



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

Προβλεπτικός έλεγχος ροπής μεταβλητού
διακοπτικού σημείου κινητήρα επαγωγής με
μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ηλίας Κ. Αλευράς

Επιβλέπων: Στέφανος Ν.Μαριάς
Καθηγητής ΕΜΠ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Αθήνα, 2014



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος

Προβλεπτικός έλεγχος ροπής μεταβλητού διακοπτικού σημείου κινητήρα επαγωγής με μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ηλίας Κ. Αλευράς

Επιβλέπων: Στέφανος Ν.Μανιάς
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 2014.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Στ. Ν. Μανιάς
Καθηγητής

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής

.....
Στ. Παπαθανασίου
Αν. καθηγητής

Αθήνα, 2014

(Υπογραφή)

.....
ΗΛΙΑΣ Κ. ΑΛΕΥΡΑΣ

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

Copyright © Ηλίας Κ. Αλευράς, 2014

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

Στις παρακάτω γραμμές, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου στο Ε.Μ.Π. από την αρχή μέχρι και το τέλος, το οποίο σηματοδοτείται από την παρούσα διπλωματική εργασία. Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κο. Στέφανο Μανιά, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου το παρόν θέμα έρευνας και δίνοντας μου τη δυνατότητα να εξερευνήσω έμπρακτα τον πολύ ενδιαφέροντα τομέα των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Έπειτα, θα ήθελα να ευχαριστήσω το μεταδιδακτορικό ερευνητή του Πολυτεχνείου του Μονάχου (Technische Universität München - TUM), Δρ. Πέτρο Καραμανάκο για τη συνεχή και πάντα άμεση καθοδήγηση του, τις πολλές ώρες προσωπικού χρόνου που μου αφιέρωσε και για τις βασικές γνώσεις στην συγγραφή ενός άρτιου επιστημονικού κειμένου που μου μετέδωσε. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω βαθύτατα τους γονείς μου, τον αδερφό μου και όλα τα κοντινά μου άτομα για την υποστήριξη και την ηθική συμπαράσταση τους, τις οποίες μου προσφέρουν καθημερινά.

Περίληψη

Η εφαρμογή του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου στην οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων έχει αποκτήσει όλο και μεγαλύτερο ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια, λόγω των δυνατοτήτων που προσφέρει και της ευρωστίας του. Το αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής είναι η βελτίωση της απόκρισης και της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του προβλεπτικού ελεγκτή, όταν αυτός οδηγεί μια ηλεκτρική μηχανή.

Αρχικά, δίνεται το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο για αυτές τις εφαρμογές. Συγκεκριμένα, αναλύονται βασικές κατηγορίες προβλημάτων βελτιστοποίησης (Κεφ. 2), όπως τα προβλήματα μικτών ακεραίων, ενώ παρουσιάζεται και η εξαντλητική μέθοδος απαρίθμησης. Έπειτα, γίνεται λόγος για τις θεμελιώδεις αρχές που διέπουν το Μοντελοποιημένο Προβλεπτικό Έλεγχο (Κεφ. 3), δηλαδή τη μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος, το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου και την πολιτική του μετατιθέμενου ορίζοντα. Τέλος, δίνεται το μαθηματικό μοντέλο του υπό έλεγχο συστήματος (Κεφ. 4), το οποίο αποτελείται από έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης 2 επιπέδων (2L-VSI), ο οποίος οδηγεί έναν κινητήρα επαγωγής μέσης τάσης.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται δύο στρατηγικές προβλεπτικού ελέγχου οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων, ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής (Κεφ. 5) και ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου (Κεφ. 6). Για κάθε στρατηγική, δίνεται ο αλγόριθμος ελέγχου σε θεωρητικό επίπεδο και σε πρακτικό επίπεδο τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab Simulink. Για την τελευταία στρατηγική, προτείνεται μια μέθοδος μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας (Παρ. 6.4) και παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα. Έπειτα, παρουσιάζεται μια πρόταση βελτίωσης της απόκρισης του ελεγκτή, μέσω της επέκτασης του ορίζοντα πρόβλεψης στον αλγόριθμο του VSP²TC (Κεφ. 7). Λόγω του αυξημένου υπολογιστικού φόρτου της συγκεκριμένης πρότασης, παρουσιάζεται η τεχνική Branch and Bound (Παρ. 7.3), η οποία έχει στόχο τον περιορισμό των απαιτούμενων υπολογισμών του ελεγκτή, ενώ παράλληλα τον καθιστά ικανό για εφαρμογή σε πραγματικό περιβάλλον.

Λέξεις-Κλειδιά

τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης, στρατηγική ελέγχου εναλλασσόμενου κινητήρα, οδήγηση ηλεκτρικής μηχανής, κινητήρας επαγωγής, Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος, Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής, Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου, ορίζοντας πρόβλεψης, υπολογιστική πολυπλοκότητα, Branch and Bound

Abstract

The implementation of Model Predictive Control in ac drives has nowadays acquired an increasing amount of interest, due to the possibilities that it offers and its robustness. The purpose of the present diploma thesis is the improvement of the predictive controller's response and the reduction of its computational complexity, when it drives an ac motor.

First, the required theoretical background for these applications is given. Specifically, some basic categories of optimization problems are analysed (Chap. 2), as for example mixed-integer optimization problems, while the exhaustive enumeration method is presented. Next, the fundamental principles of Model Predictive Control are referred (Chap. 3), i.e. the mathematical model of the controlled plant, the optimal control problem and the receding horizon policy. Finally, the mathematical model of the plant under control (Chap. 4) is given, which consists of a three-phase two-level voltage source inverter (2L-VSI), driving an induction medium voltage motor.

Furthermore, two MPC-based strategies for ac drives are presented, namely the Predictive Torque Control (Chap. 5) and the Switching Point Predictive Torque Control (Chap. 6). For each strategy, the control algorithm is described theoretically and the results of the simulations, which are implemented in Matlab Simulink, are given. For the latter strategy, a method for the reduction of the VSP²TC algorithm computational complexity is proposed (Sec. 6.4) and the corresponding quantitative results are presented. Also, a proposition for the improvement of the controller response is presented, through the extension of its prediction horizon (Chap. 7). For the reduction of the algorithm's high computational burden, the Branch and Bound technique is introduced (Sec. 7.3), which aims at keeping the algorithm's complexity modest, while enabling the implementation of the algorithm in a real-time system.

Keywords

three-phase voltage source inverter, ac motor control strategy, ac drive, induction motor, Model Predictive Control (MPC), Predictive Torque Control (PTC), variable Switching Point Predictive Torque Control (VSP²TC), prediction horizon, computational complexity, Branch and Bound

Περιεχόμενα

Περίληψη	v
1 Εισαγωγή	9
1.1 Ορισμός Θέματος	9
1.2 Διάρθρωση Εργασίας	11
2 Προβλήματα Βελτιστοποίησης και Στρατηγική Απαρίθμησης	13
2.1 Προβλήματα Βελτιστοποίησης	13
2.1.1 Βασική ετυμολογία	13
2.1.2 Κυρτά Προβλήματα Βελτιστοποίησης	15
2.1.3 Γραμμικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων	15
2.1.4 Τετραγωνικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων	16
2.2 Στρατηγική Απαρίθμησης	17
3 Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος	19
3.1 Εισαγωγή	19
3.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση του συστήματος υπό έλεγχο	20
3.3 Πρόβλημα Βέλτιστου Ελέγχου	23
3.4 Η πολιτική μετατιθέμενου ορίζοντα	24
4 Μοντελοποίηση του Συστήματος	27
4.1 Φυσικό Σύστημα - Μοντέλο Συνεχούς Χρόνου	27
4.1.1 Τριφασικός Αντιστροφάας Πηγής Τάσης Δύο Επιπέδων	27
4.1.2 Μηχανή Επαγωγής	32
4.2 Μοντέλο Διακριτού Χρόνου	33
5 Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής - PTC	35
5.1 Εισαγωγή	35
5.2 Στρατηγική Έλεγχου	37
5.2.1 Βασική Ιδέα PTC	37
5.2.2 Αλγόριθμος Ελέγχου	38

5.3	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων	41
5.4	Ανακεφαλαίωση	49
6	Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου - VSP²TC	51
6.1	Εισαγωγή	51
6.2	Στρατηγική Ελέγχου	52
6.2.1	Βασική Ιδέα VSP ² TC	52
6.2.2	Αλγόριθμος Ελέγχου	52
6.3	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων	58
6.3.1	Μόνιμη Κατάσταση	59
6.3.2	Μεταβατική Κατάσταση	59
6.3.3	Επίδραση Συντελεστή λ_u στο Σύστημα	60
6.4	Μείωση Πολυπλοκότητας του VSP ² TC για μοναδιαίο ορίζοντα	63
6.4.1	Εισαγωγικά	63
6.4.2	Βασική Ιδέα	64
6.4.3	Αποτελέσματα Προσομοίωσης	65
6.5	Ανακεφαλαίωση	69
7	Επέκταση του VSP²TC σε Μεγαλύτερο Ορίζοντα	71
7.1	Εισαγωγή	71
7.2	Στρατηγική Ελέγχου	72
7.2.1	Βασική Ιδέα	72
7.2.2	Αλγόριθμος Ελέγχου	72
7.3	Μείωση της Υπολογιστικής Πολυπλοκότητας	76
7.3.1	Εισαγωγή	76
7.3.2	Τεχνική Branch and Bound	77
7.4	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων	81
7.4.1	Μόνιμη Κατάσταση	81
7.4.2	Μεταβατική Κατάσταση	81
7.4.3	Μείωση Απαιτούμενων Υπολογισμών	83
7.4.4	Επίδραση Ορίζοντα Πρόβλεψης N	85
7.5	Ανακεφαλαίωση	85
8	Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα	89
8.1	Συμπεράσματα	89
8.2	Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα	91
	Παράρτημα	95
	Βιβλιογραφία	97

Κατάλογος σχημάτων

1.1	Το δομικό διάγραμμα ενός προβλεπτικού Ελεγκτή ο οποίος οδηγεί έναν κινητήρα επαγωγής.	10
4.1	Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων με έναν κινητήρα επαγωγής. . .	27
4.2	Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα με συμμετρικό τριφασικό φορτίο. . . .	29
4.3	Τα διανύσματα τάσης ενός αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με τις αντίστοιχες διακοπτικές καταστάσεις στο $\alpha\beta$ πεδίο.	31
5.1	Βασική ιδέα του PTC, απόκριση της ροπής του κινητήρα T_e ως προς χρόνο, όταν $N = 1$. Σε κάθε επανάληψη, αξιολογούνται 7 τροχιακά.	38
5.2	Βασική ιδέα του PTC, απόκριση της ροπής του κινητήρα T_e ως προς χρόνο, όταν $N = 3$. Σε κάθε επανάληψη, αξιολογούνται $7^3 = 343$ τροχιακά.	39
5.3	Το δομικό διάγραμμα του PTC.	41
5.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC στη μόνιμη κατάσταση για $N = 1$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,33 \text{ kHz}$	44
5.5	Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC στη μόνιμη κατάσταση για $N = 4$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,347 \text{ kHz}$	45
5.6	Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC με $N = 1$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10 \text{ ms}$	46
5.7	Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC με $N = 4$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10 \text{ ms}$	46
5.8	Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} και το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς το συντελεστή βαρύτητας λ_u	48
5.9	Η επίδραση του συντελεστή λ_u για τη λειτουργία του PTC στη διακοπτική συχνότητα f_{sw} , στην κυμάτωση της ροπής T_{ripple} , της μαγνητικής ροής Ψ_{ripple} και στο THD των ρευμάτων του στάτη.	49
6.1	Μειωμένη κυμάτωση ροπής μέσω μεταβολής διακοπτικής κατάστασης με ενδιάμεσο σημείο.	52
6.2	Η σταθερή κλίση της εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης.	53
6.3	Οι 7 διαφορετικές κλίσεις της ροπής της μηχανής. Θεωρούνται ότι παραμένουν αμετάβλητες εντός μίας περιόδου δειγματοληψίας.	54

6.4	Υπολογισμός του ενδιάμεσου διακοπτικού σημείου. Παρουσιάζεται η πραγματική κλίση της ήδη εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης και οι 7 πιθανές διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις. Στόχος είναι να ισχύει $T_e(k+1) = T_{e,ref}$, υπολογίζονται τότε τα ενδιάμεσα σημεία και επιλέγεται η προτιμότερη τροχιά της ροπής.	55
6.5	Παρουσιάζεται ο υπολογισμός του μεταβλητού σημείου. Υπολογίζεται το σημείο τομής μεταξύ του τροχιακού της ροπής που απορρέει από την εφαρμοσμένη διακοπτική κατάσταση με τα 7 πιθανά τροχιακά όπως υπολογίζονται βάσει των 7 διακριτών διακοπτικών συνδυασμών. Οι κλίσεις της ροπής (1),(2),(3) και (4) τέμνουν την πραγματική ευθεία της ροπής, κάτι που δεν ισχύει για τις υπόλοιπες κλίσεις (5)-(8).	56
6.6	Το δομικό διάγραμμα του VSP ² TC.	58
6.7	Η σύγκριση της απόκρισης της ροπής μεταξύ των δύο αλγορίθμων ((α') PTC - (β') VSP ² TC).	59
6.8	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC στη μόνιμη κατάσταση. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,9kHz$	60
6.9	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10ms$	61
6.10	Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} και το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς το συντελεστή βαρύτητας λ_u	62
6.11	Η επίδραση του συντελεστή λ_u για τη λειτουργία του VSP ² TC στη διακοπτική συχνότητα f_{sw} , στην κυμάτωση της ροπής T_{ripple} , της μαγνητικής ροής Ψ_{ripple} και στο THD των ρευμάτων του στάτη.	63
6.12	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC στη μόνιμη κατάσταση με την προτεινόμενη μέθοδο βελτίωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Η διακοπτική συχνότητα είναι $T_s \approx 1,9kHz$	66
6.13	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC με την προτεινόμενη μέθοδο βελτίωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10ms$	67
6.14	Το μέγιστο (maximum), η μέση τιμή (average) και το ελάχιστο (minimum) ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών N_c προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της προτεινόμενης τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας.	68
7.1	Δύο υποψήφια διακοπτικά τροχιακά για τον VSP ² TC με ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$	73
7.2	Παρουσιάζεται ο υπολογισμός του μεταβλητού σημείου για δύο υποψήφια τροχιακά με $N = 3$. Υπολογίζεται το σημείο τομής μεταξύ του τροχιακού της ροπής της εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης και των τροχιακών των επόμενων διακοπτικών καταστάσεων.	75
7.3	Ο μη κατευθυνόμενος γράφος $G = (V, E)$	79
7.4	Το αντίστοιχο ελάχιστο γενετικό δέντρο $T = (V, E')$ του γράφου $G = (V, E)$	79
7.5	Παράδειγμα εφαρμογής της τεχνικής Branch and Bound σε ένα πρόβλημα πλανόδιου πωλητή.	80

7.6	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC στη μόνιμη κατάσταση για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 4$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 2kHz$	82
7.7	Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP ² TC για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 4$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10 ms$	83
7.8	Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 2$	84
7.9	Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 3$	84
7.10	Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 4$	85
7.11	Το THD, η μέση τιμή του ποσοστού των πλήρως υπολογισμένων τροχιακών, η κυμάτωση ροπής και μαγνητικής ροής ως συναρτήσεις του ορίζοντα πρόβλεψης N . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται για 3 διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας, $f_{sw} = 2.5 kHz, 2 kHz$ και $1.5 kHz$	87
8.1	Το περιστρεφόμενο $dq\theta$ πεδίο ως προς το abc πεδίο αναφοράς.	95

Κατάλογος πινάκων

4.1	Διακοπτικές καταστάσεις του 2L-VSI και οι αντίστοιχες τάσεις φορτίου.	30
5.1	Οι παράμετροι της προσομοίωσης ενός αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος υλοποιεί τον αλγόριθμο PTC και οδηγεί έναν ηλεκτρικό κινητήρα.	43
5.2	Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τη μελέτη της επίδρασης του συντελεστή λ_u στη λειτουργία του PTC.	47
6.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τη μελέτη της επίδρασης του συντελεστή λ_u στη λειτουργία του VSP ² TC.	61
6.2	Η μέγιστη (max), η μέση (avg) και η ελάχιστη (min) τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c και το αντίστοιχο ποσοστό προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της προτεινόμενης τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. . . .	67
7.1	Η μέγιστη (max), η μέση (avg) και η ελάχιστη (min) τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c και το αντίστοιχο ποσοστό προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της εφαρμογής της τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας Branch and Bound.	83
7.2	Το THD των ρευμάτων του στάτη, η μέση τιμή του ποσοστού των πλήρως υπολογισμένων ακολουθιών <i>fully comp. seq.</i> , η κυμάτωση της ροπής T_{ripple} και η κυμάτωση της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_{ripple} του προτεινόμενου αλγορίθμου VSP ² TC με $N > 1$, για $f_{sw} = \{1.5 kHz, 2 kHz, 1.5 kHz\}$	86

Μαθηματικοί Ορισμοί

a	μεταβλητή
\mathbf{a}	διάνυσμα
\mathbf{A}	πίνακας
a^*	βέλτιστη τιμή
$\{\dots\}$	σύνολο στοιχείων
$[\dots]$	διάνυσμα
$ \mathbf{a} $	απόλυτη τιμή
$\ \mathbf{a}\ _p$	p -νόρμα ($p \geq 1$), $\ \mathbf{a}\ _p = (a_1 ^p + \dots + a_n ^p)^{1/p}$
\mathbf{a}^T	ανάστροφο διάνυσμα
\mathbf{A}^T	ανάστροφος πίνακας
$=$	ισότητα
\neq	ανισότητα
\approx	προσεγγιστική ισότητα
$< (\leq)$	μικρότερο (ή ίσο)
$> (\geq)$	μεγαλύτερο (ή ίσο)
\ll	τάξεις μεγέθους μικρότερο
\preceq	ανισότητα κατά στοιχείο ($\mathbf{u} \preceq \mathbf{v}$ σημαίνει ότι $u_i \leq v_i$ για $i = 1, \dots, m$)
\rightsquigarrow	οδηγεί σε
\inf	μεγαλύτερο κάτω πέρασ (infimum)
\min	ελάχιστη τιμή
\max	μέγιστη τιμή

avg	μέση τιμή
$ $	τέτοιο ώστε
\emptyset	κενό σύνολο
\mathbf{I}	μοναδιαίος πίνακας
$\mathbf{0}$	μηδενικός πίνακας
\cup	ένωση
\cap	τομή
\subseteq	υποσύνολο
∞	άπειρο
\mathbb{N}	φυσικοί αριθμοί
\mathbb{N}^+	φυσικοί αριθμοί πλην του μηδενός
\mathbb{R}	πραγματικοί αριθμοί
\mathbb{R}^n	το σύνολο των διανυσμάτων με n πραγματικούς αριθμούς
$\mathbb{R}^{n \times m}$	το σύνολο των πραγματικών πινάκων με n γραμμές και m στήλες

Μεταβλητές

A	πίνακας εξισώσεων κατάσταση συνεχούς/διακριτού χρόνου
B	πίνακας εξισώσεων κατάσταση συνεχούς/διακριτού χρόνου
C	πίνακας εξισώσεων κατάσταση συνεχούς/διακριτού χρόνου
D	πίνακας εξισώσεων κατάσταση συνεχούς/διακριτού χρόνου
J	αντικειμενική συνάρτηση
U	ακολουθίες μεταβλητών εισόδου
u	μεταβλητή εισόδου
x	μεταβλητή κατάστασης
y	μεταβλητή εξόδου
k	βήμα στο διακριτό χρόνο, $k \in \mathbb{N}^+$
V_{dc}	dc τάση εισόδου αντιστροφέα
C_{dc}	πυκνωτής dc εισόδου αντιστροφέα
u_a, u_b, u_c	διακοπτικές καταστάσεις σκελών a, b, c αντιστροφέα
S_1, S_3, S_5	άνω 3 διακόπτες αντιστροφέα
S_2, S_4, S_6	κάτω 3 διακόπτες αντιστροφέα
u_{abc}	διακοπτική συνάρτηση αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}	τάση εξόδου 3 φάσεων αντιστροφέα ως προς ουδέτερο κόμβο
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	τάση εξόδου 3 φάσεων αντιστροφέα ως προς απομονωμένο κόμβο φορτίου
v_{n0}	τάση μεταξύ ουδέτερου κόμβου και απομονωμένου κόμβου φορτίου
$\{v_0, \dots, v_7\}$	διανύσματα τάσης αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ πλαίσιο

$v_{\alpha\beta}$	συνάρτηση τάσης εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
i_s	διάνυσμα ρεύματος στάτη μηχανής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
ψ_s	διάνυσμα μαγνητικής ροής στάτη στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
ψ_r	διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
Ψ_s	πλάτος μαγνητικής ροής στάτη μηχανής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο
ω_r	γωνιακή ταχύτητα δρομέα μηχανής
T_e	ηλεκτρομαγνητική ροπή
r_s, r_r	αντίσταση στάτη και δρομέα μηχανής
ℓ_s, ℓ_r, ℓ_m	αυτεπαγωγή στάτη, δρομέα και αμοιβαία επαγωγή μηχανής
\mathbf{K}	πίνακας Μετασχηματισμού Clarke
N	ορίζοντας πρόβλεψης
ℓ	βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης, $\ell \in \mathbb{N}^+, k \leq \ell \leq N$
T_1, f_1	θεμελιώδης περίοδος, συχνότητα
T_s	περίοδος δειγματοληψίας
$T_{e,ref}$	ηλεκτρομαγνητική ροπή αναφοράς
$\Psi_{s,ref}$	πλάτος μαγνητικής ροής στάτη αναφοράς
λ_ψ, λ_u	συντελεστές βαρύτητας αντικειμενικής συνάρτησης
p	ζεύγη πόλων μηχανής
H	αδράνεια μηχανής
$T_{e,rated}$	ονομαστική ηλεκτρομαγνητική ροπή
$\Psi_{s,rated}$	ονομαστικό πλάτος μαγνητικής ροής στάτη
$T_{e,ripple}$	κυμάτωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής
$\Psi_{s,ripple}$	κυμάτωση μαγνητικής ροής στάτη
t_{delay}	σφάλμα παρακολούθησης
n_{int}	χρονική στιγμή εντός της περιόδου δειγματοληψίας
t_z	προβολή του σημείου τομής στον άξονα του χρόνου
m	κλίση ευθείας ροπής
$T_{e,max}, T_{e,min}$	μέγιστη, ελάχιστη τιμή της ροπής
$\mathbf{N}_1, \mathbf{N}_2$	κατηγορίες ενδιάμεσων σημείων

N_{sum}	σύνολο απαιτούμενων υπολογισμών ελεγκτή ανά επανάληψη
N_c	υπολογισμένα τροχιακά ανά επανάληψη
G, T	γράφος και το αντίστοιχο γενετικό δέντρο
V, S	σύνολα των κόμβων του γράφου ($S \subseteq V$)
E, E'	σύνολο ακμών του γράφου και του δέντρου ($E \subseteq E'$)
d_e	μήκη ακμών του γράφου
a, b	κόμβοι του γράφου
U_i	ακολουθία διακοπτικών καταστάσεων
J_{cu}	αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση
J_{min}	ελάχιστη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης
ϕ	γωνία μεταξύ του άξονα- a του τριφασικού συστήματος abc και του άξονα- d του $dq0$ πλαισίου αναφοράς

Συντομογραφίες

2L-VSI	Αντιστροφείας πηγής τάσης 2 επιπέδων (Two Level Voltage Source Inverter)
BnB	Branch and Bound
DTC	Direct Torque Control
FOC	Field Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Μηχανή Επαγωγής (Induction Machine)
MIMO	Πολλαπλής Εισόδου - Πολλαπλής Εξόδου (Multiple Input - Multiple Output)
MPC	Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος (Model Predictive Control)
PID	Proportional-Integral-Derivative
PTC	Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής (Predictive Torque Control)
PWM	Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation)
SISO	Μονής Εισόδου - Μονής Εξόδου (Single Input - Single Output)
THD	Συνολική Παραμόρφωση Αρμονικών (Total Harmonic Distortion)
VSP ² TC	Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Σημείου (Variable Switching Point Predictive Torque Control)

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Ορισμός Θέματος

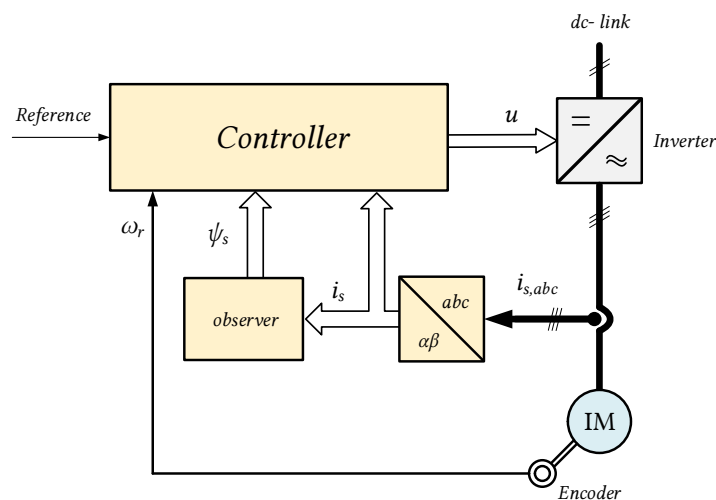
Τα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης αποτελούν ένα από τα σημαντικότερα πεδία ενδιαφέροντος στην επιστήμη του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών [1],[7],[15]. Η ραγδαία ανάπτυξη και εξέλιξη αυτού του επιστημονικού τομέα, ειδικότερα τις τελευταίες δεκαετίες, έχει επηρεάσει άρδην την καθημερινότητα μας, τόσο άμεσα όσο και έμμεσα, με ευρύ φάσμα εφαρμογών, από τα ηλεκτρικά συστήματα μεταφοράς (όπως τα ηλεκτρικά τρένα και τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα), μέχρι και εφαρμογή σε βιομηχανικό περιβάλλον. Όπως γίνεται λοιπόν αντιληπτό, διογκώνεται συνεχώς το ενδιαφέρον για βελτίωση των υπάρχοντων συστημάτων και για ανάπτυξη νέων, τα οποία θα καθιστούν δυνατή τη χρήση τους σε περιπτώσεις όπου μέχρι σήμερα δεν είναι κάτι τέτοιο δυνατό.

