θα έχουν επίσης αρμονικές τάξης $6n \pm 1$.

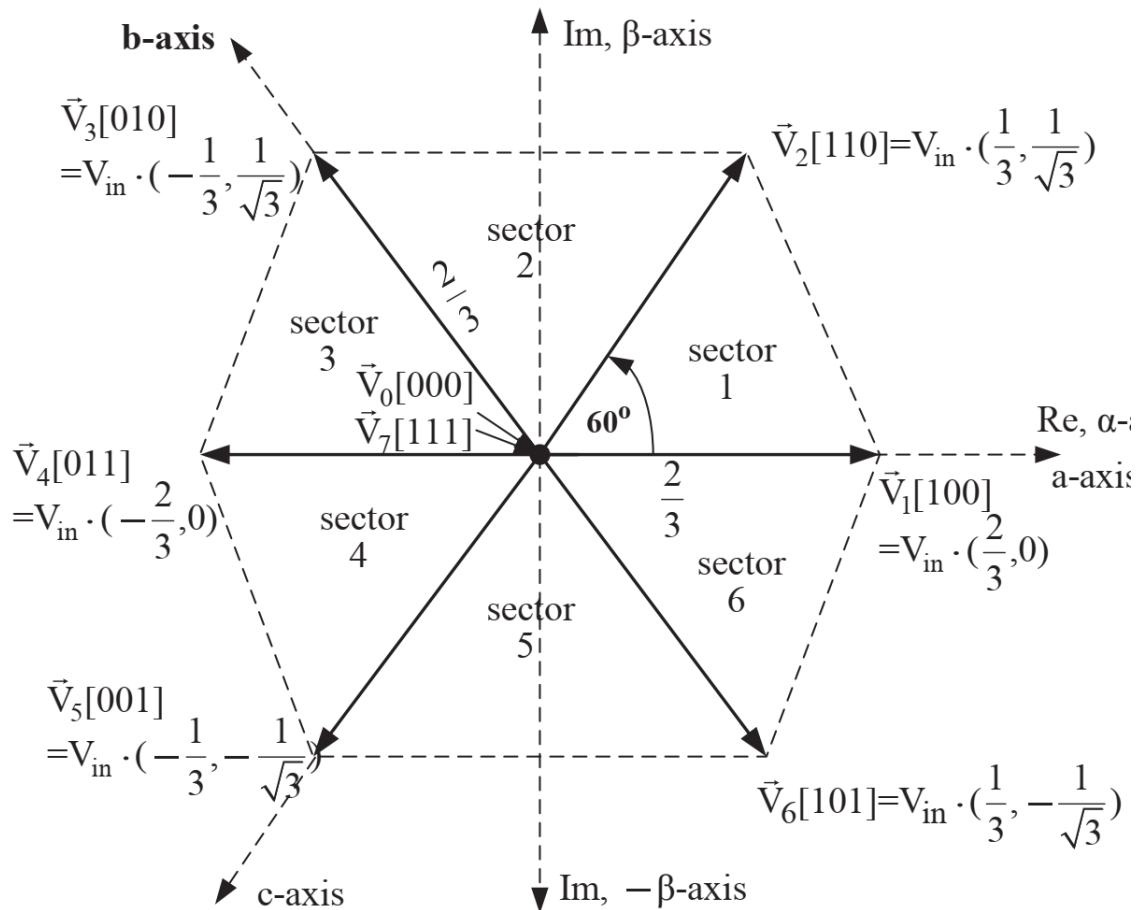


Σχήμα 3.6: Τριφασικός αντιστροφέας V_{LL1}/V_d ως συνάρτηση του m_a [13].

3.3 Διαμόρφωση αντιστροφέα μέσω των διανυσμάτων χώρου

Η διαμόρφωση διανύσματος χώρου (ΔΔΧ, Space Vector Modulation - SVM) είναι αρκετά διαφορετική από τις μεθόδους PWM. Με τις PWMs ο αντιστροφέας μπορεί να εκληφθεί ως τρία ξεχωριστά στάδια οδηγού push - pull, τα οποία δημιουργούν κάθε κυματομορφή φάσης χωριστά. Ωστόσο, η ΔΔΧ (ή SVM), αντιμετωπίζει τον αντιστροφέα σαν μία απλή μονάδα συγκεκριμένα, ο αντιστροφέας μπορεί να οδηγηθεί σε οκτώ μοναδικές καταστάσεις, όπως φαίνεται στον Πίνακα 3.4. Η διαμόρφωση επιτυγχάνεται με μεταγωγή των καταστάσεων του αντιστροφέα. Οι στρατηγικές ελέγχου πραγματοποιούνται σε ψηφιακά συστήματα. Η ΔΔΧ (ή SVM) είναι μία τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης όπου ο αντικειμενικός στόχος είναι να παράγουμε PWM πολικές τάσεις φορτίου που είναι κατά μέσο όρο ίσες με μία δεδομένη πολική τάση αναφοράς φορτίου. Αυτό γίνεται σε κάθε δειγματοληπτική περίοδο με την σωστή επιλογή των καταστάσεων των διακοπών

του αντιστροφέα και τον υπολογισμό της κατάλληλης χρονικής περιόδου για κάθε κατάσταση. Η επιλογή των καταστάσεων και των χρονικών τους περιόδων πραγματοποιείται με τον μετασχηματισμό του διανύσματος χώρου. Από τον πίνακα 3.4 κατασκευάζουμε τα 8 διακοπτικά διανύσματα στα α-β πλαίσιο όπως φαίνεται στο Σχ. 3.7.

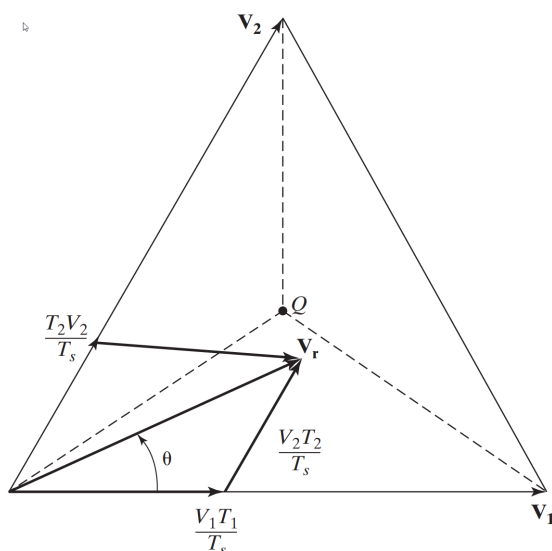


Σχήμα 3.7: Χωρικά διανύσματα φασικής τάσης φορτίου του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων στο πλαίσιο αναφοράς α-β [11].

Εάν τα πολικά σήματα διαμόρφωσης $[v_r]_{abc}$ είναι τρεις ημιτονοειδής κυματομορφές με πλάτος V_r και γωνιακή ταχύτητα ω , τότε το διάνυσμα αυτό στο α - β πλαίσιο γίνεται ένα διάνυσμα σταθερού πλάτους που περιστρέφεται με συχνότητα ω . Σε κάθε χρονική στιγμή το διάνυσμά διαμόρφωσης θα βρίσκεται σε ένας από τους 6 τομείς που σχηματίζονται από τα έξι διανύσματα $V_1 \dots V_6$. Ο αντικειμενικός στόχος είναι να γίνει όσον το δυνατόν καλλίτερη προσέγγιση του σήματος διαμόρφωσης V_r με κάποιο συνδυασμό από τα οκτώ διανύσματα χώρου ($V_n, n = 0, 2, \dots, 7$). Ο συνδυασμός των διανυσμάτων θα πρέπει να γίνεται έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η ελάχιστη διακοπτική συχνότητα επιτυγχάνοντας ταυτόχρονα την μέγιστη πολική τάση εξόδου. Αν το σημα

διαμόρφωσης V_C βρίσκεται μεταξύ των αυθαίρετων διανυσμάτων V_n και V_{n+1} τότε οι προϋποθέσεις που αναφέρθηκαν πληρούνται αν συνδυαστούν τα δύο γειτονικά μη μηδενικά διανύσματα (V_n και V_{n+1}) και τα μηδενικά ΔX ($V_z = V_0$ ή V_7). Ως ένα παράδειγμα, εάν το διάνυσμα αναφοράς V_r βρεθεί στον τομέα ένα μπορεί, να υλοποιηθεί από τα διανύσματα V_1 και V_2 και με τα δύο μηδενικά διανύσματα (V_0 ή V_7). Το V_1 θα είναι ενεργό για χρόνο t_1 , το V_2 θα είναι ενεργό για χρόνο t_2 , και ένα εκ των δύο μηδενικών διανυσμάτων (V_0 ή V_7) θα είναι ενεργό για χρόνο t_z . Για αρκετά υψηλή διακοπτική συχνότητα, το διάνυσμα αναφοράς V_r μπορεί να υποτεθεί σταθερό κατά την διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου. Επειδή τα διανύσματα V_1 και V_2 είναι σταθερά και το $V_r = 0$, θα πρέπει η μέση χρονική τιμή των διανυσμάτων αυτών για μία διακοπτική περίοδο να ισούται με το διάνυσμα αναφοράς. Άρα θα ισχύει:

$$V_r = \frac{V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_z T_z}{T_s} \quad (3.25)$$



Σχήμα 3.8: Υπολογισμός των χρόνων καταστάσεων [17].

Τα διανύσματα χώρου για τον τομέα 1 θα δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$V_1 = \frac{2}{3}V_S \quad V_2 = \frac{2}{3}V_S e^{j\frac{\pi}{3}} \quad V_z = 0 \quad V_r = V_r e^{j\theta} \quad (3.26)$$

Οπού V_r είναι το πλάτος του διανύσματος αναφοράς. Συνδυασμός των εξισώσεων 3.25 και 3.26 μας δίνει :

$$T_s e^{j\theta} = T_1 \frac{2}{3}V_S + T_2 \frac{2}{3}V_S e^{j\frac{\pi}{3}} + T_z \cdot 0 \quad (3.27)$$

Εξισώνοντας τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη και στις δύο πλευρές της 3.27, λαμβάνουμε :

$$\begin{aligned} T_S V_r \cos(\theta) &= T_1 \frac{2}{3} V_S + T_2 \frac{2}{3} V_S \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + T_Z \cdot 0 \\ j T_S V_r \sin \theta &= j T_2 \frac{2}{3} V_S \sin \frac{\pi}{3} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Λύνοντας ως προς T_1 και T_2 , και T_z στον τομέα 1 λαμβάνουμε

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} T_S V_r}{V_S} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3} T_S V_r}{V_S} \sin(\theta) \\ T_0 = T_z &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Όπου θ είναι η γωνία μεταξύ των V_r και V_n και T είναι η διακοπτική περίοδος ή η περίοδος δειγματοληψίας.

Οι ίδιοι κανόνες μπορούν να εφαρμοστούν για υπολογισμό των χρόνων παραμονής των διανυσμάτων για τους τομείς 2 έως 6 χρησιμοποιώντας αντί για την θ την θ_κ η οποία δίνεται από την σχέση :

$$\theta_\kappa = \theta - (\kappa - 1) \frac{\pi}{2} \quad \text{για } 0 \leq \theta_\kappa \leq \pi/3$$

Υποτίθεται ότι ο αντιστροφέας λειτουργεί σε σταθερή συχνότητα και η T_s παραμένει σταθερή. Οι εξισώσεις 3.29 μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης ως εξής :

$$\begin{aligned} T_1 &= T_s M_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 &= T_s M_s \sin(\theta) \\ T_z &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

όπου το M δίνεται από :

$$M = \frac{\sqrt{3} V_r}{V_S} \quad (3.31)$$

Αν $V_{\alpha 1}$ είναι η ενεργός τιμή εξόδου της θεμελιώδους αρμονικής του αντιστροφέα (φάση α) τότε ισχύει $V_r = \sqrt{2} V_{\alpha 1}$ η οποία σε συνδυασμό με την 3.25 δίνει :

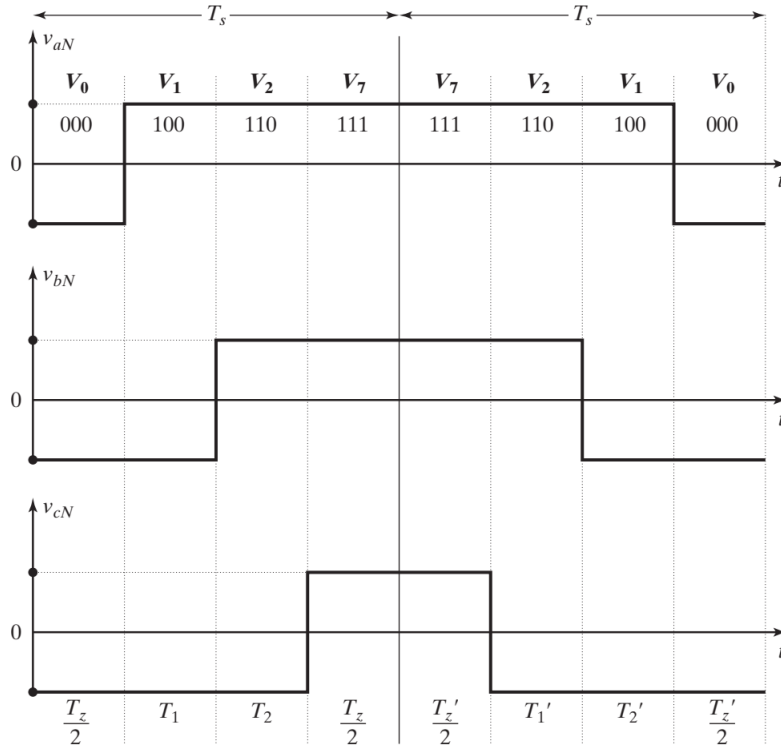
$$M = \frac{\sqrt{3} V_r}{V_S} = \frac{\sqrt{3} V_{\alpha 1}}{V_S} \quad (3.32)$$

Επειδή το εξάγωνο του Σχ. 3.7 σχηματίζεται από έξι σταθερά διανύσματα που έχουν μήκος $2V_S/3$ η μέγιστη τιμή του διανύσματος αναφοράς θα δίνεται από

$$V_{r(\max)} = \frac{2}{3} V_S \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_S}{\sqrt{3}} \quad (3.33)$$

Η αλληλουχία ΔΧ θα διασφαλίζει ότι οι πολικές τάσεις φορτίου έχουν συμμετρία ενός τετάρτου κύματος (τεταρτοκυματική) για να ελαττώνει τις άρτιες αρμονικές. Για να ελαττώσουν την διακοπτική συχνότητα, είναι επίσης απαραίτητο να διευθετήσουμε την διακοπτική αλληλουχία κατά τέτοιο τρόπο ώστε η μετάβαση από ένα στο επόμενο να διεκπεραιωθεί με μεταγωγή μόνο ενός σκέλους του αντιστροφέα τη φορά. Η μετάβαση από τον ένα τομέα, στο διάγραμμά του χωρικού διανύσματος, στον άλλο απαιτεί έναν ελάχιστο αριθμό διακοπτικών αλλαγών η πιθανόν και κανένα. Αν και δεν υπάρχει μια συστηματική προσέγγιση για να παραχθεί μια αλληλουχία ΔΧ, αυτές οι προϋποθέσεις εκπληρώνονται από την αλληλουχία V_Z, V_n, V_{n+1}, V_Z (όπου το V_Z επιλέγεται εναλλακτικά μεταξύ των V_0 και V_7). Εάν, για παράδειγμα, το διάνυσμα αναφοράς βρεθεί στον τομέα 1, η διακοπτική αλληλουχία είναι $[V_0 \ V_1 \ V_2 \ V_7 \ V_7 \ V_2 \ V_1 \ V_0]$. Το χρονικό διάστημα $T_z (= T_0 = T_7)$ μπορεί να χωριστεί και να διανεμηθεί κατά το ξεκίνημα και κατά το πέρας της δειγματοληπτικής περιόδου T_S . Το Σχ. 3.9 δείχνει και την αλληλουχία και τα τμήματα των τριφασικών τάσεων εξόδου κατά την διάρκεια δύο δειγματοληπτικών περιόδων. Γενικά, τα χρονικά διαστήματα των μηδενικών διανυσμάτων διανέμονται εξίσου, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.9, με $T_z/2$ κατά το ξεκίνημα και $T_z/2$ κατά το πέρας.

1. Η διακοπτική αλληλουχία στο Σχ. 3.9 έχει συμμετρία τετάρτου κύματος
2. Οι χρόνοι παραμονής για τα επτά τμήματα προστίθενται μέχρι την περίοδο δειγματοληψίας $T_S = T_1 + T_2 + T_Z$ ή ένα πολλαπλάσιο του T_S .
3. Η μετάβαση από την κατάσταση (000) στην κατάσταση (100) περιλαμβάνει μόνο δύο διακόπτες και επιτυγχάνοντας με την ενεργοποίηση του S_a και την απενεργοποίηση του \bar{S}_a .
4. Η κατάσταση μεταγωγής (111) επιλέγεται για χρόνο $T_z/2$ στο κέντρο για να μειωθεί ο αριθμός των διακοπών ανά περίοδο δειγματοληψίας. Η κατάσταση μεταγωγής (000) είναι επιλεγμένη για χρόνο $T_z/2$ και στις δύο πλευρές.
5. Κάθε ένας από τους διακόπτες του μετατροπέα ενεργοποιείται και απενεργοποιείται μία φορά ανά περίοδο δειγματοληψίας. Επομένως η διακοπτική συχνότητα μεταγωγής f_{sw} των συσκευών είναι ίση με τη συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = 1/T_s$ ή πολλαπλάσιο της.
6. Το σχήμα κυματομορφής όπως φαίνεται στο Σχ. 3.9 μπορεί να παραχθεί για μια διάρκεια του nT_s που είναι ένα πολλαπλάσιο (n) ή ένα κλάσμα ($1/n$) της περιόδου δειγματοληψίας T_s από κάθε μία πολλαπλασιάζοντας ή διαιρώντας τους χρόνους παραμονής με n. Δηλαδή, αν πολλαπλασιάσουμε κατά 2, τα τμήματα θα καλύπτει δύο περιόδους δειγματοληψίας.



Σχήμα 3.9: Πρότυπο της $\Delta\Delta X$ [17].

Οι στιγμιαίες φασικές τάσεις μπορούν να βρεθούν από τον χρονικό μέσο όρο των ΔX κατά την διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου για τον τομέα 1 όπως δίνεται από τις :

$$\begin{aligned}
 v_{aN} &= \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_z}{2} + T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = \frac{V_s}{2} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \\
 v_{bN} &= \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_z}{2} - T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = V_s \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \\
 v_{cN} &= \frac{V_s}{T_s} \left(\frac{-T_z}{2} - T_1 - T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = -V_{aN}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Για να ελαχιστοποιηθούν οι μη χαρακτηριστικές αρμονικές στη διαμόρφωση SV, η κανονικοποιημένη συχνότητα δειγματοληψίας f_{sn} θα πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 6. δηλαδή, $T \geq 6n$ για $n = 1, 2, 3, \dots$. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι και οι έξι τομείς πρέπει να χρησιμοποιούνται εξίσου σε μια περίοδο για παράγουν συμμετρικές τάσεις εξόδου γραμμής.

Κεφάλαιο 4

Εισαγωγή στους

P-I-D(Proportional-Integral-Differential)

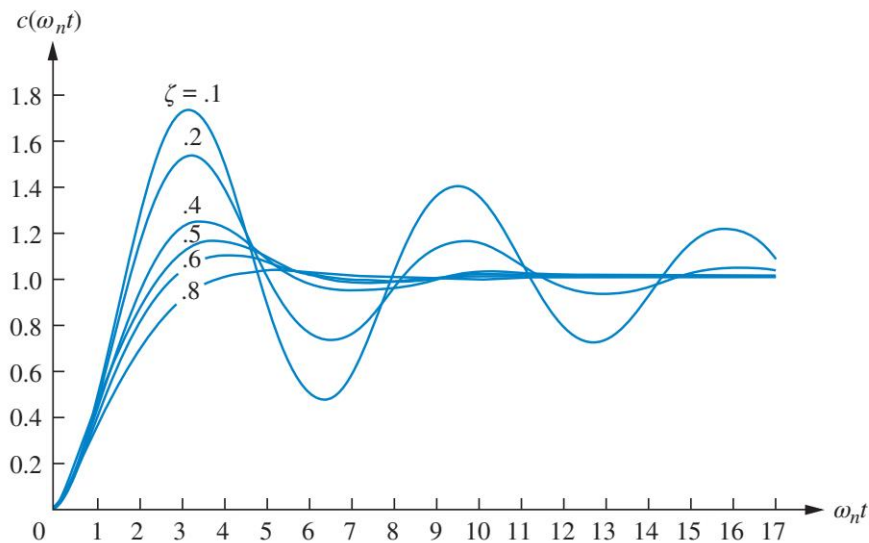
ελεγκτές

Τα περισσότερα συστήματα αυτομάτου ελέγχου είναι από τη φύση τους δυναμικά και η απόκρισή τους δεν μπορεί να ακολουθήσει ακαριαία ξαφνικές αλλαγές της εισόδου, παρουσιάζουν δηλαδή αδράνεια, με αποτέλεσμα να παρατηρούνται μεταβατικά φαινόμενα σε κάποιο βαθμό πριν φτάσουν στην κατάσταση ισορροπίας. Για το λόγο αυτό η χρονική απόκριση ενός συστήματος περιλαμβάνει συνήθως δύο τμήματα, την μεταβατική απόκριση (transient response) και την απόκριση στη μόνιμη κατάσταση (steady state response) .

Στη σχεδίαση ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου συνήθως δίνονται προδιαγραφές οι οποίες περιλαμβάνουν διάφορες παραμέτρους της αντίστοιχης χρονικής απόκρισης (time response) σε σχέση με μια καθορισμένη είσοδο και αφορούν στη μεταβατική λειτουργία και στη λειτουργία μόνιμης κατάστασης, καθώς και στη ζητούμενη ακρίβεια στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας .Απαραίτητη προϋπόθεση βέβαια είναι η ευστάθεια του συστήματος.

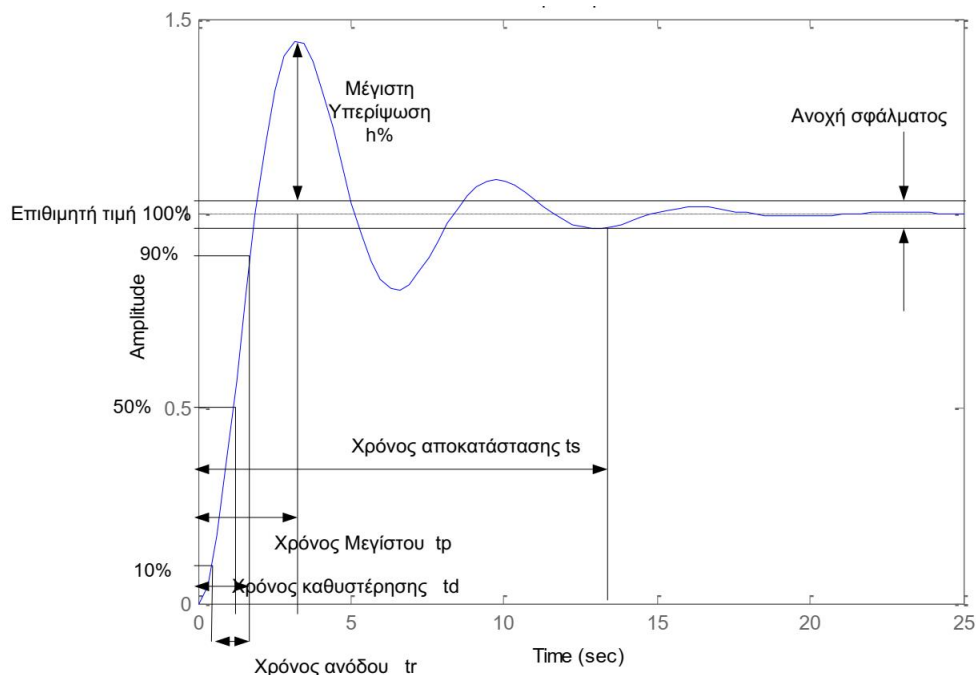
Ιδιαίτερως για ένα σύστημα δευτέρας τάξης η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου θα έχει την τυπική μορφή $G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ όπου ζ ο λόγος απόσβεσης και ω_n η φυσική συχνότητα του συστήματος χωρίς απόσβεση. Για να είναι το σύστημα αυτό ευσταθές θα πρέπει να έχει τους πόλους στο αριστερό ημιεπίπεδο επομένως μας ενδιαφέρει κυρίως απόκριση με υποαπόσβεση (Underdamped responses) με $0 < \zeta \leq 1$ και πόλους $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{(1 - \zeta^2)}$. Κατά τον σχεδιασμό συνήθως επιλέγεται το ζ να είναι 0,707 ή 1. Για $\zeta = 1$ τότε $s_1 = s_2 = -\omega_n$ και για $\zeta = 0,707$ θα είναι $s_{1,2} = -0,707\omega_n \pm j0,707\omega_n$ Όταν επιλέγεται $\zeta = 0,707$, τότε η φυσική συ-

χνότητα ω_n είναι ίση με το εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth). Η απόκριση στο πεδίο του χρόνου θα δίνεται από τις σχέσεις: $c(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \cos(\omega_d t - \varphi)$ όπου $\varphi = \tan^{-1}(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2})$ και $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ η φυσική συχνότητα ταλάντωσης με απόσβεση. Γραφική παράσταση αυτής της απόκρισης συνάρτησή του $\omega_n t$ (εμφανίζεται στο Σχ. 4.1 για διάφορες τιμές ζ). Βλέπουμε ότι όσο χαμηλότερη είναι η τιμή του ζ , τόσο πιο ταλαντευόμενη είναι η απόκριση του συστήματος. Στο διάγραμμα έχει γίνει κανονικοποίηση με χρήση του γινομένου $\omega_n t$. Το ω_n είναι απλώς συντελεστής κλίμακας χρόνου και δεν επηρεάζει τη φύση της απόκρισης.



Σχήμα 4.1: Σύστημα δευτέρας τάξης με Υποαπόσβεση για διάφορες τιμές του ζ [15].

Η ποιότητα της απόδοσης ενός ευσταθούς συστήματος κρίνεται από τους χρόνους αντίδρασης του σε μια είσοδο της μορφής $u(t)$ όπου $u(t)$ η συνάρτηση μοναδιαίου βήματος. Η αντίδραση του συστήματος χαρακτηρίζεται από τέσσερα μεγέθη που ονομάζονται χρόνος ανόδου (rise time), χρόνος μεγίστου (peak time), ποσοστό υπερύψωσης (Maximum percent overshoot, %OS), και χρόνος αποκατάστασης (settling time). Όπως φαίνεται και στο Σχ. 4.2 χρόνος ανόδου είναι ο χρόνος που απαιτείται για να φθάσει η τιμή εξόδου από το 0.1 στο 0.9 της τελικής τιμής. Χρόνος μεγίστου είναι ο χρόνος που απαιτείται για να φθάσει η έξοδος στην μέγιστη τιμή της. Ποσοστό υπερύψωσης είναι η διαφορά μεταξύ της μέγιστης και της τελικής τιμής ως ποσοστό της τελικής τιμής. Χρόνος αποκατάστασης είναι ο χρόνος που απαιτείται για να περιοριστεί η τιμή της ταλάντωσης της εξόδου σε πλάτος μικρότερο του 2% της τελικής τιμής. Χρόνος καθυστέρησης T_d (delay time) ο χρόνος που κάνει η έξοδος να φτάσει στο 50% της επιθυμητής τιμής.



Σχήμα 4.2: προδιαγραφές συστήματος δευτέρας τάξης [9].