Όμως, η πραγματική επανάσταση πραγματοποιήθηκε με τη δυνατότητα για ακριβή έλεγχο των ηλεκτρικών κινητήρων, με στόχο την επίτευξη του επιθυμητού αποτελέσματος με αυτοματοποιημένο πλέον τρόπο. Αρχικά επιχειρήθηκε ο έλεγχος με απλά μηχανικά και ηλεκτρικά συστήματα (όπως π.χ. λυχνίες κενού) και στη συνέχεια με μεγαλύτερη επιτυχία με το *τρανζίστορ*, από τους W. Shockley, J. Bardeen και W. Brattain το 1947 και των υπολοίπων διακοπτικών στοιχείων, όπως Thyristor, MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor), SCR (Silicon Controlled Rectifier), GTO (Gate-Turn-off Thyristor) και το IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Αυτά τα διακοπτικά στοιχεία έδωσαν τη δυνατότητα για διαχείριση συστημάτων μεγάλης ισχύος σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες, συγκεντρώνοντας τεράστιο ενδιαφέρον και δημιουργώντας τον κλάδο των ηλεκτρονικών ισχύος. Ιδίως μέσα από τους μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι αποτελούν κυκλωματικές διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, δίνεται η δυνατότητα για τροφοδοσία των κινητήρων με τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας και ως εκ τούτου τον έλεγχο του κινητήρα με πολύ μεγάλο βαθμό απόδοσης [25].

Τα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων (ac drives) χρησιμοποιούνται σε πλη-

θώρα εφαρμογών, όπου περιέχεται κινούμενος μηχανολογικός εξοπλισμός, όπως κινητήρες, αναδευτήρες και πτερωτές. Για την τροφοδοσία των ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος χρησιμοποιούνται αντιστροφείς ως πηγές τάσης ή ρεύματος μεταβλητής συχνότητας, οι οποίοι μετατρέπουν τη συνεχή τάση (dc) σε εναλλασσόμενη (ac).

Εφόσον η ζήτηση τέτοιων συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης για βιομηχανικές εφαρμογές συνεχώς αυξάνεται, υπάρχει η ανάγκη για ανάπτυξη συστημάτων ελέγχου, τα οποία θα εξασφαλίζουν την επιθυμητή απόκριση, τόσο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, όσο και στα μεταβατικά φαινόμενα. Τα συστήματα που βασίζονται σε γραμμικούς ελεγκτές (όπως ο αναλογικός-ολοκληρωτικός-διαφορικός ελεγκτής - PID) αποτελούν πλέον μια ώριμη και ευρέως χρησιμοποιούμενη τεχνολογία. Όμως αντιμετωπίζουν κάποιες αδυναμίες ελέγχου, ιδίως όταν καλούνται να χειριστούν πιο περίπλοκα συστήματα, όπως είναι τα μη γραμμικά φορτία και τα συστήματα πολλαπλών εισόδων και εξόδων. Τέτοιοι περιορισμοί δεν τίθενται για τους ελεγκτές, οι οποίοι είναι βασισμένοι στις αρχές του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου (Model Predictive Control - MPC). Τα πλεονεκτήματα των εν λόγω τεχνικών ελέγχου, όπως για παράδειγμα η ευκολία του σχεδιασμού και η δυνατότητα χειρισμού φορτίων με πολύπλοκες δυναμικές, έχουν εδραιώσει τον MPC τα τελευταία χρόνια στο προσκήνιο της έρευνας με πληθώρα εφαρμογών σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Όμως, ορισμένα μειονεκτήματα του, όπως η σημαντική υπολογιστική πολυπλοκότητα του, τον καθιστούν ευάλωτο σε κριτική.



Σχήμα 1.1: Το δομικό διάγραμμα ενός προβλεπτικού Ελεγκτή ο οποίος οδηγεί έναν κινητήρα επαγωγής.

Η παρούσα εργασία εστιάζει στην εφαρμογή των στρατηγικών ελέγχου που βασίζονται στον MPC στα Ηλεκτρονικά Ισχύος και ειδικότερα στην οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων (Σχ. 1.1). Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται δύο εδραιωμένες τεχνικές ελέγχου, ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής (Predictive Torque Control - PTC) και ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μετα-

βλητού Διακοπτικού Σημείου (Variable Switching Point Predictive Torque Control - VSP²TC). Στόχος της εργασίας είναι η βελτίωση της συνολικής συμπεριφοράς του αλγορίθμου του VSP²TC, τόσο όσον αφορά τη βελτίωση των επιδόσεων του (Κεφ. 7), όσο και τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου (Παρ. 6.4 και Παρ. 7.3).

Όλα τα προαναφερθέντα μοντέλα υλοποιούνται και τα συμπεράσματα επαληθεύονται μέσα από τη πραγματοποίηση προσομοιώσεων στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab Simulink. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε επίσης η γλώσσα \LaTeX για τη συγγραφή της εργασίας και το πρόγραμμα Microsoft Visio για την παραγωγή των σχημάτων.

1.2 Διάρθρωση Εργασίας

Η διάρθρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η παρακάτω:

- Στο Κεφάλαιο 1 γίνεται μια σύντομη εισαγωγή στο θέμα που πραγματεύεται η παρούσα διπλωματική εργασία.
- Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται η θεωρία πίσω από τα προβλήματα βελτιστοποίησης και η στρατηγική της απαρίθμησης. Αναλύεται η γενική μορφή των προβλημάτων βελτιστοποίησης και ορισμένες ενδιαφέρουσες κατηγορίες προβλημάτων βελτιστοποίησης, όπως τα κυρτά προβλήματα και τα προβλήματα βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων.
- Στο Κεφάλαιο 3 γίνεται μια θεωρητική εισαγωγή στον Μοντελοποιημένο Προβλεπτικό Έλεγχο. Αναλύονται τα τρία βασικά χαρακτηριστικά του, η μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος, το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου και η πολιτική του μετατιθέμενου ορίζοντα.
- Στο Κεφάλαιο 4 γίνεται η περιγραφή της μοντελοποίησης υπό έλεγχο του συστήματος της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας. Αναλύεται η δυναμική συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και της μηχανής επαγωγής αρχικά στο συνεχή και έπειτα στο διακριτό χρόνο.
- Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται η εφαρμογή του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου στην οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων, ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής, αρχικά σε θεωρητικό επίπεδο και έπειτα σε πρακτικό, μέσω των αντίστοιχων προσομοιώσεων.
- Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται μια βελτιωμένη εκδοχή του Προβλεπτικού Ελέγχου Ροπής, ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου, αρχικά σε θεωρητικό επίπεδο και έπειτα σε πρακτικό, μέσω των αντίστοιχων προσομοιώσεων. Στη

συνέχεια, παρουσιάζεται μια πρόταση μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου με τα αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοίωσης για επαλήθευση.

- Στο Κεφάλαιο 7 παρουσιάζεται μια πρόταση βελτίωσης των επιδόσεων του Προβλεπτικού Ελέγχου Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου, μέσω της επέκτασης του ορίζοντα πρόβλεψης του ελεγκτή. Έπειτα, προτείνεται ένας νέος τρόπος μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας μέσω της τεχνικής Branch and Bound. Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αντίστοιχων προσομοιώσεων για επαλήθευση της θεωρητικής προσέγγισης.

Τέλος, στο παράρτημα αναλύεται ο μαθηματικός μετασχηματισμός $dq0$ για τα τριφασικά κυκλώματα.

Κεφάλαιο 2

Προβλήματα Βελτιστοποίησης και Στρατηγική Απαρίθμησης

2.1 Προβλήματα Βελτιστοποίησης

Ο Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος αποτελεί ένα χαρακτηριστικό πρόβλημα βελτιστοποίησης. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η μελέτη της μαθηματικής θεωρίας πίσω από τις τεχνικές βελτιστοποίησης, πριν την παρουσίαση των θεμελιωδών στοιχείων του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου. Παρακάτω, αναλύεται η βασική ετυμολογία της θεωρίας και δύο βασικές κατηγορίες προβλημάτων βελτιστοποίησης που σχετίζονται άμεσα με τη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, τα Γραμμικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων (2.1.3) και τα Τετραγωνικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων (2.1.4). Επιπλέον ανάλυση στη θεωρία βελτιστοποίησης, υπάρχει στα [4],[5],[6],[8],[17] και [28].

2.1.1 Βασική ετυμολογία

Ένα πρόβλημα βελτιστοποίησης έχει τη γενική μορφή [8]

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && f(\mathbf{x}) \\ & \text{subject to} && g_i(\mathbf{x}) \leq 0, && i = 1, \dots, m \\ & && h_j(\mathbf{x}) = 0, && j = 1, \dots, p \end{aligned} \tag{2.1}$$

Ο στόχος είναι η εύρεση της μεταβλητής βελτιστοποίησης $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση (ή συνάρτηση κόστους) $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, ενώ παράλληλα ικανοποιούνται οι περιορισμοί $g_i(\mathbf{x}) \leq 0$, $i = 1, \dots, m$ και $h_j(\mathbf{x}) = 0$, $j = 1, \dots, p$ [8]. Οι ανισότητες $g_i(\mathbf{x}) \leq 0$ καλούνται περιορισμοί ανισοτήτων και οι αντίστοιχες συναρτή-

σεις $g_i : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ συναρτήσεις περιορισμών ανισοτήτων. Αντίστοιχα, οι ισότητες $h_j(\mathbf{x}) = 0$ καλούνται περιορισμοί ισοτήτων και οι αντίστοιχες συναρτήσεις $h_j : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ συναρτήσεις περιορισμών ισοτήτων. Στην περίπτωση όπου $m = p = 0$, τότε το πρόβλημα καλείται χωρίς περιορισμούς.

Το πεδίο \mathcal{O} του προβλήματος βελτιστοποίησης (2.1) είναι το σύνολο των σημείων για τα οποία ορίζεται η αντικειμενική συνάρτηση f και οι συναρτήσεις περιορισμών g και h , δηλαδή

$$\mathcal{O} = \text{dom } f \cap \bigcap_{i=1}^m \text{dom } g_i \cap \bigcap_{j=1}^p \text{dom } h_j \quad (2.2)$$

Ένα σημείο $\mathbf{x} \in \mathcal{O}$ καλείται *εφικτό* αν ικανοποιεί όλους τους περιορισμούς ανισοτήτων $g_i(\mathbf{x}) \leq 0$, $i = 1, \dots, m$ και τους περιορισμούς ισοτήτων $h_j(\mathbf{x}) = 0$, $j = 1, \dots, p$. Το πρόβλημα (2.1) λέγεται *εφικτό*, αν υπάρχει τουλάχιστον ένα εφικτό σημείο, αλλιώς ονομάζεται *ανέφικτο*. Το σύνολο όλων των εφικτών σημείων ονομάζεται *εφικτό σύνολο*.

Η βέλτιστη τιμή q^* του προβλήματος (2.1) ορίζεται ως εξής

$$q^* = \inf \{ f(\mathbf{x}) \mid g_i(\mathbf{x}) \leq 0, i = 1, \dots, m, h_j(\mathbf{x}) = 0, j = 1, \dots, p \} \quad (2.3)$$

Η βέλτιστη τιμή q^* μπορεί να είναι ίση με $\pm\infty$. Αν το πρόβλημα είναι ανέφικτο, τότε ισχύει $q^* = \infty$, ενώ αν το πρόβλημα δεν είναι κάτω φραγμένο, δηλαδή υπάρχουν σημεία \mathbf{x}_k τέτοια ώστε $f(\mathbf{x}_k) \rightarrow -\infty$ καθώς $k \rightarrow \infty$, τότε $q^* \rightarrow -\infty$.

Η λύση \mathbf{x}^* του προβλήματος βελτιστοποίησης (2.1) καλείται *βέλτιστο σημείο*, αν το \mathbf{x}^* είναι εφικτό σημείο και $f(\mathbf{x}^*) = q^*$. Το σύνολο όλων των βέλτιστων σημείων καλείται *βέλτιστο σύνολο* και ορίζεται ως εξής

$$\mathcal{X}_{opt} = \{ \mathbf{x}^* \mid f(\mathbf{x}^*) = q^*, g_i(\mathbf{x}^*) \leq 0, i = 1, \dots, m, h_j(\mathbf{x}^*) = 0, j = 1, \dots, p \} \quad (2.4)$$

Αν δεν υπάρχει ούτε ένα βέλτιστο σημείο \mathbf{x}^* για το πρόβλημα (2.1), τότε το βέλτιστο σύνολο \mathcal{X}_{opt} είναι το κενό σύνολο. Στην αντίθετη περίπτωση, δηλαδή όταν η βέλτιστη τιμή μπορεί να επιτευχθεί, το πρόβλημα βελτιστοποίησης ονομάζεται *επιλύσιμο*.

Ένα εφικτό σημείο \mathbf{x}^* είναι *τοπικά βέλτιστο*, αν ελαχιστοποιεί την αντικειμενική συνάρτηση f σε ένα υποσύνολο του εφικτού συνόλου, δηλαδή αν υπάρχει ένα $R > 0$ τέτοιο ώστε

$$f(\mathbf{x}^*) = \inf \{ f(\mathbf{z}) \mid g_i(\mathbf{z}) \leq 0, i = 1, \dots, m, h_j(\mathbf{z}) = 0, j = 1, \dots, p, \|\mathbf{z} - \mathbf{x}^*\|_2 \leq R \} \quad (2.5)$$

με $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^n$, ή ισοδύναμα αν είναι η λύση του προβλήματος βελτιστοποίησης

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} && f(\mathbf{z}) \\
 & \text{subject to} && g_i(\mathbf{z}) \leq 0, \quad i = 1, \dots, m \\
 & && h_j(\mathbf{z}) = 0, \quad j = 1, \dots, p \\
 & && \|\mathbf{z} - \mathbf{x}\|_2 \leq R
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Αν ένα εφικτό σημείο \mathbf{x} ελαχιστοποιεί την f για όλο το εφικτό σύνολο, τότε αυτό καλείται *ολικό βέλτιστο*.

2.1.2 Κυρτά Προβλήματα Βελτιστοποίησης

Μία σημαντική κατηγορία προβλημάτων βελτιστοποίησης είναι τα *κυρτά προβλήματα βελτιστοποίησης*. Η γενική μορφή αυτής της ομάδας προβλημάτων είναι

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} && f(\mathbf{x}) \\
 & \text{subject to} && g_i(\mathbf{x}) \leq 0, \quad i = 1, \dots, m \\
 & && \boldsymbol{\alpha}_j^T \mathbf{x} = \mathbf{b}_j, \quad j = 1, \dots, p
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Η διαφορά της συγκεκριμένης κατηγορίας είναι το γεγονός ότι η αντικειμενική συνάρτηση f και οι συναρτήσεις περιορισμών ανισοτήτων g_1, \dots, g_m είναι κυρτές και οι συναρτήσεις περιορισμών ισοτήτων h_1, \dots, h_p είναι γραμμικές. Επιπλέον, το εφικτό σύνολο είναι κυρτό, καθώς είναι η τομή του πεδίου του κυρτού προβλήματος βελτιστοποίησης της (2.7), το οποίο είναι κυρτό σύνολο, με m κυρτά σύνολα $\{\mathbf{x} \mid g_i(\mathbf{x}) \leq 0, i = 1, \dots, m\}$ και p υπερεπίπεδα $\{\mathbf{x} \mid \boldsymbol{\alpha}_j^T \mathbf{x} = \mathbf{b}_j, j = 1, \dots, p\}$, δηλαδή

$$\mathcal{O} = \text{dom } f \cap \bigcap_{i=1}^m \text{dom } g_i \tag{2.8}$$

Δεδομένων των παραπάνω, αποδεικνύεται ότι οποιοδήποτε τοπικό βέλτιστο σημείο είναι επίσης και ολικό βέλτιστο, η οποία αποτελεί θεμελιώδη ιδιότητα των κυρτών προβλημάτων βελτιστοποίησης.

2.1.3 Γραμμικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων

Αν οι κυρτές συναρτήσεις f και g_i του προβλήματος βελτιστοποίησης (2.7) είναι γραμμικές, τότε το πρόβλημα βελτιστοποίησης καλείται *γραμμικό πρόβλημα - linear problem*. Επιπλέον, σε μερικές περιπτώσεις, η μεταβλητή βελτιστοποίησης μπορεί να περιέχει μια συνεχή

συνιστώσα και ένα δυαδικό μέρος. Τότε το πρόβλημα καλείται *γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων - mixed-integer linear optimization problem* και η γενική μορφή του περιγράφεται παρακάτω [17]

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} && \mathbf{c}^T \mathbf{x} \\
 & \text{subject to} && \mathbf{G}\mathbf{x} \preceq \mathbf{h} \\
 & && \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \\
 & && \mathbf{x}_b \in \{0, 1\}^{n_b}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

όπου $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_r^T \ \mathbf{x}_b^T]^T$, με $\mathbf{x}_r \in \mathbb{R}^{n_r}$, $\mathbf{x}_b \in \{0, 1\}^{n_b}$ και $n = n_b + n_r$. Επιπλέον, $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{h} \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ και $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^p$.

Αξίζει να σημειωθεί ότι αν και η αντικειμενική συνάρτηση και οι συναρτήσεις περιορισμών είναι γραμμικές, το πρόβλημα που περιγράφεται από τη μορφή (2.9) δεν είναι κυρτό πρόβλημα βελτιστοποίησης, λόγω της ύπαρξης του δυαδικού μέρους. Αυτό το γεγονός σημαίνει ότι δεν ισχύει η ιδιότητα που αναφέρθηκε στη Παράγραφο 2.1.2, δηλαδή τα τοπικά βέλτιστα σημεία δεν είναι απαραίτητα και ολικά βέλτιστα. Τέλος, ένα γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μικρών ακεραίων είναι *NP-hard*, δηλαδή ο απαιτούμενος χρόνος εκτέλεσης του εξαρτάται εκθετικά από το πλήθος των δυαδικών συνιστωσών του προβλήματος¹.

2.1.4 Τετραγωνικά Προβλήματα Βελτιστοποίησης Μικτών Ακεραίων

Για την περίπτωση όπου η αντικειμενική συνάρτηση του προβλήματος (2.1) είναι τετραγωνικής μορφής αντί για γραμμική, τότε το πρόβλημα βελτιστοποίησης ονομάζεται *τετραγωνικό πρόβλημα - quadratic problem*. Επιπλέον, αν η μεταβλητή βελτιστοποίησης περιέχει τόσο πραγματικές συνιστώσες όσο και ένα δυαδικό μέρος, δηλαδή είναι της μορφής $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_r^T \ \mathbf{x}_b^T]^T$, με $\mathbf{x}_r \in \mathbb{R}^{n_r}$, $\mathbf{x}_b \in \{0, 1\}^{n_b}$ και $n = n_b + n_r$, τότε το σχηματιζόμενο πρόβλημα βελτιστοποίησης καλείται *τετραγωνικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων - mixed-integer quadratic optimization problem*. Η γενική μορφή του προβλήματος περιγράφεται παρακάτω [17]

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} && (1/2)\mathbf{x}^T \mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{p}^T \mathbf{x} \\
 & \text{subject to} && \mathbf{G}\mathbf{x} \preceq \mathbf{h} \\
 & && \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \\
 & && \mathbf{x}_b \in \{0, 1\}^{n_b}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

όπου $\mathbf{Q} \in \mathbf{S}_+^n$, $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{h} \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ και $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^p$.

¹Ένας αλγόριθμος ονομάζεται NP-hard ή ισοδύναμα ότι ο απαιτούμενος χρόνος για την εκτέλεση του είναι εκθετικός, αν η χρονική πολυπλοκότητα του είναι άνω φραγμένη από το $2^{p(n)}$, όπου $p(n)$ είναι ένα πολυώνυμο του n . Με άλλα λόγια, αν $T(n) = O(2^{n^c})$ για κάποια σταθερά $c > 0$.

Όπως προαναφέρθηκε στο 2.1.3, το πρόβλημα (2.10) δεν είναι κυρτό πρόβλημα βελτιστοποίησης, λόγω του δυαδικού μέρους x_b και είναι *NP-hard*, επομένως η χρονική πολυπλοκότητα αυξάνεται εκθετικά με την αύξηση του πλήθους των δυαδικών συνιστωσών του προβλήματος.