Για υποαποβεννύμενο (Underdamped) σύστημα δευτέρας τάξης οι σχέσεις ανάμεσα στις φυσικές παραμέτρους ζ , ω_n και των παραμέτρων T_p , T_s , και %OS δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (4.1)$$

$$\%OS = e^{-\left(\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \times 100 \quad (4.2)$$

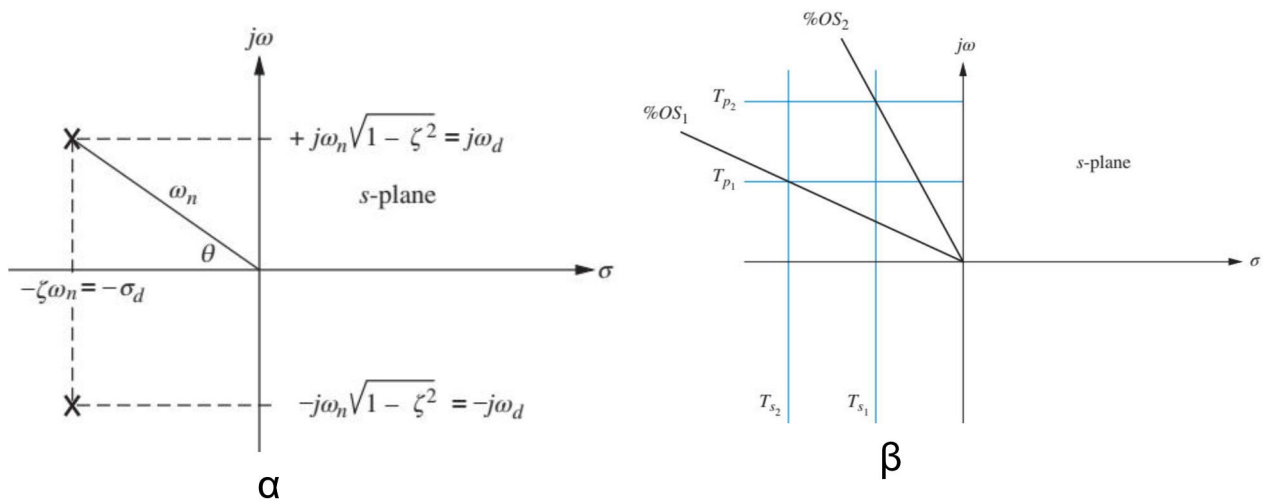
$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS/100)}} \quad (4.3)$$

$$T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (4.4)$$

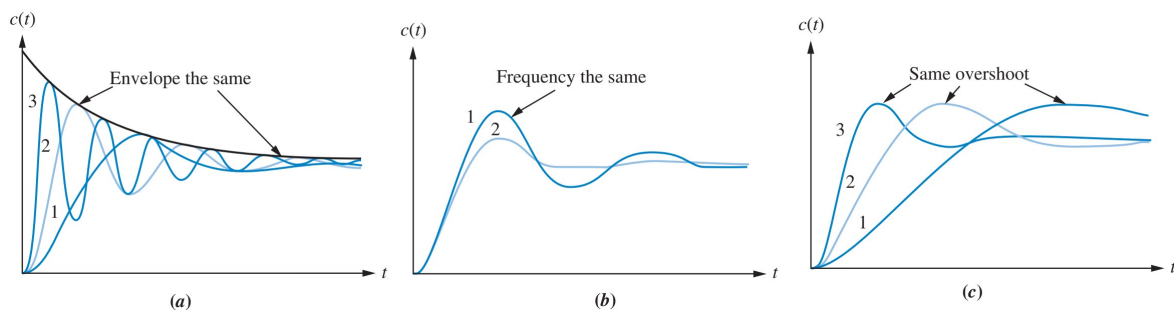
Από την σχέση $T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$ και για ζ ίσο με 0,707 ή 1 η φυσική συχνότητα ω_n αποτελεί παράμετρο από όπου μπορεί να ρυθμιστεί ο χρόνος αποκατάστασης T_s του συστήματος. Στο Σχ. 4.3 αναπαρίσταται στο μιγαδικό επίπεδο ένα σύστημα δευτέρας τάξης. Η ακτινική απόσταση των πόλων από την αρχή των αξόνων ισούται με την φυσική συχνότητα ω_n ενώ ισχύει $\cos(\theta) = \zeta$. Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται φανερό ότι οι οριζόντιες γραμμές στο s-επίπεδο αντιστοιχούν στην ίδιο χρόνο μεγίστου, οι κατακόρυφες γραμμές στον ίδιο χρόνο αποκατάστασης ενώ οι ακτινικές γραμμές στο ίδιο ποσοστό υπερύψωσης. Στο Σχ. 4.3β αποτυπώνεται η μετακίνηση των πόλων:

- Σε κατακόρυφες γραμμές που αντιστοιχούν στον ίδιο χρόνο αποκατάστασης ($\zeta\omega_n$ σταθερό, σχέση 4.4)
- Σε οριζόντιες γραμμές που αντιστοιχούν στον ίδιο χρόνο μεγίστου (ω_d σταθερό, σχέση 4.1)
- Σε ακτινικές γραμμές που αντιστοιχούν στο ίδιο ποσοστό υπερύψωσης (ζ σταθερό, σχέση 4.2)

Στο Σχ. 4.4 φαίνονται οι αντίστοιχες βηματικές αποκρίσεις για τις αντίστοιχες μετακινήσεις των πόλων στο μιγαδικό επίπεδο.



Σχήμα 4.3: προδιαγραφές συστήματος δευτέρας τάξης [15].



Σχήμα 4.4: βηματική απόκριση συστήματος δευτέρας τάξης με υποαπόσβεση (underdamped) καθώς οι πόλοι κινούνται: (a) σε κατακόρυφο άξονα απομακρυνόμενο από τον s-άξονα (b). Σε οριζόντιο άξονα προς τα αριστερά (c) Ακτινικά προς τα έξω [15].

Όπως αναφέραμε παραπάνω μία άλλη σημαντική προδιαγραφή είναι η απόκριση μόνιμης κατάστασης. Το σφάλμα μόνιμης κατάστασης (steady-state error) είναι η απόκλιση της εξόδου από

την επιθυμητή τιμή μετά την δράση ενός σήματος ελέγχου και ορίζεται ως εξής: $e_{ss} = e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$. Τα τυπικά σήματα δοκιμής που χρησιμοποιούνται για την απόκριση μόνιμης κατάστασης συστημάτων ελέγχου είναι συνήθως η βηματική συνάρτηση, η συνάρτηση κλίσης ή ράμπας και η παραβολική συνάρτηση. Για να εξηγήσουμε πώς χρησιμοποιούνται αυτά τα σήματα δοκιμής, ας υποθέσουμε τον έλεγχο θέσης όπου η θέση εξόδου ακολουθεί τη θέση εντολής εισόδου. Οι βηματικές συναρτήσεις αντιπροσωπεύουν σταθερή θέση και επομένως είναι χρήσιμες στον προσδιορισμό της ικανότητας του συστήματος ελέγχου να τοποθετεί τον εαυτό του σε σχέση με έναν σταθερό στόχο. Οι συναρτήσεις ράμπας αντιπροσωπεύουν εισόδους σταθερής ταχύτητας και μπορούν να χρησιμοποιηθούν για ελέγξουν την ικανότητα του συστήματος να ακολουθήσει μια γραμμικά αυξανόμενη είσοδο ή, ισοδύναμα, την παρακολούθηση ενός στόχου σταθερής ταχύτητας. Τέλος, οι συναρτήσεις παραβολής αντιπροσωπεύουν εισόδους σταθερή επιτάχυνση και μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ελέγξουν την ικανότητα ενός συστήματος να ακολουθήσει έναν επιταχυνόμενο στόχο. Υπενθυμίζεται ότι αν στην συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου υπάρχει στον παρονομαστή ο όρος s^n , δηλαδή $G(s) = G'(s)/s^n$, τότε το σύστημα είναι τύπου n. Για ένα σύστημα μοναδιαίας ανάδρασης με συνάρτηση ανοικτού βρόγχου $G(s)$ θα έχουμε :

1. Μόνιμο σφάλμα θέσης (Step inputs). Σήμα εισόδου η βηματική συνάρτηση $x(t) = u(t)$. Το σφάλμα μόνιμης κατάστασης θα δίνεται :

$$e(\infty) = e_{\text{step}}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(1/s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)} \quad (4.5)$$

Σε ένα σύστημα τύπου μηδέν το σφάλμα μόνιμης κατάστασης ισούται με $e(\infty) = 1/(1 + K)$ όπου K το κέρδος μόνιμης κατάστασης. Αν το σύστημα είναι τύπου 1 τότε το σφάλμα μηδενίζεται

2. Μόνιμο σφάλμα ταχύτητας (Ramp inputs). Σήμα εισόδου η συνάρτηση $x(t) = tu(t)$. Ομοίως

$$e(\infty) = e_{\text{ramp}}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(1/s^2)}{1 + G(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + sG(s)} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)} \quad (4.6)$$

3. Μόνιμο σφάλμα επιτάχυνσης (Parabola inputs). Σήμα εισόδου η συνάρτηση δευτέρου βαθμού $x(t) = t^2u(t)$

$$e(\infty) = e_{\text{parabola}}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(1/s^3)}{1 + G(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 + s^2G(s)} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} s^2G(s)} \quad (4.7)$$

Για σύστημα τύπου 2 τότε $e(\infty) = 1/K'$ και για τύπου 3, $e(\infty) = 0$.

Γενικότερα μία συνεχής συνάρτηση εισόδου $r(t)$ μπορεί να γραφεί στην μορφή: $r(t) = A_0 + A_1t + A_2t^2 \dots$. Γίνεται φανερό ότι η συμπεριφορά της απόκρισης αυτής της συνάρτησης μπορεί να προβλεφθεί από συνδυασμό των παραπάνω πρότυπων σημάτων δοκιμής.

4.1 Αναλογικός (P) ολοκληρωτικός (I) και διαφορικός (D) ελεγκτής.

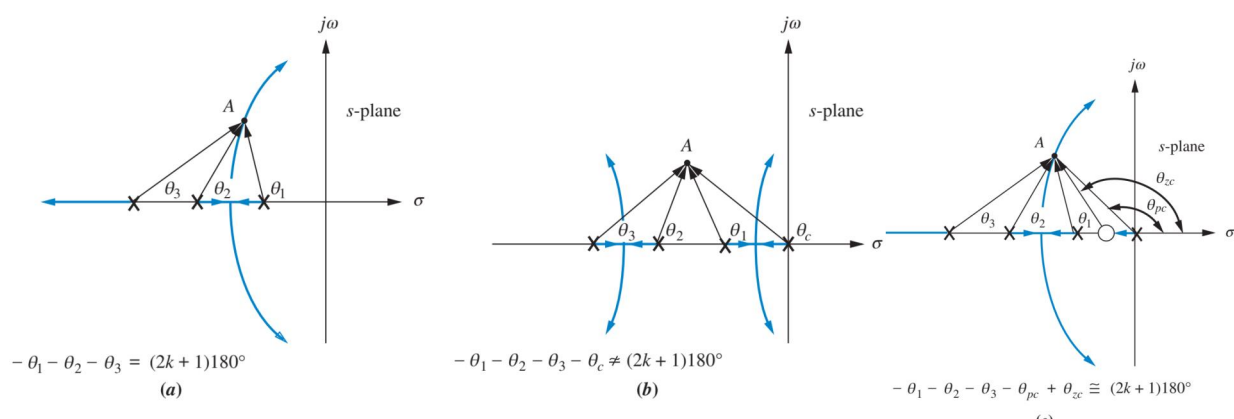
Η εισαγωγή ενός αναλογικού (P) ελεγκτή σε σειρά με την παραγωγική μονάδα δίνει σαν έξοδο το σφάλμα πολλαπλασιασμένο με τον αναλογικό ενισχυτή ή αλλιώς συντελεστή κέρδους. Η αύξησή του συντελεστή κέρδους έχει σαν αποτέλεσμα

1. Την μείωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης
2. Την αύξηση του ποσοστού υπερύψωσης.

Ένας ολοκληρωτικός (I) ελεγκτής στον ευθύ κλάδο έχει σαν αποτέλεσμα

1. Μείωση της ευστάθειας: με την εισαγωγή ενός πόλου στο 0 ο γεωμετρικός τόπος των ριζών μετατοπίζεται προς τα δεξιά μειώνοντάς την ευστάθεια του συστήματος
2. Περιορισμός του σφάλματος σταθερής κατάστασης: αυξάνεται ο τύπος του συστήματος κατά μία μονάδα.

Με έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή στον ευθύ κλάδο με συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$ θα έχουμε μείωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης, ενώ ταυτόχρονα με ρύθμισή των παραμέτρων K_p και K_I μπορεί να ρυθμιστεί η μεταβατική συμπεριφορά. Για παράδειγμα στο Σχ. 4.5a έχουμε τον γεωμετρικό τόπο των ριζών ενός συστήματος τύπου 0 για το οποίο ξέρουμε ότι στο σημείο A έχουμε τα επιθυμητά μεταβατικά φαινόμενα αλλά ταυτόχρονα επιθυμούμε να μηδενίσουμε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης όταν η είσοδος είναι βηματική συνάρτηση. Με την εισαγωγή ενός πόλου στην αρχή των αξόνων το σφάλμα μηδενίζεται αλλά όπως φαίνεται και από το Σχ. 4.5b θα αλλάξει τελείως ο γεωμετρικός τόπος των ριζών (για τυχαίο σημείο του γεωμετρικού τόπου των ριζών το άθροισμα των γωνιών των διανυσμάτων που ξεκινούν από τους πόλους του συστήματος και καταλήγουν στο σημείο αυτό δεν θα είναι πλέον 180 μοίρες), και μάλιστα όπως αναφέραμε παραπάνω θα μετακινηθεί προς τα δεξιά. Έτσι πλέον το σημείο A δεν θα ανήκει στον γεωμετρικό τόπο των ριζών μετά την ενσωμάτωση του ολοκληρωτικού αντισταθμιστή. Με αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή μας δίνεται η δυνατότητα εκτός από τον πόλο $s=0$, να προσθέσουμε ένα μηδενικό πολύ κοντά στον πόλο αυτόν όπως φαίνεται και στο σχήμα με αποτέλεσμα οι γωνίες των διανυσμάτων που ξεκινούν από τον νέο πόλο και μηδενικό που προστέθηκαν περίπου να αλληλοαναιρούνται.



Σχήμα 4.5: Διαμόρφωση γεωμετρικού τόπου των ριζών [15].

Η εισαγωγή ενός αναλογικού- διαφορικού (PD) ελεγκτή στον ευθύ κλάδο έχει σαν αποτέλεσμα:

1. Αύξηση της ευστάθειας: το σύστημα αποκτά μία επιπλέον μη μηδενική ρίζα με αποτέλεσμα ο γεωμετρικός τόπος των ριζών μετατοπίζεται προς τα αριστερά
2. Αύξηση της απόκρισης του συστήματος: αν υποθέσουμε ένα σύστημα ελέγχου θέσης με βηματική είσοδο, στην αρχή το σφάλμα θα υφίσταται μία μεγάλη αλλαγή. Παραγωγή αυτής της γρήγορης αλλαγής θα δώσει ένα μεγάλο σήμα το οποίο θα αναγκάσει το σύστημα να ανταποκρίνεται γρηγορότερα. Καθώς το σφάλμα πλησιάζει την τελική του τιμή, η παράγωγος του προσεγγίζει το μηδέν, και η έξοδος από τον διαφοριστή γίνεται αμελητέα σε σχέση με την έξοδο από τον αναλογικό αντισταθμιστή
3. Αύξηση του ποσοστού υπερύψωσης: έστω $C(s)$ η απόκριση ενός συστήματος μοναδιαίας ανάδρασης. Με την προσθήκη ενός μηδενικού στην αρχική συναρτήση θα έχουμε: $(s + a)C(s) = sC(s) + aC(s)$. Εάν το a είναι πολύ μεγάλο η απόκριση είναι περίπου $aC(s)$. Όσο το a μικραίνει, η παράγωγος (ο όρος $sC(s)$) συμβάλλει περισσότερο στην απόκριση. Για βηματικές αποκρίσεις όπου η παράγωγος είναι τυπικά θετική αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μεγαλύτερη υπερύψωση.

Υπάρχουν δύο βασικές τεχνικές για τον σχεδιασμό ενός ψηφιακού αντισταθμιστή για τον αυτόματο έλεγχο ενός συστήματος [16, 19]. Η πρώτη τεχνική ονομάζεται διακριτός σχεδιασμός ή άμεσος διακριτός σχεδιασμός (Direct Digital Design) και πραγματοποιείται σε δύο στάδια.

- Διακριτοποίηση του συστήματος που επιθυμούμε να ελέγξουμε.

- Κατασκευή του κατάλληλου ψηφιακού ελεγκτή χρησιμοποιώντας μεθόδους ανάλυσης συστημάτων διακριτού χρόνου.

Η δεύτερη τεχνική ονομάζεται εξομοίωση (emulation) και πραγματοποιείται σύμφωνα με τα ακόλουθα στάδια.

- Κατασκευή του αναλογικού ελεγκτή χρησιμοποιώντας μεθόδους ανάλυσης συστημάτων συνεχούς χρόνου.
- Διακριτοποίηση του αναλογικού ελεγκτή.
- Επαλήθευση της σωστής λειτουργίας του ψηφιακού ελεγκτή χρησιμοποιώντας μεθόδους ανάλυσης συστημάτων διακριτού χρόνου.

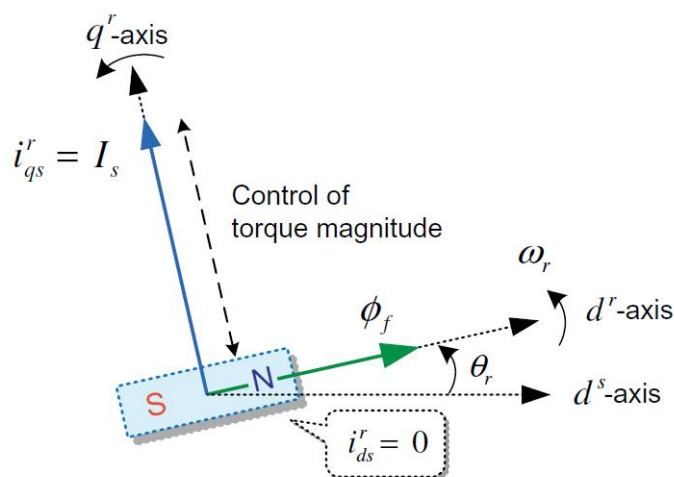
Μία απλή μέθοδος για να εξάγουμε την αντίστοιχη διακριτή μορφή από μία συνεχούς χρόνου συνάρτηση μεταφοράς είναι το ταίριασμα πόλων –μηδενικών (pole–zero matching). Έστω η συνάρτηση μεταφοράς $G_C(s)$ του συνεχούς χρόνου και $G_D(z)$ η αντιστοιχεί διακριτή μορφή. Τότε οι πόλοι και τα πεπερασμένα μηδενικά της $G_C(s)$ συνδέονται με τους πόλους και τα μηδενικά της $G_D(z)$ σύμφωνα με την σχέση $z = e^{sT}$. Τα μηδενικά στο άπειρο, $s = \infty$ της $G_C(s)$, αντιστοιχούν στο $z = -1$ της $G_D(z)$. Δηλαδή στον παρονομαστή της $G_D(z)$ θα υπάρχει ο όρος $(z + 1)^{n-m}$ όπου n ο βαθμός του πολωνύμου του παρονομαστή και m ο αντίστοιχος βαθμός του αριθμητή της $G_C(s)$.

Κεφάλαιο 5

Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με PI ελεγκτές

5.1 Η διάταξη του ελέγχου

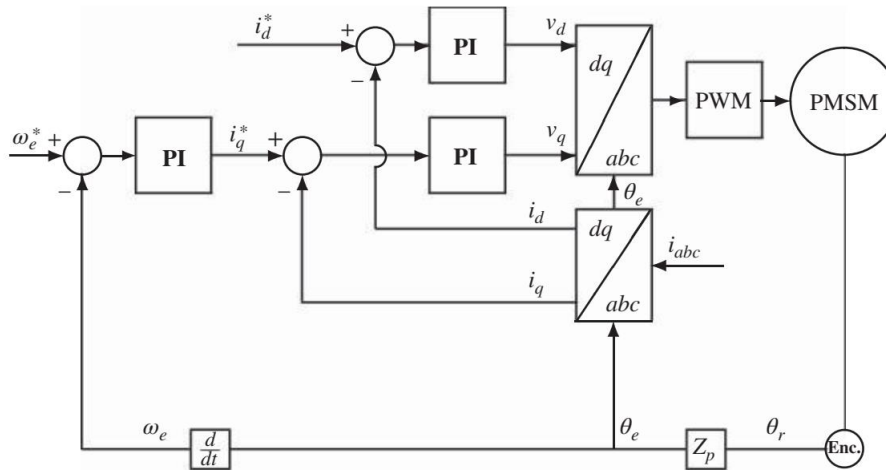
Όπως αναφέρθηκε και στο 2ο κεφάλαιο για τον διανυσματικό έλεγχο της ταχύτητας της μη-χανής κυλινδρικού δρομέα μόνιμων μαγνητών, τα ρεύματα του στάτη μετασχηματίζονται σε d-q πλαίσιο όπου ο d άξονας είναι προσανατολισμένος στην ίδια διεύθυνση με την ροή του δρομέα, όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 5.1.



Σχήμα 5.1: Προσανατολισμός του ρεύματος σε d-q άξονες

Το ρεύμα του d άξονας δεν συνεισφέρει στην παραγωγή ροπής η οποία είναι ανάλογη μόνο του ρεύματος στον q άξονα όπως φαίνεται και από την εξίσωση της ροπής. Επομένως είναι επιθυμητό να τοποθετήσουμε όλο το ρεύμα του στάτη στον q άξονα προκειμένου να αξιοποιήσουμε

πλήρως το ονομαστικό ρεύμα της μηχανής. Αυτό το πετυχαίνουμε μέσα από τον έλεγχο ρυθμίζοντας το i_d να είναι μηδέν. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η τοπολογία ελέγχου της μηχανής εφαρμόζοντας **σύστημα αλυσιδωτού ελέγχου**.



Σχήμα 5.2: Έλεγχος ταχύτητας μηχανής μόνιμων μαγνητών με PI ελεγκτές [20].

Όπως παρατηρείται και από το σχήμα, πρόκειται για έλεγχο με ανάδραση όπου τα ρεύματα σε και η ταχύτητα της μηχανής ανατροφοδοτούνται στο σύστημα ελέγχου. Εν συνεχεία αυτοί οι παράμετροι της μηχανής συγκρίνονται με ορισμένα σήματα αναφοράς (τα σήματα με τον αστερίσκο) και η διαφορά τους (σφάλμα) μέσω των PI ελεγκτών δίνει την τάση αναφοράς του αντιστροφέα για τον υπολογισμό της αλληλουχίας των διακοπτικών στοιχείων. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται ώσπου το σφάλμα να μηδενιστεί και η μηχανή να επανέλθει στη μόνιμη κατάσταση.

5.2 Σύστημα αλυσιδωτού ελέγχου (Cascade control system)

Το σύστημα αλυσιδωτού ελέγχου (cascade control system), στο οποίο οι λειτουργικές μονάδες συνδέονται αλυσιδωτά, αποτελεί την πιο διαδεδομένη μορφή συμβατικού ελέγχου με ρι ελεγκτές για τις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος. Είναι αρκετά ευέλικτος και αποτελείται από διακριτούς βρόγχους ελέγχου. Ο εσωτερικός βρόγχος, που είναι του ρεύματος, ακολουθείται από τον βρόγχο της ταχύτητας. Αν απαιτείται έλεγχος θέσης, πρέπει να προστεθεί ακόμα ένας εξωτερικός βρόγχος. Στον έλεγχο αυτό απαιτείται το εύρος ζώνης (ταχύτητα απόκρισης) να αυξάνει από τον εξωτερικό βρόγχο προς τον εσωτερικό βρόγχο.

Τα συστήματα ελέγχου πρέπει συχνά να ανταποκρίνονται σε μεγάλες αλλαγές των επιθυμητών σημάτων αναφοράς της ταχύτητας της ροπής και της θέσης. Πρέπει να απορρίπτουν μεγάλες

και απρόβλεπτες διαταραχές φορτίου. Για μεγάλες αλλαγές το συνολικό σύστημα είναι συχνά μη γραμμικό. Αυτή η μη γραμμικότητα προέρχεται κυρίως από το μηχανικό φορτίο καθώς επίσης και από τα όρια που επιβάλλουν οι περιορισμοί στα ρεύματα και στην τάση του αντιστροφέα και της μηχανής. Με βάση τα παραπάνω πρέπει να λάβουμε υπόψη τα εξής:

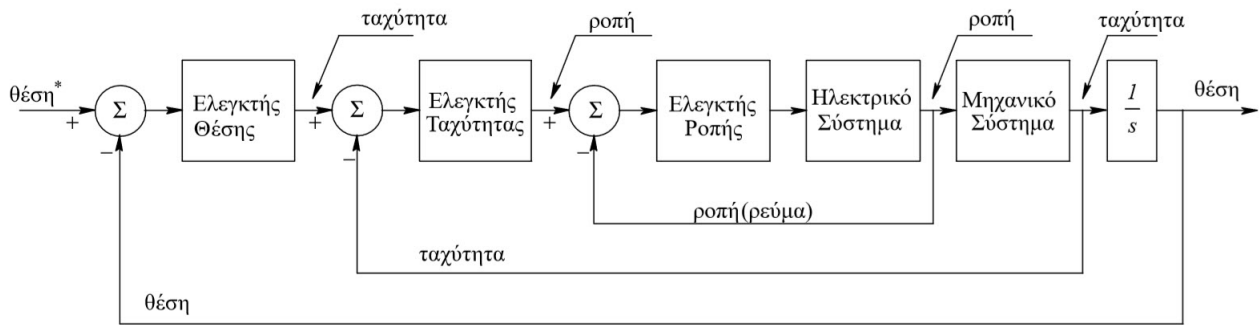
- Υποθέτουμε ότι, γύρω από τη λειτουργία της μόνιμης κατάστασης οι αλλαγές στα σήματα αναφοράς εισόδου και οι διαταραχές στο φορτίο είναι όλες μικρές. Σε μια τέτοια ανάλυση μικρού σήματος, το συνολικό σύστημα μπορεί να γίνει γραμμικό γύρω από το σημείο λειτουργίας μόνιμης κατάστασης, επιτρέποντας την εφαρμογή των βασικών εννοιών της θεωρίας του γραμμικού ελέγχου.
- Με βάση τη θεωρία του γραμμικού ελέγχου, μόλις έχει γίνει μια πρώτη εκτίμηση για τις παραμέτρους του ελεγκτή, ολόκληρο το σύστημα μπορεί να προσομοιωθεί σε έναν υπολογιστή κάτω από συνθήκες μεγάλου σήματος για την αξιολόγηση της ποιότητας του ελεγκτή.
- Ο ελεγκτής πρέπει εν συνέχεια να "προσαρμοστεί" καταλληλά ώστε να πληροί τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Τα πλεονεκτήματα των συστημάτων αλυσιδωτού ελέγχου (cascade control system) με ρι ελεγκτές έναντι άλλων τοπολογιών είναι τα εξής:

1. Αποτελεσματική αντιμετώπιση της μη γραμμικότητας των συστημάτων. Για παράδειγμα με τον έλεγχο ρεύματος εσωτερικού βρόχου όπως θα δείξουμε στη συνέχεια, μπορούν να ξεπεραστούν οι επιπτώσεις των μη γραμμικοτήτων.
2. Αποτελεσματικός χειρισμός των διακυμάνσεων των παραμέτρων του συστήματος. Η αντίσταση και η επαγωγή αλλάζουν ανάλογα με τη θερμοκρασία και τις συνθήκες λειτουργίας. Με τον έλεγχο ανάδρασης υψηλού αναλογικού κέρδους μπορούμε να μειώσουμε την επίδραση αυτών των αλλαγών.
3. Εφαρμογή κατάλληλων μέτρων προστασίας. Φροντίζουμε το ρεύμα σε περιπτώσεις για παράδειγμα μεγάλου φορτίου να μην ξεπεράσει τα όρια του επιθυμητού.
4. Μείωση του υπολογιστικού κόστους. Στο σχεδιασμό του συστήματος, ο εσωτερικός βρόγχος έχει πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με αυτό του εξωτερικού βρόχου. Επομένως μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε σύστημα διπλής δειγματοληψίας με τον εξωτερικό βρόγχο

να έχει πιο αργή δειγματοληψία σε σχέση με τον εσωτερικό και άρα να έχουμε μικρότερο κόστος υπολογισμού

Στο Σχ. 5.3 δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα της μηχανής.



Σχήμα 5.3: Διάγραμμα ελέγχου της μηχανής [20].

5.3 Ο εσωτερικός βρόγχος του ρεύματος

Ο σχεδιασμός θα γίνει έτσι ώστε να πληρούνται τα εξής κριτήρια:

- μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης
- βέλτιστη δυναμική απόκριση (το οποίο υπονοεί γρήγορη μεταβατική απόκριση, για παράδειγμα για βηματική απόκριση εισόδου, μικρό χρόνο αποκατάστασης (settling time) και μικρό ποσοστό υπερύψωσης (Maximum percent overshoot)).

Θα σχεδιαστεί πρώτα ο ΡΙ ελεγκτής για το ρεύμα στον άξονα q. Τα ίδια βήματα μπορούμε να ακολουθηθούν αντίστοιχα για το ρεύμα στον άξονα d. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Στην εξίσωση 2.45 της μηχανής θεωρώντας του όρους $\omega_e(t)L_d i_d(t)$ και $\omega_e(t)\phi_{mg}$ διαταραχές που κάθε φορά θα εξομαλύνονται από τον ΡΙ ελεγκτή αμελούνται οπότε η εξίσωση αυτή γίνεται γραμμική και παίρνει την μορφή :

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q(t) - R_s i_q(t)) \quad (5.1)$$

Ο ΡΙ ελεγκτή τοποθετημένος στον ευθύ βρόγχο θα δίνεται από την σχέση:

$$v_q(t) = K_c^q (i_q^*(t) - i_q(t)) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau \quad (5.2)$$

Μετασηματίζοντας τις εξισώσεις 5.1, 5.2 κατά Laplace παίρνουμε

$$\begin{aligned} V_q(s) &= K_c^q (I_q^*(s) - I_q(s)) + \frac{1}{s} \frac{K_c^q}{\tau_I^q} (I_q^*(s) - I_q(s)) \\ sI_q(s) &= \frac{1}{L} V_q(s) - R_s I_q(s) \end{aligned} \quad (5.3)$$

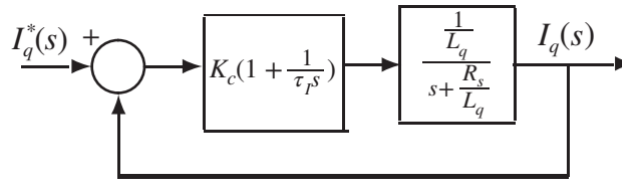
Συνδυασμός των δύο αυτών εξισώσεων μας δίνει την εξίσωση μεταφοράς ανάμεσα στα $I_q(s)$ και $I_q^*(s)$

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{\frac{K_c^q}{\tau_I^q L_q} (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + s \left(\frac{K_c^q}{L_q} + \frac{R_s}{L_q} \right) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q L_q}} = \frac{w_n^2 (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (5.4)$$

Με :

$$\zeta w_n = \left(\frac{K_c^q}{L_q} + \frac{R_s}{L_q} \right) \quad w_n^2 = \frac{\kappa_c^q}{\tau_I^q L_q} \quad (5.5)$$

Το λειτουργικό διάγραμμα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 5.4: Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου είναι

$$\frac{I_q(s)}{\hat{V}_q(s)} = \frac{1}{L_q} K_c^d \left(1 + \frac{1}{\tau_I^d s} \right) \quad (5.6)$$

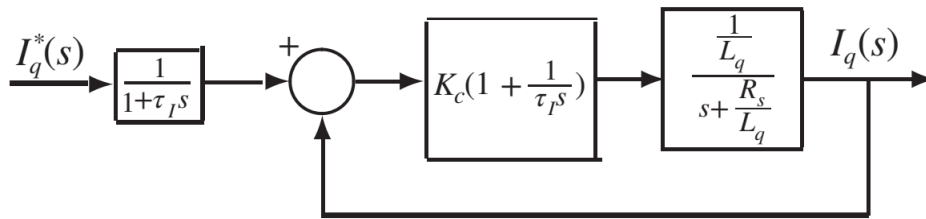
Μία διαφορετική προσέγγιση μπορεί να γίνει σύμφωνα με την εξίσωση $U_q = -K_c^q i_q(t) + \frac{q}{\tau^q} \int_0^t (i_q^* - i_q(\tau)) d\tau$ όπου ο αναλογικός (P) εκλεκτής εφαρμόζονται μόνο στην έξοδο $I_q(t)$. Ακολουθώντας τα ίδια βήματα όπως παραπάνω λαμβάνουμε

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{\frac{\kappa_c^q}{\tau_I^q L_q}}{s^2 + s \left(\frac{\kappa_c^q}{L_q} + \frac{R_s}{L_q} \right) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q}} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (5.7)$$

Με :

$$\zeta w_n = \left(\frac{K_c^q}{L_q} + \frac{R_s}{L_q} \right) \quad w_n^2 = \frac{K_c^q}{\tau_I^2 L_q} \quad (5.8)$$

Στο Σχ. 5.5 φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα για αυτήν τη περίπτωση :



Σχήμα 5.5: Ο βρόγχος του ρεύματος με φίλτρο στην είσοδο [20].