2.2 Στρατηγική Απαρίθμησης

Γενικά, η επίλυση των προβλημάτων βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων, που παρουσιάστηκαν στις Παραγράφους 2.1.3 και 2.1.4, αποτελεί ένα πολύ απαιτητικό εγχείρημα. Για τη εύρεση της λύσης σε ένα τέτοιο πρόβλημα, είτε της μορφής (2.9) για ένα γραμμικό πρόβλημα μικτών ακεραίων είτε (2.10) για ένα τετραγωνικό πρόβλημα μικτών ακεραίων, μια πολύ απλή μέθοδος είναι η χρήση μιας στρατηγικής απαρίθμησης.

Σύμφωνα με τη μέθοδο *πλήρους απαρίθμησης*, σε κάθε ακέραια μεταβλητή ανατίθεται σταδιακά μια διαφορετική τιμή από το αντίστοιχο πεδίο ορισμού της. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου δεν υπάρχουν άλλες ελεύθερες ακέραιες μεταβλητές και έχει βρεθεί η πλήρης λύση για τις ακέραιες μεταβλητές \tilde{x}_b [42]. Επομένως, το γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων απλοποιείται σε ένα γραμμικό πρόβλημα και αντίστοιχα, το τετραγωνικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μικτών ακεραίων απλοποιείται σε ένα τετραγωνικό πρόβλημα. Λύνοντας το απλό γραμμικό ή τετραγωνικό πρόβλημα, καθορίζεται η βέλτιστη τιμή $q^* = f(x^*)$ των μεταβλητών με πραγματικές τιμές. Παρακάτω παρουσιάζεται σε μορφή ψευδοκώδικα, η στρατηγική απαρίθμησης των ακέραιων μεταβλητών για την περίπτωση ενός γραμμικού προβλήματος βελτιστοποίησης.

Algorithm 1: Στρατηγική Απαρίθμησης

```

function  $f(x^*) = ENUM(x, \mathcal{S}, \mathcal{F})$ 
   $f(x^*) = \infty$ 
  for  $k = 1$  to  $n_b$  do
    select  $i \in \mathcal{S}$ 
     $\mathcal{S} = \mathcal{S} \setminus \{i\}; \mathcal{F} = \mathcal{F} \cup \{i\}$ 
    for each  $j \in \{0, 1\}$  do
       $\tilde{x}_{b_i} = j$ 
      if  $\mathcal{S} = \emptyset$  then
         $f(x) = \inf\{c^T x \mid Gx \preceq h, Ax = b, x_b = \tilde{x}_b\}$ 
        if  $f(x) < f^*(x)$  then
           $f^*(x) = f(x)$ 
        end
      end
    end
  end
   $\mathcal{S} = \{1, \dots, n_b\}; \mathcal{F} = \emptyset$ 
end

```

όπου \mathcal{S} είναι το σύνολο των ελεύθερων ακέραιων μεταβλητών, δηλαδή στην πρώτη κλίση του αλγορίθμου, ισχύει $\mathcal{S} = \{1, \dots, n_b\}$. Επίσης, \mathcal{F} είναι το σύνολο των σταθερών ακέραιων μεταβλητών, το οποίο αρχικά είναι ίσο με το κενό σύνολο, $\mathcal{F} = \emptyset$. Τέλος, υπενθυμίζεται για ευκολία ότι η μεταβλητή βελτιστοποίησης \mathbf{x} αποτελείται από δύο μέρη, ένα πραγματικό και ένα δυαδικό, δηλαδή $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_r^T \ \mathbf{x}_b^T]^T$, με $\mathbf{x}_r \in \mathbb{R}^{n_r}$, $\mathbf{x}_b \in \{0, 1\}^{n_b}$ και $n = n_b + n_r$.

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, τα προβλήματα μικτών ακεραίων είναι απαιτητικά υπολογιστικά (2.1.3, 2.1.4). Η στρατηγική πλήρους απαρίθμησης απαιτεί υπολογιστικό χρόνο που αυξάνεται εκθετικά με το πλήθος των ακέραιων μεταβλητών \mathbf{x}_b , εφόσον αυξάνεται με τον ίδιο τρόπο το πλήθος των εξεταζόμενων λειτουργικών καταστάσεων.

Ένας τρόπος επιτάχυνσης της διαδικασίας της εύρεσης της βέλτιστης λύσης είναι η χρήση της *έμμεσης απαρίθμησης*. Η βασική αρχή της έμμεσης απαρίθμησης είναι η εξάλειψη των ανέφικτων λύσεων, ώστε να εξεταστούν μόνο οι εφικτές με στόχο την εύρεση της βέλτιστης λύσης.

Κεφάλαιο 3

Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος

3.1 Εισαγωγή

Κατά τη δεκαετία του 1970 έγινε η πρώτη εισαγωγή μιας καινούριας προηγμένης μεθοδολογίας ελέγχου στη βιομηχανία - και ειδικότερα στην πετρελαιοβιομηχανία - γνωστής με το όνομα *Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος* (*Model Predictive Control - MPC*). Έκτοτε, η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου επεκτείνεται και έχει επικρατήσει σε πληθώρα εφαρμογών, μεταξύ των οποίων είναι και τα ηλεκτρονικά ισχύος. Λόγος έγινε για προηγμένη μεθοδολογία ελέγχου, διότι θεωρείται πιο εξελιγμένη μέθοδος από τα κλασικά PID¹ σχήματα.

Δύο μπορούν να χαρακτηριστούν ως οι κυριότεροι λόγοι για την επικράτηση του MPC στη βιομηχανία. Πρώτον, 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. Μερικά παραδείγματα τέτοιων ελέγχων είναι ο έλεγχος βασισμένος σε *ασαφή λογική* (fuzzy logic), ο έλεγχος με *ολίσθηση επί επιφάνειας* (sliding mode) και φυσικά ο *προβλεπτικός έλεγχος* (predictive control)². Δεύτερον, η στρατηγική βέλτιστου ελέγχου, μέσω της απλότητας, της άμεσης διαδικασίας εκτέλεσης του σχεδιασμού και του σαφή ορισμού των περιορισμών, δίνει τη δυνατότητα χειρισμού πολύπλοκων και μη γραμμικών δυναμικών συστημάτων. Επιπλέον, σε σύγκριση με τις κλασικές μεθόδους ελέγχου, οι οποίες βασίζονται κυρίως στον PID ελεγκτή, ο MPC μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα μεγαλύτερο εύρος συστημάτων, όπως για παράδειγμα είναι τα συστήματα πολλαπλών εισόδων -

¹Οι PID ελεγκτές αποτελούν τη πλειοψηφία των συστημάτων ελέγχου που χρησιμοποιούνται στις μέρες μας στη βιομηχανία και ειδικότερα στα ηλεκτρονικά ισχύος [25],[33]. Αποτελούνται από τρία διακριτά μέρη, ένα αναλογικό (proportional - P), ένα ολοκληρωτικό (integral - I) και ένα διαφορικό (derivative - D) μέρος.

²Η ασαφής λογική προτιμάται για περιπτώσεις όπου το υπό έλεγχο σύστημα ή ορισμένες παράμετροι του παραμένουν άγνωστες, ενώ ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφάνειας προσφέρει ευρωστία λαμβάνοντας παράλληλα υπ' όψιν και τη διακοπτική φύση του μετατροπέα ισχύος[3].

πολλαπλών εξόδων (multiple input multiple output - MIMO) και τα συστήματα των οποίων οι είσοδοι, οι εξόδοι και οι μεταβλητές κατάστασης τελούν υπό περιορισμούς.

Κατά κανόνα, οι PID ελεγκτές εφαρμόζουν άριστα σε περιπτώσεις όπου το σύστημα είναι γραμμικό, μονής εισόδου - μονής εξόδου (single input single output - SISO) και χωρίς περιορισμούς. Σε αντίθετη περίπτωση, η χρήση τέτοιων ελεγκτών εισάγει πρόσθετες δυσκολίες στη σχεδίαση. Ειδικότερα, στην περίπτωση των μη γραμμικών συστημάτων, ο σχεδιασμός, δηλαδή ο υπολογισμός των κερδών των όρων του PID ελεγκτή, πραγματοποιείται για συγκεκριμένα σημεία λειτουργίας και τα ενδιάμεσα σημεία βρίσκονται μέσω παρεμβολής. Τα συστήματα πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων στην πράξη αποσυντίθενται σε πολλά συστήματα μονής εισόδου - μονής εξόδου, τα οποία χειρίζεται αρχικά ο σχεδιαστής ξεχωριστά και έπειτα τα συνθέτει σε κασκωδικούς βρόχους ελέγχου, ενώ, τέλος, ειδικές διαδικασίες anti-windup εφαρμόζονται για την αποφυγή διαφορετικών τύπων περιορισμών ενός συστήματος [2], [20].

Μελετώντας τον Μοντελοποιημένο Προβλεπτικό Έλεγχο, τρία μπορούν να χαρακτηριστούν ως τα βασικά χαρακτηριστικά του, η *μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος υπό έλεγχο*, η *κατάστρωση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου* και η *ανάδραση μέσω της πολιτικής μετατιθέμενου ορίζοντα* (receding horizon policy) [27],[30], όπως αυτά αναλύονται στη συνέχεια.

Για επιπλέον λεπτομέρειες στον MPC, ο αναγνώστης παραπέμπεται στα [29],[36],[31].

3.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση του συστήματος υπό έλεγχο

Η περιγραφή του συστήματος μέσω ενός μαθηματικού μοντέλου είναι απαραίτητη για την εκτίμηση της εξέλιξης των παραμέτρων του συστήματος σε βάθος χρόνου. Όπως αντιλαμβάνεται κανείς από το όνομα του Model Predictive Control, αποτελεί έναν έλεγχο βασισμένο στη χρήση μαθηματικών μοντέλων, επομένως η περιγραφή του υπό έλεγχο συστήματος με το ακριβέστερο δυνατό μοντέλο κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική για την επιτυχία του ίδιου του ελεγκτή. Το μοντέλο συνήθως εκφράζεται μαθηματικά στο χώρο κατάστασης με τις ακόλουθες εξισώσεις,

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.1\alpha')$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (3.1\beta')$$

όπου $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ είναι το διάνυσμα κατάστασης, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ είναι το διάνυσμα εισόδου, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^p$ είναι το διάνυσμα εξόδου και $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ είναι οι πίνακες συντελεστών του συστήματος. Αν $m = 1$, τότε το σύστημα είναι μονής εισόδου (single input - SI), ενώ αντίθετα αν $m > 1$ το σύστημα χαρακτηρίζεται πολλαπλών εισόδων (multiple

input - MI). Το ίδιο ισχύει και για την έξοδο, όπου το σύστημα χαρακτηρίζεται ως μονής εξόδου (single output - SO), όταν ισχύει $p = 1$ και πολλαπλών εξόδων (multiple output - MO), όταν $p > 1$. Έτσι, όταν για παράδειγμα, ισχύει $m > 1$ και $p > 1$, τότε γίνεται λόγος για ένα MIMO σύστημα. Επιπλέον, ένα σύστημα μπορεί να κατηγοριοποιηθεί βάσει των πινάκων \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} . Αν οι πίνακες περιέχουν μόνο σταθερές, τότε το σύστημα είναι γραμμικό, ενώ σε αντίθετη περίπτωση, το σύστημα χαρακτηρίζεται ως μη γραμμικό.

Στη συνέχεια, για τους σκοπούς της παρούσας διπλωματικής εργασίας, η μαθηματική ανάλυση των μοντέλων θα συνεχιστεί αποκλειστικά στο πεδίο του διακριτού χρόνου. Αυτό συμβαίνει λόγω της διακριτής φύσης του ελεγκτή, η οποία είναι άμεσα συνδεδεμένη με τους απαιτούμενους μικροεπεξεργαστές για την υλοποίηση του αλγορίθμου, που λειτουργούν στο διακριτό χρόνο.

Η Εξ.(3.1) είναι εκφρασμένες στο συνεχή χρόνο, επομένως πρέπει να διακριτοποιηθούν. Για τη μετάβαση στο διακριτό χρόνο, επιλέγεται η μέθοδος διακριτοποίησης του Euler προς τα εμπρός (forward Euler approximation method), η οποία περιγράφεται μαθηματικά ως ακολούθως,

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.2)$$

όπου T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας.

Βάσει της Εξ. (3.2), η Εξ.(3.1) γίνεται,

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_s\mathbf{u}(k) \quad (3.3\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \quad (3.3\beta')$$

Γενικά, οι εξισώσεις που περιγράφουν ένα σύστημα στο διακριτό χρόνο είναι της μορφής

$$\mathbf{x}(k+1) = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \quad (3.4\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k) = g(\mathbf{x}(k)) \quad (3.4\beta')$$

όπου $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^n$ είναι το διάνυσμα κατάστασης του συστήματος τη χρονική στιγμή kT_s , $\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^m$ είναι το διάνυσμα εισόδου τη χρονική στιγμή kT_s , $\mathbf{y}(k) \in \mathbb{R}^p$ είναι το διάνυσμα εξόδου τη χρονική στιγμή kT_s , οι συναρτήσεις f, g ανανεώνουν το διάνυσμα κατάστασης και το διάνυσμα εξόδου αντίστοιχα. Να σημειωθεί ότι οι συναρτήσεις f, g μπορούν να είναι γραμμικές ή μη γραμμικές και $n, m, p \in \mathbb{N}^+$.

Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό προβλέψεων για τις μεταβλητές κατάστασης και εξόδου του συστήματος. Δοσμένου ενός διανύσμα-

τος κατάστασης, π.χ. στο βήμα k , $\mathbf{x}(k)$ και θεωρώντας πεπερασμένο πλήθος N ενεργειών ελέγχου του συστήματος, π.χ. $[\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)]$, μπορεί να υπολογιστεί η κατάσταση και η έξοδος του συστήματος στο βήμα $k+N$. Ειδικότερα, ισχύει για το βήμα $k+1$

$$\mathbf{x}(k+1) = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \quad (3.5\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k) = g(\mathbf{x}(k)) \quad (3.5\beta')$$

Όμοια, ισχύει για το βήμα $k+2$

$$\mathbf{x}(k+2) = f(\mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+1)) \quad (3.6\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k+1) = g(\mathbf{x}(k+1)) \quad (3.6\beta')$$

η οποία λόγω της Εξ. (3.5) γίνεται

$$\mathbf{x}(k+2) = f(f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \mathbf{u}(k+1)) \quad (3.7)$$

Με χρήση της παραπάνω διαδικασίας N φορές, η κατάσταση και η έξοδος του συστήματος το βήμα $k+N$ δίνεται από την εξίσωση

$$\mathbf{x}(k+N) = f(\mathbf{x}(k+N-1), \mathbf{u}(k+N-1)) \quad (3.8\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k+N) = g(\mathbf{x}(k+N)) \quad (3.8\beta')$$

Δηλαδή

$$\mathbf{x}(k+N) = f\left(f\left(\dots\left(f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \mathbf{u}(k+1)\right), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)\right)\right) \quad (3.9\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k+N) = g\left(f\left(f\left(\dots\left(f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \mathbf{u}(k+1)\right), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)\right)\right)\right) \quad (3.9\beta')$$

Εκτός από την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των μεταβλητών κατάστασης ενός συστήματος κατά το μήκος ενός πεπερασμένου 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. Τέλος, οι περιορισμοί που απαγορεύεται να παραβιαστούν υπό οποιαδήποτε συνθήκη ονομάζονται *αυστηροί περιορισμοί* και οι περιορισμοί που μπορούν να παραβιαστούν, όμως προτιμάται να γίνει με τέτοιο τρόπο ο σχεδιασμός της λειτουργίας του συστήματος, ώστε να αποφεύγονται τέτοιες παραβιάσεις, ονομάζονται αντίστοιχα *ελαστικοί περιορισμοί* [29].

3.3 Πρόβλημα Βέλτιστου Ελέγχου

Για την διατύπωση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου [8], οι αντικειμενικοί στόχοι οφείλουν να καθοριστούν επακριβώς. Για αυτό το λόγο, ορίζεται μια αντικειμενική συνάρτηση J , ως εξής

$$J(\mathbf{x}(k), \mathbf{U}(k)) = \sum_{\ell=k}^{k+N-1} P(\mathbf{x}(\ell+1|k), \mathbf{u}(\ell|k)) \quad (3.10)$$

όπου η συνάρτηση P αποτελεί τη συνάρτηση κόστους, δηλαδή μια αποτίμηση της απόκλισης της συμπεριφοράς του συστήματος από την αντίστοιχη ιδανική συμπεριφορά. Για παράδειγμα, μπορεί να λαμβάνει υπ' όψιν την απόκλιση των μεταβλητών εξόδου από τις αντίστοιχες τιμές αναφοράς.

Ο στόχος του προβλήματος βελτιστοποίησης είναι η εύρεση της ακολουθίας κινήσεων ελέγχου κατά μήκος του ορίζοντα N , $\mathbf{U}(k) = [\mathbf{u}(k)^T \mathbf{u}(k+1)^T \dots \mathbf{u}(k+N-1)^T]^T$ για την οποία η συμπεριφορά του συστήματος είναι η βέλτιστη. Ισοδύναμα πρέπει να βρεθεί εκείνη η ακολουθία $\mathbf{U}(k)$ που ελαχιστοποιεί την αντικειμενική συνάρτηση που ορίζεται από την Εξίσωση (3.10). Τη συγκεκριμένη ακολουθία κινήσεων ελέγχου την ονομάζουμε *βέλτιστη* στο βήμα k και συμβολίζεται $\mathbf{U}^*(k)$. Αυτή η διαδικασία μεταφράζεται μαθηματικά ως εξής

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && J(k) \\ & \text{subject to} && \mathbf{x}(\ell+1) = f(\mathbf{x}(\ell), \mathbf{u}(\ell)) \\ & && \mathbf{x}(\ell) \in \mathbf{X}, \ell = k, \dots, k+N \\ & && \mathbf{u}(\ell) \in \mathbf{U}, \ell = k, \dots, k+N-1 \end{aligned} \quad (3.11)$$

όπου \mathbf{X} , \mathbf{U} είναι το σύνολο των περιορισμών για τις μεταβλητές κατάστασης και τις μεταβλητές εισόδου αντίστοιχα. Η λύση αυτού του προβλήματος είναι η βέλτιστη ακολουθία

κινήσεων $\mathbf{U}^*(k) = [\mathbf{u}^*(k)^T \mathbf{u}^*(k+1)^T \dots \mathbf{u}^*(k+N-1)^T]^T$, για την οποία ισχύει

$$\mathbf{U}^*(k) = \arg \min_{\mathbf{U}(k)} J(\mathbf{x}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (3.12)$$

και αποτελεί μία λύση ανοιχτού βρόχου.

3.4 Η πολιτική μετατιθέμενου ορίζοντα

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η βέλτιστη λύση $\mathbf{U}^*(k)$ 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.

Algorithm 2: Γενικός αλγόριθμος MPC

```

function  $\mathbf{u}^*(k) = MPC(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k-1))$ 
   $J^*(k) = \infty$ 
   $\mathbf{u}^*(k) = 0$ 
  for all  $\mathbf{U}$  over  $N$  do
     $J = 0$ 
     $i = 1$ 
    for  $\ell = k$  to  $k + N - 1$  do
       $\mathbf{x}(\ell + 1|k) = f(\mathbf{x}(\ell|k), \mathbf{u}(\ell|k))$ 
       $J(i) = P(\mathbf{x}(\ell + 1|k), \mathbf{u}(\ell|k))$ 
       $J = J + J(i)$ 
       $i = i + 1$ 
    end
    if  $J < J^*(k)$  then
       $J^*(k) = J$ 
       $\mathbf{u}^*(k) = \mathbf{U}(1)$ 
    end
  end
end

```

Συγκεκριμένα, από τη βέλτιστη ακολουθία κινήσεων ελέγχου στο βήμα k , $\mathbf{U}^*(k)$, εφαρμόζεται μόνο το πρώτο στοιχείο ($\mathbf{u}^*(k)$) στο σύστημα ως μεταβλητή εισόδου. Στο επόμενο

βήμα, το k γίνεται $k + 1$ και το πρόβλημα βελτιστοποίησης Εξ. (3.11) λύνεται πάλι από την αρχή με καινούριο σύνολο μετρήσεων και προβλέψεων και τον ορίζοντα να έχει μετατεθεί κατά ένα βήμα.

Ανακεφαλαιώνοντας, παρουσιάζεται σε ψευδοκώδικα η γενική μορφή του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου, ο οποίος βασίζεται στην τεχνική της απαρίθμησης.

Λαμβάνοντας υπ' όψιν όλους τους πιθανούς συνδυασμούς των εισόδων ελέγχου και της εκάστοτε κατάστασης και βάσει του μοντέλου του συστήματος, προβλέπεται η κατάσταση και η έξοδος του συστήματος στο επόμενο διακριτό χρονικό βήμα. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται N φορές εντός ενός ορίζοντα N -βημάτων, όπως αναλύθηκε στη Παράγραφο 3.3. Έπειτα, δεδομένων όλων των πιθανών ακολουθιών κινήσεων ελέγχου $\mathbf{U}(k) = [\mathbf{u}(k)^T \mathbf{u}(k+1)^T \dots \mathbf{u}(k+N-1)^T]^T$ και της αρχικής κατάστασης $\mathbf{x}(k)$ γίνεται η πρόβλεψη για την εξέλιξη των μεταβλητών κατάστασης εντός του ορίζοντα. Συνδυάζοντας όλα τα παραπάνω, ο αλγόριθμος του MPC αποτελείται από τα παρακάτω βήματα

1. Λήψη των μετρήσεων των μεταβλητών κατάστασης.
2. Εκτέλεση του Αλγορίθμου 2.
3. Εφαρμογή του $\mathbf{u}^*(k)$ στο σύστημα.
4. $k = k + 1$
5. Πήγαινε στο Βήμα 1

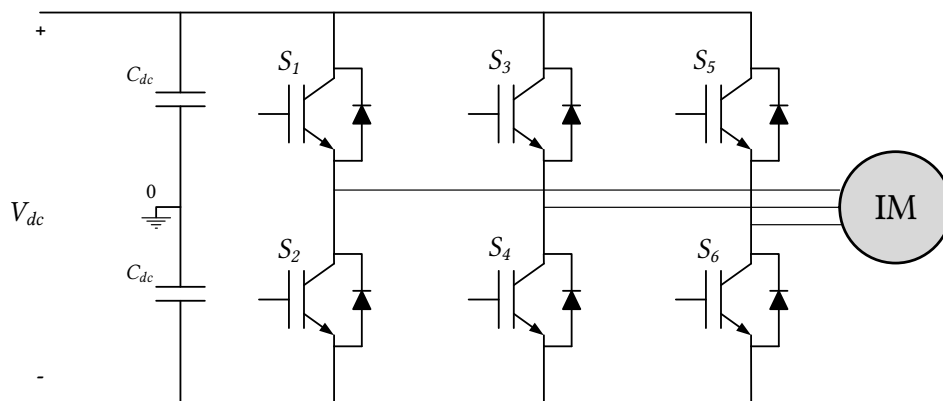
Κεφάλαιο 4

Μοντελοποίηση του Συστήματος

4.1 Φυσικό Σύστημα - Μοντέλο Συνεχούς Χρόνου

4.1.1 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Δύο Επιπέδων

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων (Two Level Voltage Source Inverter, 2L-VSI) με μια μηχανή επαγωγής απεικονίζεται στο Σχ. 4.1. Ο χαρακτηρισμός του αντιστροφέα ως δύο επιπέδων οφείλεται στη φασική τάση εξόδου του, της οποίας η τιμή μπορεί να είναι είτε $\frac{V_{dc}}{2}$, είτε $-\frac{V_{dc}}{2}$, όπου V_{dc} είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα ή αλλιώς η dc τάση τροφοδοσίας του.