Το διάγραμμα αυτό είναι όμοιο με το προηγούμενο μόνο που ανάμεσα στο ρεύμα $I_q^*(s)$ και την είσοδο του κλειστού βρόγχου του ρεύματος έχει προστεθεί ένα φίλτρο $H(s)$ όπου

$$H(s) = \frac{1}{\tau_I^q s + 1} \quad (5.9)$$

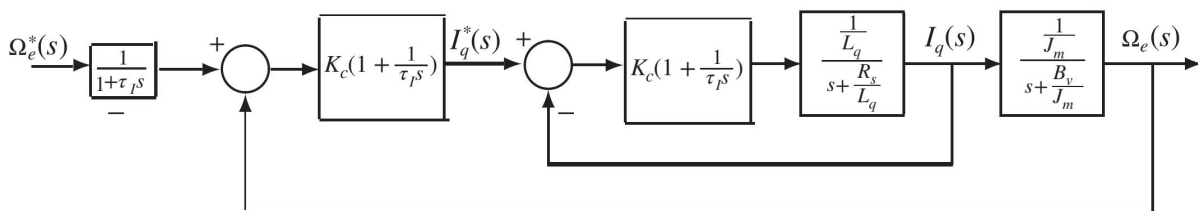
Και στις δύο περιπτώσεις λαμβάνουμε από τις 5.5 και 5.8 :

$$K_c^q = 2\zeta\omega_n L_q - R_s \quad \tau_I^q = \frac{2\zeta\omega_n L_q - R_s}{L_q\omega_n^2} \quad (5.10)$$

Συγκρίνοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς για τις δύο περιπτώσεις, παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου στην πρώτη περίπτωση έχει στον αριθμητή τον όρο $\tau_I^q s + 1$. Εξαιτίας αυτού του όρου (ο οποίος είναι μηδενικό για την συνάρτηση μεταφοράς) αναμένουμε μεγαλύτερο ποσοστό υπερύψωσης για την πρώτη περίπτωση. Συνοψίζοντας οι νέες παράμετροι που καθορίζουν τη συμπεριφορά του συστήματος είναι το ζ και το ω_n . Η σωστή ρύθμισή τους αποτελεί βασικό παράγοντα ώστε να ισχύουν οι υποθέσεις που κάναμε στην παραπάνω υποενότητα και να είναι σωστός και αποτελεσματικός ο έλεγχος.

5.4 Ο εξωτερικός βρόγχος της ταχύτητας

Το λειτουργικό διάγραμμα του εξωτερικού βρόγχου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 5.6: Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 2.46 και 2.47 για την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τη μηχανική εξίσωση της μηχανής παίρνουμε

$$\frac{d\omega_e(t)}{dt} = \frac{3 Z_p^2 \phi_{mg}}{2 J_m} i_q(t) - \frac{B_v}{J_m} \omega_e(t) - \frac{Z_p}{J_m} T_L \quad (5.11)$$

Ο τρίτος όρος της παραπάνω εξίσωσης ο οποίος είναι ανάλογος της ροπής του φορτίου θεωρείται ως διαταραχή στο σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου του εξωτερικού βρόγχου εάν είναι σταθερή ή έχει βηματική μεταβολή. Ο ελεγκτής στον εξωτερικό βρόγχο πρέπει να έχει οπωσδήποτε έναν ολοκληρωτή ώστε να απορρίπτει πλήρως τη διαταραχή που προκαλείται από τη ροπή του φορτίου. Με Laplace λαμβάνουμε

$$\left(s + \frac{B_v}{J_m} \right) \Omega_e(s) = \frac{3 Z_p^2 \phi_{mg}}{2 J_m} I_q(s) \quad (5.12)$$

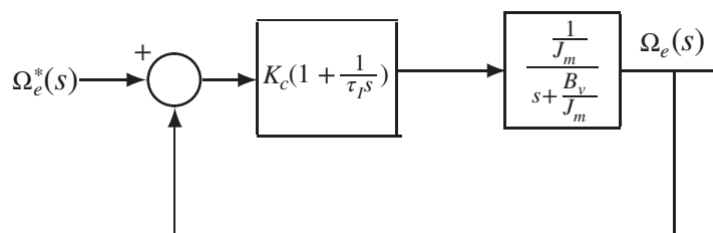
Συνδιάζοντας την παραπάνω εξίσωση με την εξίσωση 5.4 παίρνουμε τη συνάρτηση μεταφοράς ανάμεσα στα $\Omega_e(s)$ και $I_q^*(s)$

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} = \left(\frac{\frac{3 Z_p^2 \phi_{mg}}{2 J_m}}{s + \frac{B_v}{J_m}} \right) \left(\frac{\frac{K_c^q}{\tau_I^q L_q} (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + s \left(\frac{K_c^q}{L_q} + \frac{R_s}{L_q} \right) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q L_q}} \right) = \left(\frac{\frac{3 Z_p^2 \phi_{mg}}{2 J_m}}{s + \frac{B_v}{J_m}} \right) \frac{\omega_n^2 (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.13)$$

Με πόλους $s_{1,2} = -\zeta \omega_n \pm \omega_n j \sqrt{1 - \zeta^2}$ και $0 < \zeta < 1$ και $-\frac{B_v}{J_m}$ Στο σύστημα τρίτης τάξης που προκύπτει έχουμε δύο συζυγείς πόλους από τον εσωτερικό βρόγχο των ρευμάτων και έναν πόλο από το βρόγχο της ταχύτητας. Αν επιλέξουμε $\zeta \omega_n \gg \frac{B_v}{J_m}$ το σύστημα του εσωτερικού βρόγχου των ρευμάτων θα αποσβένει πολύ πιο γρήγορα από αυτό του εξωτερικού βρόγχου με αποτέλεσμα το συνολικό σύστημα να προσεγγίζει πρώτης τάξης. Τελικά θα έχουμε :

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} \approx \frac{\frac{3 Z_p^2 \phi_{mg}}{2 J_m}}{s + \frac{B_v}{J_m}} \quad (5.14)$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμά του βρόγχου της ταχύτητας στο οποίο σύμφωνα με τα παραπάνω έχει παραλειφθεί η δυναμική του συστήματος του εσωτερικού βρόγχου του ρεύματος :



Σχήμα 5.7: Ο βρόγχος της ταχύτητας [20].

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου δίνεται από τη σχέση :

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} = \left(\frac{\frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{mg}}{J_m}}{s + \frac{B_v}{J_m}} \right) K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} \right) \quad (5.15)$$

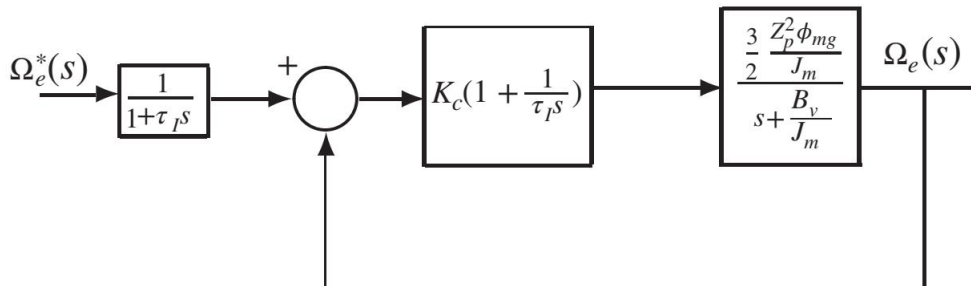
Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου δίνεται :

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} &= \frac{\frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{2} (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + s \left(\frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{J_m} + \frac{B_v}{J_m} \right) + \frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{J_m \tau_I^q}} \Rightarrow \\ &= \frac{w_n^2 (\tau_I^q s + 1)}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Όπου αντίστοιχα όπως στην περίπτωση του εσωτερικού βρόγχου των ρευμάτων προκύπτει :

$$K_c = \frac{2\zeta w_n - \frac{B_v}{J_m}}{\frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{mg} B_v}{J_m^2}} \quad \tau_I = \frac{2\zeta w_n - \frac{B_v}{J_m}}{w_n^2} \quad (5.17)$$

Για την περίπτωσή όπου ο αναλογικός (P) εκλεκτής εφαρμόζονται μόνο στην έξοδο $\Omega_e(s)$ έχουμε το αντίστοιχο λειτουργικό διάγραμμα :



Σχήμα 5.8: Ο βρόγχος της ταχύτητας με φίλτρο στην είσοδο [20].

Η συνάρτηση μεταφοράς ανάμεσα στα $\Omega_e^*(s)$ και $I_q^*(s)$ δίνεται :

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} = \frac{\frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{2 J_m \tau_I^q}}{s^2 + s \left(\frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{J_m} + \frac{B_v}{J_m} \right) + \frac{3Z_p^2 \phi_{mg} K_c^q}{J_m \tau_I^q}} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (5.18)$$

Συγκρίνοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς για τις δύο περιπτώσεις του βρόγχου της ταχύτητας, εξαιτίας του μηδενικού $\tau_I^q s + 1$ που υπάρχει στην συνάρτηση μεταφοράς για την πρώτη περίπτωση περιμένουμε να έχουμε μεγαλύτερο ποσοστό υπερύψωσης σε σχέση με την δεύτερη περίπτωση. Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι το τελικό σύστημα έχει συνάρτηση μεταφοράς ανεξάρτητη των αντιστάσεων και των επαγωγών της μηχανής θέτοντας το αρκετά εύρωστο όσον αφορά τις μεταβολές στις μεταβλητές λόγω π.χ. θερμοκρασίας.

5.4.1 Περιορισμοί στο βρόγχο ανάδρασης και μηχανισμός antiwindup

Η έξοδος του ρι ελεγκτή στον εσωτερικό βρόγχο που εκφράζει το σήμα αναφοράς της τάσης το οποίο οδηγείται στον αντιστροφέα και εν συνεχεία στη μηχανή μόνιμων μαγνητών πρέπει να περιοριστεί σε μία εφικτή τιμή όπως θα εξηγηθεί παρακάτω. Κατ' αρχάς η τιμή της τάσης που ξεπερνάει την ονομαστική δεν πρέπει να εφαρμόζεται στην μηχανή. Επιπλέον ο αντιστροφές που παράγει την τάση της μηχανής κανονικά έχει μία περιορισμένη τάση εξόδου εξαιτίας του περιορισμού που θέτει το dc δυναμικό της τάσης εισόδου και η ονομαστική τιμή των διακοπτικών στοιχείων. Εφ' όσον η έξοδος του ρι ελεγκτή ξεπεράσει το όριο που βάζουν οι παραπάνω περιορισμοί, εξαιτίας του συσσωρευμένου σφάλματος για μία σημαντική χρονική περίοδο η έξοδος θα κορεσθεί, αλλά ο (I) ελεγκτής θα συνεχίσει να έχει μεγάλη τιμή λόγω της συνεχόμενης ολοκλήρωσης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται integral windup. Όταν γίνεται αυτό ο ελεγκτής δυσκολεύεται να ανταποκριθεί άμεσα στις αλλαγές του σφάλματος εξαιτίας της μεγάλης συσσωρευμένης τιμής από τις επαναλαμβανόμενες ολοκληρώσεις. Για να επανέλθει στην κανονική του κατάσταση ο ρι ελεγκτής θα πρέπει να εφαρμοσθεί αντίθετο σφάλμα για μεγάλο χρονικό διάστημα. Το σύστημα μετατρέπεται σε σύστημα ανοικτού βρόγχου όπου η ανάδραση δεν παίζει κανέναν ρόλο καθώς η έξοδος παραμένει κορεσμένη. Σαν αποτέλεσμα το σύστημα θα εμφανίσει μεγάλο ποσοστό υπερέψωσης και μεγάλο χρόνο αποκατάστασης. Υπάρχουν αρκετοί μέθοδοι που μπορούν να περιορίσουν το φαινόμενο αυτό όπως ο επανυπολογισμός (back calculation), η ολοκλήρωση υπό συνθήκη (conditional integration), και η περιορισμένη ολοκλήρωση (limited integration)

Σε d, q άξονες το δυναμικό που μπορεί να δεχθεί ο αντιστροφές δίνεται από την σχέση

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (5.19)$$

Η παραπάνω εξίσωση είναι μη γραμμική συνάρτηση προκειμένου να βρούμε τα όρια για τα vd, vq χρησιμοποιούμε την παρακάτω γραμμική προσέγγιση. Αν θέσουμε $v_q^{\max} = \epsilon \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ όπου $0 \leq \epsilon \leq 1$, τότε προκύπτει αντίστοιχα $v_d^{\max} = \sqrt{1 - \epsilon^2} \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$. Επομένως θα έχουμε τον παρακάτω γραμμικούς περιορισμούς

$$\begin{aligned} -v_d^{\max} &\leq v_d(t) \leq v_d^{\max} \\ -v_q^{\max} &\leq v_q(t) \leq v_q^{\max} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Με τον αρχικό μη γραμμικό περιορισμό τα δυναμικά vd, vq που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε βρίσκονται στο εσωτερικό ενός κύκλου με ακτίνα $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ ενώ με τον περιορισμό που θέτουν οι εξισώσεις 5.20 τα δυναμικά περιορίζονται στο εσωτερικό ορθογωνίου με πλευρές v_q^{\max} , v_d^{\max} . Επιπλέον όσον αφορά το πρόβλημα του integral windup η ορθή υλοποίηση του ρι ελεγκτή μας παρέχει την

επίλυση του προβλήματος. Πιο συγκεκριμένα ο ρι ελεγκτής είναι της μορφής $u(t) = K_c e(t) + \frac{K_c}{\tau_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + f(t)$ και παραγωγίζοντας λαμβάνουμε $\frac{du(t)}{dt} = K_c \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_c}{\tau_I} e(t) + \frac{df(t)}{dt}$. Θεωρώντας πρώτης τάξης προσέγγιση (σειρά Taylor) αν θέσουμε $\frac{du(t)}{dt} \approx \frac{u(t_i) - u(t_i - \Delta t)}{\Delta t} = \frac{u(t_i) - u(t_{i-1})}{\Delta t}$ και αντίστοιχα για τα υπόλοιπα σήματα λαμβάνουμε την εξής σχέση.

$$u(t_i) = u(t_{i-1}) + K_c (e(t_i) - e(t_{i-1})) + \frac{K_c}{\tau_I} e(t_i) \Delta t + f(t_i) - f(t_{i-1}) \quad (5.21)$$

Θέτοντας $u_{act}(t_i) = u(t_i) + u_{ss}$ και $u_{act}(t_{i-1}) = u(t_{i-1}) + u_{ss}$, όπου u_{ss} είναι το σήμα στην μόνιμη κατάσταση και u_{act} η τιμή που μετράται κάθε φορά, λαμβάνουμε

$$u_{act}(t_i) = u_{act}(t_{i-1}) + K_c (e(t_i) - e(t_{i-1})) + \frac{K_c}{\tau_I} e(t_i) \Delta t + f(t_i) - f(t_{i-1}) \quad (5.22)$$

Στην παραπάνω εξίσωση σε όλες τις μεταβλητές χρησιμοποιούνται οι μετρούμενες ποσότητες. Επομένως καταλήγουμε ότι :

$$U^{\min} \leq u_{act}(t) \leq U^{\max} \quad (5.23)$$

Κάθε φορά το u_{act} υπολογίζεται από την 5.22. Όταν $u_{act}(t_i) < U^{\min}$ θέτουμε $u_{act}(t_i) = U^{\min}$ και αν $u_{act}(t_i) > U^{\max}$ τότε θέτουμε $u_{act}(t_i) = U^{\max}$ με αποτέλεσμα $u_{act}(t_i) = u_{act}(t_{i-1})$. Επομένως το σήμα εισόδου παύει να αυξάνει και οι συνθήκες anti windup πληρούνται.

Κεφάλαιο 6

Προσομοίωση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με p_i ελεγκτές

6.1 Προσομοίωση

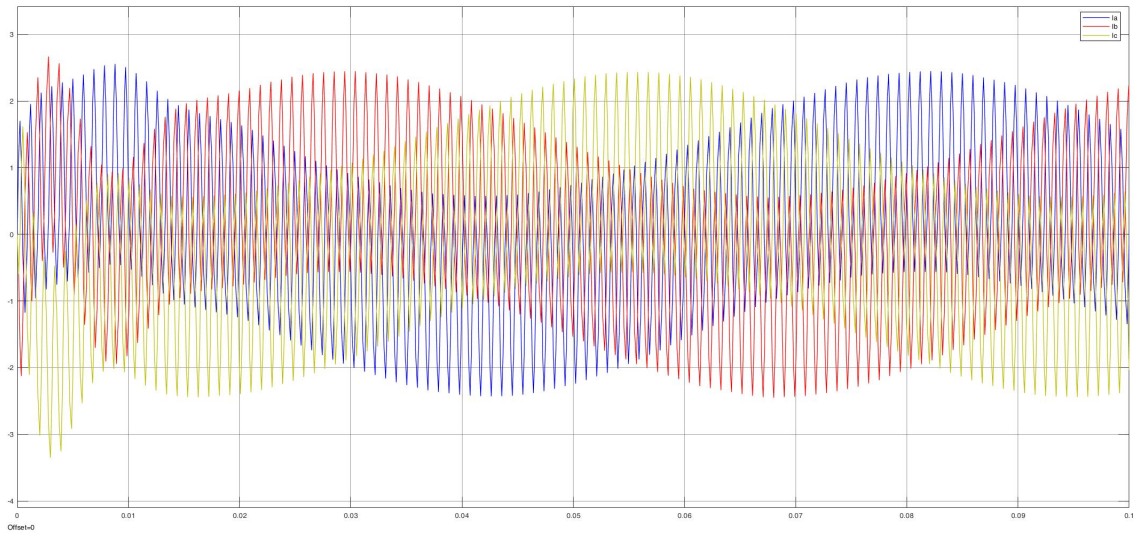
Η προσομοίωση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου έγινε στο matlab με τη βοήθεια του εργαλείου simulink. Η προσομοίωση δίνεται στο παράρτημα Α καθώς και οι συνολικοί παράμετροι (μεταβλητές) που χρησιμοποιήθηκαν. Τα στοιχεία της μηχανής που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

Σύμβολο	Περιγραφή	SI τιμή	SI μονάδα
J_m	Συνολική ροπή αδρανείας	0.000047	kg m^2
B_v	Συντελεστής τριβής	0.00011	Nm s
$L_d=L_q$	Αντίδραση	0.007	H
T_L	Ροπή φορτίου	Άγνωστη	Nm
R_s	Αντίσταση	2.98	Ω
Φ_{mg}	Ροή που οφείλεται στο μόνιμο μαγνήτη	0.125	Wb
i_{rated}	Ονομαστικό ρεύμα	2.9	A
Z_p	Ζεύγη πόλων	2	-

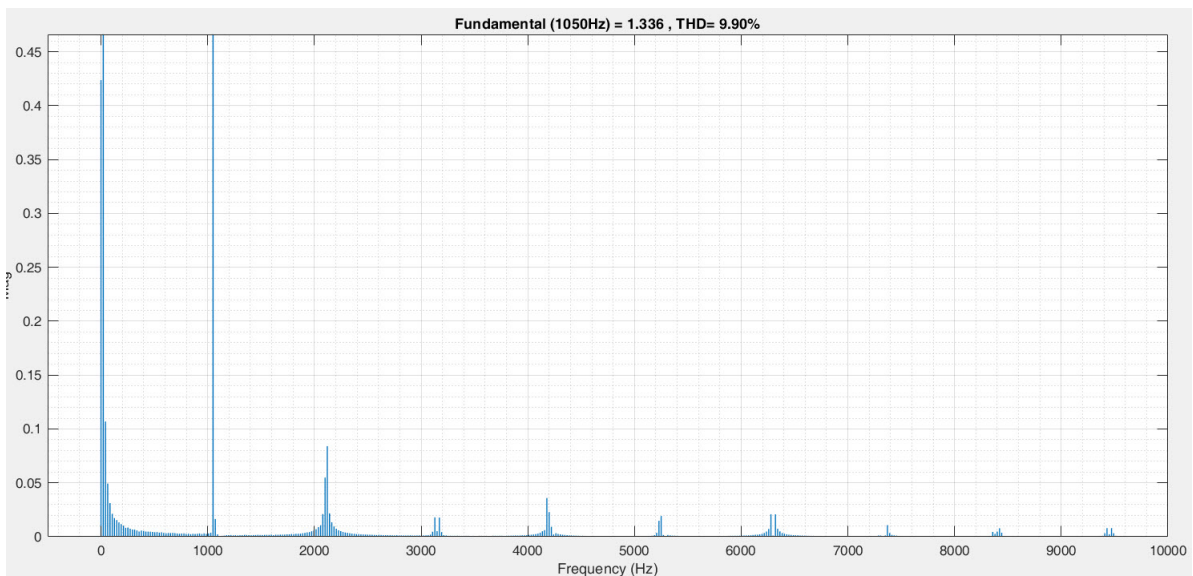
Ως χρόνος δειγματοληψίας χρησιμοποιήθηκε $T_s=10\mu\text{sec}$.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το τριφασικό ρεύμα καθώς και η ανάλυση των αρμονικών

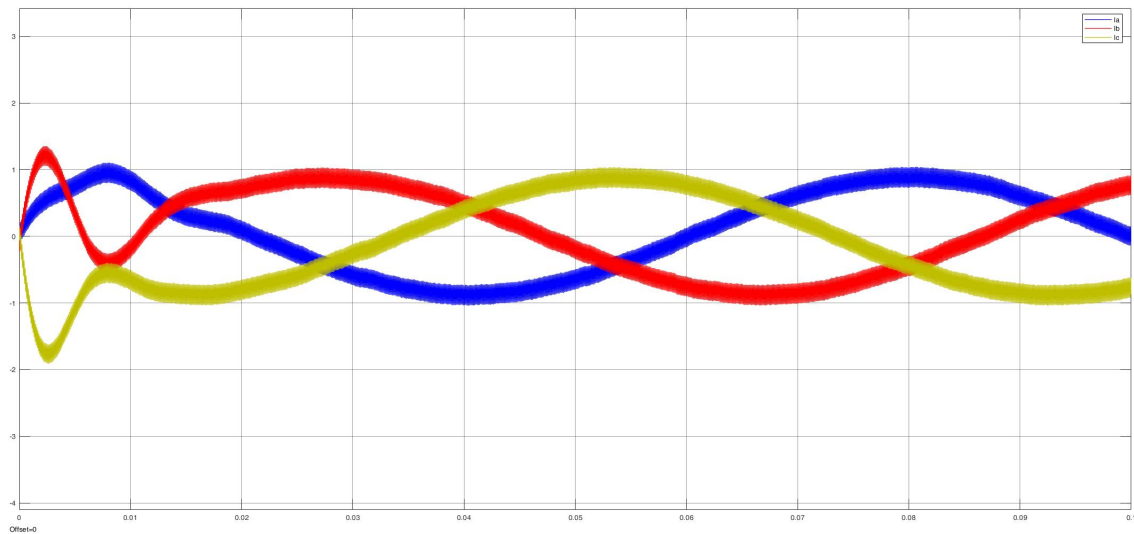
στην περίπτωση όπου η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι 1kHz και 10kHz προκειμένου να μελετηθεί ξεχωριστά η επίδραση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα στο σύστημα.



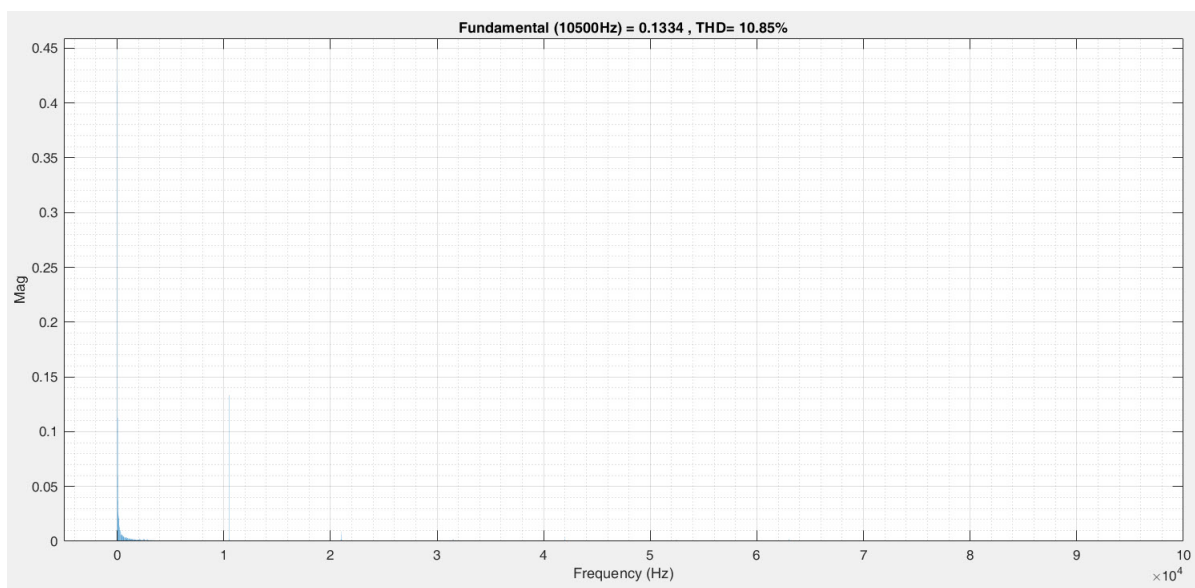
Σχήμα 6.1: Τριφασικό ρεύμα για διακοπτική συχνότητα 1kHz



Σχήμα 6.2: Ανάλυση αρμονικών για διακοπτική συχνότητα 1kHz



Σχήμα 6.3: Τριφασικό ρεύμα για διακοπτική συχνότητα 10kHz

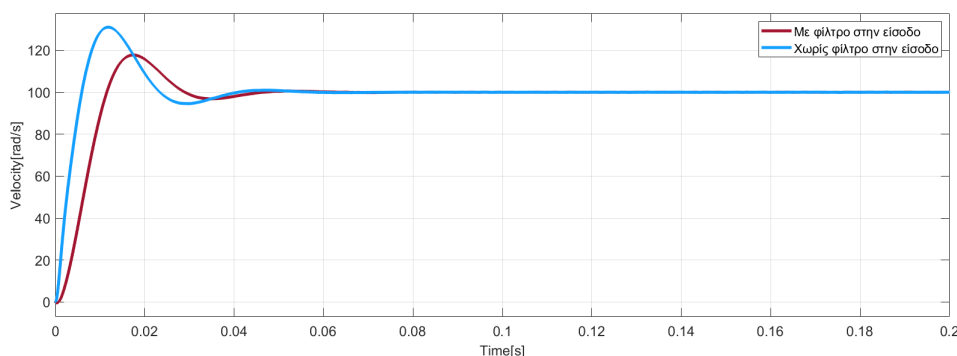


Σχήμα 6.4: Ανάλυση αρμονικών συχνοτήτων για διακοπτική συχνότητα 10kHz

Όπως παρατηρείται από το Σχ. 6.1, τα ρεύματα που προέρχονται από διαμόρφωση μικρής διακοπτικής συχνότητας περιέχουν θόρυβο υψηλών αρμονικών συχνοτήτων. Αυτές οι αρμονικές παρουσιάζονται κυρίως γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τις πολλαπλάσιες της $1\text{kHz} \cdot n$ με $n=1,2,\dots$ kHz όπως στο Σχ. 6.3. Στην περίπτωση όπου η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι 10kHz αυτός ο θόρυβος εξομαλύνεται και εξακολουθεί να υπάρχει κυματισμός στην κυματομορφή του ρεύματος αλλά είναι πολύ μικρότερος καθώς οι παράγωγες συνιστώσες της διακοπτικής συχνότητας πλέον μετακινούνται σε αρκετά υψηλότερες συχνότητες Σχ. 6.5. Βάσει των παραπάνω συνίσταται να επιλέγεται μια διακοπτική συχνότητα, όπως στη συγκεκριμένη πε-

ρίπτωση 5kHz, αρκετά υψηλή δίχως όμως να επιβαρύνει τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η προσομοίωση της ταχύτητας της μηχανής κατά την εκκίνηση με 100 rad/sec, μηδενικό αρχικό φορτίο και ίδιες τιμές παραμέτρων στους ΠΙ ελεγκτές προκειμένου να μελετηθεί η επιρροή του φίλτρου που αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα στο ποσοστό υπερέψωσης και στο χρόνο αποκατάστασης.