Σχήμα 4.1: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων με έναν κινητήρα επαγωγής.

Για τη μοντελοποίηση της συγκεκριμένης διάταξης, χρησιμοποιείται το γεγονός ότι ο 2L-VSI λειτουργεί σε ένα πεπερασμένο πλήθος λειτουργικών καταστάσεων, ανάλογα με την κατάσταση στην οποία βρίσκονται οι διακόπτες του. Η κατάσταση των διακοπών του αντιστροφέα μπορεί να είναι είτε η αγωγή, όπου οι διακόπτες αντικαθίστανται από ένα βραχυκύκλωμα και η κατάσταση συμβολίζεται με τον αριθμό 1, είτε η αποκοπή, όπου οι διακόπτες

αντικαθίστανται από ένα ανοιχτοκύκλωμα και η κατάσταση συμβολίζεται με τον αριθμό 0. Δεδομένου ότι μόνο ένας διακόπτης από κάθε σκέλος μπορεί να είναι σε αγωγή ανά πάσα στιγμή, τότε η κατάσταση κάθε σκέλους μπορεί να εκφραστεί ρητά μέσα από 1 bit και κατά επέκταση η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα δύο επιπέδων μέσα από 3 bits. Οι διακοπτικές καταστάσεις του κάθε σκέλους (a, b, c) του 2L-VSI μπορούν να περιγραφούν από τις συναρτήσεις u_a, u_b, u_c όπως διατυπώνονται ακολούθως

$$u_a = \begin{cases} 1 & \text{αν } S_1 = ON \text{ και } S_2 = OFF \\ 0 & \text{αν } S_1 = OFF \text{ και } S_2 = ON \end{cases} \quad (4.1)$$

$$u_b = \begin{cases} 1 & \text{αν } S_3 = ON \text{ και } S_4 = OFF \\ 0 & \text{αν } S_3 = OFF \text{ και } S_4 = ON \end{cases} \quad (4.2)$$

$$u_c = \begin{cases} 1 & \text{αν } S_5 = ON \text{ και } S_6 = OFF \\ 0 & \text{αν } S_5 = OFF \text{ και } S_6 = ON \end{cases} \quad (4.3)$$

όπου S_1, S_3, S_5 είναι οι διακόπτες του άνω σκέλους του αντιστροφέα, όπως φαίνεται και από το Σχ. 4.1 και S_2, S_4, S_6 είναι οι διακόπτες του κάτω σκέλους του αντιστροφέα.

Στο $\alpha\beta$ πλαίσιο¹, οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα μπορούν να εκφραστούν από ένα ενιαίο διάνυσμα, το οποίο δίνεται από την εξής έκφραση

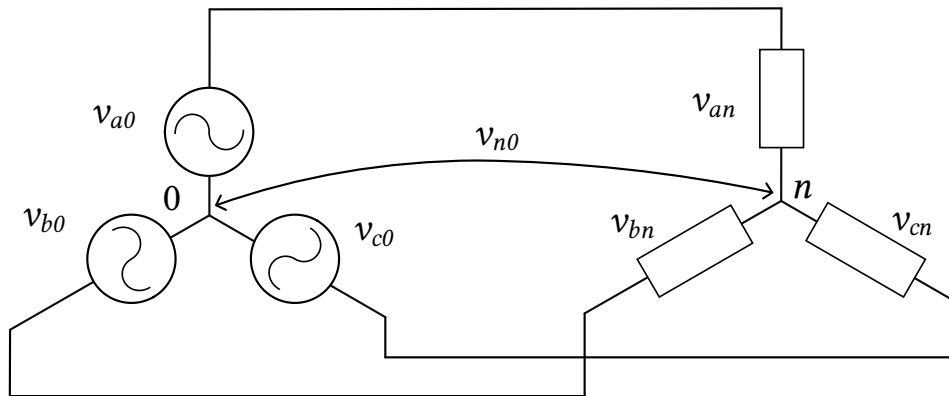
$$\mathbf{u}_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_a + \mathbf{a}u_b + \mathbf{a}^2u_c) \quad (4.4)$$

όπου $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να εκφραστεί μονοσήμαντα μέσα από την κατάσταση των διακοπών του. Σε αυτό το σημείο, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι σαν τάση εξόδου θεωρείται η τάση στη μία φάση του φορτίου, δηλαδή η τάση μεταξύ του ενός άκρου του φορτίου και του απομονωμένου κόμβου του φορτίου (v_{an}) και όχι η φασική τάση του αντιστροφέα (v_{a0}), όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 4.2.

Με εφαρμογή του νόμου τάσεων του Kirchoff στο κύκλωμα του Σχ.4.2, συνδέεται η φασική

¹Όπως αναλύεται στο Παράρτημα Α, η μετάβαση στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, επιτυγχάνεται μέσω του μετασχηματισμού Clarke.



Σχήμα 4.2: Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα με συμμετρικό τριφασικό φορτίο.

τάση του αντιστροφέα (v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}) με την τάση του φορτίου (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) ως εξής

$$\begin{aligned} v_{a0} &= v_{an} + v_{n0} \\ v_{b0} &= v_{bn} + v_{n0} \\ v_{c0} &= v_{cn} + v_{n0} \end{aligned} \quad (4.5)$$

όπου v_{n0} είναι η διαφορά τάσης μεταξύ του απομονωμένου κόμβου n και του σημείου αναφοράς 0 .

Όμως, για ένα συμμετρικό σύστημα ισχύει $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$. Βάσει αυτού, οι παραπάνω εξισώσεις προστιθέμενες δίνουν

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (4.6)$$

Βάσει της Εξ. (4.5), προκύπτει η τελική έκφραση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, στο abc πεδίο, με αναφορά τον απομονωμένο κόμβο του φορτίου ως προς τις τάσεις εξόδου του

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{1}{3}(2v_{a0} - (v_{b0} + v_{c0})) \\ v_{bn} &= \frac{1}{3}(2v_{b0} - (v_{a0} + v_{c0})) \\ v_{cn} &= \frac{1}{3}(2v_{c0} - (v_{a0} + v_{b0})) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Από τις Εξ. (4.7), παρατηρείται ότι αν σε ένα σκέλος του αντιστροφέα άγει ο άνω διακόπτης, η αντίστοιχη φασική τάση εξόδου του είναι $\frac{V_{dc}}{2}$, ενώ αν άγει ο κάτω διακόπτης, η φασική τάση εξόδου του αντίστοιχου σκέλους είναι $-\frac{V_{dc}}{2}$. Με αυτό υπόψιν, υπολογίζονται οι τάσεις στο φορτίο για όλες τις πιθανές διακοπτικές καταστάσεις της διάταξης. Στον Πιν. 4.1, παρουσιάζονται αναλυτικά οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και οι τάσεις του

Διανύσματα τάσης	S_1	S_3	S_5	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
v_0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
v_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
v_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
v_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
v_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
v_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
v_7	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 4.1: Διακοπτικές καταστάσεις του 2L-VSI και οι αντίστοιχες τάσεις φορτίου.

φορτίου, σύμφωνα με τις σχέσεις από την Εξ. (4.7). Αντιστοιχίζεται σε κάθε διακοπτική κατάσταση ένα διάνυσμα v_i με $i \in \{0, 1, \dots, 7\}$, το οποίο αντιπροσωπεύει την τάση εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον απομονωμένο κόμβο του φορτίου.

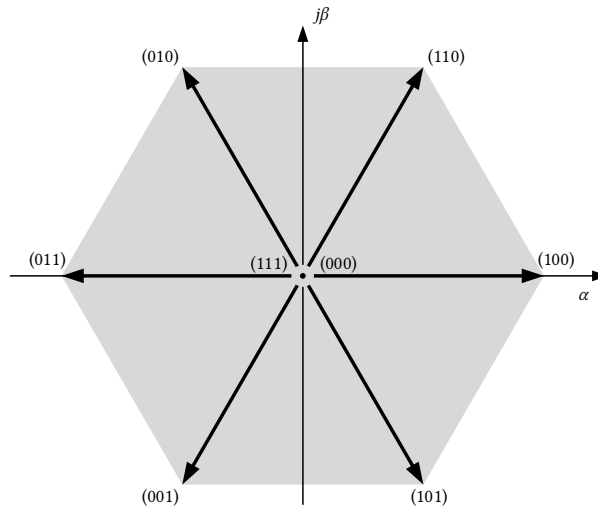
Όπως φαίνεται από τον Πίν. 4.1 και προαναφέρθηκε, αρκούν 3 bits για να περιγραφεί η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα, λόγω της απαγορευμένης ταυτόχρονης αγωγής δύο διακοπών της ίδιας φάσης για την προστασία από βραχυκύκλωμα της dc τάσης εισόδου. Επομένως, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων έχει $2^3 = 8$ διακοπτικές καταστάσεις. Οι διακοπτικές καταστάσεις 000, 111 (δηλαδή τα διανύσματα v_0, v_7) προκαλούν βραχυκύκλωση των ακροδεκτών του φορτίου, επομένως μηδενική τάση στο φορτίο και ονομάζονται *μηδενικές διακοπτικές καταστάσεις*. Αντίθετα, οι υπόλοιπες 6 διακοπτικές καταστάσεις (και αντίστοιχα τα διανύσματα v_1, \dots, v_6) θέτουν το φορτίο υπό τάση και ονομάζονται *ενεργές διακοπτικές καταστάσεις*[1].

Αντίστοιχα με τη διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα, η τάση εξόδου του αντιστροφέα μετασχηματίζεται μέσω του μετασχηματισμού Clarke και εκφράζεται στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, σε μια ενιαία διανυσματική έκφραση, ως εξής

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{a0} + \mathbf{a}v_{b0} + \mathbf{a}^2v_{c0}) \quad (4.8)$$

όπου $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

Σε αυτό το σημείο, σημειώνεται ότι ο όρος $\sqrt{\frac{2}{3}}$ είναι μια σταθερά που επιλέχθηκε έτσι ώστε μετά τον μετασχηματισμό των τάσεων και των ρευμάτων του συστήματος, η ισχύς να υπολογίζεται ακόμα βάσει του γνωστού τύπου $\mathbf{v}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$, όπου $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$ αντιπροσωπεύει τον συζυγή μιγαδικό του ρεύματος στο $\alpha\beta$ πλαίσιο. Σε περίπτωση που επιλεχθεί διαφορετική σταθερά, τότε αν και η ανάλυση που παρουσιάζεται στην παρούσα διπλωματική είναι σωστή, χρειάζεται επιπλέον πολλαπλασιασμός του γινομένου $\mathbf{v}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$ με μία σταθερά, ώστε να υπολογιστεί ορθά η στιγμιαία ισχύς.



Σχήμα 4.3: Τα διανύσματα τάσης ενός αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με τις αντίστοιχες διακοπτικές καταστάσεις στο $\alpha\beta$ πεδίο.

Τα 8 διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ πεδίο παρουσιάζονται στο Σχ. 4.3. Το πλάτος των 6 ενεργών διανυσμάτων είναι $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$ και οι γωνίες τους είναι ακέραια πολλαπλάσια των 60° . Τα μηδενικά διανύσματα έχουν μηδενικό πλάτος.

Εν συνεχεία, το διάνυσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα ($\mathbf{v}_{\alpha\beta}$), που δίνεται από την Εξ. (4.8) συνδέεται άμεσα με το διάνυσμα της διακοπτικής κατάστασης του αντιστροφέα (\mathbf{u}_{abc}), που δίνεται από την Εξ. (4.4) και την τιμή της dc τάσης τροφοδοσίας (V_{dc}) μέσω της ακόλουθης εξίσωσης,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = V_{dc}\mathbf{u}_{abc} \quad (4.9)$$

4.1.2 Μηχανή Επαγωγής

Για την ορθή μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς μιας μηχανής επαγωγής στην συγκεκριμένη εφαρμογή, αναπτύσσεται το μαθηματικό μοντέλο της στο $\alpha\beta$ πλαίσιο αναφοράς [19]. Το ρεύμα του στάτη \mathbf{i}_s , η μαγνητική ροή του στάτη $\boldsymbol{\psi}_s$ θεωρούνται μεταβλητές κατάστασης, ενώ μέσω διαφορικών εξισώσεων περιγράφεται και η δυναμική συμπεριφορά της μαγνητικής ροής δρομέα $\boldsymbol{\psi}_r$ και της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα ω_r . Ως μεταβλητή εισόδου θεωρείται η τάση εξόδου του αντιστροφέα \mathbf{v}_s και ως μεταβλητές εξόδου, η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s .

Οι εξισώσεις κατάστασης συνεχούς χρόνου είναι

$$\tau_{sr} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{i}_s = j\omega_r \tau_{sr} \mathbf{i}_s + \frac{1}{r_{sr}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \boldsymbol{\psi}_s + \frac{1}{r_{sr}} \mathbf{v}_s \quad (4.10\alpha')$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} = -r_s \mathbf{i}_s + \mathbf{v}_s \quad (4.10\beta')$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} = \frac{l_m}{\sigma \tau_{sr} l_s} \boldsymbol{\psi}_s + \left(j\omega_r - \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \boldsymbol{\psi}_r \quad (4.10\gamma')$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{H} (T_e - T_\ell) \quad (4.10\delta')$$

όπου βάσει των παραμέτρων του μοντέλου της μηχανής, δηλαδή των αντιστάσεων στάτη και δρομέα r_s, r_r , των αυτεπαγωγών στάτη και δρομέα ℓ_s, ℓ_r και της αμοιβαίας επαγωγής ℓ_m , δίνονται οι συντελεστές των Εξ.(4.10). Ειδικότερα, ισχύει $\tau_r = \ell_r / r_r$, $\tau_{sr} = \sigma \ell_s / r_{sr}$ και $r_{sr} = r_r + \ell_s / \ell_r \cdot r_r$, με $\sigma = 1 - \ell_m^2 / (\ell_s \ell_r)$. Επίσης, ο συντελεστής H αντιπροσωπεύει την αδράνεια της μηχανής, ο συντελεστής T_ℓ αντιπροσωπεύει τη μηχανική ροπή του φορτίου και η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής T_e δίνεται από τον τύπο

$$T_e = \frac{3}{2} p (\boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s) \quad (4.11)$$

όπου p είναι το πλήθος των ζευγών των πόλων της μηχανής.

Τέλος, το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη δίνεται από τον τύπο

$$\Psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4.12)$$

4.2 Μοντέλο Διακριτού Χρόνου

Το μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος του αντιστροφέα δύο επιπέδων και του κινητήρα επαγωγής προέρχεται από την διακριτοποίηση των Εξ.((4.10)-(4.12)) με χρήση της μεθόδου διακριτοποίησης του Euler προς τα εμπρός. Το μοντέλο διακριτού χρόνου θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για τη πρόβλεψη της συμπεριφοράς του συστήματος βάσει του αλγορίθμου του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου.

Το μοντέλο των εξισώσεων κατάστασης διακριτού χρόνου είναι της μορφής

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_s\mathbf{u}(k) \quad (4.13\alpha')$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}(\mathbf{x}(k)) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \quad (4.13\beta')$$

όπου το διάνυσμα κατάστασης περιέχει το ρεύμα i_s και τη μαγνητική ροή ψ_s του στάτη της μηχανής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, δηλαδή

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

το διάνυσμα μεταβλητών εισόδου ταυτίζεται με τη διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα \mathbf{u}_{abc} , δηλαδή

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

και το διάνυσμα μεταβλητών εξόδου περιέχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής Ψ_s , δηλαδή

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} T_e \\ \Psi_s \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Οι πίνακες \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} και \mathbf{D} δίνονται με βάση τις εξισώσεις του μοντέλου του συνεχούς χρόνου. Επομένως, ισχύει

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{sr}} & -\omega_r & \frac{1}{\gamma\tau_r} & \frac{\omega_r}{\gamma} \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_{sr}} & -\frac{\omega_r}{\gamma} & \frac{1}{\gamma\tau_r} \\ -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\mathbf{B} = V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{\gamma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\gamma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{K} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}p(x_3(k)x_2(k) - x_4(k)x_1(k)) \\ \sqrt{x_3^2(k) + x_4^2(k)} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

και

$$\mathbf{D} = \mathbf{0} \quad (4.20)$$

όπου $\gamma = \tau_{sr}r_{sr}$. Τέλος, \mathbf{I} είναι ο μοναδιαίος πίνακας, $\mathbf{0}$ είναι ο μηδενικός πίνακας, \mathbf{K} είναι ο πίνακας του Μετασχηματισμού Clarke (βλ. Παράρτημα Α) και T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας.

Κεφάλαιο 5

Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής - PTC

5.1 Εισαγωγή

Η πληθώρα των εφαρμογών οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων την εποχή μας έχει ως αποτέλεσμα την ανάγκη αναζήτησης βελτιωμένων και αποδοτικότερων τεχνικών ελέγχου. Αυτή η ανάγκη οδηγεί στη μονίμως αυξανόμενη ζήτηση τέτοιων συστημάτων και στην ανάδειξη όλο και περισσότερων νέων προηγμένων τεχνικών ελέγχου. Δύο από τους πιο γνωστούς αλγορίθμους ελέγχου είναι ο προσανατολισμένος στο πεδίο έλεγχος (field oriented control - FOC) [25] και ο έλεγχος άμεσης ροπής (direct torque control - DTC) [41].

Ο FOC είναι μία μέθοδος ελέγχου βασισμένη στη διαμόρφωση παλμών, όπου η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e και η μαγνητική ροή του στάτη ψ_s , ελέγχονται έμμεσα και ανεξάρτητα. Στο μετασχηματισμένο σύστημα συντεταγμένων, το οποίο έχει προσανατολιστεί στη μαγνητική ροή του δρομέα, επιτυγχάνεται ο έλεγχος της ροπής μέσω της συνιστώσας q του ρεύματος στάτη i_{sq} και ο έλεγχος της ροής του στάτη από τη συνιστώσα d του ρεύματος στάτη i_{sd} , αντίστοιχα. Έπειτα, τα σήματα ελέγχου παράγονται βάσει μιας μεθόδου Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation - PWM). Αντίθετα, ο DTC είναι μια τεχνική άμεσου ελέγχου, καθώς δεν περιέχει διαμορφωτή παλμών. Η βασική αρχή λειτουργίας του DTC είναι η εκμετάλλευση των γρήγορων δυναμικών της μαγνητικής ροής του στάτη για τον άμεσο έλεγχο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s .

Η απουσία διαμορφωτή παλμών μεταφράζεται σε ορισμένα πλεονεκτήματα για τον DTC, σε σύγκριση με τον FOC. Μεταξύ των πλεονεκτημάτων είναι η γρηγορότερη μεταβατική απόκριση, η απλούστερη σχεδίαση και η δυνατότητα εφαρμογής σε ολόκληρο το εύρος λειτουργίας του συστήματος. Αντίθετα, ο FOC εφαρμόζεται υπό περιορισμούς. Από την άλλη μεριά, λόγω της απουσίας του διαμορφωτή παλμών, ο DTC λειτουργεί με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, σε αντίθεση με τον FOC, όπου η διακοπτική συχνότητα παραμένει σταθερή. Επίσης, παρατηρείται μεγάλη κυμάτωση στη ροπή και στη ροή στην περίπτωση του DTC σε

σύγκριση με τον FOC [10].

Μια πολλά υποσχόμενη εναλλακτική πρόταση στην οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών είναι η εφαρμογή του Προβλεπτικού Ελέγχου, η οποία έγινε αρχικά σε θεωρητικό επίπεδο στο [18], στη συνέχεια αποδείχθηκε πειραματικά στο [34] και ονομάζεται *Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Άμεσος Έλεγχος Ροπής (Model Predictive Direct Torque Control - MPDTC)*. Η ρύθμιση της ροπής και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη στις τιμές αναφοράς τους καθίσταται εφικτή θέτοντας ελαστικούς περιορισμούς στις μεταβλητές ενδιαφέροντος μέσω βρόχων υστέρησης. Επιπρόσθετα, εφόσον κατά κύριο λόγο αυτή η στρατηγική εφαρμόζεται σε συστήματα οδήγησης μηχανών μέσης τάσης, όπου έχουν ιδιάζουσα σημασία οι διακοπτικές απώλειες, προστίθεται στην αντικειμενική συνάρτηση ένας όρος για τη διακοπτική συχνότητα με στόχο την ελαχιστοποίηση της.

Όσον αφορά τις εφαρμογές οδήγησης μηχανών στη χαμηλή τάση, προτείνεται μια λιγότερο απαιτητική προσέγγιση του MPC, όπως για παράδειγμα στα [11],[32],[3] όπου υλοποιείται μια deadbeat εκδοχή του MPC με μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης ($N = 1$). Η προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου ονομάζεται *Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής (Predictive Torque Control - PTC)*. Προσφέρει ευελιξία στη διαδικασία σχεδιασμού του προβλήματος βελτιστοποίησης, από τη στιγμή που αυτό περιγράφεται από τους στόχους ελέγχου, για παράδειγμα την άμεση ρύθμιση της ροπής και του πλάτους της μαγνητικής ροής στάτη στις τιμές αναφοράς τους, αντίστοιχα. Επιπλέον, περιορισμοί, όπως για παράδειγμα ο έλεγχος του ρεύματος εντός ορισμένων ορίων, μπορούν να ορισθούν ρητά. Λόγω της σχεδιαστικής απλότητας του PTC, η εφαρμογή του σε διάφορους τύπους αντιστροφών πλέον κρίνεται ως μια απλή διαδικασία, με την επιστημονική κοινότητα να τον μελετά για εφαρμογές όπως για αντιστροφέα δύο επιπέδων [32], για αντιστροφέα τριών επιπέδων περιορισμού ουδέτερου σημείου και για αντιστροφέα κασκωδικής Η-γέφυρας [11].

Παρά όλα αυτά, η κυμάτωση στη ροπή και στη μαγνητική ροή, που έχει ως αποτέλεσμα η εφαρμογή του PTC, είναι αξιοσημείωτα μεγαλύτερη σε σύγκριση με τις στρατηγικές ελέγχου με διαμορφωτή παλμών για την ίδια περίοδο δειγματοληψίας, όπως για παράδειγμα με τον FOC. Στις περιπτώσεις οδήγησης κινητήρων μέσης και υψηλής τάσης[12], η μεγάλη κυμάτωση της ροπής και της μαγνητικής ροής δε θεωρείται τόσο σημαντική όσο η χαμηλή διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, λόγω του ότι όσο μεγαλύτερη είναι η τάση στην οποία λειτουργεί μια μηχανή, τόσο σημαντικότερο ρόλο διαδραματίζουν οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα σε σχέση με τις ολικές απώλειες του συστήματος. Στην περίπτωση οδήγησης κινητήρων χαμηλής τάσης οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα δεν είναι τόσο σημαντικές όσο η καλή ποιότητα της ροπής και των ρευμάτων, το οποίο σημαίνει αυτόματα μικρή κυμάτωση στη ροπή και στη μαγνητική ροή και χαμηλό THD¹ στα ρεύματα του

¹Το THD (Total Harmonic Distortion - Συνολική παραμόρφωση αρμονικών) είναι ένας συντελεστής, που υποδηλώνει την ποιότητα εναλλασσόμενων κυματομορφών, που περιέχουν εκτός της θεμελιώδους και άλλες

στάτη της μηχανής. Αυτά τα μειονεκτήματα μπορούν να παραληφθούν αν αυξηθεί η διακοπτική συχνότητα, το οποίο όμως για να πραγματοποιηθεί πρέπει να μειωθεί η περίοδος δειγματοληψίας, γεγονός που οδηγεί σε μεγαλύτερες απαιτήσεις από το hardware και κόστος για ολόκληρο το σύστημα οδήγησης. Εκτενής σύγκριση μεταξύ των FOC, DTC και PTC μπορεί να βρεθεί στο [37].