Σχήμα 6.5: Επιρροή φίλτρου στο βρόγχο της ταχύτητας

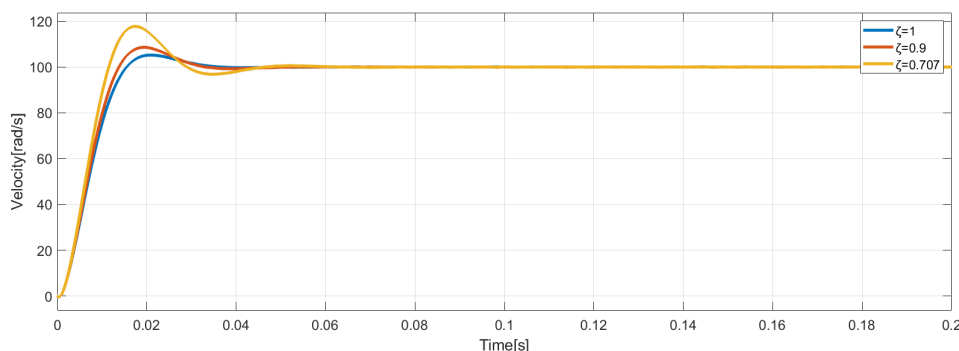
Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα το ποσοστό υπερέψωσης ελαττώνεται κατά το ήμισυ ενώ ο χρόνος αποκατάστασης αυξάνει ελάχιστα. Επομένως η χρήση φίλτρου στο βρόγχο της ταχύτητας κρίνεται απαραίτητη για τον περιορισμό του ποσοστού υπερέψωσης. Αξίζει να αναφέρουμε ότι στο βρόγχο του ρεύματος καθώς η απόκριση είναι αρκετά γρήγορη και επειδή η υπερέψωση περιορίζεται τόσο από τους περιορισμούς του ρεύματος που έχουμε επιβάλλει στο σύστημα δεν κρίνεται αναγκαία η χρήση φίλτρου καθώς δε συνεισφέρει αισθητά ενώ αντιθέτως περιπλέκει αρκετά τις συναρτήσεις μεταφοράς του βρόγχου ανάδρασης. Επομένως επιλέγεται και χρησιμοποιείται η εναλλακτική μορφή ΠΙ ελεγκτή στο βρόγχο της ταχύτητας και η συμβατική στο βρόγχο του ρεύματος για τη διεξαγωγή των υπολοίπων προσομοιώσεων.

Για εκκίνηση με 80rad/sec και μηδενικό φορτίο ακολουθούν δύο προσομοιώσεις για τις εξής περιπτώσεις.

- $\omega_n=150, 200, 300$ στον βρόγχο της ταχύτητας(και $\zeta=0.7$)
- $\zeta=0.7, 0.9, 1$ στον βρογχο της ταχύτητας (και $\omega_n=200$)

Αξίζει να αναφέρουμε ότι στο βρόγχο της ταχύτητας η συνάρτηση μεταφοράς είναι αποζευγμένη από τους πόλους και το μηδενικό του ρεύματος με τις προσεγγίσεις.

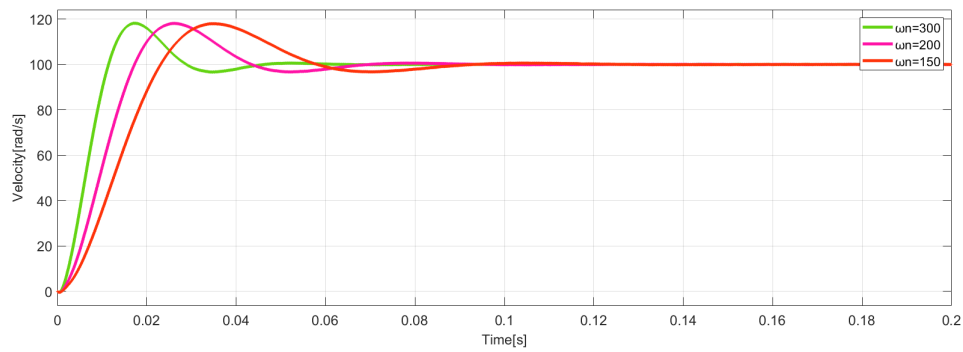
Στο Σχ. 6.7 παρουσιάζεται η προσομοίωση της ταχύτητας της μηχανής κατά την εκκίνηση με 80 rad/sec, μηδενικό αρχικό φορτίο και ίδιες τιμές παραμέτρων στους ΠΙ ελεγκτές αλλάζοντας μόνο την παράμετρο του συντελεστή απόσβεσης της ταχύτητας ζ προκειμένου να μελετηθεί η επιρροή του στην απόκριση του συστήματος. Οπως αναφέραμε στο κεφάλαιο 4 επιλέγονται τιμές φυσικής συχνότητας για το βρόγχο της ταχύτητας και του ρεύματος κατάλληλες ώστε να ισχύει η συνάρτηση μεταφοράς 5.14 (προσεγγιστική σχέση της ταχύτητας για $\zeta\omega_n \gg \frac{B_v}{J_m}$.



Σχήμα 6.6: Μεταβολή του συντελεστή απόσβεσης και σταθερή φυσική συχνότητα

Συμπερασματικά το ζ επηρεάζει το ποσοστό υπερέψωσης της ταχύτητας κατά το μεταβατικό φαινόμενο.

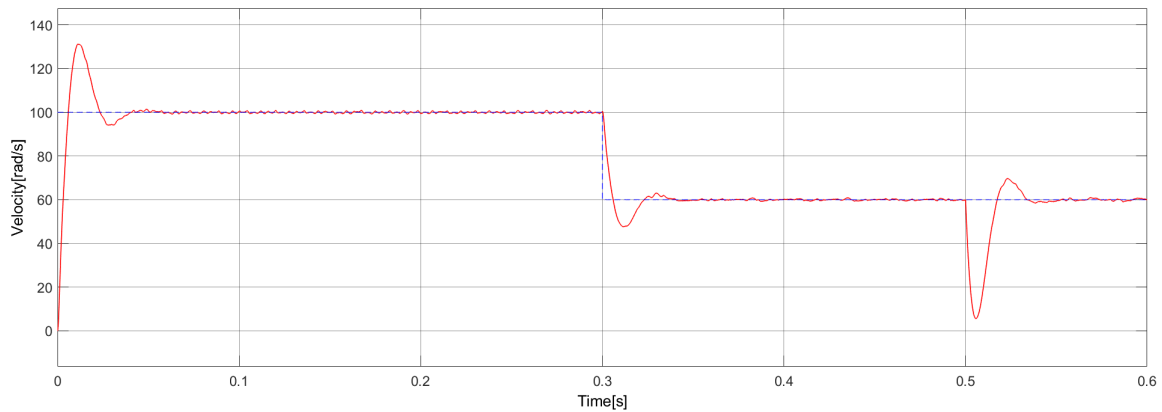
Εν συνεχεία γίνεται η ίδια προσομοίωση με την παραπάνω, με τη διαφορά ότι διατηρούμε σταθερό το συντελεστή απόσβεσης και αλλάζουμε τη φυσική συχνότητα ω_n .



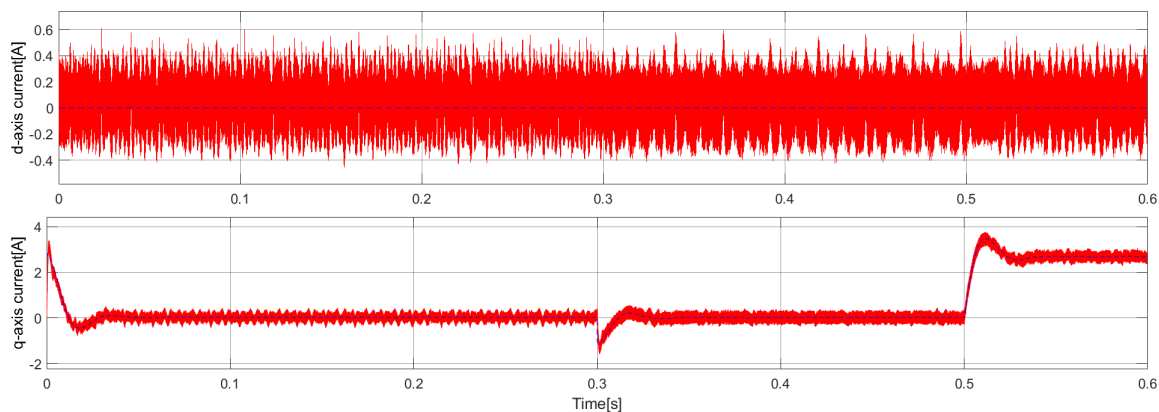
Σχήμα 6.7: Αλλαγή της φυσικής συχνότητας και σταθερός συντελεστής απόσβεσης

Για βρόγχο ρεύματος $\zeta = 0.707$, $\omega_n = 2000$, βρόγχο ταχύτητας $\zeta = 1$, $\omega_n = 300$ υπολογίζοντας τα c και τ_i για τους δύο βρόγχους προκύπτουν τα εξής για τα παρακάτω μεταβατικά φαινόμενα.

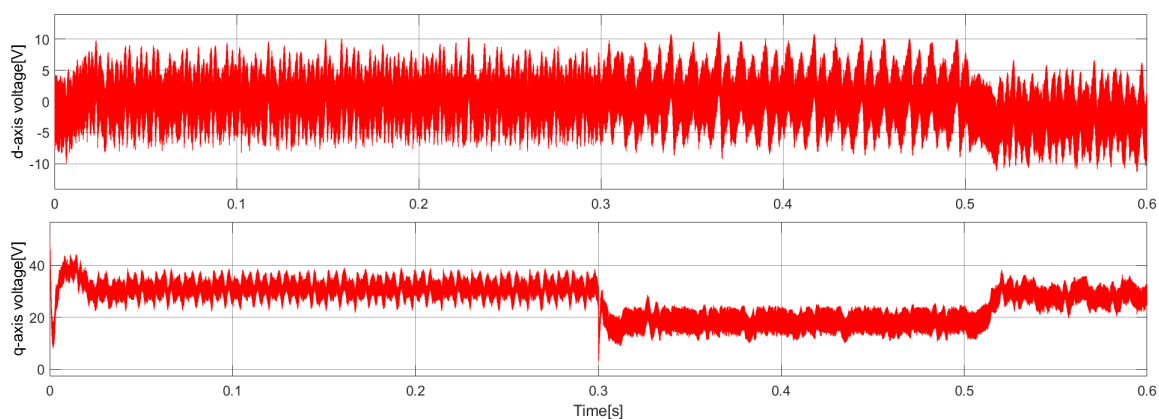
- Μεταβολή της ταχύτητας από 0 σε 100 rad/sec κατά την εκκίνηση(για $T=0$ sec)
- Μεταβολή της ταχύτητας απο 100rad/sec σε 60 rad/sec κατά τη χρονική στιγμή $T=0.3$ sec
- Μεταβολή της ροπής φορτίου από 0 σε 1Nm για $T=0.5$ sec



Σχήμα 6.8: Προσομοίωση της ταχύτητας για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα



Σχήμα 6.9: Προσομοίωση των d-q ρευμάτων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα



Σχήμα 6.10: Προσομοίωση των d-q τάσεων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα

6.2 Συμπεράσματα και περαιτέρω διερεύνηση

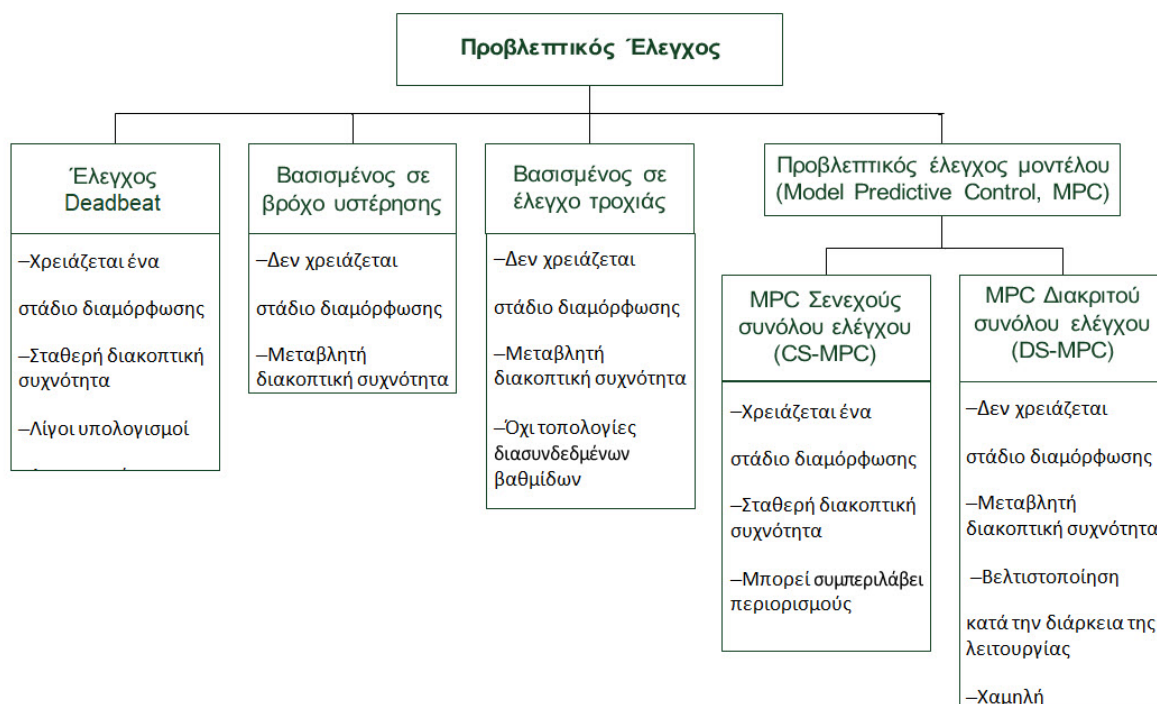
Συμπερασματικά ο έλεγχος της μηχανής με pi ελεγκτές έχει αποδειχθεί εξαιρετικά καλός και όπως θα δούμε και στη συνέχεια η σωστή ρύθμιση των παραμέτρων των ελεγκτών μπορεί να οδηγήσει σε ένα αρκετά καλό έλεγχο συγκρίσιμο με πιο πολύπλοκες μεθόδους όπως τον προβλεπτικό έλεγχο. Παρόλα αυτά πρέπει να αναφερθεί ότι σε πραγματικές συνθήκες ο έλεγχος της μηχανής δεν έγκειται μόνο στην καλή απόκριση του συστήματος, αλλά και στην εξασθένιση του θορύβου και την απόρριψη των διαταραχών που οφείλονται σε διάφορους παράγοντες του συστήματος, όπως στις αρμονικές που προέρχονται από των αντιστροφέα, στα σφάλματα από τις μετρήσεις στα ρεύματα της μηχανής, στις διαταραχές στην είσοδο και την έξοδο του συστήματος ελέγχου κ.ο.κ. Προκειμένου να γίνει η εξέταση και η κατάλληλη ρύθμιση αυτών των παραγόντων οφείλουμε να επανεξετάσουμε το σύστημα ελέγχου και να ελέγξουμε ξεχωριστά πως επηρεάζουν οι παράμετροι των ελεγκτών τις συναρτήσεις μεταφοράς (συναρτήσεις ευαισθησίας). Για λόγους πληρότητας

πρέπει να αναφέρουμε ότι απαιτείται συμβιβασμός προκειμένου να έχουμε καλή απόκριση αλλά και ένα σύστημα ανθεκτικό στο θόρυβο και τις διαταραχές. Μέσω ρύθμισης των παραμέτρων των ελεγκτών μπορούμε να μετακινήσουμε το εύρος συχνοτήτων του θορύβου και των διαταραχών όπως επιθυμούμε.

Κεφάλαιο 7

Εισαγωγή στον προβλεπτικό έλεγχο

Η ραγδαία εξέλιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και η ανάπτυξη ταχύτερων και ισχυρότερων μικροεπεξεργαστών έχουν πλέον καταστήσει δυνατή την επιλογή πιο περίπλοκων και απαιτητικών ελεγκτών, οι οποίοι τα προηγούμενα χρόνια ήταν ανέφικτο να χρησιμοποιηθούν [5]. Μερικά παραδείγματα τέτοιων ελέγχων είναι ο έλεγχος βασισμένος σε ασαφή λογική (fuzzy logic), ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφάνειας (sliding mode) ο προβλεπτικός έλεγχος (predictive control)². Η κατηγοριοποίηση που προκύπτει για τις διαφορετικές τεχνικές του προβλεπτικού ελέγχου είναι αυτή που παρουσιάζεται στο Σχ. 7.1. Το κύριο χαρακτηριστικό γνώρισμα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των υπό έλεγχο μεταβλητών. Οι προβλεπόμενες αυτές τιμές χρησιμοποιούνται εν συνεχεία από τον ελεγκτή προκειμένου να επιλεγεί η βέλτιστη δράση σύμφωνα με κάποια προκαθορισμένα κριτήρια βελτιστοποίησης.



Σχήμα 7.1: Κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου [18].

Το κοινό χαρακτηριστικό όλων των παραπάνω τεχνικών, είναι η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών των υπό έλεγχο μεταβλητών. Αυτή η πληροφορία χρησιμοποιείται, στην συνέχεια, από τον ελεγκτή για την επιλογή της βέλτιστης δράσης, με βάση κάποιο προκαθορισμένο κριτήριο βελτιστοποίησης.

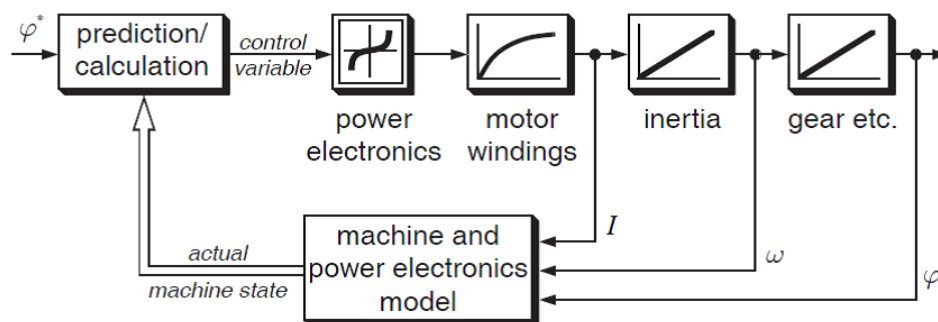
Το προκαθορισμένο κριτήριο βελτιστοποίησης στον προβλεπτικό έλεγχο με βρόχο υστέρησης, (hysteresis control) είναι να παραμένουν οι υπό έλεγχο μεταβλητές μέσα στα όρια ενός βρόχου υστέρησης. Για να επιτευχθεί αυτό θα πρέπει να εξασφαλισθεί ότι οι ελεγκτές αντιδρούν πολύ γρήγορα όταν οι τιμές των υπό έλεγχο μεταβλητών έχουν βγει έξω από τον βρόχο υστέρησης. Αυτό δημιουργεί πρόβλημα όταν η μέθοδος εφαρμόζεται σε συνδυασμό με διακριτό επεξεργαστή καθώς ανίχνευση του σήματος αναφοράς που περνάει τα όρια του βρόχου υστέρησης θα γίνει κατά την διάρκεια τις επόμενης δειγματοληψίας. Επομένως ο προβλεπτικός έλεγχος με βρόχο υστέρησης είναι περισσότερο κατάλληλος σε συνδυασμό με αναλογικούς τελεστικούς ενισχυτές. Στον έλεγχο τροχιάς (trajectory control) οι ελεγχόμενες μεταβλητές ωθούνται να ακολουθήσουν μία προκαθορισμένη τροχιά η οποία βασίζεται σε προβλέψεις ακρίβειας για την μελλοντική συμπεριφορά του συστήματος. Επομένως σε αντίθεση με hysteresis control απαιτείται ένα ακριβές μοντέλο του συστήματος που ελέγχεται. Λόγω της πολυπλοκότητας των υπολογισμών που εμπλέκονται αυτή η μέθοδος είναι περισσότερο κατάλληλη για εφαρμογές με την μορφή διακριτού ελεγ-

κτή ή μικροεπεξεργαστή.

Ο έλεγχος deadbeat χρησιμοποιεί το μοντέλο του συστήματος μια φορά σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας και αφού υπολογίσει την απαιτούμενη μεταβλητή αναφοράς την εφαρμόζει στο σύστημα ελέγχου την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Στον μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (MPC) το κριτήριο επιλογής της δράσης καθορίζεται από μία συνάρτηση κόστους η οποία πρέπει να ελαχιστοποιηθεί.

Ο deadbeat έλεγχος και ο Συνεχής Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος (Continuous States MPC), χρειάζονται ένα στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, προκειμένου να παράγουν την επιθυμητή τάση (ή ρεύμα). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο μετατροπέας, στον οποίο εφαρμόζεται ο έλεγχος, να λειτουργεί υπό σταθερή διακοπτική συχνότητα. Οι υπόλοιποι τύποι που αναφέρονται παραπάνω παράγουν τα σήματα ελέγχου απευθείας (χωρίς να χρειάζεται διαμόρφωση), γεγονός που οδηγεί σε μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.

Το βασικότερο πλεονέκτημα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η ευκολία στον τρόπο υλοποίησης της βασικής ιδέας του ελέγχου. Εξαρτώμενα από τον τύπο του προβλεπτικού ελέγχου, η υλοποίηση σε επίπεδο λογισμικού μπορεί να είναι επίσης εύκολη, όπως για παράδειγμα με τον deadbeat έλεγχο και τον διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (Finite States MPC). Ωστόσο, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες η υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου μπορεί να είναι αρκετά πολύπλοκη.



Σχήμα 7.2: Λογικό διάγραμμα ελέγχου [10].

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η βασική δομή ενός λειτουργικού διαγράμματος προβλεπτικού ελέγχου (predictive controller) . Οι μετρούμενες μεταβλητές ελέγχου της μηχανής (actuating variable) όπως το ρεύμα , η ταχύτητα ω και η γωνία φ επεξεργάζονται ταυτόχρονα στο λειτουργικό μπλοκ μοντέλο της μηχανής . Με την βοήθεια αυτού του μοντέλου αντλούνται ακριβείς πληροφορίες για την τρέχουσα κατάσταση του συστήματος , οι οποίες μεταφέρονται στο μπλοκ προβλεπτι-

κοί υπολογισμοί. Αυτό το λειτουργικό μπλοκ συγκρίνοντας τις τρέχουσες τιμές των μεταβλητών ελέγχου σε σχέση με τις επιθυμητές τιμές (τιμές αναφοράς), υπολογίζει τις βέλτιστες τιμές οι οποίες και εφαρμόζονται στο σύστημα κλείνοντας έτσι ο βρόγχος ελέγχου.

7.1 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (Model Predictive Control – MPC)

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα αυτών των ελεγκτών είναι [6]:

- η σχεδιαστική απλότητα
- η δυνατότητα να συμπεριληφθούν περιορισμοί στο πρόβλημα βελτιστοποίησης, επιτρέποντας το σύστημα να λειτουργεί στα φυσικά του όρια
- η δυνατότητα εφαρμογής του σε μη γραμμικά και πολύπλοκα συστήματα καθώς και σε συστήματα πολλαπλών εισόδων και εξόδων (Multi-input, Multi-output/MIMO Systems)
- Μπορεί να ενσωματωθεί το φιλτράρισμα των μετρούμενων μεταβλητών χωρίς μετατόπιση φάσης και χωρίς μελλοντικό κόστος

Τα πλεονεκτήματα αυτά διαφοροποιούν τον MPC από τις κλασικές μεθόδους ελέγχου, που βασίζονται κατά κύριο λόγο στους αναλογικούς - ολοκληρωτικούς - διαφορικούς ελεγκτές (Proportional Integral Derivative/PID controller).

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι στις μεθόδους ελέγχου trajectory control και hysteresis control χρησιμοποιείται η τρέχουσα κατάσταση του συστήματος για να υπολογιστούν οι τιμές των μεταβλητών ελέγχου για τον επόμενο κύκλο δειγματοληψίας. Το παρελθόν δεν λαμβάνεται ξεκάθαρα υπόψιν σε αντίθεση με την μέθοδο του προβλεπτικού ελέγχου όπου το παρελθόν είναι δυνατόν να ληφθεί υπόψιν για την βελτιστοποίηση των μεταβλητών ελέγχου όχι μόνο για τον επόμενο κύκλο δειγματοληψίας, αλλά για έναν προκαθορισμένο αριθμό κύκλων (Prediction Horizon).

Οι αρχές στις οποίες βασίζεται ο MPC είναι οι εξής:

1. *Μαθηματική Μοντελοποίηση του υπό έλεγχο συστήματος:* Η περιγραφή του συστήματος μέσω ενός μαθηματικού μοντέλου, με τον ακριβέστερο δυνατό τρόπο, είναι απαραίτητη για την εκτίμηση της εξέλιξης των παραμέτρων του συστήματος σε βάθος χρόνου. Η ακριβής μαθηματική διατύπωση του μοντέλου του συστήματος αποτελεί βασική προϋπόθεση για την ορθή λειτουργία του ελεγκτή.

2. Η κατάσταση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου : Ορίζεται μια αντικειμενική συνάρτηση ((συνάρτηση κόστους), η ελαχιστοποίηση της οποίας καθορίζει την ακολουθία κινήσεων ελέγχου κατά μήκος ενός χρονικό ορίζοντα πρόβλεψης (Prediction Horizon) όπου η συμπεριφορά του συστήματος είναι η βέλτιστη.
3. Η πολιτική μετατιθέμενου ορίζοντα (*Receding Horizon Policy*). Σύμφωνα με την πολιτική του μετατιθέμενου ορίζοντα, την αμέσως επόμενη χρονική στιγμή εφαρμόζεται μόνο το πρώτο στοιχείο της βέλτιστης ακολουθίας κινήσεων ελέγχου. Τα υπόλοιπα στοιχεία της ακολουθίας απορρίπτονται, ο μετατιθέμενος ορίζοντας μετατίθεται στην επόμενη χρονική στιγμή δειγματοληψίας όπου και επαναλαμβάνεται η διαδικασία βέλτιστου ελέγχου .
4. Η βέλτιστη λύση βρίσκεται ως λύση ενός προβλήματος ανοιχτού βρόχου. Μέσω της έννοιας του μετατιθέμενου ορίζοντα, γίνεται η εισαγωγή της ανάδρασης. Πλέον, το πρόβλημα μετατρέπεται σε ένα αντίστοιχο πρόβλημα κλειστού βρόχου, γεγονός που επιτρέπει στο σύστημα να αντιμετωπίζει εξωτερικές διαταραχές και παρεμβολές από το περιβάλλον με μεγάλη επιτυχία.

Εκτός από την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των μεταβλητών κατάστασης ενός συστήματος κατά το μήκος ενός πεπερασμένου χρονικού ορίζοντα, η εφαρμογή περιορισμών σε αυτές τις μεταβλητές κρίνεται εξίσου σημαντική. Με αυτόν τον τρόπο, εξασφαλίζεται η ορθή λειτουργία του συστήματος, χωρίς να παραβιαστούν τα φυσικά όριά του. Γενικότερα, περιορισμοί μπορούν να εφαρμοστούν τόσο στις μεταβλητές κατάστασης, όσο και στις μεταβλητές υπό έλεγχο, όπως για παράδειγμα στις μεταβλητές εισόδου, ενώ οι περιορισμοί μπορούν να τεθούν είτε σαν μέγιστες (άνω) επιτρεπόμενες τιμές στις μεταβλητές ενδιαφέροντος, είτε σαν ελάχιστες (κάτω) επιτρεπόμενες τιμές, είτε ως συνδυασμός και των δύο. Οι περιορισμοί που δεν πρέπει να παραβιαστούν υπό οποιαδήποτε συνθήκη ονομάζονται αυστηροί περιορισμοί ενώ οι περιορισμοί που μπορούν να παραβιαστούν ονομάζονται ελαστικοί περιορισμοί οι οποίοι όμως θα πρέπει να καταβάλλεται προσπάθεια ώστε δυνατόν να μην παραβιάζονται.

Ο Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος κατηγοριοποιείται σε δύο βασικές κατηγορίες: τον συνεχή Μοντελοποιημένο Προβλεπτικό Έλεγχο (Continuous Set Model Predictive Control, CS-MPC) και στον διακριτό (FCS-MPC). Η βασική διαφοροποίηση ανάμεσα στα δύο είδη ελέγχου είναι η σταθερή διακοπτική συχνότητα για τον συνεχή, και η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα για τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο και κατά συνέπεια διαφοροποιούνται και στην απαίτηση για χρήση του διαμορφωτή εύρους παλμών, όπως αναφέρθηκε.

Τα περισσότερα συστήματα ελέγχου είναι συνεχή και επομένως η περιγραφή αυτών των συστημάτων θα γίνει στο μιγαδικό επίπεδο (μετασχηματισμό Laplace). Σε αντίθεση όμως με το ελεγχόμενο σύστημα, οι ελεγκτές γενικότερα εφαρμόζονται με την βοήθεια διακριτού υπολογιστή. Για τον σχεδιασμό του ελεγκτή για τις περισσότερες των περιπτώσεων είναι αρκετό να αντικατασταθεί από ένα μοντέλο συνεχούς χρόνου, να εκτελείται η παραμετροποίηση και εν συνεχεία να γίνεται η μετατροπή σε ένα μοντέλο συνεχούς χρόνου. Παρόλα αυτά είναι προτιμότερο σε πρώτη προσέγγιση να γίνεται ο σχεδιασμός του ελεγκτή σε διακριτό χρόνο και επομένως να χρησιμοποιήσουμε ένα σύστημα διακριτού χρόνου το οποίο θα περιγράφεται στο επίπεδο z (μετασχηματισμός z). Επομένως για αυτά τα συστήματα μπορούν να γίνει μοντελοποίηση με τον Διακριτό προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου (FCS-MPC).

Για την περίπτωση των μετατροπών ισχύος η διακριτή φύση των διακοπτικών καταστάσεων επιτρέπει την ύπαρξη διακριτού αριθμού ενεργειών. Δεδομένου της ύπαρξής ταχύτατων μικροεπεξεργαστών ο υπολογισμός της κατάλληλης διακοπτικής αλληλουχίας είναι εφικτός. Αυτή η θεώρηση επιτρέπει περισσότερη ευελιξία και απλότητα στο σχήμα ελέγχου. Καθώς αυτές οι διακοπτικές καταστάσεις των μετατροπών ισχύος επιτρέπουν την ύπαρξη πεπερασμένων διακριτού αριθμού ενεργειών, γίνεται φανερό ότι μοντελοποίηση ελέγχου μπορεί να γίνει με τον Διακριτό προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου. Το κριτήριο που καθορίζει την απόφαση της επόμενης διακοπτικής κατάστασης εκφράζεται σαν μία συνάρτηση κόστους που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί.

Ο απλούστερος τρόπος για να πάρουμε μια αναπαράσταση διακριτού χρόνου του συστήματος είναι το μοντέλο μεταβλητών κατάστασης. Ένα γραμμικό σύστημα εύκολα περιγράφεται από της μεταβλητές κατάστασης σύμφωνα με τις παρακάτω εξισώσεις

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (7.1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_d\mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (7.2)$$

7.2 Μαθηματική Μοντέλοποίηση του συστήματος υπό έλεγχο

Ένα γραμμικό μοντέλο εκφρασμένο στο χώρο καταστάσεων δίνεται συνήθως από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (7.3)$$

όπου $x \in \mathbb{R}^n$ είναι το διάνυσμα κατάστασης, $u \in \mathbb{R}^m$ είναι το διάνυσμα εισόδου, $y \in \mathbb{R}^p$ είναι το διάνυσμα εξόδου και $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $c \in \mathbb{R}^{p \times n}$ είναι οι πίνακες συντελεστών του συστήματος. Οι εξισώσεις 7.3 επειδή είναι εκφρασμένες στο συνεχή χρόνο δεν είναι κατάλληλες για να χρησιμοποιηθούν στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FCS-MPC). Για την έκφραση της εξίσωσης 7.3, σε διακριτή μορφή χρησιμοποιείται η προσέγγιση προς τα εμπρός του Euler (forward Euler approximation method) που δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} \approx \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (7.4)$$

Όπου T_s ο χρόνος δειγματοληψίας. Μέσω της εξίσωσης 7.4, οι εξισώσεις 7.3 συνθέτουν ένα διακριτό σύστημα εξισώσεων με την ακόλουθη μορφή:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= (I + AT_s)\mathbf{x}(k) + BT_s\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= C\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (7.5)$$

Θέτοντας στις παραπάνω εξισώσεις όπου $A' = I + AT_s$ και $B' = BT_s$, το διακριτό σύστημα γράφεται ως εξής:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= A'\mathbf{x}(k) + B'\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= C\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (7.6)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό προβλέψεων για τις μεταβλητές κατάστασης και εξόδου του συστήματος. Δεδομένου ενός διανύσματος κατάστασης στο βήμα k , $\mathbf{x}(k)$ και υποθέτοντας έναν πεπερασμένο αριθμό N ενεργειών ελέγχου δηλαδή $\mathbf{u}(k)$, $\mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)$, μπορεί να υπολογιστεί η κατάσταση και η έξοδος του συστήματος στο βήμα $k+N$. Η πρόβλεψη έχει γίνει για έναν χρονικό ορίζοντα N (Prediction Horizon). Ειδικότερα, ισχύει για το βήμα $k+1$:

$$\mathbf{x}(k+1|k) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (7.7)$$

Στο βήμα $k+2$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+2|k) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k+1|k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1|k) \\ &= \mathbf{A}^2\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1|k) \end{aligned} \quad (7.8)$$

Στο βήμα $k+N$ θα είναι:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+N|k) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k+N-1|k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+N-1|k) \\ &= \mathbf{A}^N\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}^{N-1}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \dots + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+N-1|k) \end{aligned} \quad (7.9)$$

Σημειώνουμε ότι ο συμβολισμός $/k$ χρησιμοποιείται για να δηλώσει ότι η τιμή του διανύσματος χώρου την χρονική στιγμή $k+i$, για $i=1,2,\dots,N$, εξαρτάται από την τιμή του διανύσματος χώρου τη

χρονική στιγμή k . Αντίστοιχα το διάνυσμα εξόδου y υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} y(k+1|k) &= Cx(k+1|k) \\ y(k+2|k) &= Cx(k+2|k) \\ &\vdots \\ y(k+N|k) &= Cx(k+N|k) \end{aligned} \tag{7.10}$$

Περιορισμοί: Εκτός από την πρόβλεψη των διανυσμάτων κατάστασης στον χρονικό ορίζοντά περιορισμοί (constraints) πρέπει να επιβληθούν στις μεταβλητές που εμπλέκονται στον έλεγχο ούτως ώστε το σύστημα (plant) να λειτουργεί χωρίς να παραβιάζει τα φυσικά του όρια. Περιορισμοί μπορούν να επιβληθούν στις μεταβλητές κατάστασης ή στις μεταβλητές ελέγχου. Αυτές οι μεταβλητές μπορεί να είναι άνω φραγμένες κάτω φραγμένες ή και τα δύο.

7.3 Πρόβλημα βελτιστοποίησης και αντικειμενική συνάρτηση

Το κριτήριο, βάσει του οποίου επιλύεται το πρόβλημα βελτιστοποίησης, περιγράφεται μαθηματικά από την ακόλουθη συνάρτηση κόστους:

$$J(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) = \sum_{l=k}^{k+N-1} P(\mathbf{x}(l+1|k), \mathbf{u}(l|k)) \tag{7.11}$$

Η συνάρτηση P , συνήθως, εκφράζει το σφάλμα των μεταβλητών εξόδου από την τιμή αναφοράς τους και η μορφής της βασίζεται στην p -νόρμα (p-norm).

$$\|x\|_p = (|x_1|^p + \dots + |x_n|^p)^{\frac{1}{p}} \quad p \geq 1, x \in \mathbb{R}^n \tag{7.12}$$

Εφαρμόζοντας μια ακολουθία ενεργειών ελέγχου : $\mathbf{U}(k) = [\mathbf{u}(k)^T \mathbf{u}(k+1)^T \dots \mathbf{u}(k+N-1)^T]^T$ η συνάρτηση κόστους περιορίζει την εξέλιξη του σφάλματος εξόδου καθώς επίσης και την συνολική προσπάθεια ελέγχου για χρονικό ορίζοντα N .

Συνήθως η συνάρτηση κόστους βασίζεται στις νόρμες για $p = 1, 2, \infty$. Για $p = 1$ ή ∞ τότε έχουμε μία γραμμική συνάρτηση κόστους. Για $p = 2$ η συνάρτηση κόστους είναι τετραγωνική (quadratic)

$$\begin{aligned} \|x\|_1 &= |x_1| + \dots + |x_n| \\ \|x\|_2 &= \sqrt{|x_1|^2 + \dots + |x_n|^2} = \sqrt{x^T x} \\ \|x\|_\infty &= \max_{1 \leq i \leq n} |x_i| \end{aligned} \tag{7.13}$$

Ο στόχος του προβλήματος βελτιστοποίησης είναι η εύρεση της ακολουθίας κινήσεων ελέγχου $\mathbf{U}(k)$ οι οποίες έχουν σαν αποτέλεσμα την βέλτιστη λειτουργία του συστήματος ελέγχου. Αυτό εκτελείται ως εξής:

- Ελαχιστοποίηση του $J(k)$
- Αντικατάσταση $X(l+1) = f(X(l), U(l))$
για $X(l) \in X \quad l = k, \dots, k+N, U(l) \in U \quad l = k, \dots, k+N$

όπου X, U είναι το σύνολο των περιορισμών για τις μεταβλητές κατάστασης και τις μεταβλητές εισόδου αντίστοιχα. Η λύση αυτού του προβλήματος δίνει την βέλτιστη ακολουθία κινήσεων ελέγχου του διανύσματος εισόδου στο βήμα k $U^*(k) = [u^*(k)^T u^*(k+1)^T \dots u^*(k+N-1)^T]^T$. Είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι από την φύση του προβλήματος 2.27 υπονοείται ότι η βέλτιστη ακολουθία ελέγχου $U^*(k), X^*(k) = \arg \min J(X/k), U(k)$ είναι μία λύση ανοιχτού βρόχου. Κύριος στόχος της συνάρτησης κόστους είναι να ωθεί το διάνυσμα εξόδου κοντά σε μία τιμή αναφοράς. Η αξία όμως της αντικειμενικής συνάρτησης δεν περιορίζεται μόνο σε αυτή τη λειτουργία. Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του MPC είναι ότι στην αντικειμενική συνάρτηση μπορεί να προστεθεί οποιοσδήποτε όρος ο έλεγχος του οποίου μας αφορά. Με άλλα λόγια, μέσω της αντικειμενικής συνάρτησης, μπορούν να επιτευχθούν πολλαπλοί στόχοι οδηγώντας το σύστημα σε αποδοτικότερη και αποτελεσματικότερη λειτουργία. Επομένως, μία γενικότερη έκφραση της συνάρτησης P είναι η ακόλουθη :

$$P = \lambda_x |x^* - x| + \lambda_y |y^* - y| + \dots + \lambda_z |z^* - z| \quad (7.14)$$

Στην έκφραση 7.14, ο κάθε όρος πολλαπλασιάζεται με ένα συντελεστή βαρύτητας λ (weighting factors) ανάλογα με την βαρύτητα που επιθυμούμε να προσδώσουμε σε κάθε ένα από τα επιμέρους σφάλματα.

7.4 Μετατιθέμενος ορίζοντας / Receding Horizon Policy

Όπως έχει αναφερθεί η βέλτιστη ακολουθία μεταβλητών εισόδου $U^*(k)$ αποτελείται από N διανύσματα, ένα για κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης. Στο σύστημα όμως τελικά, εφαρμόζεται μόνο η πρώτη ενέργεια ελέγχου $u^*(k)$, ενώ οι υπόλοιπες ενέργειες ελέγχου απορρίπτονται. Στην επόμενη χρονική στιγμή $k+1$ μετρώντας και εκτιμώνται τα νέα δεδομένα και βάση αυτών ο αλγόριθμος του προβλεπτικού ελέγχου επιλύεται ξανά. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την εύρεση μιας νέας βέλτιστης ακολουθίας μεταβλητών εισόδου, από την οποία και πάλι μόνο η πρώτη ενέργεια εφαρμόζεται στο σύστημα. Επομένως, σε κάθε βήμα της δειγματοληψίας, ο ορίζοντας πρόβλεψης N μετατοπίζεται ένα βήμα στο μέλλον και για το λόγο αυτό η τακτική αυτή ονομάζεται μετατοπισμένος ορίζοντας (Receding Horizon Policy, RHP).

Μέσω του RHP, ο MPC εξασφαλίζει ότι η εφαρμοζόμενη ενέργεια ελέγχου, στην παρούσα χρονική στιγμή, είναι πράγματι η βέλτιστη, καθώς αποτελεί συντεταγμένη της συνολικά βέλτιστης πορείας του συστήματος, εντός του ορίζοντα πρόβλεψης. Συγχρόνως όμως, εξασφαλίζεται ότι οι ενέργειες ελέγχου που τελικά εφαρμόζονται στο σύστημα δεν είναι προκαθορισμένες αλλά αναεώνονται συνεχώς, προκειμένου να ληφθούν υπόψη οι νέες επικρατούσες συνεχής λειτουργίας. Όπως έχει αναφερθεί η βέλτιστη ακολουθία μεταβλητών εισόδου $U^*(k)$ βρίσκεται ως λύση ενός προβλήματος ανοιχτού βρόχου. Μέσω της έννοιας του μετατιθέμενον ορίζοντα, γίνεται η εισαγωγή της ανάδρασης Πλέον, το πρόβλημα μετατρέπεται σε ένα αντίστοιχο πρόβλημα κλειστού βρόχου, γεγονός που επιτρέπει στο σύστημα να αντιμετωπίζει εξωτερικές διαταραχές και παρεμβολές με μεγάλη επιτυχία. Έτσι ενισχύεται η ευστάθεια του προβλεπτικού ελεγκτή, βελτιστοποιείται η απόκριση του συστήματος σε δυναμικά και μεταβατικά φαινόμενα.

Συνοψίζοντας, ο προβλεπτικός αλγόριθμος αποτελείται από τα ακόλουθα βήματα:

- Μέτρηση τιμών διανύσματος κατάστασης x τη χρονική στιγμή k .
- Επίλυση προβλήματος βελτιστοποίησης, όπως αυτό διατυπώνεται στις σχέσεις 2.16.
- Εύρεση της βέλτιστης ακολουθίας διανυσμάτων εισόδου

$$U^*(k) = [u^*(k)^T u^*(k+1)^T \dots u^*(k+N-1)^T]^T$$
- Εύρεση της βέλτιστης ακολουθίας διανυσμάτων εισόδου

$$U^*(k) = [U^*(k)^T, u^*(k+1)^T, \dots, u^*(k+N-1)^T]^T$$
- Εφαρμογή του διανύσματος $u^*(k)$ ως είσοδος στο σύστημα.
- Τοποθέτηση του $k = k+1$
- Επιστροφή στο βήμα 1 και επανάληψη του αλγορίθμου μέχρις ότου $k = N - 1$

Κεφάλαιο 8

Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με προβλεπτικό έλεγχο

Ως γνωστόν ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης (VSI) δύο επιπέδων, έχει συνολικά 8 διακοπτικές καταστάσεις, που προκύπτουν από τους διαφορετικούς επιτρεπτούς συνδυασμούς των διακοπών του. Από αυτές οι έξι είναι ενεργές καταστάσεις, όπου εφαρμόζεται τάση στο φορτίο, και δύο μηδενικές καταστάσεις. Οι οκτώ φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, που αντιστοιχούν στην κάθε διακοπτική κατάσταση, μπορούν να μετασχηματιστούν, με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Clarke -Park σε οκτώ διανύσματα χώρου (Space Vector) στο επίπεδο α-β ή d-q επίπεδο. Οι διακριτές καταστάσεις του αντιστροφέα επιτρέπουν την ύπαρξη πεπερασμένων διακριτού αριθμού ενεργειών, και επομένως ή μοντελοποίηση του ελέγχου μπορεί να γίνει με τον Διακριτό Προβλεπτικό Έλεγχο Μοντέλου (FCS-MPC) [20], στο οποίο και δεν απαιτείται η χρήση του διαμόρφωσης εύρους παλμών. Η βελτιστοποίηση του αντιστροφέα επιτυγχάνεται μέσω της πολιτικής του μετατιθέμενου ορίζοντα (Receding Horizon Policy) η οποία και είναι ο πυρήνας του προβλεπτικού ελέγχου. Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι για δεδομένο δυναμικό V_{dc} αυτά τα διανύσματα αποτελούν τους περιορισμούς (constraints) σε α-β πλαίσιο τα οποία είναι ένα πεπερασμένο σύνολο από σταθερές παραμέτρους. Αντιθέτως σε d-q πλαίσιο είναι διανύσματά τα οποία εξαρτώνται από την γωνία θ . Θα πρέπει όμως να σημειωθεί ότι για δεδομένη γωνία θ και για μία χρονική στιγμή δειγματοληψίας t_i οι τιμές των v_d και v_q είναι σταθερές όπως προκύπτει από τους μετασχηματισμούς των Park και Clarke.

8.1 FCS για μηχανή μονίμων μαγνητών

Σαν πρώτο βήμα θα χρειαστούμε ένα διακριτό μαθηματικό μοντέλο το οποίο θα περιγράφει το σύστημά μας κατά προτίμηση μέσω του μοντέλου μεταβλητών κατάστασης. Ένα τέτοιο μοντέλο επιτυγχάνεται από τις εξισώσεις της μηχανής μονίμων μαγνητών με προσέγγιση προς τα εμπρός του Euler (forward Euler approximation method) το οποίο λαμβάνει την ακόλουθη μορφή σε d-q πλαίσιο.

$$\begin{bmatrix} i_d(t_{i+1}) \\ i_q(t_{i+1}) \end{bmatrix} = (I + \Delta t A_m(t_i)) \begin{bmatrix} i_d(t_i) \\ i_q(t_i) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e(t_i)\phi_{mg}\Delta t}{L_q} \end{bmatrix} + \Delta t B_m \begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

όπου :

$$A_m(t_i) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_e(t_i)L_q}{L_q} \\ -\frac{\omega_e(t_i)L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

Σαν δεύτερο βήμα θα πρέπει να θεωρηθεί μία συνάρτηση κόστους, όπου η ελαχιστοποίησή της θα μας δίνει το βέλτιστο ζευγάρι δυναμικών τα οποία θα εφαρμοστεί στον αντιστροφέα την χρονική στιγμή t_i . Όπως φαίνεται και από την εξίσωση 8.1 το σήμα ελέγχου είναι τα ρεύματα i_d , i_q . Σαν συνάρτηση κόστους μπορούμε να επιλέξουμε το τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ του επιθυμητού και του προβλεπόμενου σήματος για ένα βήμα μπροστά (Receding Horizon, N=1) και θα έχει την παρακάτω μορφή:

$$J = (i_d^*(t_i) - i_d(t_{i+1}))^2 + (i_q^*(t_i) - i_q(t_{i+1}))^2 \quad (8.3)$$

Με συνδυασμό των εξισώσεων 8.1 και 8.3 λαμβάνουμε:

$$J = \left(i_d^*(t_i) - i_d(t_i) - \frac{\Delta t}{L_d} (v_d(t_i) - R i_d(t_i) + \omega_e(t_i) L_q i_q(t_i)) \right)^2 + \left(i_q^*(t_i) - i_q(t_i) - \frac{\Delta t}{L_q} (v_q(t_i) - R i_q(t_i) - \omega_e(t_i) L_d i_d(t_i) - \omega_e(t_i) \phi_{mg}) \right)^2 \quad (8.4)$$

Την χρονική στιγμή $t = t_i$ υπάρχουν επτά υποψήφια ζεύγη δυναμικών $v_d(t_i)$, $v_q(t_i)$ διαθέσιμα, και το επόμενο βήμα είναι να βρεθεί ποιο από αυτά ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους J εξίσωση 8.4. Για αυτό τον σκοπό υπολογίζονται οι επτά τιμές $J_0, J_1, J_2, \dots, J_7$ και με μία απλή συνάρτηση αναζήτησης βρίσκεται η ελάχιστη τιμή του J_k και του αντίστοιχου δείκτη k. Μόλις βρεθεί ο δείκτης k, από τους πίνακες 3.1 και 3.2 καθορίζεται το σήμα ελέγχου που θα εφαρμοστεί στον αντιστροφέα την χρονική στιγμή t_i . Για να αποφευχθούν περιττές διακοπτικές κινήσεις εάν ο δείκτης k βρεθεί να είναι μηδέν, είναι απαραίτητη η προηγούμενη κατάσταση του αντιστροφέα για να αποφασισθεί ποιο από τα διανύσματα v_0, v_7 θα εφαρμοσθεί στον αντιστροφέα. Την επόμενη χρονική στιγμή

της δειγματοληψίας $t = t_i + \Delta(t)$, εξ αιτίας της νέας ηλεκτρικής γωνίας $\theta_e(t_i + 1)$, λαμβάνοντα νέες μετρήσεις των ρευμάτων $i_q(t_i + 1)$, $i_d(t_i + 1)$ και της ταχύτητας $\omega_e(t_i + 1)$ και υπολογίζονται ξανά τα επτά υποψήφια ζευγάρια $v_d(t_i + 1)$ και $v_q(t_i + 1)$. Με αναβάθμιση της συνάρτησης κόστους με τις νέες μεταβλητές, βρίσκεται η καινούργια ελάχιστη τιμή J_k και ο αντίστοιχος δείκτης k την χρονική στιγμή $t = t_i + \Delta(t)$, και το νέο σήμα ελέγχου οδηγείται στον αντιστροφέα. Μέσω της αρχής του μετατιθέμενου ορίζοντα πρόβλεψης (Receding Horizon με την η αναβάθμιση των ρευμάτων $i_q(t_i)$, $i_d(t_i)$, παράγεται ο μηχανισμός ανάδρασης κλειστού βρόγχου στην πρόβλεψη.

8.2 Ανάλυση του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου FCS-MPC

Αυτή η ενότητα θα εξετάσει τον αλγόριθμο πρόβλεψης ελέγχου FCS και θα αντλήσει το αντίστοιχο κέρδος ανάδρασης του ελεγκτή με την οποία θα προσδιοριστεί και η θέση των αντίστοιχων πόλων. Προκειμένου να αναλυθεί η απόδοση κλειστού βρόγχου μέσω του ελέγχου ανάδρασης, η αντικειμενική συνάρτηση J ξαναγράφεται ως εξής:

$$J = [i_d^*(t_i) - i_d(t_{i+1}) \quad i_q^*(t_i) - i_q(t_{i+1})] \begin{bmatrix} i_d^*(t_i) - i_d(t_{i+1}) \\ i_q^*(t_i) - i_q(t_{i+1}) \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

Για την απλότητα των συμβόλων, ορίζουμε $[f_d(t), f_q(t)]^T$ ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^*(t_i) \\ i_q^*(t_i) \end{bmatrix} - (I + \Delta t A_m(t_i)) \begin{bmatrix} i_d(t_i) \\ i_q(t_i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e(t_i) \phi_{mg} \Delta t}{L_q} \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

Συνδυασμός των 8.1 και 8.6 μας δίνει:

$$\begin{bmatrix} i_d^*(t_i) - i_d(t_{i+1}) \\ i_q^*(t_i) - i_q(t_{i+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} - \Delta t B_m \begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

Με αντικατάσταση της 8.7 στην 8.5 και κατόπιν πράξεων η συνάρτηση κόστους (8.5) λαμβάνει την παρακάτω μορφή

$$J = [f_d(t_i) \quad f_q(t_i)] \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} - 2 [v_d(t_i) \quad v_q(t_i)] \Delta t B_m^T \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} + [v_d(t_i) \quad v_q(t_i)] \Delta t^2 B_m^T B_m \begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

Με προσθαφαίρεση στην 8.8 του όρου

$$[f_d(t_i) \ f_q(t_i)] \Delta t B_m (\Delta t^2 B_m^T B_m)^{-1} B_m^T \Delta t \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

και με συμπλήρωση τετραγώνου και μετά από πράξεις λαμβάνουμε τη σχέση

$$J = \left(\begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} - (\Delta t^2 B_m^T B_m)^{-1} B_m^T \Delta t \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} \right)^T (\Delta t^2 B_m^T B_m) \times \left(\begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} - (\Delta t^2 B_m^T B_m)^{-1} B_m^T \Delta t \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} \right) \quad (8.10)$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται φανερό ότι η J μηδενίζει όταν

$$\begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} = (\Delta t^2 B_m^T B_m)^{-1} \Delta t B_m^T \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{L_d}{\Delta t} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{\Delta t} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} i_d^*(t_i) \\ i_q^*(t_i) \end{bmatrix} - (I + \Delta t A_m(t_i)) \begin{bmatrix} i_d(t_i) \\ i_q(t_i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e(t_i) \phi_{mg} \Delta t}{L_q} \end{bmatrix} \right) \quad (8.12)$$

Αυτή είναι μία βέλτιστη λύση (8.12) του προβλεπτικού συστήματος ελέγχου με πρόβλεψη ενός βήματος χωρίς περιορισμούς. Επειδή η ηλεκτρική ταχύτητα $\omega_e(t_i)$ χρησιμοποιείται στον υπολογισμό της πρόβλεψης, ο νόμος ελέγχου είναι γραμμικός χρονικά μεταβαλλόμενος. Εξετάζοντας την σχέση ανάμεσα στα $[V_d(t_i) \ V_q(t_i)]^T$ και $[i_d(t_i) \ i_q(t_i)]^T$ στην εξίσωση 8.12 βλέπουμε ότι το κέρδος κλειστού βρόγχου του ελεγκτή θα δίνεται από την σχέση:

$$K_{fcs}(t_i) = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{\Delta t} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{\Delta t} \end{bmatrix} (I + \Delta t A_m(t_i)) \quad (8.13)$$

Από την παραπάνω σχέση συμπεραίνουμε ότι το κέρδος K_{fcs} αυξάνει καθώς ο χρόνος δειγματοληψίας μειώνεται. Όταν $\Delta t \rightarrow 0$ τότε $K_{fcs} \rightarrow \infty$.

8.3 Περιορισμοί ελέγχου

Συμβολίζοντας $[v_d(t_i)^{opt}, v_q(t_i)^{opt}]^T$ το βέλτιστο σήμα ελέγχου η εξίσωση 8.12 λαμβάνει την μορφή:

$$\begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} = (\Delta t^2 B_m^T B_m)^{-1} B_m^T \Delta t \begin{bmatrix} f_d(t_i) \\ f_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.14)$$

Αντικαθιστώντας στην συνάρτηση 8.10 τους αντίστοιχους όρους από την 8.14 λαμβάνουμε την συνάρτηση κόστους με τους αντίστοιχούς περιορισμούς

$$J = \left(\begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} \right)^T (\Delta t^2 B_m^T B_m) \left(\begin{bmatrix} v_d(t_i) \\ v_q(t_i) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} \right) \quad (8.15)$$

Όπου

$$\Delta t^2 B_m^T B_m = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^2}{L_d^2} & 0 \\ 0 & \frac{\Delta t^2}{L_q^2} \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

Η συνάρτηση κόστους μπορεί να γραφεί μετά από τις σχετικές πράξεις την μορφή:

$$J = \frac{\Delta t^2}{L_d^2} (v_d(t_i) - v_d(t_i)^{opt})^2 + \frac{\Delta t^2}{L_q^2} (v_q(t_i) - v_q(t_i)^{opt})^2 \quad (8.17)$$

Στην παραπάνω συνάρτηση κόστους ο χρόνος δειγματοληψίας Δt αποτελεί συντελεστή βαρύτητας καθώς επίσης παράμετρος σχεδιασμού ελέγχου του συστήματος. Για να ευρεθεί η βέλτιστη λύση ακολουθείται η ίδια διαδικασία που ακολουθήθηκε στην ενότητα 8.1. Η παραπάνω αντικειμενική συνάρτηση (εξ. 8.17) είναι ίδια με την αντικειμενική συνάρτηση της προηγούμενης ενότητας (εξ. 8.3). Παρόλα αυτά η 8.17 προσφέρει καλύτερη εικόνα για το σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου και είναι επίσης είναι πιο κατάλληλη για το σχεδιασμό του αντίστοιχου αλγορίθμου. Με βάση τα παραπάνω ο αλγόριθμος έχει ως εξής:

1. Για συγκεκριμένη χρονική στιγμή t_i με βάση τα ρεύματα $i_q(t_i)$, $i_d(t_i)$ και τα ρεύματα αναφοράς $i_q(t_i)^*$, $i_d(t_i)^*$, υπολογίζονται τα $v_d(t_i)^{opt}$, $v_q(t_i)^{opt}$, μέσω της σχέσης

$$\begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{\Delta t} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{\Delta t} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} i_d^*(t_i) \\ i_q^*(t_i) \end{bmatrix} - (I + \Delta t A_m(t_i)) \begin{bmatrix} i_d(t_i) \\ i_q(t_i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e(t_i) \phi_{mg} \Delta t}{L_q} \end{bmatrix} \right)$$

2. Για $k=0, 1, 2, \dots, 6$ υπολογίζονται οι τιμές της συνάρτησης κόστους

$$J_k = \frac{\Delta t^2}{L_d^2} (v_d(t_i)^k - v_d(t_i)^{opt})^2 + \frac{\Delta t^2}{L_q^2} (v_q(t_i)^k - v_q(t_i)^{opt})^2$$

Βρίσκεται η ελάχιστη τιμή της συνάρτησης κόστους J_k και ο δείκτης k που αντιστοιχεί στην τιμή αυτή

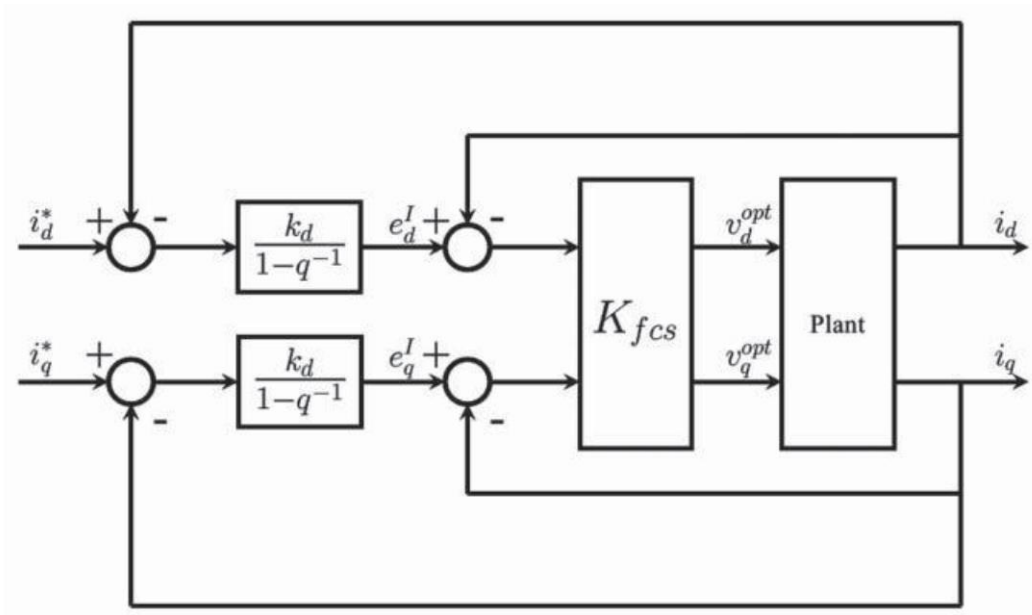
3. Από τους δείκτες k και τις τάσεις αναφοράς προκύπτουν οι παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

8.4 Ενσωμάτωση Πράξης Ολοκλήρωσης Στον Προβλεπτικό Έλεγχο

Στην προηγούμενη ανάλυση δεν υπήρξε πράξη ολοκλήρωσης στον σχεδιασμό του προβλεπτικού ελέγχου με αποτέλεσμα να υπάρχει σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση μεταξύ του επιθυμητού ρεύματος $i_d(t)^*$, $i_q(t)^*$, και στο $i_d(t)$, $i_q(t)$ με αποτέλεσμα να επηρεάζεται η λειτουργία της μηχανής στην μόνιμη κατάσταση. Χωρίς πράξη ολοκλήρωσης οι διαταραχές χαμηλής συχνότητας δεν εξομαλύνονται ικανοποιητικά. Επίσης αν οι παράμετροι του συστήματος μεταβάλλονται με το φορτίο και την θερμοκρασία τότε στο σύστημα κλειστού βρόγχου θα υπάρχει αβεβαιότητα ιδιαίτερα στην μόνιμη κατάσταση. Όπως είδαμε τα u_d^{opt} και u_q^{opt} δίνονται από την σχέση 8.14. Κατά αντιστοιχία με τον σχεδιασμό των p_i ελεγκτών θα μπορούμε να θεωρήσουμε τον υπολογισμό των u_d^{opt} και u_q^{opt} από την παρακάτω εξίσωση :

$$\begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} = K_{fcs} \begin{bmatrix} \frac{k_d}{1-q^{-1}} (i_d^*(t_i) - i_d(t_i)) \\ \frac{k_q}{1-q^{-1}} (i_q^*(t_i) - i_q(t_i)) \end{bmatrix} - K_{fcs} \begin{bmatrix} i_d(t_i) \\ i_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

Όπου ο πρώτος όρος στο δεύτερο μέλος αντιστοιχεί σε διακριτό ολοκληρωτικό ελεγκτή (I), q^{-1} είναι ο συντελεστής μετατόπισης προς τα πίσω (backward shift operator) και ο όρος $\frac{1}{1-q^{-1}}$ ενέχει πράξη ολοκλήρωσης. Τα K_d και K_q είναι το κέρδος ολοκλήρωσης με $0 < k_d \leq 1$ και $0 < k_q \leq 1$ και K_{fc} το κέρδος του αναλογικού ελεγκτή. Το Σχ. 8.1 δείχνει το αντίστοιχο λειτουργικό διάγραμμα :



Σχήμα 8.1: Λειτουργικό διάγραμμα I-FCS [2].