5.2 Στρατηγική Έλεγχου

5.2.1 Βασική Ιδέα PTC

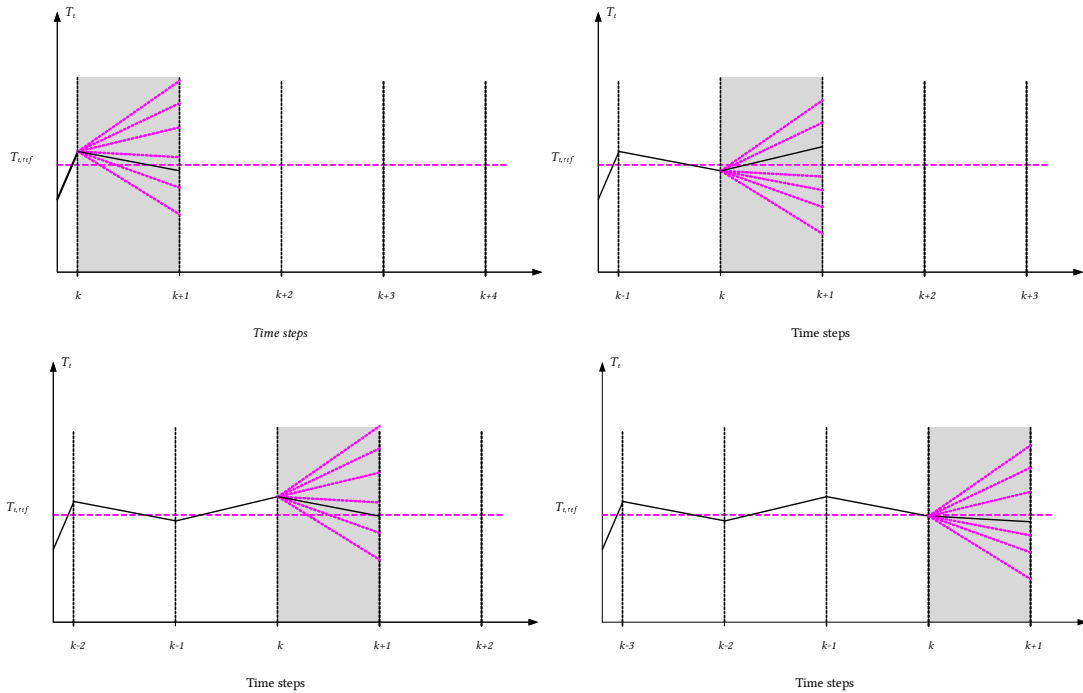
Η προσέγγιση της εν λόγω στρατηγικής ελέγχου είναι άμεση, διότι δεν περιλαμβάνει διαμορφωτή παλμών. Βάσει της μελέτης των μοντέλων που αναπτύχθηκαν για τον αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και για τη μηχανή επαγωγής, ο ελεγκτής PTC έχει ως στόχο την επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης του αντιστροφέα, έτσι ώστε η απόκριση της μηχανής επαγωγής να είναι η επιθυμητή. Η επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης γίνεται μεταξύ όλων των πιθανών διακοπτικών τροχιακών εντός ενός ορίζοντα πρόβλεψης. Με τον όρο ορίζοντας πρόβλεψης, θεωρείται το πλήθος των βημάτων στο μέλλον, για τα οποία προβλέπεται η κατάσταση του συστήματος και βάσει της απόκλισης αυτής από την ιδανική, γίνεται η τελική επιλογή.

Συγκεκριμένα, μεταξύ των βασικών χαρακτηριστικών ενδιαφέροντος του ελέγχου ενός ηλεκτρικού κινητήρα είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή του T_e . Ποιοτικά, οι αρχές που διέπουν το συγκεκριμένο αλγόριθμο, παρουσιάζονται μέσα από δύο παραδείγματα - γραφικές παραστάσεις για τέσσερις επαναλήψεις του ελεγκτή (Σχ. 5.1 και Σχ. 5.2). Στο πρώτο σχήμα, παρουσιάζεται η απόκριση του ελεγκτή για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 1$ ενώ στο δεύτερο σχήμα, παρουσιάζεται η αντίστοιχη απόκριση, μόνο που σε αυτήν την περίπτωση σε κάθε βήμα, ο ελεγκτής λαμβάνει υπόψιν του την κατάσταση του συστήματος για 3 βήματα στο μέλλον (δηλαδή ο ορίζοντας πρόβλεψης $N = 3$). Με διακεκομμένες γραμμές σημειώνονται όλες οι πιθανές κλίσεις της ροπής, με συμπαγή μαύρη γραμμή σημειώνεται η τελικά επιλεγμένη κλίση και ο ορίζοντας πρόβλεψης σημειώνεται με σκιασμένο εμβασμόν. Βάσει της πολιτικής του μετατιθέμενου ορίζοντα, από το βέλτιστο τροχιακό, εφαρμόζεται μόνο το πρώτο στοιχείο στο σύστημα και η διαδικασία επαναλαμβάνεται στο επόμενο βήμα.

Παρατηρείται ότι για την περίπτωση του μεγαλύτερου ορίζοντα πρόβλεψης, η απόκριση του συστήματος μεταβάλλεται αισθητά, εφόσον σε κάθε επανάληψη, ο ελεγκτής συγκρίνει περισσότερα ενδεχόμενα, κοιτώντας πιο μακριά στο μέλλον για να λάβει την τελική παρασιτικές συνιστώσες.

$$\text{Δίνεται από τον τύπο} \quad THD_X \% = \frac{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} X_n}{X_1} = \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots}}{X_1} \times 100.$$

απόφαση. Ενδεικτικά, όταν $N = 1$, όλα τα πιθανά ενδεχόμενα που έχει να συγκρίνει ο ελεγκτής σε κάθε βήμα είναι 7, όσες και οι διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα, ενώ όταν $N = 3$, τα αντίστοιχα ενδεχόμενα προς σύγκριση σε κάθε επανάληψη είναι $7^3 = 343$.

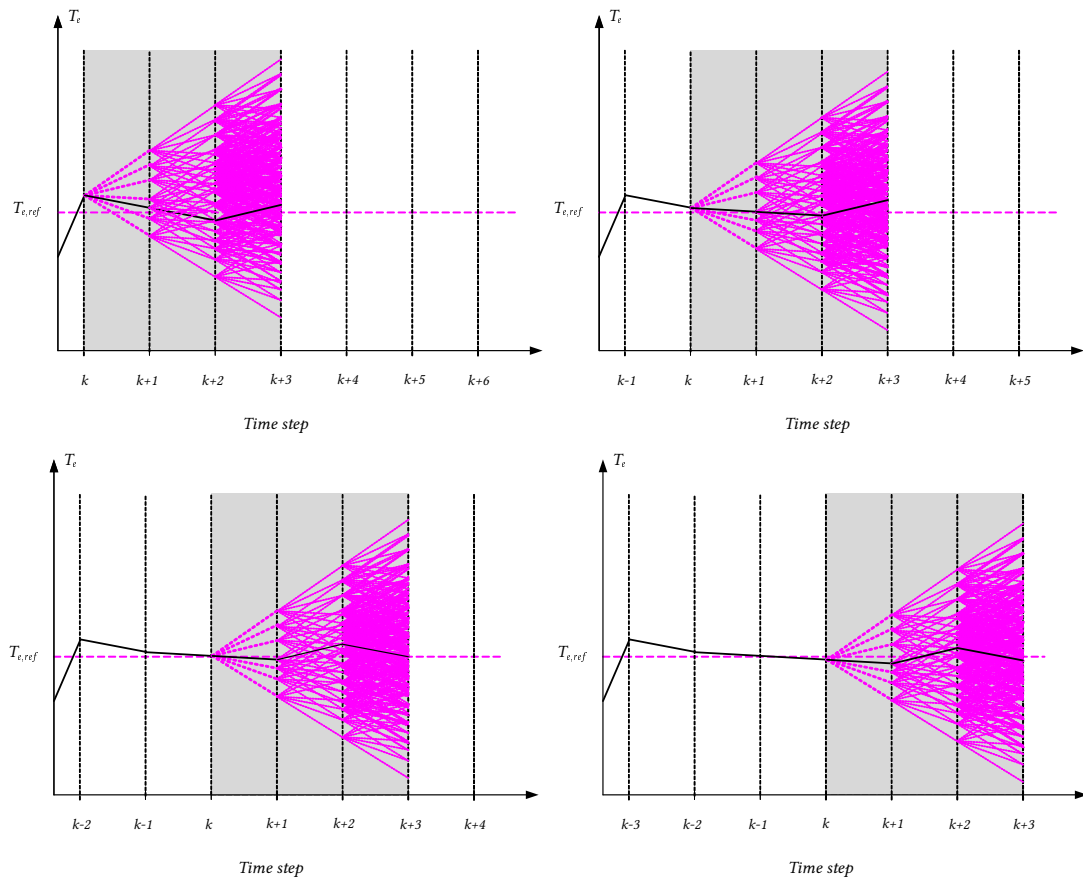


Σχήμα 5.1: Βασική ιδέα του PTC, απόκριση της ροπής του κινητήρα T_e ως προς χρόνο, όταν $N = 1$. Σε κάθε επανάληψη, αξιολογούνται 7 τροχιακά.

5.2.2 Αλγόριθμος Ελέγχου

Ο στόχος είναι ο έλεγχος των μεταβλητών εξόδου του ηλεκτρικού κινητήρα, δηλαδή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s . Όπως αναλύθηκε στο Κεφ. 4, ο αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων μπορεί να τροφοδοτήσει τη μηχανή επαγωγής με τάση 7 διαφορετικών τιμών, οι οποίες αντιπροσωπεύονται από 7 διαφορετικά διανύσματα τάσης. Βάσει αυτών των διανυσμάτων τάσης και του διακριτού μοντέλου της μηχανής, το οποίο αναπτύχθηκε στο Κεφ. 4, προβλέπεται η κατάσταση του ηλεκτρικού κινητήρα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης. Έπειτα, μέσω μια αντικειμενικής συνάρτησης, αποτιμάται η απόκλιση της εκάστοτε κατάστασης του συστήματος από την ιδανική κατάσταση και τέλος, επιλέγεται ως βέλτιστη η κατάσταση για την οποία η αντικειμενική συνάρτηση ελαχιστοποιείται.

Αναλυτικότερα, παρακάτω παρουσιάζεται ο αλγόριθμος του PTC για ορίζοντα N σε βήματα.



Σχήμα 5.2: Βασική ιδέα του PTC, απόκριση της ροπής του κινητήρα T_e ως προς χρόνο, όταν $N = 3$. Σε κάθε επανάληψη, αξιολογούνται $7^3 = 343$ τροχιακά.

Βήμα 1: Μέτρηση, στο βήμα k , των ρευμάτων των τριών φάσεων του στάτη της μηχανής $i_{abc}(k)$ και της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα της μηχανής $\omega_r(k)$. Υπολογίζονται η μαγνητική ροή του στάτη $\psi_s(k)$ βάσει της Εξ. (4.13).

Βήμα 2: Για όλα τα πιθανά διακοπτικά τροχιακά $[\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)]$ του αντιστροφέα σε οριζόντια πρόβλεψης N (7^N συνολικά στο πλήθος) και για κάθε βήμα ℓ , $k \leq \ell \leq k+N$, υπολογίζονται οι τιμές του ρεύματος του στάτη $i_s(\ell)$, της μαγνητικής ροής του στάτη $\psi_s(\ell)$, βάσει της Εξ. (4.13). Σε αυτό το σημείο μπορούμε να θεωρήσουμε χωρίς απώλεια της γενικότητας, ότι επειδή $T_s \ll T_1$, με T_1 να είναι η θεμελιώδης περίοδος, η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα παραμένει αμετάβλητη για τα επόμενα βήματα, δηλαδή $\omega_r(\ell) = \omega_r(k)$.

Βήμα 3: Έχοντας γνωστές τις τιμές του ρεύματος του στάτη $i_s(\ell)$ και των μαγνητικών ροών στάτη $\psi_s(\ell)$ για κάθε βήμα ℓ , υπολογίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e(\ell)$ και το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη $\Psi_s(\ell)$ από την Εξ. (4.13).

Βήμα 4: Στο τελευταίο στάδιο, αποτιμάται η αντικειμενική συνάρτηση και για τα 7^N τροχιακά του αντιστροφέα με ορίζοντα πρόβλεψης N και επιλέγεται ως βέλτιστο το τροχιακό, για το οποίο ελαχιστοποιείται η συνολική αντικειμενική συνάρτηση. Επειδή κάθε τροχιακό αποτελείται από περισσότερα του ενός βήματα, η αντικειμενική συνάρτηση ουσιαστικά είναι μια αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση, όπου σε κάθε βήμα αποτιμάται η μερική αντικειμενική συνάρτηση και προστίθεται στην συνολική.

Στην περίπτωση μας, η αντικειμενική συνάρτηση περιλαμβάνει το τετράγωνο της απόκλισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της μηχανής T_e και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής Ψ_s από τα αντίστοιχα μεγέθη αναφοράς. Επίσης προστίθεται ένας όρος $\Delta u(k)$, ο οποίος αναφέρεται ως διακοπτικό κόστος και εκφράζει το κόστος της διακοπτικής μετάβασης από την προηγούμενη διακοπτική κατάσταση στην επόμενη.

$$J = \sum_{\ell=1}^N \left(\|T_{e,ref} - T_e(\ell|k)\|_2^2 + \lambda_\psi \|\Psi_{s,ref} - \Psi_s(\ell|k)\|_2^2 + \lambda_u \Delta \mathbf{u}(\ell|k) \right) \quad (5.1)$$

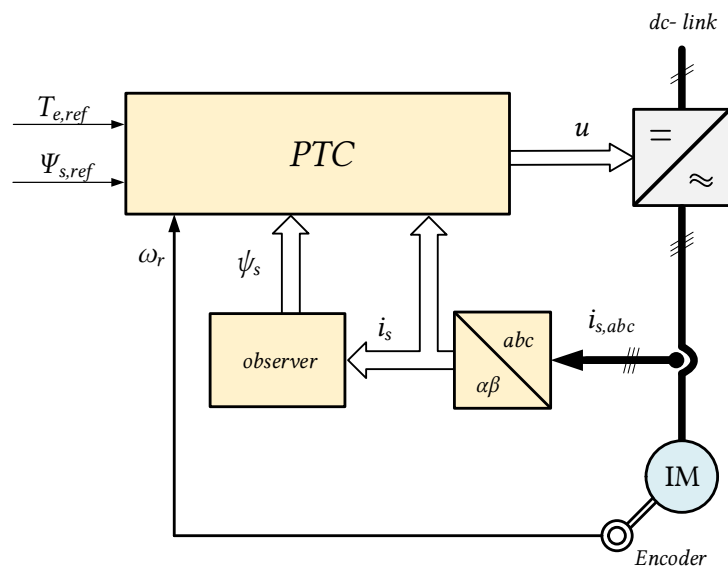
όπου $\lambda_\psi > 0$ είναι μια σταθερά ρύθμισης² του σφάλματος στη ροπή και του σφάλματος στη μαγνητική ροή και αντίστοιχα $\lambda_u > 0$ είναι μια σταθερά ρύθμισης μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας και του σφάλματος της απόκρισης του συστήματος. Επίσης, το διακοπτικό κόστος $\Delta \mathbf{u}(\ell)$ δίνεται από τον τύπο $\Delta \mathbf{u}(\ell) = |\mathbf{u}(\ell) - \mathbf{u}(\ell - 1)|$.

Βήμα 5: Επιλογή της πρώτης διακοπτικής κατάστασης από τη βέλτιστη ακολουθία και εφαρμογή αυτής στο σύστημα, βάσει της πολιτικής του μετατιθέμενου ορίζοντα. Οι υπόλοιπες διακοπτικές καταστάσεις απορρίπτονται και επαναλαμβάνεται η διαδικασία από το Βήμα 1.

Ανακεφαλαιώνοντας, παρουσιάζεται στον Αλγόριθμο 3 σε μορφή ψευδοκώδικα, ο αλγόριθμος του ελεγκτή του PTC και στο Σχ. 5.3, το αντίστοιχο δομικό διάγραμμα.

Σημειώνεται ότι οι συναρτήσεις f, g αποτελούν τις συναρτήσεις που χρησιμοποιούν το

²Όσο μεγαλύτερη τιμή έχει η σταθερά λ_ψ , τόσο σημαντικότερο ρόλο παίζει η απόκλιση της μαγνητικής ροής από την τιμή αναφοράς της στην τελική επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης.



Σχήμα 5.3: Το δομικό διάγραμμα του PTC.

μοντέλο του συστήματος για τον υπολογισμό του ρεύματος στάτη i_s και της μαγνητικής ροής στάτη ψ_s αντίστοιχα, βάσει της Εξ. (4.13). Επίσης το $\Delta \mathbf{u}(k)$ αντιπροσωπεύει το διακοπτικό κόστος και δίνεται από τον τύπο $\Delta \mathbf{u}(k) = |\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}(k)|$.

5.3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Η προσομοίωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα, του οποίου ο ελεγκτής υλοποιεί τον αλγόριθμο PTC, με τον κινητήρα επαγωγής πραγματοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab Simulink. Ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων σχεδιάστηκε με 6 IGBTs της βιβλιοθήκης του Matlab Simulink, simPowerSystems, Power electronics. Στα πλαίσια των συγκεκριμένων προσομοιώσεων, το κάθε IGBT θεωρείται μη-ιδανικό με μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης συνδεδεμένη αντιπαράλληλα προς αυτό. Επίσης, η dc τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα θεωρείται ιδανική με σταθερή τιμή.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της λειτουργίας του συστήματος, τόσο στη μόνιμη κατάσταση όσο και σε μεταβατικά φαινόμενα, για δύο τιμές του ορίζοντα πρόβλεψης, $N = 1$ και $N = 4$. Οι παράμετροι της προσομοίωσης παρουσιάζονται αναλυτικά στον Πιν. 5.1

Ο συντελεστής βαρύτητας λ_ψ ρυθμίζεται έτσι ώστε κατά τον έλεγχο του συστήματος, ανάλογη σημασία να δίνεται στη ρύθμιση της ροπής και της μαγνητικής ροής του στάτη. Επομένως, ο συντελεστής βαρύτητας επιλέγεται να είναι ίσος με το τετράγωνο του λόγου μεταξύ των ονομαστικών τιμών της ροπής $T_{e,rated}$ και του πλάτους της μαγνητικής ροής

Algorithm 3: Αλγόριθμος PTC για ορίζοντα N

```

function  $\mathbf{u}^*(k) = PTC(\mathbf{i}_{abc}(k), \omega_r(k))$ 
   $J^*(k) = \infty$ 
   $\boldsymbol{\psi}_s(k) = g(\mathbf{i}_s(k), \boldsymbol{\psi}_s(k-1), \mathbf{v}_s(k))$ 
  for all  $\mathbf{U}$  over  $N$  do
     $J = 0$ 
    for  $\ell = k$  to  $k + N - 1$  do
       $\mathbf{i}_s(\ell + 1|k) = f(\mathbf{i}_s(\ell|k), \boldsymbol{\psi}_r(\ell|k), \mathbf{v}_s(\ell + 1))$ 
       $\boldsymbol{\psi}_s(\ell + 1|k) = g(\mathbf{i}_s(\ell + 1|k), \boldsymbol{\psi}_s(\ell|k), \mathbf{v}_s(\ell + 1|k))$ 
       $T_e(\ell + 1|k) = 3/2 \cdot p \cdot (\mathbf{i}_s(\ell + 1|k) \times \boldsymbol{\psi}_s(\ell + 1|k))$ 
       $\Psi_s(\ell + 1|k) = \|\boldsymbol{\psi}_s(\ell + 1|k)\|_1$ 
       $J(i) = P(T_e(\ell + 1|k), \Psi_s(\ell + 1|k), \Delta \mathbf{u}(\ell + 1|k))$ 
       $J = J + J(i)$ 
       $i = i + 1$ 
    end
    if  $J < J^*(k)$  then
       $J^*(k) = J$ 
       $\mathbf{u}^*(k) = \mathbf{U}(1)$ 
    end
  end
end

```

$\Psi_{s,rated}$, δηλαδή

$$\lambda_\psi = \left(\frac{T_{e,rated}}{\Psi_{s,rated}} \right)^2 \quad (5.2)$$

Τέλος, στα πλαίσια της πρώτης σειράς προσομοιώσεων, ο συντελεστής $\lambda_u = 0$.

Μόνιμη Κατάσταση

Εξετάζεται η απόκριση του ελεγκτή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του συστήματος. Το σύστημα οδήγησης λειτουργεί στην ονομαστική ταχύτητα, δηλαδή η θεμελιώδης συχνότητα είναι $f_1 = 50 \text{ Hz}$. Η ροπή αναφοράς ορίζεται να είναι ίση με $T_{e,ref} = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$ και το πλάτος ροής στάτη αναφοράς ίσο με $\Psi_{s,ref} = 0,7 \text{ Wb}$.

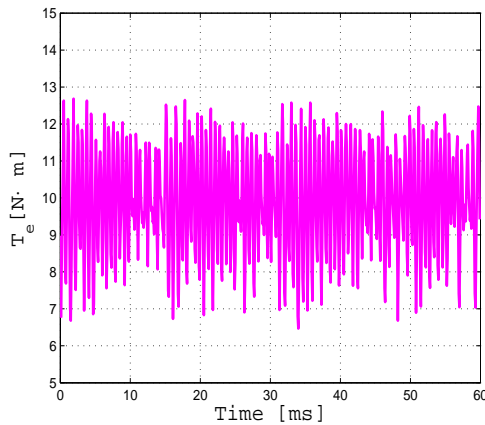
Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα Σχ. 5.4 και Σχ. 5.5 για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 1$ και $N = 4$, αντίστοιχα.

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί από τα Σχ. 5.4(α') και Σχ. 5.5(α'), με την αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, μειώνεται η *κυμάτωση* της ροπής, δηλαδή η μέγιστη απόκλιση της στιγμιαίας ροπής από την τιμή αναφοράς της. Η μαγνητική ροή στάτη παρουσιάζεται στο $\alpha\beta$ πεδίο στα Σχ. 5.4(β') και Σχ. 5.5(β'), όπου το πλάτος της μαγνητικής ροής είναι ίσο με την τιμή αναφοράς του. Στη συνέχεια, η επίδραση του μεγαλύτερου ορίζοντα πρόβλεψης στα

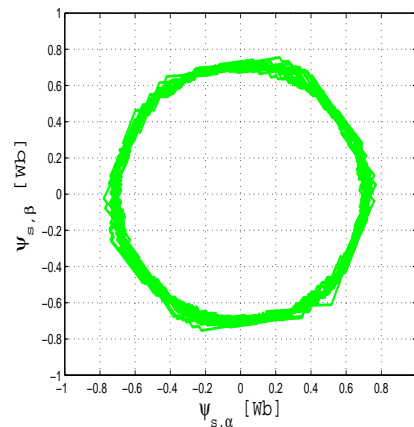
Παράμετροι		Τιμή
Περίοδος δειγματοληψίας	T_s	$100 \mu s$
DC τάση εισόδου	V_{dc}	$550 V$
Χωρητικότητα πυκνωτών παράλληλων προς την είσοδο	C_{dc}	$150 \mu F$
Ζεύγη πόλων	p	1
Αδράνεια μηχανής	H	$0,062 kg \cdot m^2$
Αυτεπαγωγή στάτη	ℓ_s	$283,4 mH$
Αυτεπαγωγή δρομέα	ℓ_r	$283,4 mH$
Αμοιβαία επαγωγή	ℓ_m	$275,1 mH$
Αντίσταση στάτη	r_s	$2,6827 \Omega$
Αντίσταση δρομέα	ℓ_r	$2,129 \Omega$
Ονομαστική ροπή	$T_{e, rated}$	$10 N \cdot m$
Ονομαστικό πλάτος ροής στάτη	$\Psi_{s, rated}$	$0,7 Wb$
Θεμελιώδης συχνότητα ρευμάτων στάτη	f_1	$50 Hz$

Πίνακας 5.1: Οι παράμετροι της προσομοίωσης ενός αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος υλοποιεί τον αλγόριθμο PTC και οδηγεί έναν ηλεκτρικό κινητήρα.

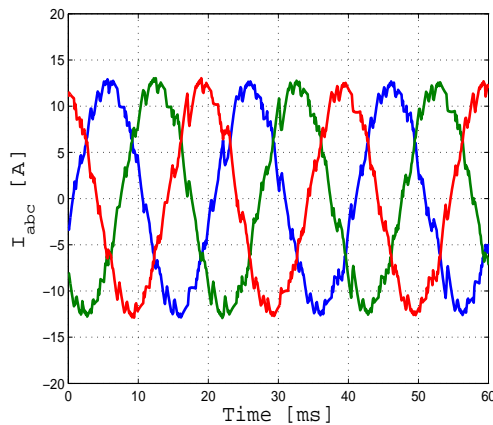
ρεύματα του στάτη μπορεί να παρατηρηθεί στα Σχ. 5.4(γ') και Σχ. 5.5(γ'), όπου η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης μεταφράζεται σε μικρή μείωση του THD των ρευμάτων του στάτη (Σχ. 5.4(δ') και Σχ. 5.5(δ')). Επίσης να σημειωθεί ότι η διακοπτική συχνότητα παραμένει σχετικά σταθερή και αμετάβλητη από τη μεταβολή του ορίζοντα πρόβλεψης, περί τα $f_{sw} = 1,35 kHz$.



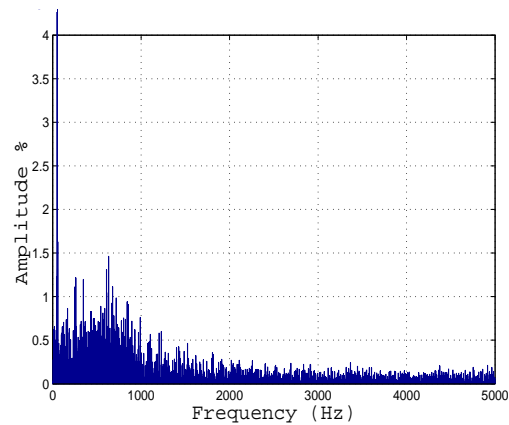
(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e συναρτήσει του χρόνου.



(β') Η μαγνητική ροή στάτη ψ_s στο $\alpha\beta$ πλαίσιο.



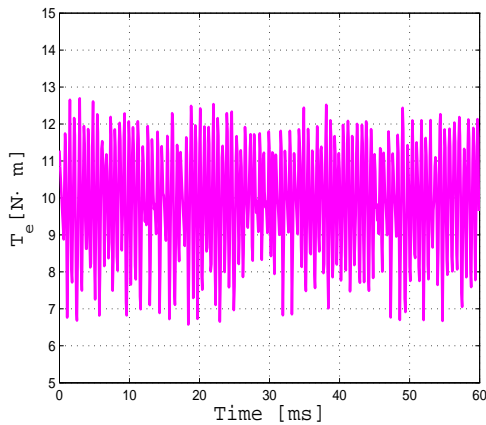
(γ') Τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη. $THD = 8,67\%$.



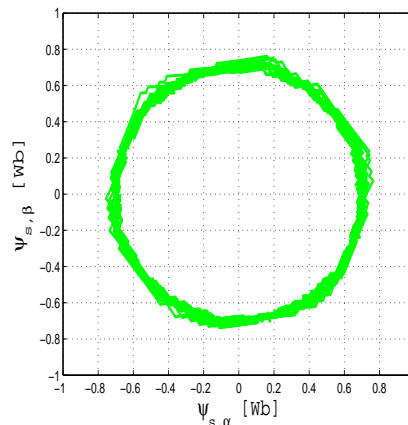
Σχήμα 5.4: Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC στη μόνιμη κατάσταση για $N = 1$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,33 \text{ kHz}$.

Μεταβατική Κατάσταση

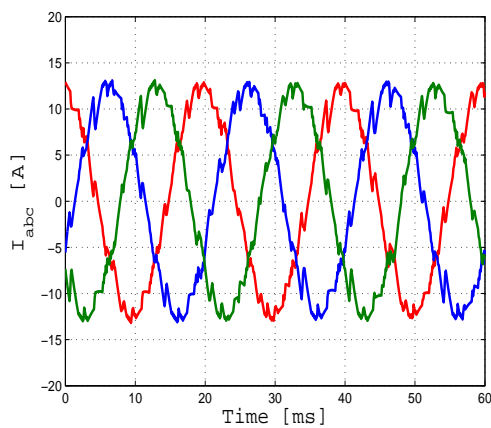
Στη συνέχεια, μελετάται η απόκριση του PTC κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων. Έγινε επανάληψη της προσομοίωσης για τις ίδιες τιμές του ορίζοντα πρόβλεψης ($N = 1$ και $N = 4$) και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα Σχ. 5.6 και Σχ. 5.7. Όπως παρατηρείται από τα Σχ. 5.6(α') και Σχ. 5.7(α'), το χρονικό διάστημα, που χρειάζεται ο ελεγκτής για να ακολουθήσει τη μεταβολή στη ροπή αναφοράς είναι της τάξης του 1 ms , δηλαδή ικανοποιητικά μικρό, ειδικά για τη συγκεκριμένη περίπτωση, όπου η ροπή αναφοράς διπλασιάστηκε βηματικά. Επίσης, η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης δεν επηρεάζει ιδιαίτερα τη χρονική καθυστέρηση της απόκρισης του ελεγκτή όσον αφορά τη ροπή. Σύμφωνα με τα Σχ. 5.6(β') και Σχ. 5.7(β'), όπου παρουσιάζεται η χρονική απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής, παρατηρείται μια στιγμιαία αύξηση της τιμής του Ψ_s τη στιγμή της



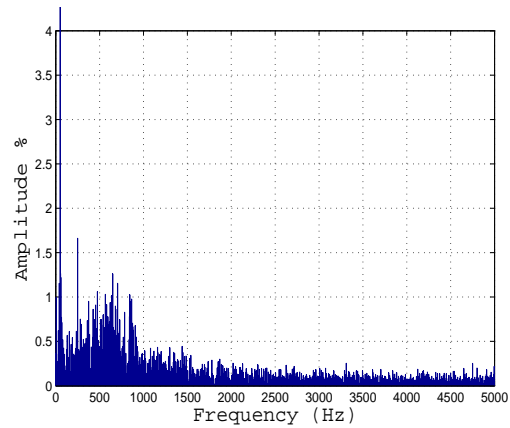
(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e συναρτήσει του χρόνου.



(β') Η μαγνητική ροή στάτη ψ_s στο $\alpha\beta$ πλαίσιο.

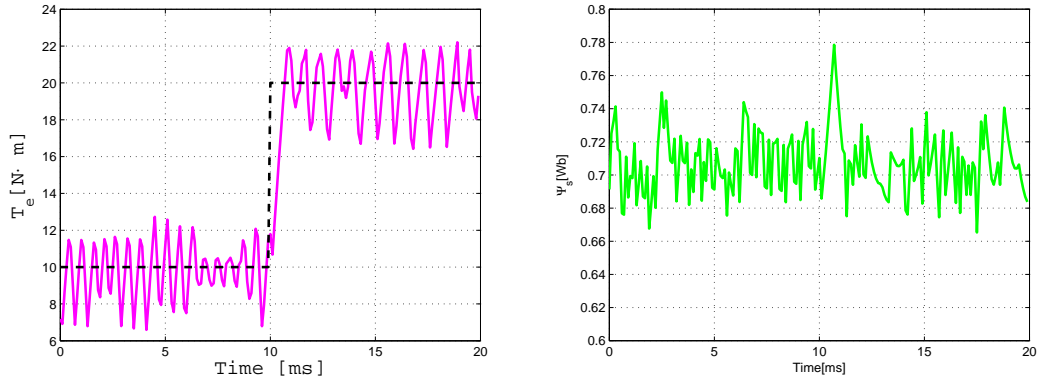


(γ') Τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη. $THD = 7,87\%$.



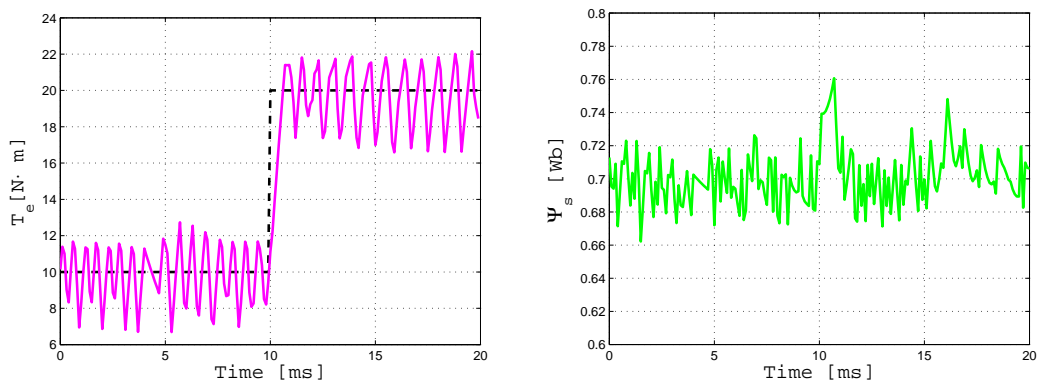
Σχήμα 5.5: Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC στη μόνιμη κατάσταση για $N = 4$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,347 \text{ kHz}$.

βηματικής μεταβολής της ροπής αναφοράς. Αυτή η απότομη αύξηση, βέβαια, αντιμετωπίζεται με την αύξηση του οριζοντα πρόβλεψης, αφού στην περίπτωση του $N = 1$, η μαγνητική ροή του στάτη έφτασε το $0,78 \text{ Wb}$ κατά πλάτος, ενώ όταν $N = 4$, όπως παρατηρείται από το Σχ. 5.7(β'), ισχύει $\max \Psi_s = 0,76 \text{ Wb}$.



- (α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e (συνεχής γραμμή) και η αναφορά της (διακεκομμένη γραμμή) ως προς χρόνο. (β') Το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s ως προς χρόνο.

Σχήμα 5.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC με $N = 1$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10$ ms.



- (α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e (συνεχής γραμμή) και η αναφορά της (διακεκομμένη γραμμή) ως προς χρόνο. (β') Το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s ως προς χρόνο.

Σχήμα 5.7: Αποτελέσματα προσομοίωσης PTC με $N = 4$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10$ ms.

Επίδραση Συντελεστή λ_u στο Σύστημα

Για τις παραπάνω προσομοιώσεις του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση και στα μεταβατικά φαινόμενα, ο συντελεστής λ_u είχε τεθεί ίσος με το μηδέν ($\lambda_u = 0$). Με αυτόν τον τρόπο, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας δεν επηρέασε καθόλου τη λειτουργία του αλγορίθμου και τη τελική επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης. Σε αυτό το σημείο θα αναλυθεί η επίδραση του συντελεστή βαρύτητας λ_u τόσο στη συμπεριφορά του συστήματος κατά τη μόνιμη κατάσταση, όσο και κατά τα μεταβατικά φαινόμενα.

Στον Πιν. 5.2, παρουσιάζονται χαρακτηριστικά μεγέθη της μηχανής για τη πλήρη κατανόηση του βαθμού επίδρασης του συντελεστή λ_u στο σύστημα. Πραγματοποιήθηκαν 11 προσομοιώσεις με διαφορετικές τιμές του συντελεστή, από 0 έως και 1 με βήμα 0.1. Μετά από κάθε προσομοίωση, μετρήθηκαν και παρουσιάζονται, η κυμάτωση της ροπής $T_{e_{ripple}}$, η κυμάτωση της μαγνητικής ροής $\Psi_{s_{ripple}}$, το THD των ρευμάτων του στάτη και σφάλμα παρακολούθησης (tracking error) t_{delay} , το οποίο ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που χρειάζεται ο ελεγκτής για να ακολουθήσει μια τυχούσα μεταβολή στην τιμή αναφοράς της ροπής. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, η μεταβολή είναι μια βηματική μεταβολή από την ονομαστική τιμή (δηλαδή τα $10N \cdot m$) στα $20N \cdot m$. Σημειώνεται ότι για αυτή τη σειρά των προσομοιώσεων, ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 1$.

λ_u	f_{sw} [Hz]	$T_{e_{ripple}}$ [$N \cdot m$]	$\Psi_{s_{ripple}}$ [Wb]	THD %	t_{delay} [ms]
0	1.315	5,2445	0,125	7,87	0,7
0,1	1.204	5,1637	0,1297	8,27	0,7
0,2	1.157	5,2244	0,134	8,42	0,6
0,3	1.101	5,4246	0,1397	8,77	0,8
0,4	1.007	5,4667	0,148	9,34	0,8
0,5	946	5,3694	0,1644	11,32	0,8
0,6	907	5,4181	0,1728	12,23	0,8
0,7	858	5,4742	0,1888	13,74	0,8
0,8	831	5,4731	0,2068	15,05	0,8
0,9	711	5,4580	0,2071	16,95	0,8
1	687	5,4043	0,228	17,45	0,8

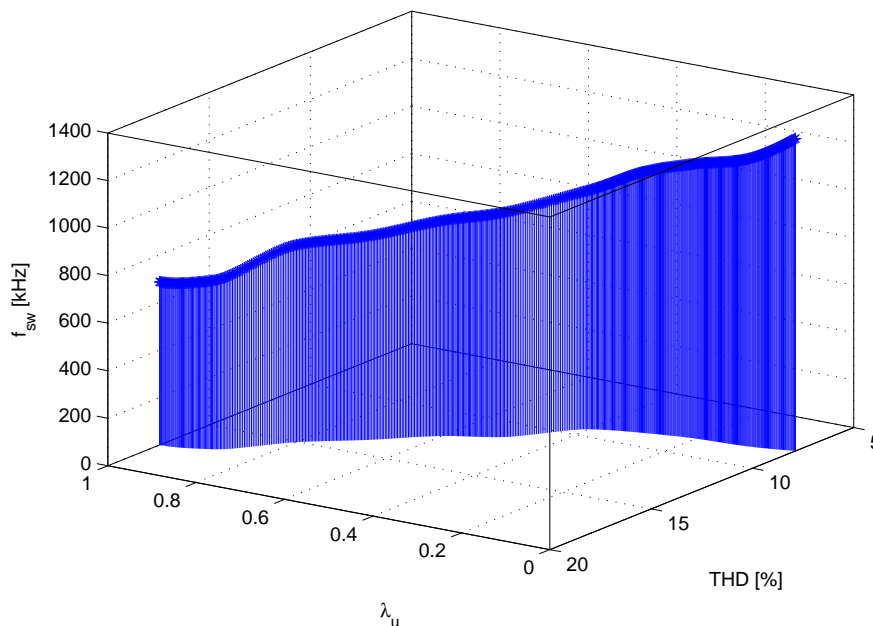
Πίνακας 5.2: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τη μελέτη της επίδρασης του συντελεστή λ_u στη λειτουργία του PTC.

Όπως παρατηρείται από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάζονται στον Πιν. 5.2, η επίδραση του συντελεστή λ_u είναι ιδιαίτερα σημαντική για το σύστημα.

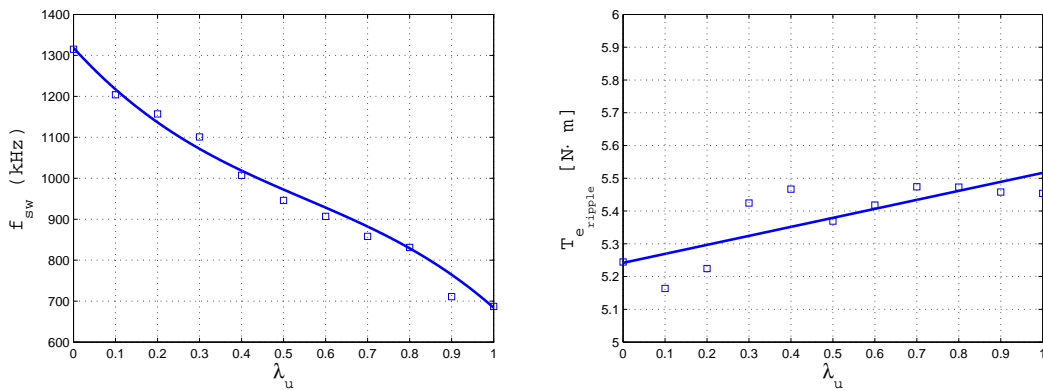
Αρχικά, όπως αναμενόταν, με την αύξηση του συντελεστή, επιτυγχάνεται η επιθυμητή μείωση της διακοπτικής συχνότητας (από $f_{sw} = 1315 \text{ Hz}$ για $\lambda_u = 0$ έως και $f_{sw} = 687 \text{ Hz}$ για $\lambda_u = 1$). Κατά επέκταση, μέσω του συντελεστή λ_u , πραγματοποιείται με επιτυχία ο έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας. Από την άλλη πλευρά, αυξάνοντας τον συντελεστή λ_u , αυτόματα μειώνεται η ποιότητα της απόκρισης του συστήματος, κάτι που εμφανίζεται με την αύξηση της κυμάτωσης του Ψ_s και του THD των ρευμάτων του στάτη (από $\Psi_{\text{ripple}} = 0.125 \text{ Wb}$, $\text{THD} = 7.87\%$ για $\lambda_u = 0$ έως και $\Psi_{\text{ripple}} = 0.228 \text{ Wb}$, $\text{THD} = 17.45\%$ για $\lambda_u = 1$). Σχετικά αμετάβλητα με την αύξηση του συντελεστή, είναι η κυμάτωση της ροπής και το σφάλμα παρακολούθησης.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται στο Σχ. 6.10, η σχέση μεταξύ του συντελεστή λ_u , της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} και του THD των ρευμάτων του στάτη σε ένα σχήμα 3-D. Όπως είναι εμφανές, επαληθεύεται η θεωρητική προσέγγιση του συντελεστή. Με την αύξηση του, επιτυγχάνεται άμεση μείωση της διακοπτικής συχνότητας, σε βάρος όμως της ποιότητας ισχύος εξόδου του αντιστροφέα, της οποίας χαρακτηριστικό μέγεθος είναι το THD.

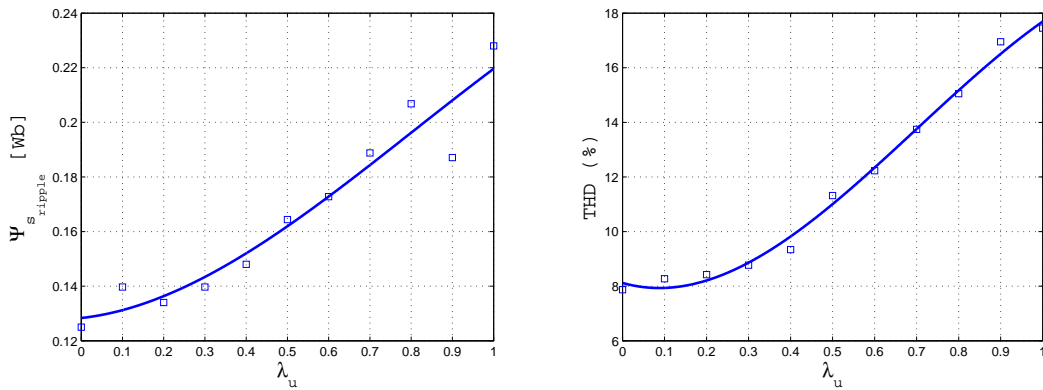
Τέλος, στο Σχ. 5.9, παρουσιάζονται γραφικά οι σχέσεις όλων των στοιχείων του Πιν. 5.2 ως προς τη σταθερά λ_u . Με τετράγωνα σημειώνονται οι μετρήσεις του εκάστοτε μεγέθους για κάθε τιμή της ανεξάρτητης μεταβλητής (λ_u) και με συνεχή γραμμή σημειώνεται η πολυωνυμική καμπύλη που διασχίζει βέλτιστα τα δεδομένα.



Σχήμα 5.8: Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} και το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς το συντελεστή βαρύτητας λ_u .



(α') Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} ως προς τη (β') Η κυμάτωση της ροπής T_{e_ripple} ως προς τη σταθερά λ_u .



(γ') Η κυμάτωση της μαγνητικής ροής στάτη (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς Ψ_{S_ripple} ως προς τη σταθερά λ_u .

Σχήμα 5.9: Η επίδραση του συντελεστή λ_u για τη λειτουργία του PTC στη διακοπτική συχνότητα f_{sw} , στην κυμάτωση της ροπής T_{e_ripple} , της μαγνητικής ροής Ψ_{S_ripple} και στο THD των ρευμάτων του στάτη.

5.4 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάστηκε μια τεχνική άμεσου ελέγχου μιας μηχανής επαγωγής, ο Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής (PTC), ο οποίος μπορεί να θεωρηθεί συνδυασμός των αρχών του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου και του Άμεσου Ελέγχου Ροπής. Αρχικά, αναλύθηκε ο θεωρία πίσω από τον PTC. Σε θεωρητικό επίπεδο, παρουσιάστηκε η βασική ιδέα της στρατηγικής ελέγχου, αλλά και αναλυτικότερα ο αλγόριθμος ελέγχου του PTC σε βήματα και σε μορφή ψευδοκώδικα. Τέλος, για επαλήθευση της θεωρητικής προσέγγισης, πραγματοποιήθηκε μια σειρά προσομοιώσεων στο πρόγραμμα προσομοιώσεων Matlab Simulink. Προσομοιώθηκε τόσο η απόκριση του ελεγκτή στη μόνιμη κατάσταση, όσο και κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων, για διαφορετικές τιμές του ορίζοντα πρόβλεψης, ενώ μελετήθηκε και ο βαθμός επίδρασης του συντελεστή λ_u της αντικειμενικής

συνάρτησης στην απόκριση του ελεγκτή.

Σύμφωνα με τις παρατηρήσεις των αποτελεσμάτων προσομοίωσης, συμπεραίνεται ότι η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης έχει ως αποτέλεσμα τη βελτίωση των επιδόσεων του ελεγκτή, τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και στη μεταβατική κατάσταση. Ως επιδόσεις στη μόνιμη κατάσταση, ορίζονται η κυμάτωση της ροπής και της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής και το THD των ρευμάτων του στάτη της μηχανής. Όσον αφορά τη μεταβατική κατάσταση, κριτήριο των επιδόσεων του ελεγκτή είναι το χρονικό διάστημα όπου χρειάζεται ο ελεγκτής να ακολουθήσει τη μεταβολή των νέων τιμών αναφοράς της ηλεκτομαγνητικής ροπής του συστήματος και έπειτα ο περιορισμός του μέγιστου της απότομης αύξησης του πλάτους της μαγνητικής ροπής του στάτη. Τέλος, αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι μέσα από το συντελεστή λ_u , είναι δυνατός ο περιορισμός της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} του ελεγκτή σε μια σχετικά σταθερή τιμή.