Από το Σχ. 8.1 ο ελεγκτής έχει έναν εσωτερικό και ένα εξωτερικό βρόγχο ανάδρασης. Ο εσωτερικός βρόγχος είναι ο αναλογικός ελεγκτής με κέρδος ενώ ο εξωτερικός βρόγχος είναι ο ολοκληρωτικός ελεγκτής. Από την εξίσωση 8.1 με z-μετασηματισμό λαμβάνουμε:

$$\begin{bmatrix} I_d(z) \\ I_q(z) \end{bmatrix} = (zI - (I + A_m(t_i) \Delta t) + \Delta t B_m K_{fcs})^{-1} \Delta t B_m K_{fcs} \begin{bmatrix} E_d(z)^I \\ E_q(z)^I \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

Ο πίνακας $(zI - (I + A_m(t_i) \Delta t) + \Delta t B_m K_{fcs})^{-1}$ είναι διαγώνιος και έχει τη μορφή:

$$(zI - (I + A_m(t_i) \Delta t) + \Delta t B_m K_{fcs})^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z} \end{bmatrix} \quad (8.20)$$

Ενώ $\Delta t B_m K_{fcs} = I + \Delta t A_m(t_i)$ και από την 8.19 λαμβάνουμε :

$$\begin{bmatrix} I_d(z) \\ I_q(z) \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \frac{1}{z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z} \end{bmatrix} + \Delta t A_m(t_i) z^{-1} \right) \begin{bmatrix} E_d(z)^I \\ E_q(z)^I \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

Για μικρούς χρόνους δειγματοληψίας ο όρος $\Delta t A_m(t_i) z^{-1}$ μπορεί να παραληφθεί όποτε έχουμε :

$$\frac{I_d(z)}{E_d(z)^I} \approx z^{-1} \quad \frac{I_q(z)}{E_q(z)^I} \approx z^{-1} \quad (8.22)$$

Αν θεωρήσουμε ρεύμα στον d, η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου για τον εξωτερικό βρόγχο του συστήματος είναι ίση με $\frac{k_d z^{-1}}{1-z^{-1}}$ και επομένως η συνάρτηση κλειστού βρόγχου θα ισούται με:

$$\frac{I_d(z)}{I_d^*(z)} = \frac{k_d z^{-1}}{1 - z^{-1} + k_d z^{-1}} \quad (8.23)$$

Με πόλο στο $z = 1 - k_0$. Διαλέγοντας έναν πόλο κλειστού βρόγχου $0 \leq p_{cl} < 1$ (πρέπει να βρίσκεται στο εσωτερικό του μοναδιαίου κύκλου) τότε το κέρδος του ολοκληρωτικού ελεγκτή θα δίνεται από την σχέση $k_d = 1 - p_{cl}$. Σύμφωνα με την μέθοδο ταιριάσματος (ταύτισης) πόλων και μηδενικών (pole-zero matching) αν ο πόλος του συνεχούς συστήματος δίνεται από την σχέση $s = -a_{cl}$ τότε ο αντίστοιχος πόλος του διακριτού συστήματος θα δίνεται από την σχέση $z = p_{cl} = e^{-a_{cl}\Delta t}$ όπου Δt ο χρόνος δειγματοληψίας. Έτσι μπορούμε να επιλέξουμε την τιμή του p_{cl} σύμφωνα με την επιθυμητή απόκριση του αντίστοιχου συνεχούς συστήματος. Αν το αντίστοιχο συνεχές σύστημα έχει μια σταθερά χρόνου 100×10^{-6} ($a_{cl} = 1/100 \times 10^{-6}$), με ένα χρόνο δειγματοληψίας $\Delta t = 10 \times 10^{-6}$ τότε $p_{cl} = e^{-a_{cl}\Delta t} = e^{-0.1} = 0.9048$. Αν μειώσουμε την επιθυμητή σταθερά χρόνου σε 50×10^{-6} τότε $p_{cl} = e^{-0.2} = 0.8187$. Ομοίως για το ρεύμα στον άξονα q θα ισχύει :

$$\frac{I_q(z)}{I_q^*(z)} = \frac{k_q z^{-1}}{1 - z^{-1} + k_q z^{-1}} \quad (8.24)$$

Ο αλγόριθμός του I-FCS έχει ως εξής: Πολλαπλασιάζοντας τη σχέση 8.18 με τον παράγοντα $(1 - q^{-1})$ και επειδή ισχύει $\Delta v_d(t_i) = (v_d(t_j) - v_d(t_{i-1})) = (1 - q^{-1})v_d(t_i)$ και $\Delta v_q(t_j) = (v_q(t_i) - v_q(t_{i-1})) = (1 - q^{-1})v_q(t_i)$, λαμβάνουμε

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d(t_i) \\ \Delta v_q(t_i) \end{bmatrix} = K_{fcs} \left(\begin{bmatrix} k_d (i_d^*(t_i) - i_d(t_i)) \\ k_q (i_q^*(t_i) - i_q(t_i)) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta i_d(t_i) \\ \Delta i_q(t_i) \end{bmatrix} \right) \quad (8.25)$$

Όπου $v_d(t_i) = \Delta v_d(t_i) + v_d(t_{i-1})$ και $v_q(t_i) = \Delta v_q(t_i) + v_q(t_{i-1})$. Η συνάρτηση κόστους θα δίνεται όπως και προηγουμένως από την σχέση 8.17 Τα βήματα επομένως είναι :

1. Υποθέτουμε ότι η λειτουργία ελέγχου ξεκινά την χρονική στιγμή t_0 . Έχοντας υπολογίσει την χρονική στιγμή $t_0 - \Delta t$ τις τιμές των $v_d(t_0 - \Delta t)$, $v_q(t_0 - \Delta t)$, $i_d(t_0 - \Delta t)$, $i_q(t_0 - \Delta t)$ γίνεται αρχικοποίηση των βέλτιστων σημάτων ελέγχου στην χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_i - \Delta t$ ως εξής:

$$\begin{aligned} v_d(t_0 - \Delta t)^{opt} &= v_d(t_0 - \Delta t) & v_q(t_0 - \Delta t)^{opt} &= v_q(t_0 - \Delta t) \\ \Delta i_d(t_0) &= 0 & \Delta i_q(t_0) &= 0 \end{aligned}$$

2. Την χρονική στιγμή t_i υπολογίζονται τα $\Delta v_d(t_i)^{opt}$, $\Delta v_q(t_i)^{opt}$ από τις τρέχουσες μετρήσεις των $i_d(t_i)$, $i_q(t_i)$ και τα σήματα αναφοράς $i_d^*(t_i)$, $i_q^*(t_i)$ χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d(t_i)^{opt} \\ \Delta v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} = K_{fcs} \begin{bmatrix} k_d (i_d^*(t_i) - i_d(t_i)) \\ k_q (i_q^*(t_i) - i_q(t_i)) \end{bmatrix} - K_{fcs} \begin{bmatrix} \Delta i_d(t_i) \\ \Delta i_q(t_i) \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

3. Υπολογίζονται τα βέλτιστα σήματα ελέγχου την χρονική στιγμή t_i χρησιμοποιώντας τις βέλτιστες καταστάσεις ελέγχου του παρελθόντος

$$\begin{bmatrix} v_d(t_i)^{opt} \\ v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(t_{i-1})^{opt} \\ v_q(t_{i-1})^{opt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_d(t_i)^{opt} \\ \Delta v_q(t_i)^{opt} \end{bmatrix} \quad (8.27)$$

4. Υπολογισμός των τιμών της J_k για $k = 0, 1, 2, \dots, 6$

$$J_k = \frac{\Delta t^2}{L_d^2} \left(v_d(t_i)^k - v_d(t_i)^{opt} \right)^2 + \frac{\Delta t^2}{L_q^2} \left(v_q(t_i)^k - v_q(t_i)^{opt} \right)^2$$

5. Εύρεση του ελάχιστου J_k και του αντίστοιχού δείκτη k , από το οποίο λαμβάνουμε το βέλτιστο δυναμικό αναφοράς

6. Επιστροφή στο βήμα 2 για το επόμενο βήμα δειγματοληψίας ($t_{i+1} = t_i + \Delta t$).

Κεφάλαιο 9

Προσομοίωση προβλεπτικού ελέγχου

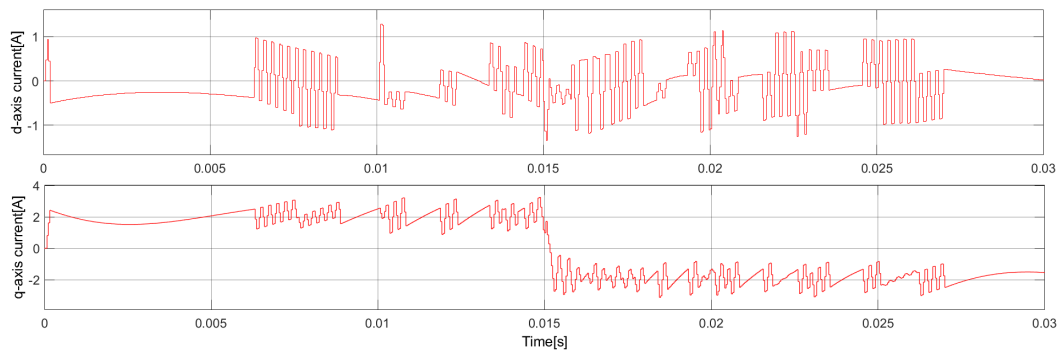
Η προσομοίωση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου έγινε στο matlab με τη βοήθεια του εργαλείου simulink. Η προσομοίωση δίνεται στο παράρτημα Α καθώς και οι συνολικοί παράμετροι (μεταβλητές) που χρησιμοποιήθηκαν.

Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν τόσο για το FCS όσο και για το I-FCS, σε χρόνο 0.04sec πραγματοποιείται μεταβολή του φορτίου από 1Nm σε -1Nm ενώ το ρεύμα I_q μεταβάλλεται από 2A σε -2A καθώς το ρεύμα I_d διατηρείται σταθερό και ίσο με 0 προκειμένου να δούμε τη βελτιστοποίηση που έχουμε με χρήση ολοκληρωτή στην τοπολογία. Εν συνεχεία γίνεται το ίδιο πείραμα με αυτό της ενότητας 5 για σύγκριση των δύο τοπολογιών ελέγχου

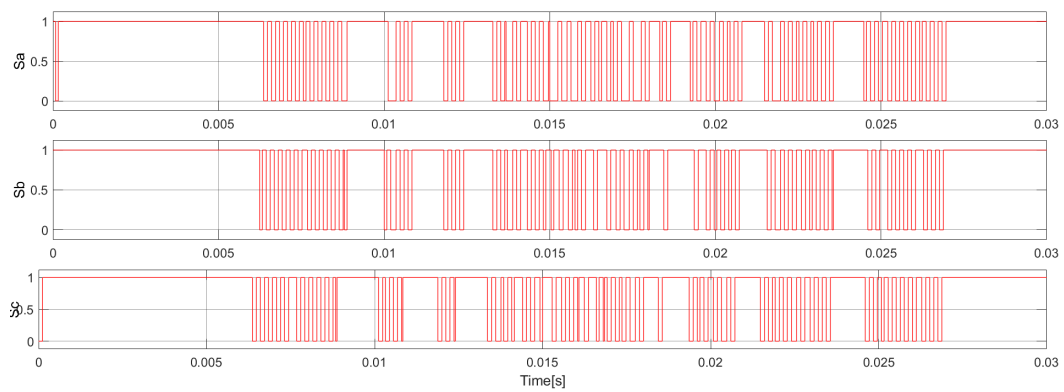
9.1 Προβλεπτικός έλεγχος χωρίς ολοκληρωτή FCS-MPC

Η παράμετρος ρύθμισης για την απόδοση κλειστού βρόχου είναι το διάστημα δειγματοληψίας Δt . Προκειμένου να επιτευχθεί ικανοποιητική απόδοση κλειστού βρόχου, το διάστημα δειγματοληψίας Δt επιλέγεται όσο το δυνατόν μικρότερο. Η επιλογή του Δt είναι κρίσιμη για το σχεδιασμό και την εφαρμογή της μεθόδου προβλεπτικού ελέγχου. Για μια μεγάλη Δt , η μέθοδος ελέγχου δεν παράγει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν εξετάζεται πως επηρεάζει ο συγκεκριμένος παράγοντας τις διακυμάνσεις των ρευμάτων και στο σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Ακολουθούν οι προσομοιώσεις για $\Delta t=40\mu\text{sec}$ και $\Delta t=10\mu\text{sec}$

Περίπτωση Α



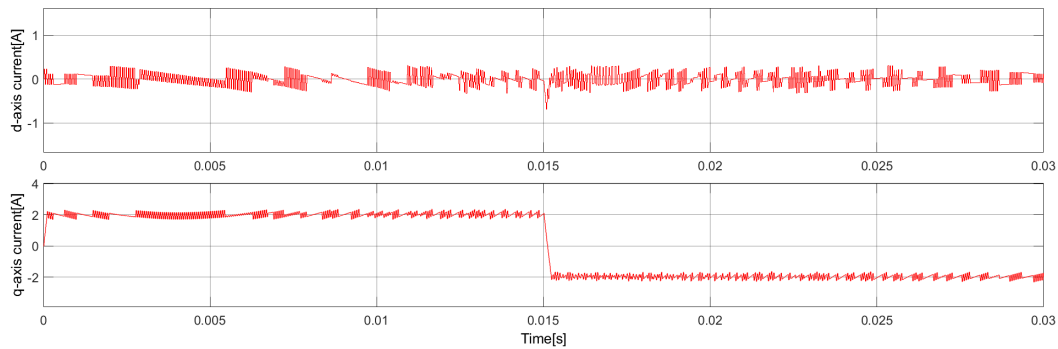
(α') Id-Iq ρεύματα



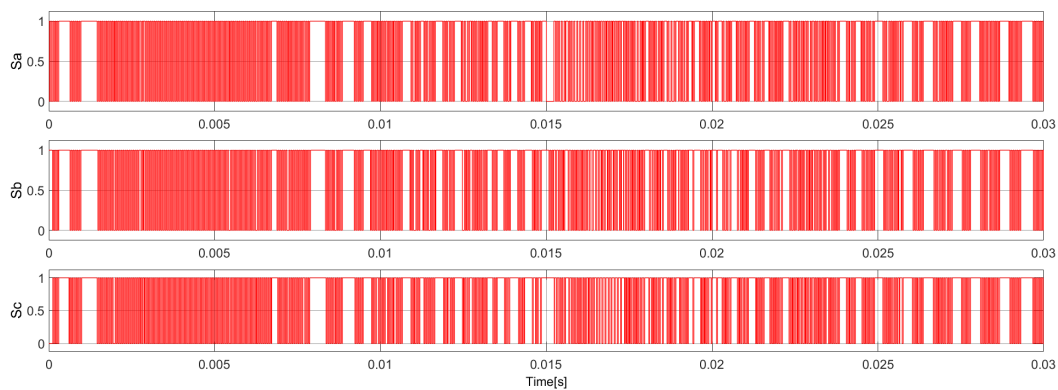
(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

Σχήμα 9.1: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$

Περίπτωση Β



(α') Id-Iq ρεύματα



(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

Σχήμα 9.2: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$

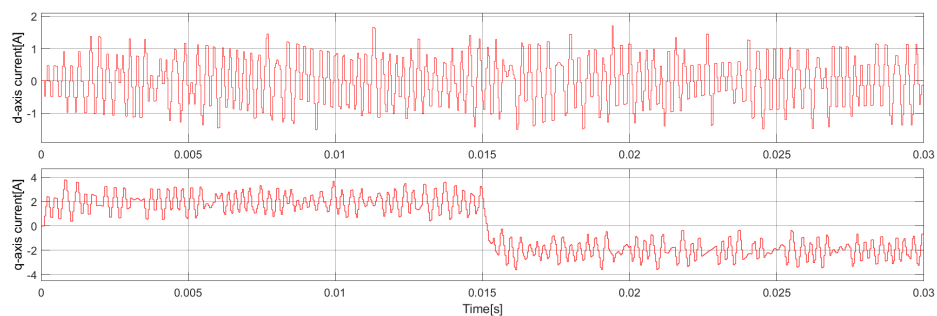
Όταν ο χρόνος δειγματοληψίας είναι $40\mu\text{sec}$ όπως παρατηρείται από το διάγραμμα τα αποτελέσματα δεν είναι αρκετά καλά καθώς έχουμε αρκετή διακύμανση στα ρεύματα. Στη δεύτερη περίπτωση χρησιμοποιούμε χρόνο δειγματοληψίας $10\mu\text{sec}$ και προφανώς λαμβάνουμε καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά τη διακύμανση. Πρέπει επίσης να αναφέρουμε πως στην πρώτη περίπτωση η μέση τιμή του ρεύματος I_d προκύπτει από την προσομοίωση και μπορεί να υπολογιστεί καθώς έχουμε θέσει $I_{d_{ref}}=0$ ίση με 0.19617 ενώ στη δεύτερη είναι -0.08141 , δηλαδή αρκετά κοντά στο 0 που θα ήταν η ιδανική τιμή. Συμπερασματικά στην περίπτωση του FCS-MPC έχουμε σφάλμα διακύμανσης που είναι αρκετά σημαντικό στην περίπτωση που δεν έχουμε αρκετά μικρή δειγματοληψία.

9.2 Προβλεπτικός έλεγχος με ολοκληρωτή I-FCS-MPC

Συγκριτικά με τον προβλεπτικό έλεγχο FCS, οι παράμετροι του συστήματος πλέον εκτός από το χρόνο δειγματοληψίας είναι και το ολοκληρωτικό κέρδος. Προκειμένου να δοθεί πλήρης εικόνα

για την επιρροή των παραμέτρων θα γίνουν οι προσομοιώσεις για διάφορες τιμές δειγματοληψίας και ολοκληρωτικού κέρδους δίνοντας σημασία στη συνάρτηση ελαχιστοποίησης καθώς και στη διακύμανση των ρευμάτων και στους παλμούς οδήγησης όπως και πριν. Πιο συγκεκριμένα στις δυο πρώτες περιπτώσεις επιλέγεται ο πόλος του κλειστού συστήματος του εξωτερικού βρόγχου $p_{cl} = 0.8$ και επομένως $k_d = k_q = 1 - 0.8 = 0.2$, ενώ στις επόμενες δύο ο πόλος επιλέγεται $p_{cl} = 0.9$ και επομένως $k_d = k_q = 1 - 0.9 = 0.1$ με δειγματοληψίες $T_s=40\mu\text{sec}$ και $T_s=10\mu\text{sec}$ αντίστοιχα.

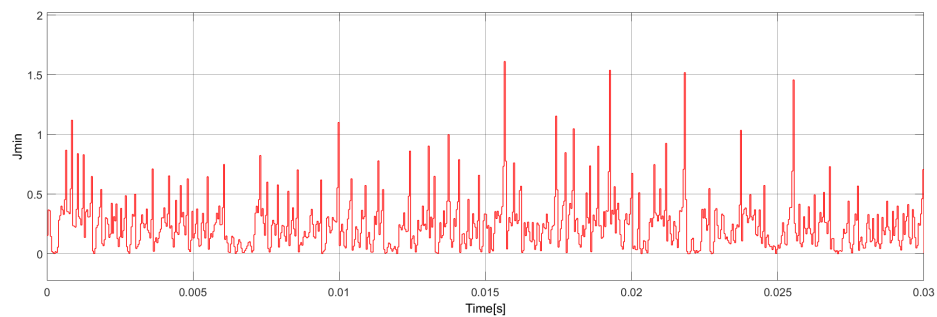
Περίπτωση Α



(α') Id-Iq ρεύματα



(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

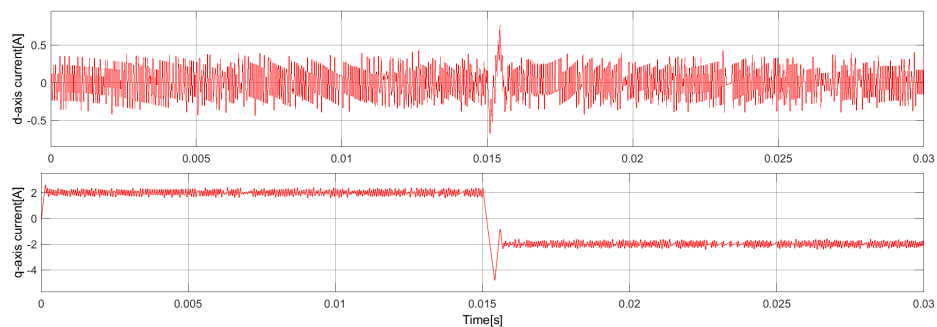


(γ') Συνάρτηση ελαχιστοποίησης

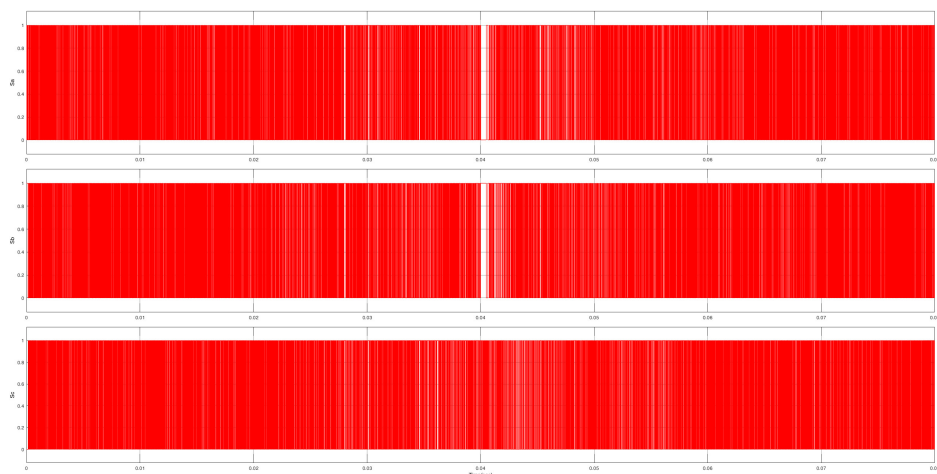
Σχήμα 9.3: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.8 = 0.2$

Το σφάλμα διακύμανσης συγκριτικά με τη μέθοδο προβλεπτικού ελέγχου χωρίς ολοκληρωτή είναι αρκετά μικρό παρόλα αυτά εξαιτίας της μεγάλης δειγματοληψίας παρατηρούμε ότι και σε αυτή την περίπτωση οι διακυμάνσεις στα ρεύματα είναι αρκετά μεγάλες. Αυτές οι διακυμάνσεις αντικατοπτρίζονται και στη συνάρτηση προς ελαχιστοποίηση, στο σχήμα γ, όπου η συνάρτηση έχει αρκετές διακυμάνσεις.

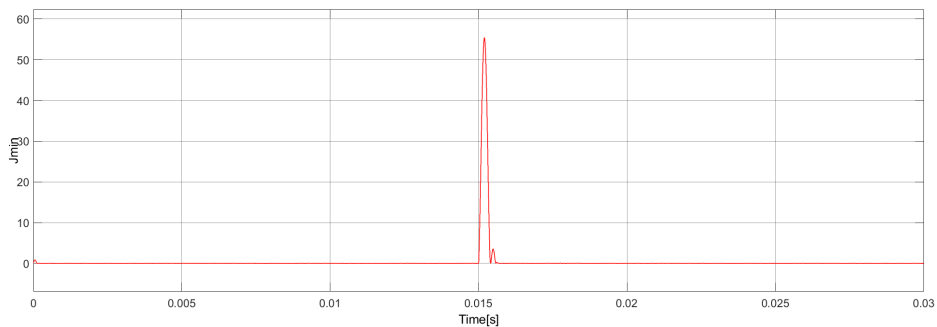
Περίπτωση Β



(α') Id-Iq ρεύματα



(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

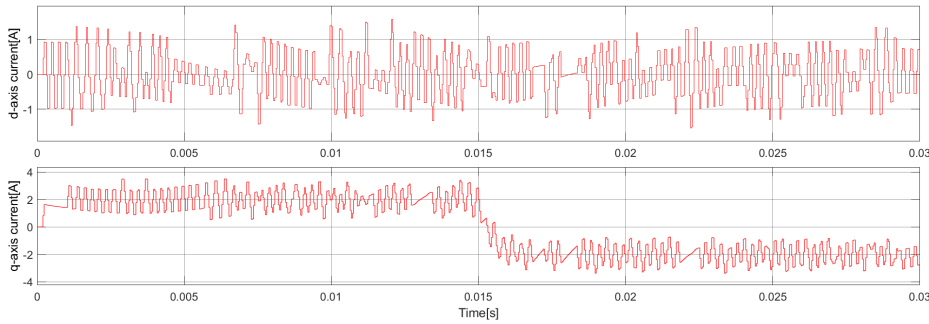


(γ') Συνάρτηση ελαχιστοποίησης

Σχήμα 9.4: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.8 = 0.2$

Όπως και στην περίπτωση του FCS-MPC η ελάττωση του χρόνου δειγματοληψίας οδηγεί σε μικρότερες διακυμάνσεις των ρευμάτων σχήμα α και επομένως η συνάρτηση που δίνει κάθε φορά τη βέλτιστη(ελάχιστη τιμή) έχει μικρές διακυμάνσεις αλλά αρκετά μεγάλο πλάτος στο χρόνο του μεταβατικού. Όπως θα δούμε και συγκριτικά με την περίπτωση για $T_s=10\mu\text{sec}$ το πλάτος της J_{min} κατά το μεταβατικό φαινόμενο εξαρτάται από το κέρδος του ολοκληρωτή και κατά συνέπεια από τον πόλο κλειστού βρόγχου.