Κεφάλαιο 6

Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου - VSP²TC

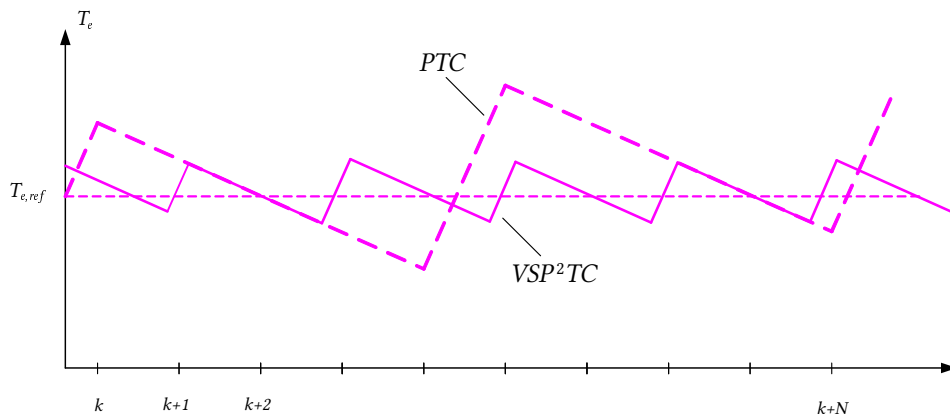
6.1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ. 5), μελετήθηκε μια εφαρμογή του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου στην οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων, με κύριο στόχο τον άμεσο έλεγχο των μεταβλητών εξόδου της μηχανής, δηλαδή της ροπής και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη. Ένας επιπλέον στόχος του ελέγχου είναι η μείωση της κυμάτωσης της ροπής. Βάσει του Προβλεπτικού Έλεγχου Ροπής - PTC, που μελετήθηκε στα [11] και [32], προτάθηκε στο [21] και στο [24] ο αλγόριθμος, που θα μελετηθεί σε αυτό το κεφάλαιο, με σκοπό την ικανοποίηση και των δύο στόχων, χωρίς σημαντική αύξηση στη διακοπτική συχνότητα. Αυτό πραγματοποιείται επιλύοντας ένα νέο πρόβλημα βελτιστοποίησης σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου, με στόχο τον υπολογισμό ενός μεταβλητού σημείου εντός του ορίζοντα πρόβλεψης με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης της ροπής. Αυτό το μεταβλητό σημείο είναι το χρονικό σημείο εντός της περιόδου δειγματοληψίας, όπου ο αντιστροφέας θα αλλάξει διακοπτική κατάσταση. Αντίθετα, στην περίπτωση του PTC, που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ. 5), η αλλαγή της διακοπτικής κατάστασης του αντιστροφέα πραγματοποιείται στην αρχή κάθε περιόδου δειγματοληψίας. Αυτός ο αλγόριθμος ονομάζεται Προβλεπτικός Έλεγχος Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου - Variable Switching Point Predictive Torque Control - VSP²TC. Εφαρμογές του συγκεκριμένου αλγορίθμου βρίσκονται στα [24],[35],[39][40].

6.2 Στρατηγική Ελέγχου

6.2.1 Βασική Ιδέα VSP²TC

Το πρόβλημα που παρατηρείται με τις στρατηγικές άμεσου ελέγχου (όπως ο PTC) είναι ότι προκαλούνται σημαντικές διακυμάνσεις στη ροπή, εφόσον μια διακοπτική κατάσταση που έχει επιλεγεί, εφαρμόζεται για τουλάχιστον ένα διάστημα δειγματοληψίας T_s . Οι ενεργές διακοπτικές καταστάσεις οδηγούν σε αύξηση των ρευμάτων του στάτη και κατά επέκταση σε αύξηση της ροπής της μηχανής, σε σύγκριση με τα μηδενικά διανύσματα. Η βασική ιδέα πίσω από τον VSP²TC είναι ότι η απόφαση για την επόμενη βέλτιστη διακοπτική κατάσταση να λαμβάνεται σε ένα ενδιάμεσο χρονικό σημείο n_{int} μεταξύ των διακριτών βημάτων $[k, k + 1]$, έτσι ώστε να μειώνεται η κυμάτωση της ροπής όπως φαίνεται στο Σχ. 6.1. Όπως παρατηρείται, υπάρχει πιθανότητα αύξησης της διακοπτικής συχνότητας, όμως αξίζει να σημειωθεί ότι αυτή η αύξηση μπορεί να επιτευχθεί με την ίδια περίοδο δειγματοληψίας T_s . Τέλος, σε αμφότερες τις περιπτώσεις, η διακοπτική συχνότητα έχει ως άνω όριο το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας, από τη στιγμή που κάθε διακοπτικό στοιχείο, όπως το IGBT, μπορεί να μεταβάλει την κατάσταση του μόνο μια φορά σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας.



Σχήμα 6.1: Μειωμένη κυμάτωση ροπής μέσω μεταβολής διακοπτικής κατάστασης με ενδιάμεσο σημείο.

6.2.2 Αλγόριθμος Ελέγχου

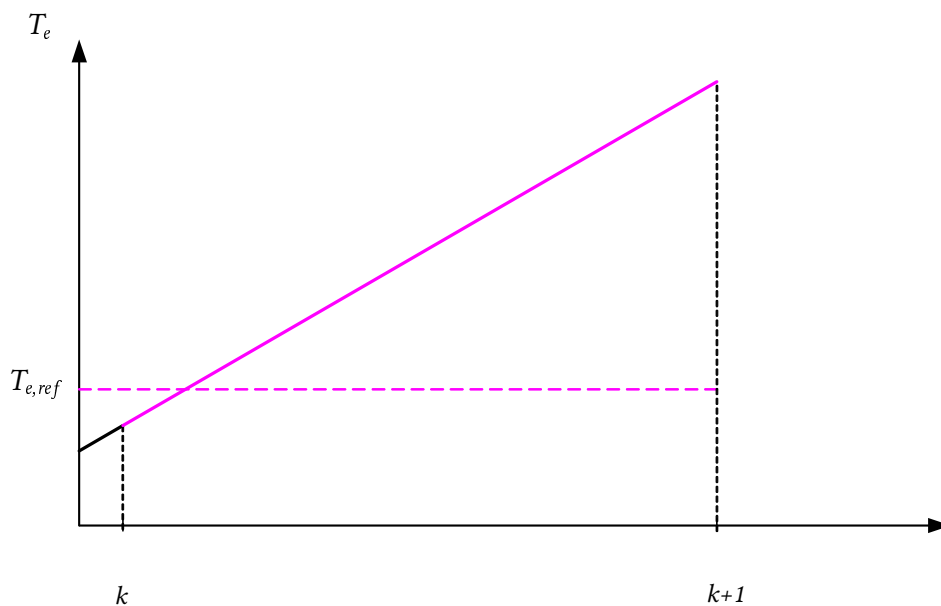
Ο στόχος είναι η μείωση της κυμάτωσης της ροπής μέσω της επιλογής μιας διακοπτικής κατάστασης σε ένα χρονικό σημείο εντός της περιόδου δειγματοληψίας, δηλαδή $kT_s \leq (k + n_{int}^{(k)})T_s \leq (k + 1)T_s$, όπου ο εκθέτης k δείχνει την k -οστή επανάληψη και $n_{int} \in [0, 1]$. Αντίθετα, στον PTC, αυτή η επιλογή λαμβάνει χώρα στην αρχή κάθε διαστήματος $(kT_s, (k + 1)T_s, \dots, (k + N)T_s)$, $N \in \mathbb{N}^+$. Η στρατηγική αναλύεται στα παρακάτω βήματα

λεπτομερώς.

Βήμα 1 : Η διακοπτική κατάσταση που υπολογίστηκε στο προηγούμενο βήμα $\mathbf{u}(k - 1 + n_{int}^{(k-1)})$, εφαρμόζεται στο βήμα k .

Βήμα 2 : Βάσει των μετρήσεων του ρεύματος στάτη και της ταχύτητας του δρομέα και της διαδικασίας που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ.5), υπολογίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή τη χρονική στιγμή kT_s . Αν εφαρμοστεί η ίδια διακοπτική κατάσταση $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k - 1 + n_{int}^{(k-1)})$ για ολόκληρο το διάστημα δειγματοληψίας T_s , τότε υπολογίζεται με τον ίδιο τρόπο η προβλεπόμενη τιμή της ροπής στο βήμα $k + 1$. Αν θεωρήσουμε ότι η ροπή έχει σταθερή κλίση τότε ισχύει ο παρακάτω τύπος (Σχ. 6.2)

$$T_e(k + 1) = T_e(k) + m(k)T_s \quad (6.1)$$



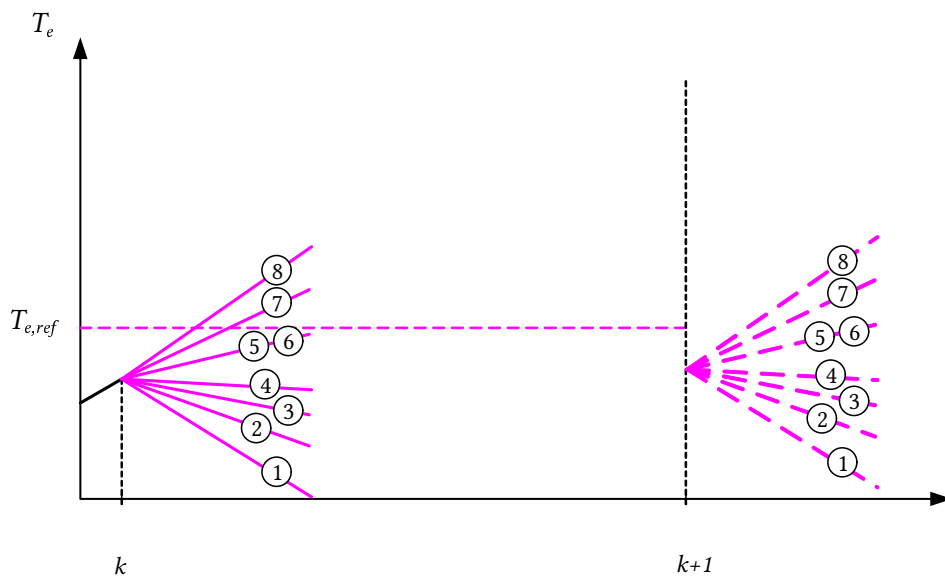
Σχήμα 6.2: Η σταθερή κλίση της εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης.

Βήμα 3 : Υπολογίζονται όλες οι πιθανές προβλεπόμενες τιμές της μαγνητικής ροπής της μηχανής για τις επτά διακριτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα. Έχοντας γνω-

στή τη ροπή στο βήμα kT_s από το προηγούμενο βήμα, υπολογίζονται οι επτά διαφορετικές κλίσεις της ροπής από τον τύπο

$$T_{e_z}(k+1) = T_e(k) + m_z(k)T_s \quad (6.2)$$

με $z \in \{0, 1, \dots, 7\}$ τον δείκτη της εκάστοτε διακοπτικής κατάστασης. Μπορούμε σε αυτό το σημείο να θεωρήσουμε, χωρίς απώλεια της γενικότητας, λόγω του ότι $T_s \ll T_1$, με T_1 να είναι η θεμελιώδης περίοδος, ότι οι κλίσεις παραμένουν αμετάβλητες για το επόμενο διάστημα δειγματοληψίας, δηλαδή $m_z(k) = m_z(k+1)$ (Σχ.6.3).

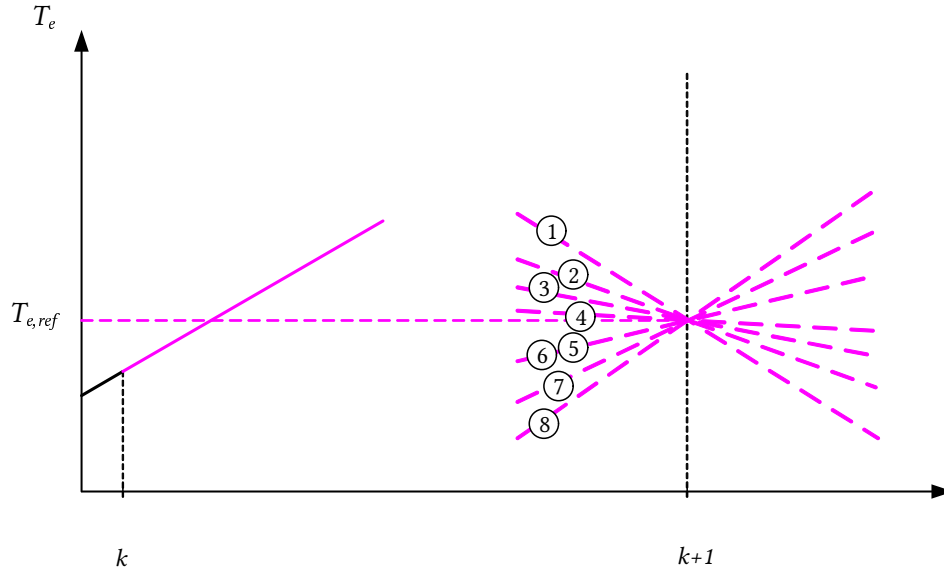


Σχήμα 6.3: Οι 7 διαφορετικές κλίσεις της ροπής της μηχανής. Θεωρούνται ότι παραμένουν αμετάβλητες εντός μίας περιόδου δειγματοληψίας.

Βήμα 4 : Σε αυτό το βήμα θέτουμε τη ροπή στο βήμα $k+1$ να είναι ίση με τη ροπή αναφοράς $T_{e,ref}$ και υπολογίζουμε το μεταβλητό διακοπτικό σημείο (βλέπε Σχ. 6.4). Υπολογίζεται η τομή του τροχιακού, που είναι αποτέλεσμα της εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης (Βήμα 2) με τα 7 πιθανά τροχιακά, όπως αυτά υπολογίζονται με βάση τις 7 διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις (Βήμα 3). Η προβολή αυτών των σημείων τομής στον άξονα του χρόνου ισούται με το ενδιάμεσο διακοπτικό σημείο (βλέπε Σχ. 6.5). Επομένως το ενδιάμεσο σημείο δίνεται από το τύπο:

$$t_z = \frac{T_{e,ref} - T_e(k) - m_z(k+1)T_s}{m(k) - m_z(k+1)} \quad (6.3)$$

όπου t_z είναι η προβολή του σημείου τομής T_{e,int_z} για τη z διακοπτική κατάσταση, στον άξονα x . Ισχύει επομένως $T_{e,int_z} = T_e(k + n_{int_z}^{(k)})$. Θεωρητικά, ισχύει επίσης $t_z \in (-\infty, +\infty)$, όμως περιορίζεται στο κλειστό διάστημα $[0, T_s]$. Σημειώνεται ότι όταν $t_z = 0$, ο VSP²TC ταυτίζεται με τον PTC.



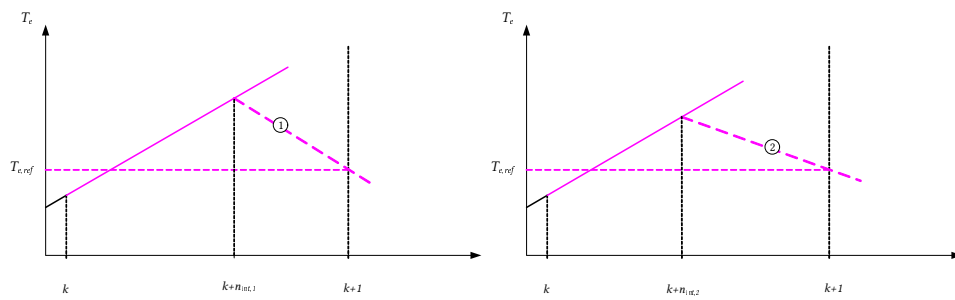
Σχήμα 6.4: Υπολογισμός του ενδιάμεσου διακοπτικού σημείου. Παρουσιάζεται η πραγματική κλίση της ήδη εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης και οι 7 πιθανές διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις. Στόχος είναι να ισχύει $T_e(k+1) = T_{e,ref}$, υπολογίζονται τότε τα ενδιάμεσα σημεία και επιλέγεται η προτιμότερη τροχιά της ροπής.

Βήμα 5 : Γνωρίζοντας το ενδιάμεσο διακοπτικό σημείο, υπολογίζονται βάσει των Εξ. (4.13), οι προβλεπόμενες τιμές για τη ροπή και τη μαγνητική ροή του στάτη της μηχανής, τόσο στο αντίστοιχο ενδιάμεσο σημείο $k + n_{int}^{(k)}$ όσο και στο βήμα $k + 1$.

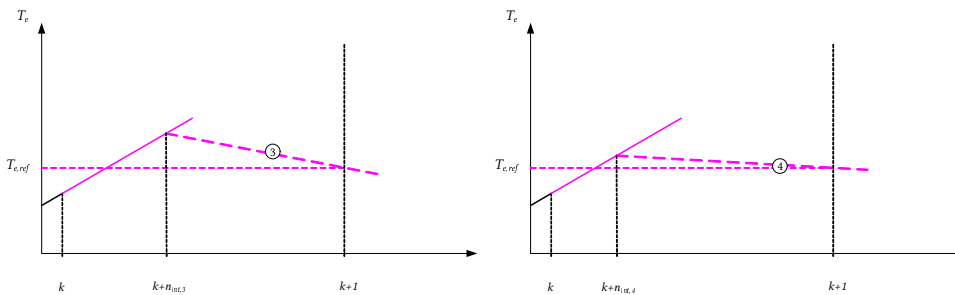
Βήμα 6 : Στο τελευταίο στάδιο, αποτιμάται η αντικειμενική συνάρτηση και για τα επτά διαφορετικά ενδεχόμενα που περιγράψαμε στα προηγούμενα βήματα και επιλέγεται ως βέλτιστο το ενδεχόμενο για το οποίο ελαχιστοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση.

Στην περίπτωση μας, η αντικειμενική συνάρτηση περιλαμβάνει το τετράγωνο της απόκλισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της μηχανής T_e και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής Ψ_s από τα αντίστοιχα μεγέθη αναφοράς.

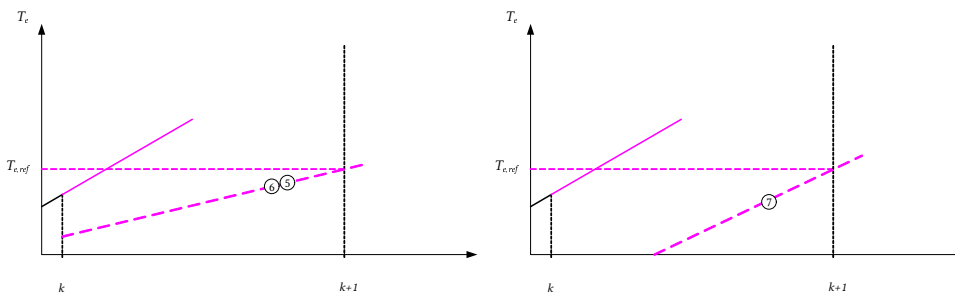
$$J = \sum_{\xi=S} \left(\|T_{e,ref} - T_e(k + \xi|k)\|_2^2 + \lambda_\psi \|\Psi_{s,ref} - \Psi_s(k + \xi|k)\|_2^2 + \lambda_u \Delta \mathbf{u}(k + \xi|k) \right) \quad (6.4)$$



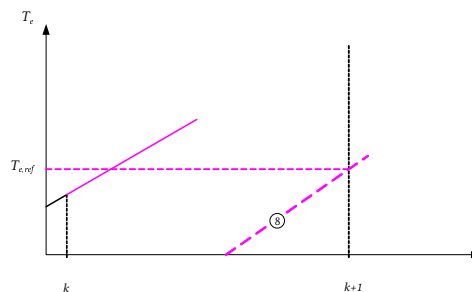
- (α') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της πρώτης διακοπτικής κατάστασης. (β') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της δεύτερης διακοπτικής κατάστασης.



- (γ') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της τρίτης διακοπτικής κατάστασης. (δ') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της τέταρτης διακοπτικής κατάστασης.



- (ε') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της πέμπτης και της έκτης διακοπτικής κατάστασης. (ς') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της έβδομης διακοπτικής κατάστασης.



- (ζ') Το τροχιακό της ροπής, αποτέλεσμα της όγδοης διακοπτικής κατάστασης.

Σχήμα 6.5: Παρουσιάζεται ο υπολογισμός του μεταβλητού σημείου. Υπολογίζεται το σημείο τομής μεταξύ του τροχιακού της ροπής που απορρέει από την εφαρμοσμένη διακοπτική κατάσταση με τα 7 πιθανά τροχιακά όπως υπολογίζονται βάσει των 7 διακριτών διακοπτικών συνδυασμών. Οι κλίσεις της ροπής (1),(2),(3) και (4) τέμνουν την πραγματική ευθεία της ροπής, κάτι που δεν ισχύει για τις υπόλοιπες κλίσεις (5)-(8).

όπου $S = \{n_{int}, 1\}$, $\lambda_\psi > 0$ είναι η σταθερά ρύθμισης ώστε το σφάλμα της ροπής και της μαγνητικής ροής να είναι εξίσου σημαντικά στην αντικειμενική συνάρτηση και αντίστοιχα $\lambda_u > 0$ είναι μια σταθερά ρύθμισης μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας και του σφάλματος της απόκρισης του συστήματος. Ο όρος $\Delta \mathbf{u}(k)$ αναφέρεται ως διακοπτικό κόστος (switching cost) και δίνεται από τον τύπο $\Delta \mathbf{u}(k) = |\mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)|$.

Ανακεφαλαιώνοντας, παρουσιάζεται στον Αλγόριθμο 4 σε μορφή ψευδοκώδικα, ο αλγόριθμος του ελεγκτή του VSP²TC, ενώ το αντίστοιχο δομικό διάγραμμα παρουσιάζεται στο Σχ. 6.6.