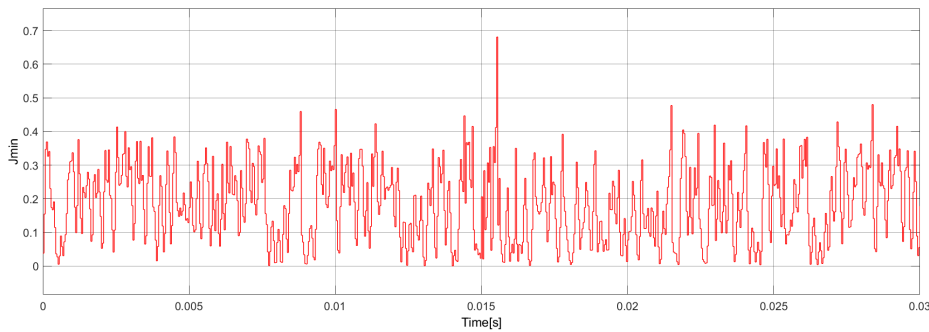
Περίπτωση Γ



(α') Id-Iq ρεύματα



(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα

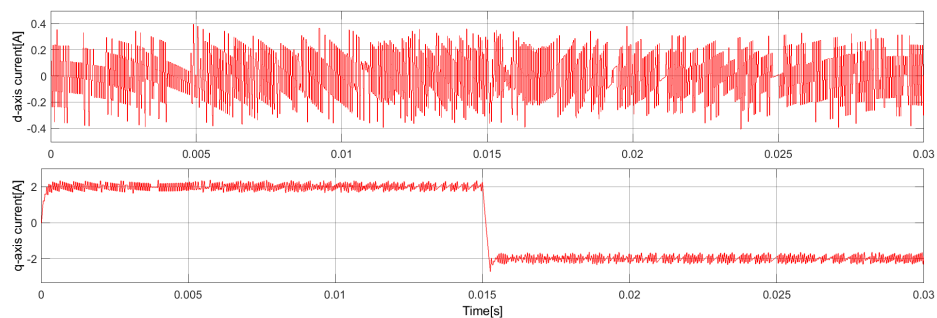


(γ') Συνάρτηση ελαχιστοποίησης

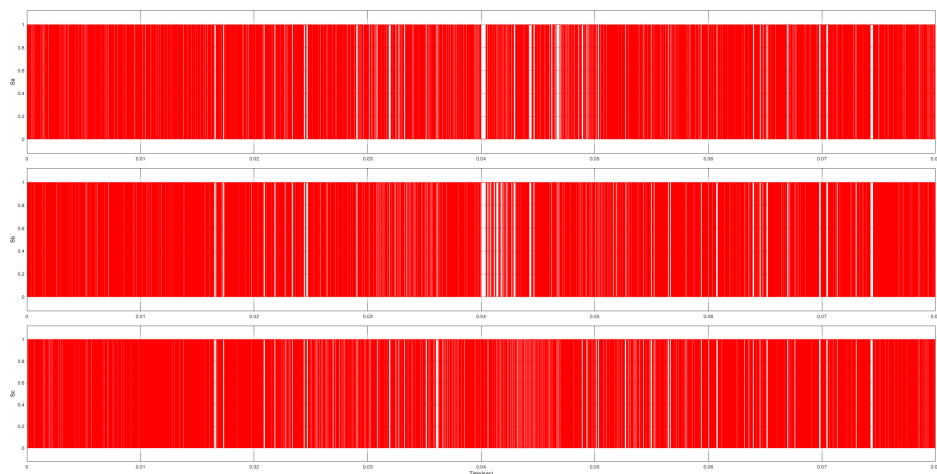
Σχήμα 9.5: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=40\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.9 = 0.1$

Ελαττώνοντας το κέρδος του ολοκληρωτή παρατηρούμε μια μικρή βελτίωση στις διακυμάνσεις των ρευμάτων που φαίνεται πιο καθαρά στην γραφική παράσταση της J_{min} . Παρόλα αυτά λόγω της μικρής δειγματοληψίας τα αποτελέσματα εξακολουθούν να μην είναι ικανοποιητικά.

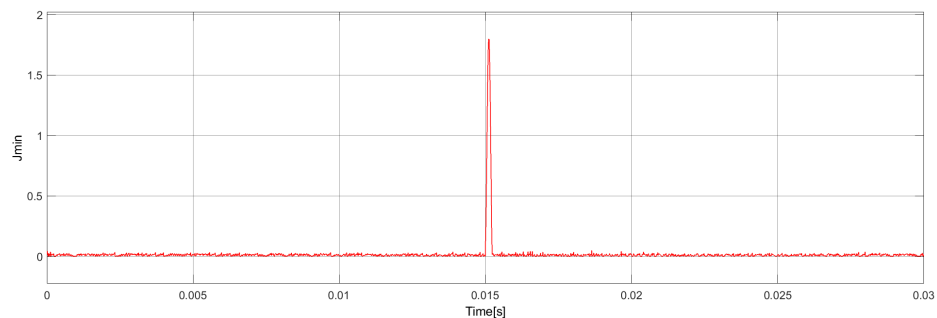
Περίπτωση Δ



(α') Id-Iq ρεύματα



(β') Παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα



(γ') Συνάρτηση ελαχιστοποίησης

Σχήμα 9.6: Χρόνος δειγματοληψίας $\Delta t=10\mu\text{sec}$, Κέρδος ολοκληρωτή $k_d = k_q = 1 - 0.9 = 0.1$

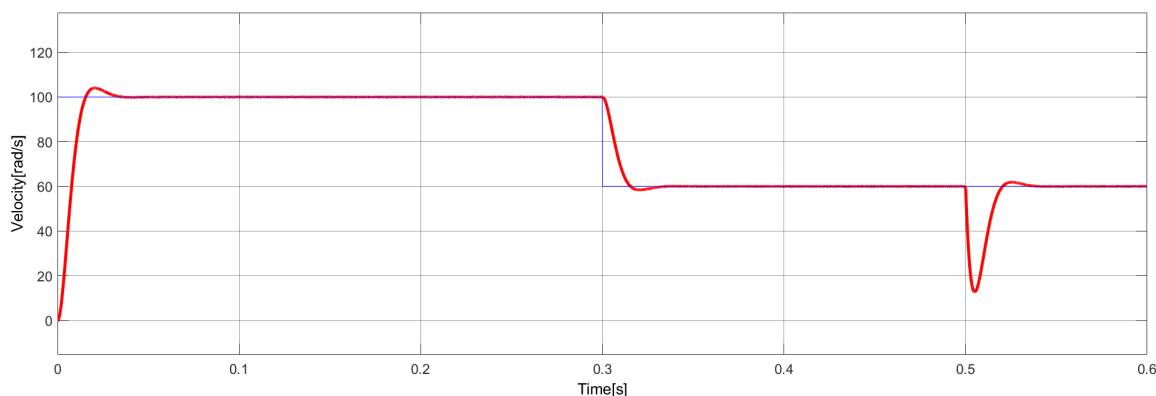
Σε αυτή την περίπτωση λαμβάνουμε τα καλύτερα αποτελέσματα. Η J_{min} και επομένως και τα ρεύματα δεν έχουν διακυμάνσεις και στο χρόνο του μεταβατικού το πλάτος της J_{min} δεν λαμβάνει τόσο μεγάλες τιμές. Αξίζει να αναφέρουμε πως το σφάλμα διακύμανσης πλέον έχει γίνει σχεδόν μηδέν και επομένως δεν επηρεάζει την απόδοση κλειστού βρόγχου.

Στον επόμενο πίνακα φαίνονται συνολικά τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τον προβλεπτικό έλεγχο.

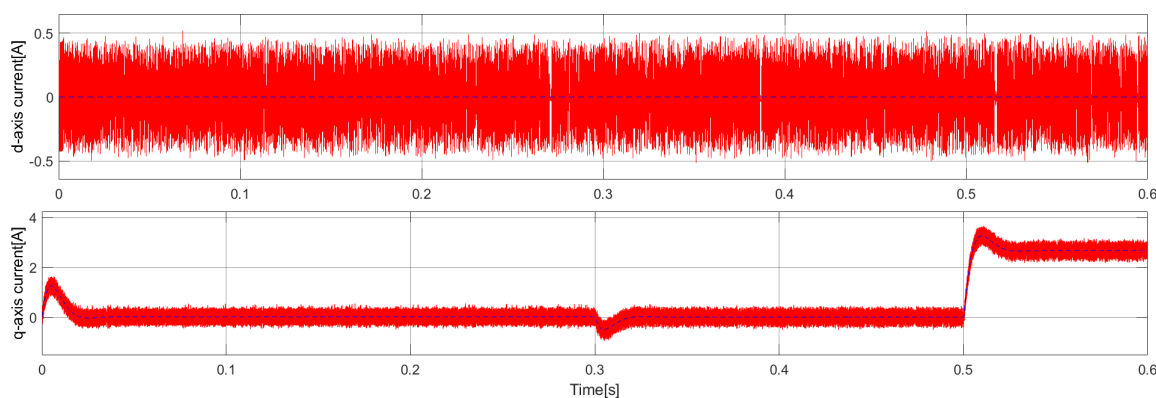
Μέθοδος Προβλεπτικού Ελέγχου	Χρόνος Δειγματοληψίας (μsec)	Κέρδος Ολοκλήρωσης (kd kq)	Σφάλμα διακύμανσης ρεύματος I_d	Μέγιστη τιμή πλάτους J_{min}
FCS-MPC	40	-	0.19617	-
FCS-MPC	10	-	-0.08141	-
I-FCS-MPC	40	0.2	0.49478	1.6
I-FCS-MPC	10	0.2	0.32180	54
I-FCS-MPC	40	0.1	0.06582	0.68
I-FCS-MPC	10	0.1	0.00404	1.6

Χρησιμοποιώντας την τελευταία βέλτιστη περίπτωση για τις παραμέτρους του προβλεπτικού ελέγχου παρουσιάζεται στη συνέχεια η προσομοίωση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για μηχανή με ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά με αυτά της ενότητας 5. Πιο συγκεκριμένα ο βρόγχος της ταχύτητας έχει παραμέτρους p_i ελεγκτή με $\zeta = 1$, $\omega_n = 300$ και $T_{s_{vel}} = 100\mu sec$ καθώς ο εξωτερικός βρόγχος ανταποκρίνεται για μεγαλύτερες δειγματοληψίες από τα $10\mu sec$ ενώ ο προβλεπτικός έλεγχος έχει $T_s=10\mu sec$ και $kd=0.1$. Προκύπτουν τα εξής σχήματα για τα παρακάτω μεταβατικά φαινόμενα.

- Μεταβολή της ταχύτητας από 0 σε 100 rad/sec κατά την εκκίνηση(για $T=0sec$)
- Μεταβολή της ταχύτητας απο 100rad/sec σε 60 rad/sec κατά τη χρονική στιγμή $T=0.3sec$
- Μεταβολή της ροπής φορτίου από 0 σε 1Nm για $T=0.5sec$



Σχήμα 9.7: Προσομοίωση της ταχύτητας για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα



Σχήμα 9.8: Προσομοίωση των d-q ρευμάτων για τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα

9.3 Συμπεράσματα συγκριτικά με τους PI ελεγκτές

Τα βασικά συμπεράσματα που καταλήγουμε είναι τα εξής:

- Στην ταχύτητα λαμβάνουμε καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά το ποσοστό υπερύψωσης όπως αναμενόταν καθώς το ίδιο ισχύει και για τα ρεύματα, ενώ ο χρόνος αποκατάστασης είναι μικρότερος και επομένως η επίδοση της μηχανής αυξάνει. Αξίζει επίσης να αναφέρουμε πως στην περίπτωση προβλεπτικού ελέγχου στον έξω βρόγχο χρησιμοποιούμε δέκα φορές μικρότερη δειγματοληψία σε σχέση με αυτή του συμβατικού ελέγχου.
- Παρατηρούμε από τις διακυμάνσεις του ρεύματος I_d ότι οι ελεγκτές PI δίνουν ελάχιστα καλύτερα αποτελέσματα. Από το ρεύμα I_q παρατηρούμε ότι το ποσοστό υπερύψωσης είναι αρκετά μικρότερο στην περίπτωση προβλεπτικού ελέγχου με αποτέλεσμα καλύτερη προστασία και πιο ομαλά μεταβατικά φαινόμενα από την περίπτωση του συμβατικού ελέγχου.

Κεφάλαιο 10

Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετήθηκε ο έλεγχος κινητήρα μόνιμων μαγνητών με χρήση PI ελεγκτών και προβλεπτικό έλεγχο. Αρχικά, έγινε ο σχεδιασμός των pi ελεγκτών με την μέθοδος αντιστοίχισης πόλων (pole-assignment control method) αναπτύχθηκε ο αντίστοιχος αλγόριθμος στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink, όπου ελήφθησαν και οι αντίστοιχες προσομοιώσεις. Εν συνεχεία αναπτύχθηκε το μοντέλο του προβλεπτικού ελέγχου ακολουθώντας τα παρακάτω βήματα:

- Μαθηματική Μοντελοποίηση του υπό έλεγχο συστήματος (διακριτοποίηση των εξισώσεων της μηχανής [MPC])
- Η κατάστρωση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου (συνάρτηση ελαχιστοποίησης και οι οκτώ διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα [FCS])
- Η πολιτική μετατιθέμενου ορίζοντα (βήματα πρόβλεψης)
- Η βέλτιστη λύση ως λύση ενός προβλήματος ανοιχτού βρόχου.

Εν συνεχεία αναπτύχθηκε ο αντίστοιχος αλγόριθμος στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink, όπου ελήφθησαν και οι αντίστοιχες προσομοιώσεις.

10.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις της παρούσας εργασίας συνοψίζονται ως εξής:

PI ελεγκτές

- Τα ρεύματα που προέρχονται από διαμόρφωση μικρής διακοπτικής συχνότητας περιέχουν θόρυβο υψηλών αρμονικών συχνοτήτων. Στην περίπτωση όπου η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα αυξάνει ο θόρυβος μειώνεται. Βάσει των παραπάνω συνίσταται να επιλέγεται μια διακοπτική συχνότητα αρκετά υψηλή λαμβάνοντας όμως υπόψη τις διακόπτικές απώλειες, τα εγγενή χαρακτηριστικά των ηλεκτρονικών ισχύος όπως επίσης και την περιορισμένη υπολογιστική ισχύ.
- Ο σχεδιασμός των PI ελεγκτών απαιτεί γραμμικές εξισώσεις και αυτό επιτυγχάνεται εκφράζοντας τις εξισώσεις της μηχανής σε d-q πλαίσιο αναφοράς και θεωρώντας τους όρους που περιλαμβάνουν την ταχύτητα και το φορτίο σαν διαταραχές οι οποίες κάθε φορά θα εξομαλύνονται από τους PI ελεγκτές μέσω του βρόγχου ανάδρασης. Για τον σχεδιασμό του εξωτερικού βρόγχου κατόπιν των σχετικών προσεγγίσεων η δυναμική του βρόγχου των ρευμάτων μπορεί να αμεληθεί. Έτσι με βάση τις παραδοχές αυτές προκύπτουν για τους δύο βρόγχους του ρεύματος και της ταχύτητας συναρτήσεις μεταφοράς πρώτης τάξης οπότε μπορεί πλέον να εφαρμοσθεί ή μέθοδος αντιστοίχισης πόλων (pole-assignment control method). Σχεδιαστικοί παράμετροι του συστήματος γίνονται πλέον η φυσική συχνότητα ω_n και ο συντελεστής απόσβεσης ζ του συστήματος.
- Από τις προσομοιώσεις γίνεται φανερό ότι για σταθερό ω_n και αυξάνοντας το ζ παρατηρείται μείωση του ποσοστού υπερέψωσης (κάτι που είναι επιθυμητό) ενώ αντίθετα για σταθερό ζ και αυξάνοντας το ω_n παρατηρείται μείωση του χρόνου αποκατάστασης (επίσης επιθυμητό). Επίσης το σφάλμα μόνιμης κατάστασης μηδενίζεται ενώ ταυτόχρονα έχουμε ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά του συστήματος όσον αφορά τα μεταβατικά φαινόμενα σε βηματική είσοδο σε αλλαγές τόσο της ταχύτητας της μηχανής όσο και της ροπής του φορτίου. Συνήθως επιλέγεται $\zeta = 0.707$ ή 1 οπότε η μόνη σχεδιαστική παράμετρος είναι το ω_n . Για $\zeta = 1$ το ω_n συμπίπτει με το εύρος ζώνης συχνοτήτων του συστήματος.
- Επίσης, όπως φαίνεται και από τις προσομοιώσεις, όταν ο P ελεγκτής επιλεγθεί να εφαρμοσθεί μόνο στην έξοδο (εναλλακτική μορφή PI ελεγκτή) αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μικρότερο ποσοστό υπερέψωσης από ότι αν εφαρμοσθεί στην διαφορά ανάμεσα στο σήμα αναφοράς και στην έξοδο (συμβατική μορφή PI ελεγκτή). Η εναλλακτική μορφή του PI ελεγκτή ισοδυναμεί με την τοποθέτηση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου $H(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1}$ αμέσως μετά το σήμα αναφοράς. Θα πρέπει $\tau_1 < 0$ για να είναι το σύστημα σταθερό. Η χρήση φίλτρου στο

βρόγχο της ταχύτητας επομένως κρίνεται απαραίτητη για τον περιορισμό του ποσοστού υπερύψωσης. Αντίθετα στον βρόγχο του ρεύματος η χρήση του φίλτρου δεν κρίνεται αναγκαία καθώς αφενός μεν το σύστημα προστατεύεται από τον antiwindup μηχανισμό που έχει επιβληθεί στο σύστημα και αφετέρου περιπλέκει αρκετά τις συναρτήσεις μεταφοράς του βρόγχου ανάδρασης. Έτσι τελικά επιλέγεται και χρησιμοποιείται η εναλλακτική μορφή PI ελεγκτή στο βρόγχο της ταχύτητας και η συμβατική στο βρόγχο των ρευμάτων.

Προβλεπτικός έλεγχος χωρίς και με πράξη ολοκλήρωσης

- Στην περίπτωση του προβλεπτικού ελέγχου χωρίς πράξη ολοκλήρωσης η παράμετρος του συστήματος είναι ο χρόνος δειγματοληψίας Δt . Όπως παρατηρείται από τις προσομοιώσεις, αύξηση το Δt οδηγεί σε ελάττωση του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση. Παρόλα αυτά, όσο και να ελαττώσουμε το Δt υπάρχει πάντα ένα σημαντικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης αν και για πολύ μικρούς χρόνους δειγματοληψίας τα σφάλμα αυτά θα μπορούσε να θεωρηθεί ικανοποιητικό.
- Στην περίπτωση του προβλεπτικού ελέγχου με πράξη ολοκλήρωσης οι παράμετροι του συστήματος είναι πλέον το Δt και τα ολοκληρωτικά κέρδη k_d, k_q όπου συνήθως $k_d = k_q$. Από τις προσομοιώσεις της συνάρτησης κόστους παρατηρείται ότι αυξάνοντας τα ολοκληρωτικά κέρδη για σταθερό χρόνο δειγματοληψίας το σύστημα γίνεται πιο ευσταθές και αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς σύμφωνα με το σχεδιασμό του συστήματος, αυτό αντιστοιχεί σε ένα σύστημα διακριτού χρόνου του οποίου οι πόλοι προσεγγίζουν την αρχή των αξόνων στο z-επίπεδο όταν αυξάνονται τα k_d, k_q . Πιο συγκεκριμένα από τις προσομοιώσεις φαίνεται ότι οι διακυμάνσεις της $j\min$ στη μόνιμη κατάσταση ελαχιστοποιούνται και οι τιμές που λαμβάνει είναι περίπου σταθερές. Αυξάνοντας τα k_d, k_q επιπλέον παρατηρούμε ότι κατά το μεταβατικό στο ρεύμα του q άξονα μειώνεται το ποσοστό υπερύψωσης και ταυτόχρονα ελαττώνεται το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση.
- Για σταθερά k_d, k_q αυξάνοντας το χρόνο δειγματοληψίας παρατηρούμε μείωση του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση καθώς επίσης και του χρόνου αποκατάστασης. Επίσης το ποσοστό υπερύψωσης αυξάνεται όπως είναι αναμενόμενο καθώς απαιτούμε από το σύστημα πιο γρήγορο μεταβατικό φαινόμενο και είναι κατ' αντιστοιχία με την αύξηση της φυσικής συχνότητας στο σύστημα με τους PI ελεγκτές.
- Συνοπτικά οι βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας της μηχανής, όσον αφορά τα μεταβατικά φαινόμενα και το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση, έχουμε στην περίπτωση του προβλεπτικού

ελέγχου με πράξη ολοκλήρωσης με παραμέτρους $\Delta t=10\mu\text{sec}$ και $k_d = k_q = 0.9$. Για τις συγκεκριμένες παραμέτρους παρατηρούμε από τις προσομοιώσεις της ταχύτητας ότι ο προβλεπτικός έλεγχος δίνει σχετικά καλύτερα αποτελέσματα από τους PI ελεγκτές όσον αφορά την μεταβατική απόκριση (transient response) και την απόκριση στη μόνιμη κατάσταση (steady state response). Την σύγκριση όμως αυτή δεν μπορούμε να τη θεωρήσουμε βάσιμη γιατί η διακοπτική συχνότητα των αντιστροφών δεν είναι ίδια για τις δύο περιπτώσεις ελέγχου.

10.2 Προαγωγή στην επιστήμη

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας επισημαίνονται τα παρακάτω στοιχεία συνεισφοράς στην επιστημονική έρευνα:

- Ανάπτυξη δυναμικού μοντέλου και προσομοίωση της λειτουργίας ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος περιλαμβάνοντας το σύστημα ελέγχου.
- Μελέτη συστήματος ελέγχου με PI ελεγκτές με τη μέθοδο αντιστοίχισης πόλων καθώς και με προβλεπτικό έλεγχο FCS-MPC και IFCS-MPC.

10.3 Περαιτέρω διερεύνηση

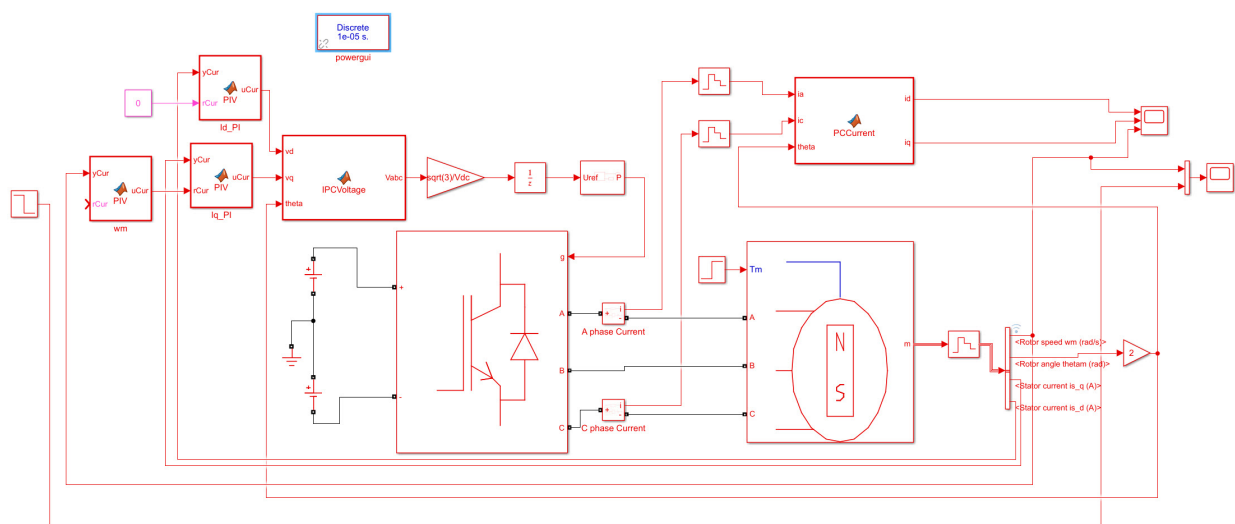
Στην περίπτωση των PI ελεγκτών και σε πραγματικά συστήματα, ο σχεδιαστής κατά την επιλογή των παραμέτρων πρέπει να λάβει υπόψιν τις διαταραχές στην εισόδου και εξόδου του συστήματος, τα σφάλμα κατά τη μέτρηση των ρευμάτων, τον θόρυβο υψηλών συχνοτήτων που παρουσιάζονται λόγω του αντιστροφέα και στο θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων που οφείλεται στα μηχανικά μέρη όπως επίσης στον θόρυβό και τα σφάλματα που οφείλονται στους διάφορους αισθητήρες. Επομένως το σύστημα ελέγχου θα πρέπει να έχει την δυνατότητα της εξασθένησης του θορύβου (noise attenuation) και της απόρριψης των διαταραχών (disturbance rejection). Περαιτέρω βελτίωση του ελέγχου θα μπορούσε να γίνει με την εισαγωγή κατάλληλου φίλτρου αμέσως μετά το σήμα αναφοράς οπότε το σύστημα αποκτά δύο βαθμούς ελευθερίας και επομένως μεγαλύτερη σχεδιαστική ευελιξία. Ο σχεδιασμός μπορεί να γίνει με την μελέτη των συναρτήσεων ευαισθησίας (Sensitivity function, complementary sensitivity function, control sensitivity function, input disturbance sensitivity), για την εξασθένησης του θορύβου και της απόρριψης των διαταραχών με την κατάλληλη ρύθμιση των αντιστοίχων παραμέτρων. Επίσης επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων σε πειραματικό επίπεδο και η σύγκρισή των θεωρητικών παραμέτρων με αυτή των

πειραματικών κρίνεται απαραίτητη για την ρύθμιση των ρ_i ελεγκτών. Στην περίπτωση προβλεπτικού ελέγχου είναι αναγκαία επίσης η πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ενώ από τις προσομοιώσεις φαίνεται ότι ο προβλεπτικός έλεγχος δίνει καλύτερα αποτελέσματα από τους PI ελεγκτές τόσο στα μεταβατικά φαινόμενα όσο και στο σφάλμα μόνιμης κατάστασης για βηματική είσοδο, η σύγκριση ίσως να μην είναι σωστή γιατί στον προβλεπτικό έλεγχο έχουμε μεταβλητή διακοπτική συχνότητα σε αντίθεση με τους ρ_i ελεγκτές όπου η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή. Πιθανόν για να γίνει καλλίτερη σύγκριση ανάμεσα στα δύο συστήματα ελέγχου θα έπρεπε στην συνάρτηση κόστους του προβλεπτικού ελέγχου να συμπεριελήφθη ακόμα μία μεταβλητή, η οποία θα αναγκάζει τον αντιστροφέα να έχει περίπου κατά μέσο όρο την ίδια διακοπτική συχνότητα με αυτή του αντιστροφέα των PI ελεγκτών.

Παράρτημα Α

Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου

A.1 Με π ι ελεγκτές



Σχήμα A.1: Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με π ι ελεγκτές

Listing A.1: Κώδικας του π ι ελεγκτή (PIV).

```
1 function uCur = PIV(yCur, rCur, Kc, tauI, ts_vel, uLmt)
2
3 persistent uPast
4 if isempty(uPast)
5     uPast = 0;
6 end
7
8 persistent yPast
9 if isempty(yPast)
10    yPast = 0;
```

```

11 end
12
13 persistent rPast
14 if isempty(rPast)
15     rPast = 0;
16 end
17
18 % uCur = uPast + Kc * ((rCur - yCur) - (rPast - yPast)) + (Kc * Ts/tauI) *
19 % (rCur - yCur);
20
21 % Alternatively, if one wishes to reduce overshoot in the set-point
22 % response by putting the proportional control on output only, the
23 % following computation is used instead
24 uCur = uPast + Kc * (-yCur + yPast) + (Kc * Ts_vel/tauI) * (rCur - yCur);
25
26 if (uCur > uLmt)
27     uCur = uLmt;
28 end
29
30 if (uCur < -uLmt)
31     uCur = -uLmt;
32 end
33
34 uPast = uCur;
35 yPast = yCur;
36 rPast = rCur;

```

Listing A.2: Αρχικοποίηση παραμέτρων.

```

1 clear;
2
3 Jm=0.47*10^(-4);           %Inertia
4 Bv=1.1*10^(-4);           %Viscous Dumping
5 Ld=7.0* 10^(-3);          %Inductance d-axis
6 Lq=7.0* 10^(-3);          %Inductance q-axis
7 Rs=2.98;                   %Resistance
8 Phi_mg=0.125;             %Rotor Flux
9 Zp= 2;                      %Pole Pairs
10 Vdc=300;
11 Fc=5*10^3;                 %switching frequency of the IGBT
12 tsim=1;                    %simulation time
13 Ts=10*10^(-6);            %sampling time
14 Ts_vel=100*10^(-6);       %velocity sampling time
15
16 %constraints rectangular approximation
17 epsilon=0.3
18 uLmt_vq=epsilon*Vdc/(sqrt(3)); %Vq constraint
19 uLmt_vd=sqrt(1-epsilon^2)      %Vd constraint
20

```

```

21
22
23 %PI for current loop
24 xi_I=1;
25 wn_I=2000;
26
27 Kc_I=2*xi_I*wn_I*Ld-Rs;
28 tauI_I=(2*xi_I*wn_I*Ld-Rs)/(Ld*wn_I^2);
29
30
31 %PI for velocity loop
32 x=1;
33 wn=300;
34
35 Kc_w=(2*x*wn-(Bv/Jm))/((3*Zp^2*Phi_mg)/(2*Jm));
36 tauI_w=(2*x*wn-(Bv/Jm))/(wn^2);

```

Listing A.3: Αντίστροφος μετασχηματισμός park-clark για την τάση (IPC).

```

1 function Vabc = IPCVoltage(vd, vq, theta)
2
3 if isempty(theta)
4     theta = 0;
5 end
6
7 T = [1 0; -1/2 sqrt(3)/2; -1/2 -sqrt(3)/2] * [cos(theta) -sin(theta); sin(theta) cos(theta)];
8 Vabc = T * [vd; vq];

```

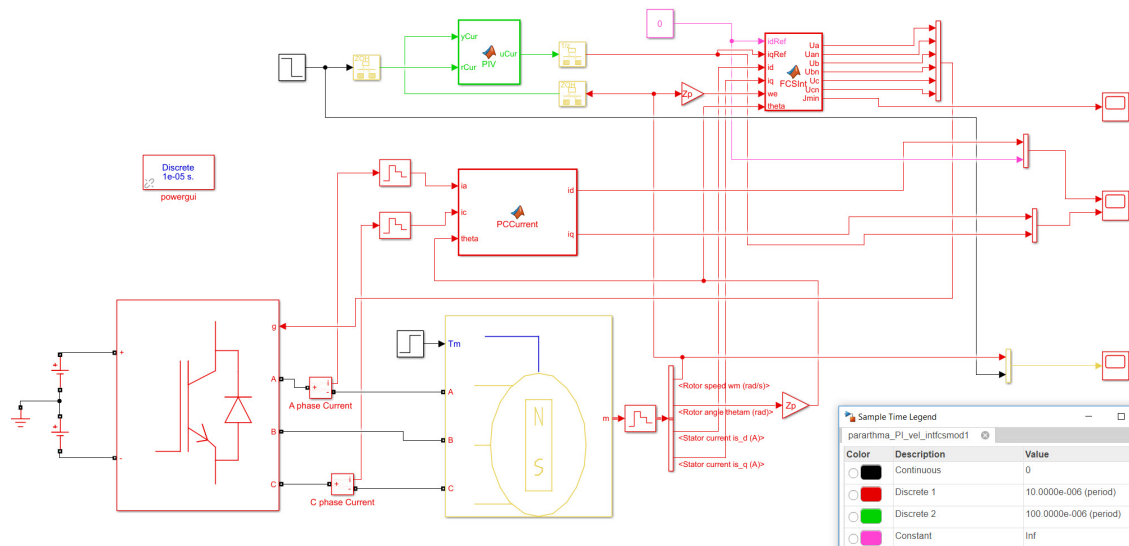
Listing A.4: Μετασχηματισμός park-clark για το ρεύμα (PCC).

```

1 function [id, iq] = PCCurrent(ia, ic, theta)
2
3 if isempty(theta)
4     theta = 0;
5 end
6
7 id = cos(theta) * ia + sin(theta) * (-sqrt(3)/3 * ia - 2 * sqrt(3) / 3 * ic);
8 iq = -sin(theta) * ia + cos(theta) * (-sqrt(3)/3 * ia - 2 * sqrt(3) / 3 * ic);

```

A.2 Με προβλεπτικό έλεγχο



Σχήμα A.2: Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με προβλεπτικό έλεγχο

Listing A.5: Κώδικας για τον προβλεπτικό έλεγχο FCS-MPC.

```

1 function [Ua,Uan,Ub,Ubn,Uc,Ucn,Jmin]= FCS(idRef,iqRef,id,iq,we,theta,Ld,Lq,Rs,Phi_mg,Tin,D,
2     U)
3 persistent Xe
4 if isempty(Xe)
5 Xe=zeros(2,7);
6 end
7
8 persistent err
9 if isempty(err)
10 err=zeros(1,7)
11 end
12
13 persistent ind_old
14 if isempty(ind_old)
15 ind_old=0;
16 end
17
18 F=[1-Rs*Tin/Ld Tin*we;
19 -Tin*we 1-Rs*Tin/Lq];
20 G=[Tin/Ld 0;
21 0 Tin/Lq];
22 H=[0; -Tin*we*Phi_mg/Lq];
23
24 M=[cos(theta) sin(theta);-sin(theta) cos(theta)];
25

```



```

26 xRef=[ idRef; iqRef ];
27 x=[ id; iq ];
28
29 for i=1:7
30 xn=F*x+G*M*D*U(:, i)+H;
31 Xe(:, i)=xRef-xn;
32 err(:, i)= norm (Xe(:, i));
33 end
34
35 [Jmin ind]=min(err);
36 ind=ind-1;
37 if (ind==0)
38 if (ind_old==1 || ind_old==3 || ind_old==5)
39 ind=0;
40 else
41 ind=7;
42 end
43 end
44
45 ind_old=ind;
46 Ua=U(1, ind+1); Ub=U(2, ind+1); Uc=U(3, ind+1);
47 Uan=0;
48 Ubn=0;
49 Ucn=0;
50 if(Ua==0) Uan=1; end
51 if(Ub==0) Ubn=1; end
52 if(Uc==0) Ucn=1; end

```

Listing A.6: Κώδικας για τον προβλεπτικό έλεγχο I-FCS-MPC.

```

1 function [Ua,Uan,Ub,Ubn,Uc,Ucn,Jmin] = FCSInt(idRef, iqRef, id, iq, we, theta, Ld, Lq, Rs, Phi_mg, Tin, D, U)
2
3 persistent Xe
4 if isempty(Xe)
5 Xe=zeros(2,7);
6 end
7
8 persistent err
9 if isempty(err)
10 err=zeros(1,7)
11 end
12
13 persistent ind_old
14 if isempty(ind_old)
15 ind_old=0;
16 end
17
18 persistent xpast
19 if isempty(xpast)

```

```

20 xpast=[0;0];
21 end
22
23 persistent upast
24 if isempty(upast)
25 upast=[0;0];
26 end
27
28 F=[1-Rs*Tin/Ld Tin*we;
29 -Tin*we 1-Rs*Tin/Lq];
30
31 M=[cos(theta) sin(theta);-sin(theta) cos(theta)];
32
33
34
35 xRef=[idRef;iqRef];
36 x=[id;iq];
37
38 pcl=0.9;
39 kd=1-pcl;
40
41 Kfcs=[Ld/Tin 0; 0 Lq/Tin]*F;
42
43 vopt=upast-Kfcs*(x-xpast)+Kfcs*kd*(xRef-x);
44
45
46 for i=1:7
47 Xe(:,i)=vopt-M*D*U(:,i);
48 err(:,i)=(Xe(:,i).')*Xe(:,i)*(Tin)^2/(Ld)^2;
49 end
50
51
52 [Jmin ind]=min(err);
53
54 ind=ind-1;
55 if (ind==0)
56 if (ind_old==1 || ind_old==3 || ind_old==5)
57 ind=0;
58 else
59 ind=7;
60 end
61 end
62
63
64 ind_old=ind;
65 Ua=U(1,ind+1);Ub=U(2,ind+1);Uc=U(3,ind+1);
66
67 Uan=0;
68 Ubn=0;

```

```

69 Ucn=0;
70 if(Ua==0) Uan=1; end
71 if(Ub==0) Ubn=1; end
72 if(Uc==0) Ucn=1; end
73
74 upast=vopt;
75 xpast=x;

```

Listing A.7: Αρχικοποίηση παραμέτρων.

```

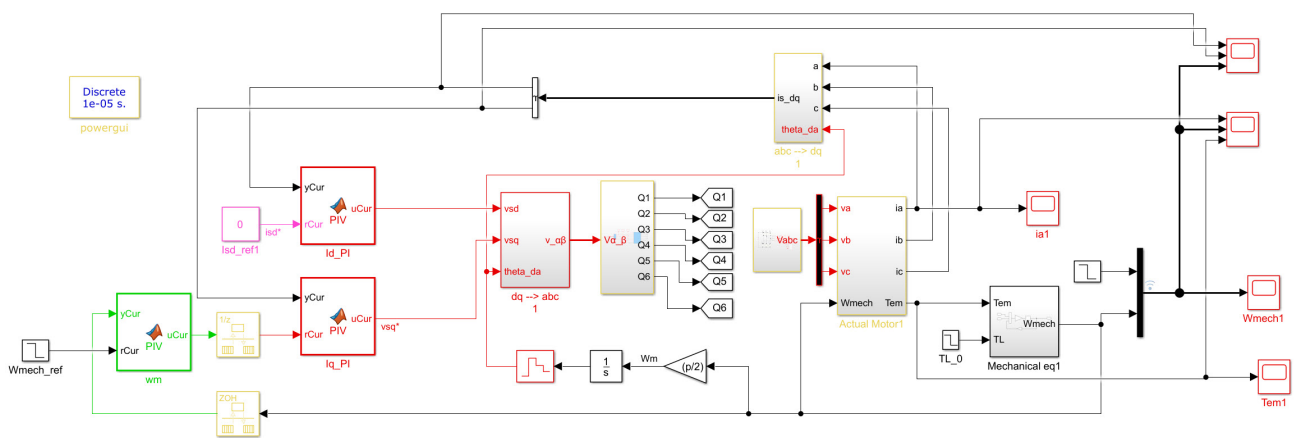
1 Jm = 0.47*10^(-4);           %Inertia
2 Bv = 1.1*10^(-4);           %Viscous Dumping
3 Ld = 7.0* 10^(-3);           %Inductance d-axis
4 Lq = 7.0* 10^(-3);           %Inductance q-axis
5 Rs = 2.98;                   %Resistance
6 Phi_mg = 0.125;             %Rotor Flux
7 Zp = 2;                       %Pole Pairs
8 Vdc = 300;
9 Fc = 5*10^3;                 %switching frequency of the IGBT
10 tsim = 1;                    %simulation time
11 Ts = 10*10^(-6);            %sampling time
12 Ts_vel = 100*10^(-6);       %velocity sampling time
13 D = 2/3*Vdc*[1 -1/2 -1/2;
14           0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2];
15 U = [0 1 1 0 0 0 1 1;
16       0 0 1 1 1 0 0 1;
17       0 0 0 0 1 1 1 1];
18 uLmt = 6;                    %iq constraint
19 %PI for velocity loop
20 x = 1;
21 wn = 300;
22 Kc = (2*x*wn-(Bv/Jm))/((3*Zp^2*Phi_mg)/(2*Jm));
23 tauI = (2*x*wn-(Bv/Jm))/(wn^2);

```

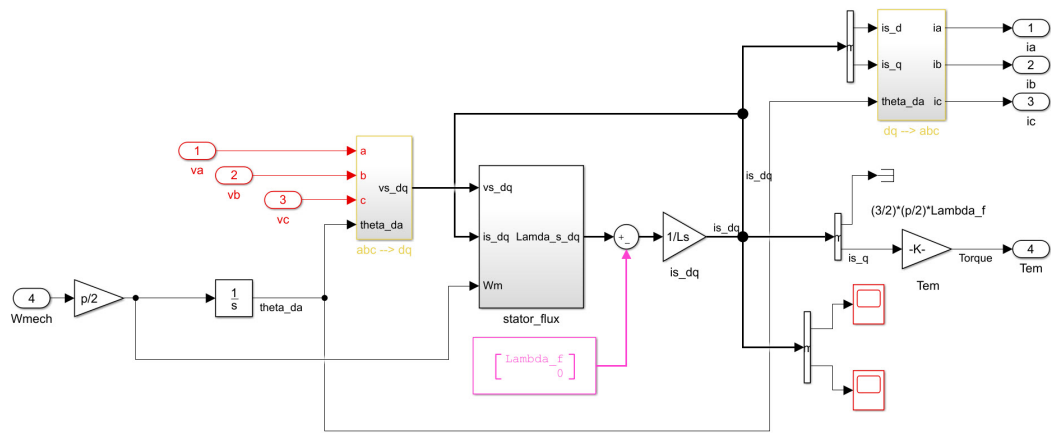
Παράρτημα Β

Δεύτερη υλοποίηση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου

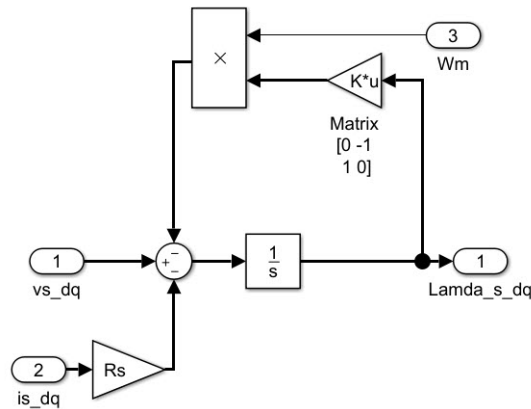
B.1 Με π ι ελεγκτές (Αναλυτικό μοντέλο)



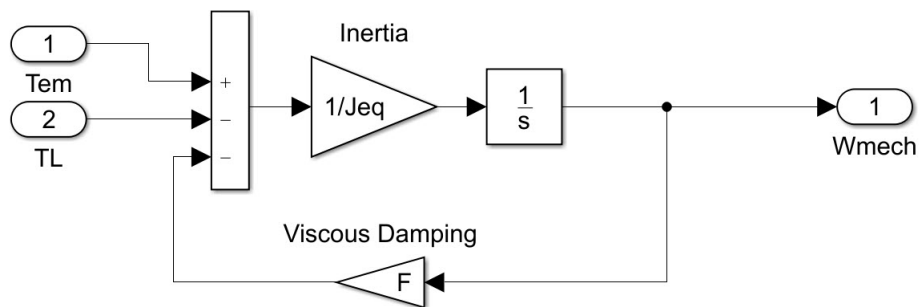
Σχήμα Β.1: Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με π ι ελεγκτές



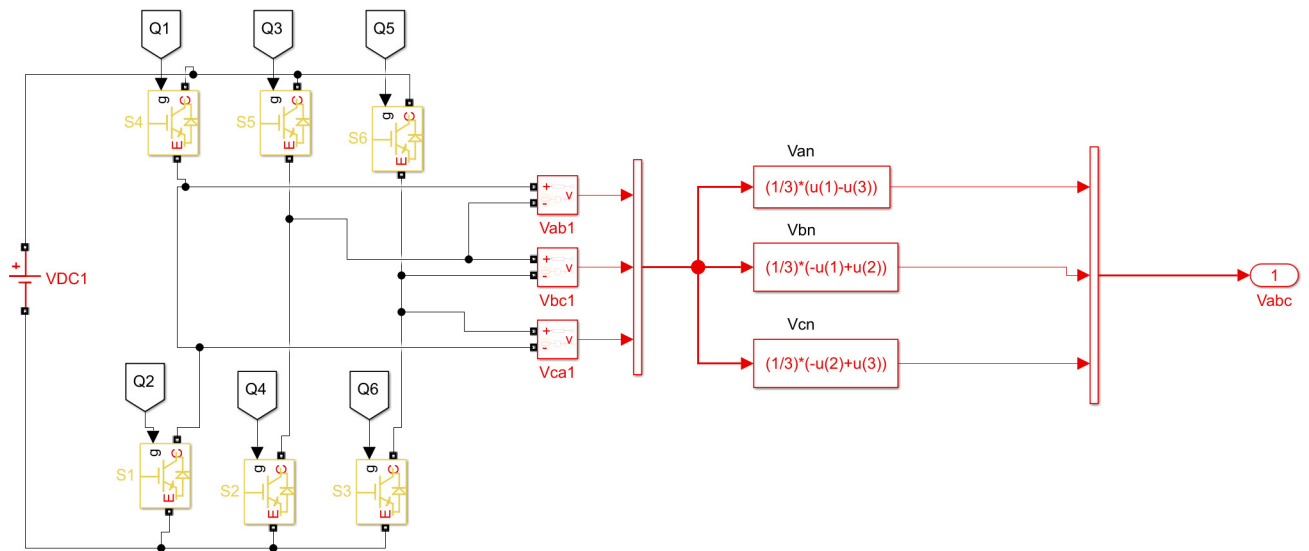
Σχήμα Β.2: Υπολογισμός παραμέτρων της μηχανής(Actual motor)



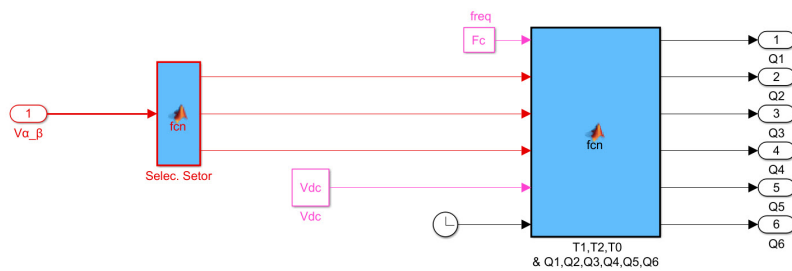
Σχήμα Β.3: Υπολογισμός της ροής του στάτη(stator flux)



Σχήμα Β.4: Υπολογισμός της ταχύτητας(mechanical eq)



Σχήμα Β.5: Προσομοίωση αντιστροφέα



Σχήμα Β.6: Προσομοίωση υπολογισμού παλμών αντιστροφέα(αναφορά)

Listing Β.1: Υπολογισμός τομέα.

```

1 function [Mag, ang, Sec] = fcn(u)
2
3 complexo=u(1)+ i* u(2);
4 Mag=abs(complexo);
5 ang=atan2(imag(complexo), real(complexo));
6 alpha=ang*180/pi;
7
8 Sec = (alpha>0 & alpha<=60)*1+ (alpha>60 & alpha<=120)*2 + (alpha>120 & alpha<=180)*3 ...
9 +(alpha>-180 & alpha<=-120)*4+ (alpha>-120 & alpha<=-60)*5 + (alpha>-60 & alpha<=0)*6;

```

Listing Β.2: Υπολογισμός των παλμών οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων καθώς και του χρόνου που θα ανοιγοκλείσουν.

```

1 % T1, T2, T0, timet
2 function [S1, S2, S3, S4, S5, S6] = fcn(Fs, Mag, ang, Sec, Vdc, clk)
3

```

```

4 % Time synchronization with the simulink clock.
5 t=clk;
6
7 % General expression for the calculation of T1, T2 and T0.
8
9 T1=(sqrt(3)*(Mag/Vdc))*sin(Sec*pi/3 -ang)/Fs;
10 T2=(sqrt(3)*(Mag/Vdc))*sin(ang - ((Sec-1)*pi/3))/Fs;
11 T0= (1/Fs -T1- T2)/2;
12
13 % Change of sectors
14 sec_ant=mod(floor(Sec),2);
15
16 if(sec_ant~=1) % detection sector exchange
17
18     T1=(sqrt(3)*(Mag/Vdc))*sin(ang - ((Sec-1)*pi/3))/Fs;
19     T2=(sqrt(3)*(Mag/Vdc))*sin(Sec*pi/3 -ang)/Fs;
20
21 end
22
23 % Sawtooth
24 ref= 1/Fs * rem(t,1/Fs)/(1/Fs);
25
26 % Time intervals
27 int1=T0/4;
28 int2=int1+T1/2;
29 int3=int2+T2/2;
30 int4=int3+T0/2;
31 int5=int4+T2/2;
32 int6=int5+T1/2;
33
34 timet=1+(ref>=int1)+(ref>=int2)+(ref>=int3)+(ref>=int4)+(ref>=int5)+(ref>=int6);
35 %
36 %
37 sw_array=zeros(3,7,6); %Initialize table of key states -> 3 rows (arms), 7 columns (times) and 6
    vectors (sectors).
38
39 %           ————Arm A———   ————Arm B———   ————Arm C———
40 sw_array(:, :, 1)=[0 1 1 1 1 0 0; 0 0 1 1 1 0 0; 0 0 0 1 0 0 0]; %setor 1
41 sw_array(:, :, 2)=[0 0 1 1 1 0 0; 0 1 1 1 1 1 0; 0 0 0 1 0 0 0]; %setor 2
42 sw_array(:, :, 3)=[0 0 0 1 0 0 0; 0 1 1 1 1 1 0; 0 0 1 1 1 0 0]; %setor 3
43 sw_array(:, :, 4)=[0 0 0 1 0 0 0; 0 0 1 1 1 0 0; 0 1 1 1 1 1 0]; %setor 4
44 sw_array(:, :, 5)=[0 0 1 1 1 0 0; 0 0 0 1 0 0 0; 0 1 1 1 1 1 0]; %setor 5
45 sw_array(:, :, 6)=[0 1 1 1 1 1 0; 0 0 0 1 0 0 0; 0 0 1 1 1 0 0]; %setor 6
46
47 if t<1e-6
48     Sec=1;
49 end;
50
51 S1=sw_array(1, timet, Sec);

```

```

52 S2= ~S1;
53 S3=sw_array(2,timet,Sec);
54 S4= ~S3;
55 S5=sw_array(3,timet,Sec);
56 S6= ~S5;
57 % SVPWM
58 end

```

Listing B.3: Υπολογισμός των παλμών και χρόνων που θα ανοιγοκλείσουν.

```

1 clear;
2 clc;
3
4 % PMSM Parameters
5 Rs=0.23;
6 Ls=0.0044;
7 p=16; %poles
8 Lambda_f=0.062; %perm magnet flux
9 Jeq=0.007; %inertia
10 F=0.001; %friction
11 n=300; %rpm
12
13 %Inverter
14 Vdc=48;
15 Fc=2*10^3; %inverter switching frequency
16
17 %sampling time
18 Ts=10*10^(-6);
19 Ts_vel=100*10^(-6); %velocity loop different sampling time from current loops
20
21
22 steady_state_op=0; %begin at steady state with nom values ,else steady_staty_op=0 zero cond
23
24 if(steady_state_op==1)
25 %POWER VARIANT JOSE EQ
26 %Steady State Operating Condition Mohan
27 %Phasor Calculations
28 ke=Lambda_f; %*(sqrt(2/3));
29 Wmech_0=300*2*pi/60;
30 Wmech=Wmech_0; %Wmech velocity reference
31 Wsyn=Wmech_0*(p/2);
32 Tem_0=3.2;
33 TL_0=Tem_0-F*Wmech_0; %TL_0 torque init
34 Isq_0=Tem_0/((3/2)*(p/2)*Lambda_f);
35 Isd_0=0;
36 Lambda_sd_0=Ls*Isd_0+Lambda_f;
37 Lambda_sq_0=Ls*Isq_0;
38 E_fa=ke*Wsyn;
39 Is=(3/2)*(-j)*(Isd_0+j*Isq_0); %d-axis is 90 degrees behind the a axis d+j*q,q axis

```



```

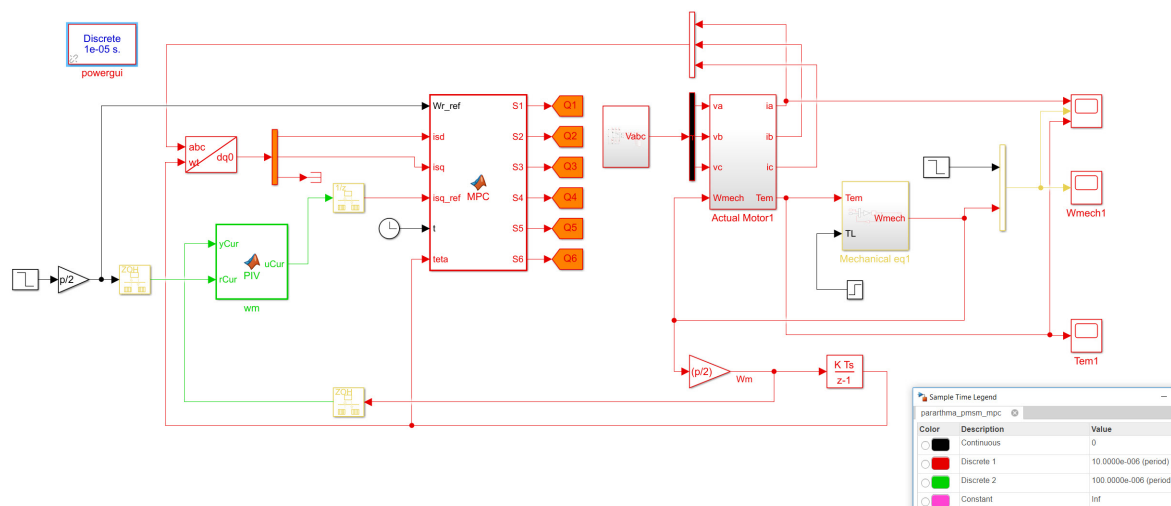
    aligned with alpha and a
40   Ia=Is / 1.5;
41   Va=E_fa+Ia*(Rs+j*Wsyn*Ls);
42   theta_0=angle(Va);
43   VLLrms=abs(Va)/sqrt(2)*sqrt(3);
44   Vs=1.5*Va;
45   Vsd_0=(2/3)*real(j*Vs);
46   Vsq_0=(2/3)*imag(j*Vs);
47
48   elseif(steady_state_op==0)
49       ke=Lambda_f; %*(sqrt(2/3));
50       Wmech=300*2*pi/60;           %Wmech velocity reference
51       Wmech_0=0;
52       Wsyn=Wmech*(p/2);
53       Tem_0=0;
54       TL_0=0;           TL_0=3.2;   %TL_0 torque init
55       Isq_0=0;
56       Isd_0=0;
57       Lambda_sd_0=Lambda_f;
58       Lambda_sq_0=0;
59       E_fa=0;
60       Is=0;           %d-axis is 90 degrees behind the a axis
61       Ia=0;
62       Va=0;
63       theta_0=angle(Va);
64       VLLrms=abs(Va)/sqrt(2)*sqrt(3);
65       Vs=1.5*Va;
66       Vsd_0=0;
67       Vsq_0=0;
68   end
69
70
71
72   %PI CONTROLLERS wang
73
74   %Current loop
75   xi_I=1;           %damping factor inner loop
76   gamma=0.95;     %performance param
77   wn_I=(1/(1-gamma))*Rs/Ls; %wn inner loop
78
79   Kc_I=2*xi_I*wn_I*Ls-Rs; %Kc for current
80   tauI_I=(2*xi_I*wn_I*Ls-Rs)/(Ls*wn_I^2); %tau_i for current
81
82
83   %Speed loop
84   a_w=F/Jeq;
85   b_w=(3/2)*(((p/2)^2*Lambda_f)/Jeq);
86
87   xi_w=0.707;     %damping factor outer loop

```

```

88 wn_w=400; %wn outer loop
89
90 Kc_w=(2*xi_w*wn_w-a_w)/b_w; %Kc for velocity
91 tauI_w=(2*xi_w*wn_w-a_w)/(wn_w^2); %i for velocity
92
93
94 %PREDICTIVE CONTROL wang
95 %velocity loop
96 xi=0.707;
97 wn=400
98 Kc=(2*xi*wn-a_w)/b_w;
99 tauI=(2*xi*wn-a_w)/(wn^2);
    
```

B.2 Με προβλεπτικό έλεγχο(Αναλυτικό μοντέλο)



Σχήμα Β.7: Αναλυτικό μοντέλο ελέγχου με προβλεπτικό έλεγχο

Listing B.4: Δεύτερη υλοποίηση προβλεπτικού ελέγχου.

```

1 function [S1,S2,S3,S4,S5,S6]= MPC(Wr_ref,isd, isq , isq_ref ,t , theta ,Vdc, Rs, Lambda_f, Ls, Ts)
2
3
4 S=[0 0 0;0 0 1;0 1 0;0 1 1;1 0 0;1 0 1;1 1 0;1 1 1];
5
6 cost=zeros(8,1);
7
8 S1=0;
9 S2=0;
10 S3=0;
11 S4=0;
12 S5=0;
    
```

```

13     S6=0;
14
15     for i=1:1:8
16
17         Sa=S(i,1);
18         Sb=S(i,2);
19         Sc=S(i,3);
20
21         Vinva=(Vdc*(2*Sa-Sb-Sc))/3;
22         Vinvb=(Vdc*(2*Sb-Sa-Sc))/3;
23         Vinvc=(Vdc*(2*Sc-Sb-Sa))/3;
24
25         vsq=(2/3)*((Vinva*cos(teta)))+(Vinvb*cos(teta+(4*pi/3)))+(Vinvc*cos(teta+(2*pi/3)));
26         vsd=(2/3)*((Vinva*sin(teta)))+(Vinvb*sin(teta+(4*pi/3)))+(Vinvc*sin(teta+(2*pi/3)));
27
28         isd_p=((1-(Rs*T/Ls))*isd)+(Ts*Wr_ref*isq)+(vsd*T/Ls);
29         isq_p=((1-(Rs*T/Ls))*isq)-(Ts*Wr_ref*isd)-(Lambda_f*Wr_ref*T)+(vsq*T/Ls);
30
31
32         cost(i,1)=((isd_p)*(isd_p))+((isq_ref-isq_p)*(isq_ref-isq_p));
33
34     end
35
36     [~,index]=sort(cost);
37
38     if index(1,1)==1
39         S1=0;
40         S2=1;
41         S3=0;
42         S4=1;
43         S5=0;
44         S6=1;
45     end
46     if index(1,1)==2
47         S1=0;
48         S2=1;
49         S3=0;
50         S4=1;
51         S5=1;
52         S6=0;
53     end
54     if index(1,1)==3
55         S1=0;
56         S2=1;
57         S3=1;
58         S4=0;
59         S5=0;
60         S6=1;
61     end

```

```
62 if index(1,1)==4
63     S1=0;
64     S2=1;
65     S3=1;
66     S4=0;
67     S5=1;
68     S6=0;
69 end
70 if index(1,1)==5
71     S1=1;
72     S2=0;
73     S3=0;
74     S4=1;
75     S5=0;
76     S6=1;
77 end
78 if index(1,1)==6
79     S1=1;
80     S2=0;
81     S3=0;
82     S4=1;
83     S5=1;
84     S6=0;
85 end
86 if index(1,1)==7
87     S1=1;
88     S2=0;
89     S3=1;
90     S4=0;
91     S5=0;
92     S6=1;
93 end
94 if index(1,1)==8
95     S1=1;
96     S2=0;
97     S3=1;
98     S4=0;
99     S5=1;
100    S6=0;
101 end
102
103 end
```

Βιβλιογραφία

- [1] . Βουρνάς and . Κονταξής. Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. *Εκδόσεις ΕΜΠ*, Αθήνα, 2001.
- [2] . Γχουζέλου. Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφέα με 1 και 1c1 Φίλτρο για τη Διασύνδεση στο Δίκτυο. 2014.
- [3] . Καναρι. *Σύνθεση και χαρακτηρισμός νανοσωματιδίων MnBi για εφαρμογές μονίμων μαγνητών*. PhD thesis, 2015.
- [4] S. Chapman. *Electric machinery fundamentals*. Tata McGraw-Hill Education, 2005.
- [5] P. Kakosimos. *Προβλεπτικός έλεγχος σε συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές*. PhD thesis, 2013.
- [6] P. Karamanakos. *Model predictive control strategies for power electronics converters and ac drives*. PhD thesis, 2013.
- [7] S.-H. Kim. *Electric motor control: Dc, ac, and bldc motors*. Elsevier, 2017.
- [8] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek. *Analysis of electric machinery and drive systems*, volume 2. Wiley Online Library, 2002.
- [9] B. C. Kuo and F. Golnaraghi. *Automatic control systems*, volume 9. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [10] A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, and R. Kennel. *Model-based predictive control of electric drives*. Cuvillier, 2010.
- [11] S. Manias. *Power electronics and motor drive systems*. Academic Press, 2016.
- [12] N. Mohan. *Advanced electric drives: analysis, control and modeling using Simulink*. Mnperre Minneapolis, 2001.

- [13] N. Mohan and T. M. Undeland. *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007.
- [14] M. Ned. *Electric drives an integrative approach*. MNPERE, Minneapolis, the, 2003.
- [15] N. S. Nise. *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING, (With CD)*. John Wiley & Sons, 2007.
- [16] C. L. Phillips and H. T. Nagle. *Digital control system analysis and design*. Prentice Hall Press, 2007.
- [17] M. H. Rashid. *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [18] J. Rodriguez and P. Cortes. *Predictive control of power converters and electrical drives*, volume 40. John Wiley & Sons, 2012.
- [19] A. Veloni and N. Miridakis. *Digital Control Systems: Theoretical Problems and Simulation Tools*. CRC Press, 2017.
- [20] L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, and K. Ng. *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, 2015.