Algorithm 4: Αλγόριθμος VSP²TC

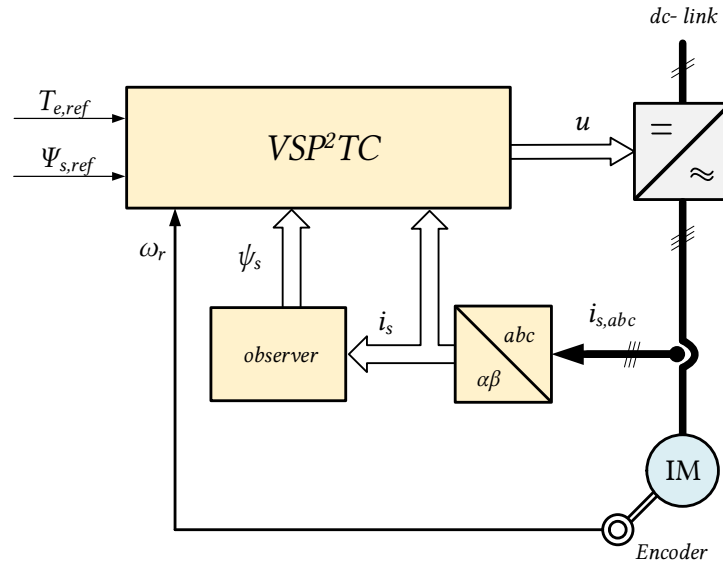
```

function [ $\mathbf{u}^*(k), n_{int}$ ] = VSP2TC( $\mathbf{i}_{abc}(k), \omega_r(k)$ )
   $J^*(k) = \infty$ 
   $\boldsymbol{\psi}_s(k) = g(\mathbf{i}_s(k), \boldsymbol{\psi}_s(k-1), \mathbf{v}_s(k))$ 
  [ $T_e(k), T_e(k+1)$ ] =  $q(\mathbf{i}_s(k), \mathbf{v}_s(k), \boldsymbol{\psi}_s(k), \boldsymbol{\psi}_r(k), T_s)$ 
   $m = (T_e(k+1) - T_e(k))/T_s$ 
  for  $z = 1$  to 7 do
    [ $T_e(k), T_{e_z}(k+1)$ ] =  $q(\mathbf{i}_s(k), \mathbf{v}_{s_z}(k+1), \boldsymbol{\psi}_s(k), \boldsymbol{\psi}_r(k), T_s)$ 
     $m_z = (T_{e_z}(k+1) - T_e(k))/T_s$ 
     $n_{int_z} = (T_{e,ref} - T_e(k) - m_z \cdot T_s)/(T_s \cdot (m - m_z))$ 
     $\mathbf{i}_s(k + n_{int_z}) = f(\mathbf{i}_s(k), \boldsymbol{\psi}_r(k), \mathbf{v}_s(k+1), n_{int_z})$ 
     $\boldsymbol{\psi}_s(k + n_{int_z}) = g(\mathbf{i}_s(k + n_{int_z}), \boldsymbol{\psi}_s(k), \mathbf{v}_s(k+1), n_{int_z})$ 
     $T_e(k + n_{int_z}) = 3/2 \cdot p \cdot (\mathbf{i}_s(k + n_{int_z}) \times \boldsymbol{\psi}_s(k + n_{int_z}))$ 
     $\mathbf{i}_s(k+1) = f(\mathbf{i}_s(k + n_{int_z}), \boldsymbol{\psi}_r(k + n_{int_z}), \mathbf{v}_s(k+1), n_{int_z})$ 
     $\boldsymbol{\psi}_s(k+1) = g(\mathbf{i}_s(k+1), \boldsymbol{\psi}_s(k + n_{int_z}), \mathbf{v}_s(k+1), n_{int_z})$ 
     $T_e(k+1) = 3/2 \cdot p \cdot (\mathbf{i}_s(k+1) \times \boldsymbol{\psi}_s(k+1))$ 
     $J = P(T_e(k + n_{int_z}), T_e(k+1), \Psi_s(k + n_{int_z}), \Psi_s(k+1), \Delta \mathbf{u}(k+1))$ 
    if  $J < J^*(k)$  then
       $J^*(k) = J$ 
       $\mathbf{u}^*(k) = \mathbf{U}$ 
    end
  end
end

```

Σημειώνεται ότι οι συναρτήσεις f, g, q αποτελούν τις συναρτήσεις που χρησιμοποιούν το

μοντέλο του συστήματος για τον υπολογισμό του ρεύματος στάτη i_s , της μαγνητικής ροής στάτη ψ_s και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e σύμφωνα με την Εξ. (4.13). Επίσης το $\Delta u(k)$ αντιπροσωπεύει το διακοπτικό κόστος και δίνεται από τον τύπο $\Delta u(k) = |u(k+1) - u(k)|$.



Σχήμα 6.6: Το δομικό διάγραμμα του VSP²TC.

6.3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

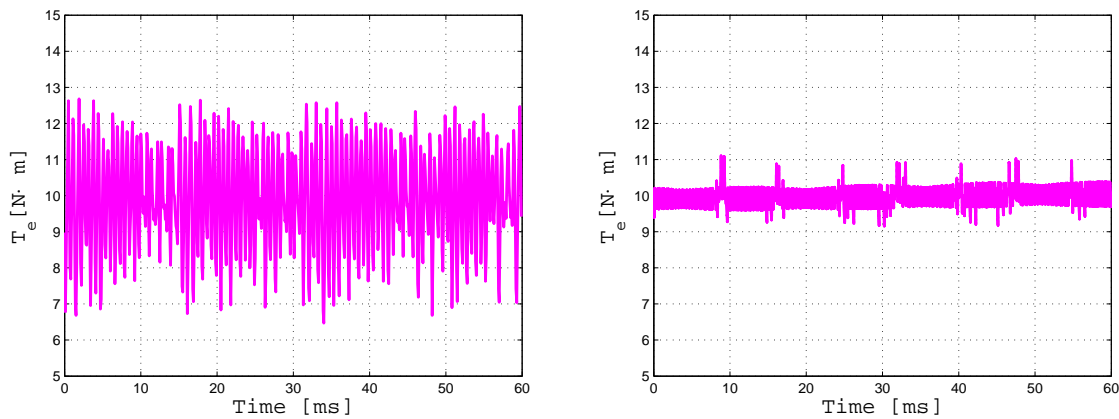
Η προσομοίωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα, του οποίου ο ελεγκτής υλοποιεί τον αλγόριθμο VSP²TC, με τον κινητήρα επαγωγής πραγματοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab Simulink. Στα πλαίσια της συγκεκριμένης προσομοίωσης, χρησιμοποιήθηκε το ίδιο μοντέλο με αυτό που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο (Παρ. 5.3). Οι παράμετροι της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον Πιν. 5.1.

Αρχικά παρουσιάζεται μια σύγκριση της απόκρισης της ροπής ως προς χρόνο μεταξύ του συστήματος που υλοποιεί τον PTC και τον VSP²TC, Σχ. 6.7.

Όπως παρατηρείται, η μείωση της κυμάτωσης της ροπής, η οποία θεωρείται στοιχειώδες χαρακτηριστικό της ποιότητας των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, είναι αξιοσημείωτη. Για μια ποσοτική προσέγγιση αυτής της βελτίωσης, ορίζεται η κυμάτωση της ροπής T_{e_ripple} ως η διαφορά της ελάχιστης τιμής από τη μέγιστη τιμή της ροπής.

$$T_{e_ripple} = T_{e,max} - T_{e,min} \quad (6.5)$$

Πιο συγκεκριμένα, για την περίπτωση του PTC, ισχύει $T_{e_ripple} = 5,2445 \text{ N} \cdot \text{m}$, ενώ για την περίπτωση του VSP²TC, ισχύει $T_{e_ripple} = 1,1552 \text{ N} \cdot \text{m}$. Οπότε η απόκριση του συστήματος



(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e = f(t)$ για τον PTC.

(β') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e = f(t)$ για τον VSP²TC.

Σχήμα 6.7: Η σύγκριση της απόκρισης της ροπής μεταξύ των δύο αλγορίθμων ((α') PTC - (β') VSP²TC).

έχει βελτιωθεί κατά ένα ποσοστό $\frac{5,2445-1,1552}{5,2445} \cdot 100\% = 77,97\%$, με κριτήριο την κυμάτωση της ροπής $T_{e_{ripple}}$, όπως ορίστηκε από την (6.5).

6.3.1 Μόνιμη Κατάσταση

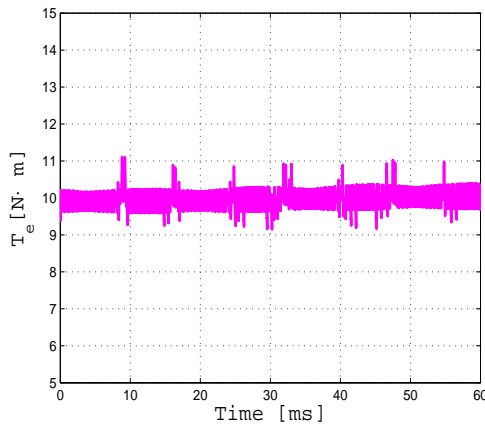
Παρακάτω, στο Σχ. 6.8, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος, στην περίπτωση που υλοποιείται ο αλγόριθμος VSP²TC.

Όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ. 5), τα χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος, που παρουσιάζονται, είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα (Σχ. 6.8(α')), η μαγνητική ροή του στάτη στο $\alpha\beta$ πλαίσιο (Σχ. 6.8(β')), τα ρεύματα του στάτη (Σχ. 6.8(γ')) και το THD του ρεύματος της φάσης a (Σχ. 6.8(δ')).

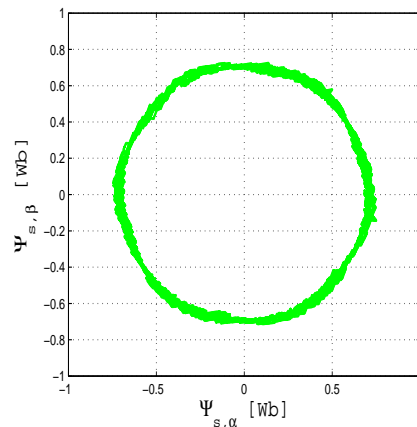
Όπως προαναφέρθηκε και παρουσιάζεται εμφανώς από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο Σχ. 6.8, η στρατηγική ελέγχου του VSP²TC έχει ως αποτέλεσμα σημαντική μείωση στη κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Επίσης, επιτυγχάνεται αντίστοιχη βελτίωση της κυματομορφής του φασικού ρεύματος του στάτη της μηχανής, καταστέλλοντας παράλληλα τις αρνητικές επιπτώσεις των ανώτερων αρμονικών, γεγονός που αντιπροσωπεύεται από τη χαμηλή τιμή του THD των ρευμάτων του στάτη.

6.3.2 Μεταβατική Κατάσταση

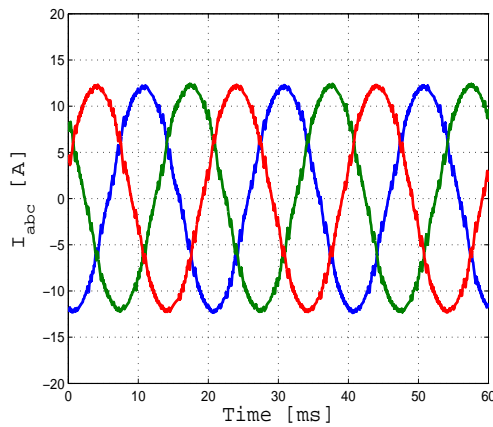
Αντίστοιχα, παρουσιάζεται η απόκριση του ελεγκτή στη μεταβατική κατάσταση. Συγκεκριμένα σε μια βηματική μετάβαση της ροπής αναφοράς από $10N \cdot m$ σε $20N \cdot m$. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή παρουσιάζεται στο Σχ. 6.9(α') και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη στο Σχ. 6.9(β').



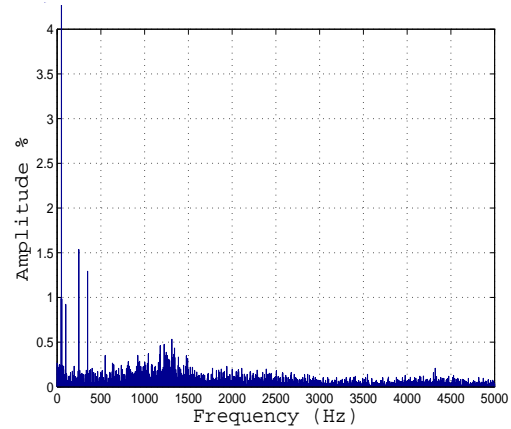
(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e συναρτήσει του χρόνου.



(β') Η μαγνητική ροή στάτη ψ_s στο $\alpha\beta$ πλαίσιο.



(γ') Τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη (δ')



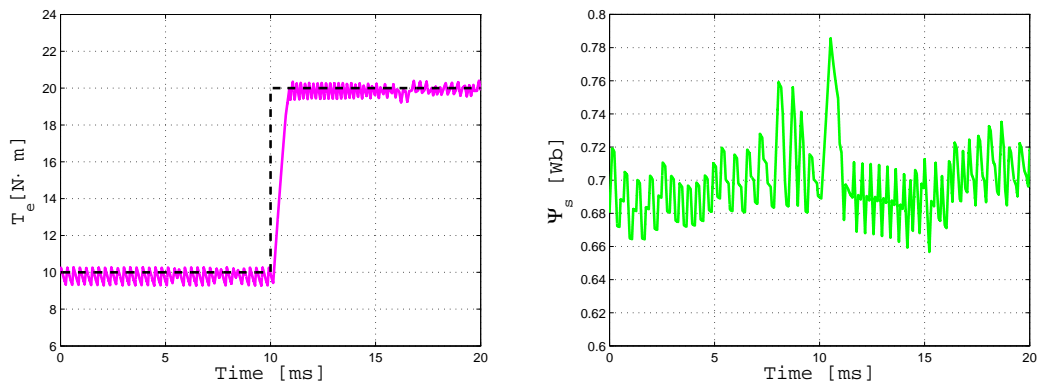
(δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη. $THD = 4,24\%$.

Σχήμα 6.8: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP²TC στη μόνιμη κατάσταση. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 1,9kHz$.

Ικανοποιητική είναι και η μεταβατική απόκριση του ελεγκτή, ακολουθώντας τη βηματική μεταβολή της ροπής, με σφάλμα παρακολούθησης μικρότερο του $1ms$. Επίσης, επιτυγχάνεται ο περιορισμός του πλάτους της μαγνητικής ροής στάτη, $\Psi_s < 0,8 Wb$, ενώ η επίδραση του μεταβατικού φαινομένου απομειώνεται επίσης για χρόνο κοντά στο $1ms$.

6.3.3 Επίδραση Συντελεστή λ_u στο Σύστημα

Αντίστοιχα με το προηγούμενο κεφάλαιο, εξετάζεται η επίδραση του συντελεστή λ_u στην απόκριση του ελεγκτή, όταν υλοποιείται ο αλγόριθμος VSP²TC. Για τις παραπάνω προσομοιώσεις, ίσχυε $\lambda_u = 0$. Έτσι, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας δεν επηρέασε τη λειτουργία του αλγορίθμου και την τελική επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης. Στην εφαρμογή του ελεγκτή σε πραγματικό σύστημα, ο συντελεστής λ_u χρησιμοποιείται



(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e (συνεχής (β') Το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s γραμμική) και η αναφορά της (διακεκομμένη γραμμή) ως προς χρόνο.

Σχήμα 6.9: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP² TC, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10$ ms.

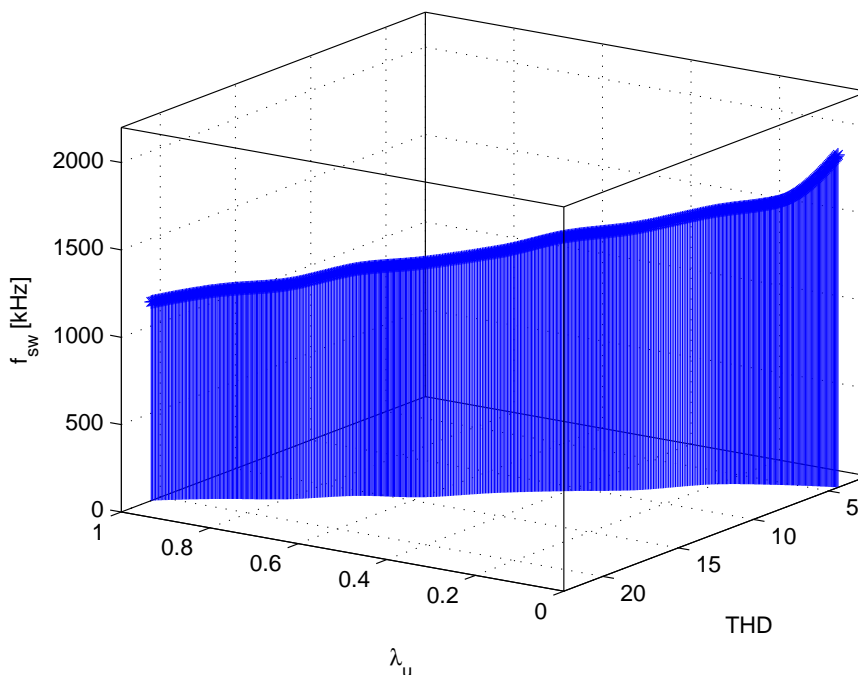
για να διατηρηθεί η διακοπτική συχνότητα σταθερή, μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο ένα από τα βασικότερα μειονεκτήματα του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου, τη μεταβλητή διακοπτική συχνότητα. Πραγματοποιήθηκαν 11 προσομοιώσεις με διαφορετικές

λ_u	f_{sw} [kHz]	T_{ripple} [N·m]	$\Psi_{s,ripple}$ [Wb]	THD %	t_{delay} [ms]
0	1,903	1,1552	0,0777	4,38	0,8
0,1	1,622	1,3306	0,0783	4,35	0,8
0,2	1,564	1,3613	0,1061	6,63	0,7
0,3	1,501	1,4323	0,1287	9,06	0,8
0,4	1,459	1,6745	0,1387	10,6	0,7
0,5	1,379	1,7167	0,1477	12,3	0,8
0,6	1,34	1,7652	0,1557	14,46	0,8
0,7	1,3	1,8142	0,1608	15,6	0,8
0,8	1,228	1,923	0,1818	17,6	0,8
0,9	1,195	2,0247	0,194	18,92	0,8
1	1,137	2,1441	0,2062	20,6	0,8

Πίνακας 6.1: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τη μελέτη της επίδρασης του συντελεστή λ_u στη λειτουργία του VSP² TC.

τιμές του συντελεστή λ_u , από 0 έως και 1 με βήμα 0,1. Για κάθε τιμή του συντελεστή, μετρήθηκαν και παρουσιάζονται χαρακτηριστικά μεγέθη της μηχανής, η κυμάτωση της ρο-

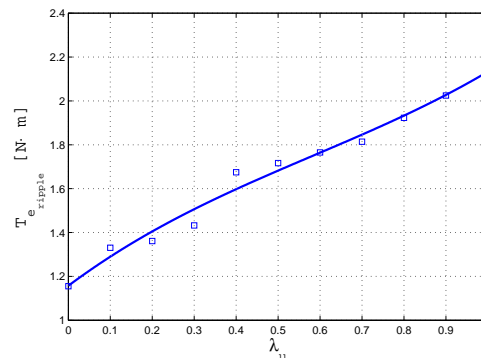
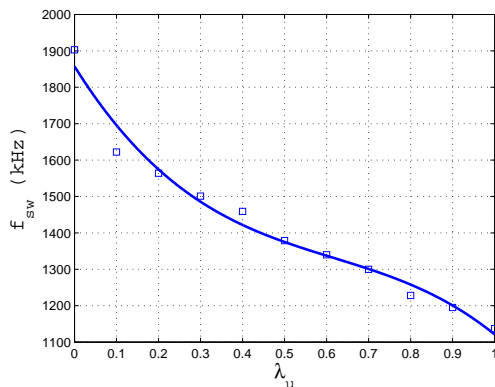
πής T_{ripple} , η κυμάτωση της μαγνητικής ροής Ψ_{ripple} , το THD των ρευμάτων του στάτη και σφάλμα παρακολούθησης (tracking error) t_{delay} . Στη συγκεκριμένη περίπτωση, η μεταβολή είναι μια βηματική μεταβολή από την ονομαστική τιμή (δηλαδή τα $10N \cdot m$) στα $20N \cdot m$ (Πιν. 6.1).



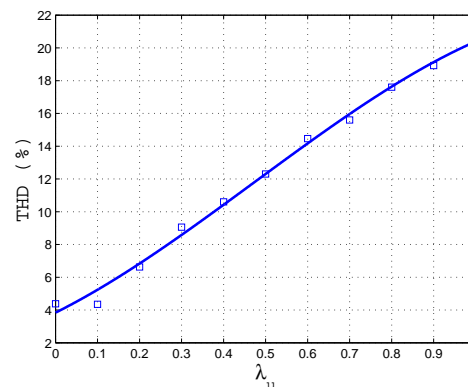
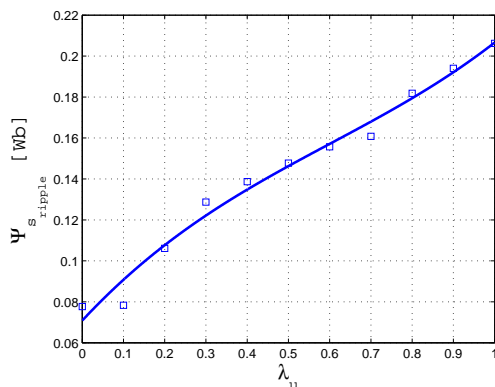
Σχήμα 6.10: Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} και το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς το συντελεστή βαρύτητας λ_u .

Όπως παρατηρείται από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον Πιν. 6.1, μέσω του συντελεστή λ_u , είναι δυνατός ο άμεσος έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} . Βέβαια, για να επιτευχθεί αυτό, πολλές φορές θυσιάζεται η ποιότητα της απόκρισης του ελεγκτή. Στη μόνιμη κατάσταση, η ποιότητα της απόκρισης του ελεγκτή, αντιπροσωπεύεται τόσο από δείκτες όπως η κυμάτωση της ροπής T_{ripple} , του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_{ripple} και του THD των ρευμάτων του στάτη στη μόνιμη κατάσταση, ενώ στη μεταβατική κατάσταση, από το σφάλμα παρακολούθησης t_{delay} .

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται στο 3D διάγραμμα του Σχ. 6.10, η σχέση μεταξύ του συντελεστή λ_u , της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} και του THD των ρευμάτων του στάτη. Όπως είναι εμφανές, επαληθεύεται η θεωρητική προσέγγιση του συντελεστή. Με την αύξηση του, επιτυγχάνεται άμεση μείωση της διακοπτικής συχνότητας, σε βάρος όμως της ποιότητας ισχύος εξόδου του αντιστροφέα, της οποίας χαρακτηριστικό μέγεθος είναι το THD. Πιο αναλυτικά, παρουσιάζονται οι σχέσεις κάθε ενός από τα μεγέθη ενδιαφέροντος με το συντελεστή λ_u , στο Σχ. 6.11.



(α') Η διακοπτική συχνότητα f_{sw} ως προς τη (β') Η κυμάτωση της ροπής $T_{eripple}$ ως προς τη σταθερά λ_u .



(γ') Η κυμάτωση της μαγνητικής ροής στάτη (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη ως προς Ψ_{s_ripple} ως προς τη σταθερά λ_u .

Σχήμα 6.11: Η επίδραση του συντελεστή λ_u για τη λειτουργία του VSP²TC στη διακοπτική συχνότητα f_{sw} , στην κυμάτωση της ροπής $T_{eripple}$, της μαγνητικής ροής Ψ_{s_ripple} και στο THD των ρευμάτων του στάτη.

6.4 Μείωση Πολυπλοκότητας του VSP²TC για μοναδιαίο ορίζοντα

6.4.1 Εισαγωγικά

Σε αυτή τη παράγραφο, θα γίνει η εισαγωγή μίας πρότασης για τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου του VSP²TC που περιγράφηκε στις προηγούμενες παραγράφους. Βάσει της περιγραφής του VSP²TC, το σύστημα πετυχαίνει αισθητά καλύτερες επιδόσεις στην απόκρισή του, σε βάρος της επιπλέον υπολογιστικής ισχύος που απαιτείται για την υλοποίησή του. Θεωρώντας το σημείο μεταβολής της διακοπτικής κατάστασης ως μια μεταβλητή, αντί για μια σταθερά όπως στην περίπτωση του PTC, βελτιώθηκαν αξιοσημείωτα χαρακτηριστικά μεγέθη της μηχανής, όπως η κυμάτωση της ροπής και της μα-

γνητικής ροής του στάτη της μηχανής και το THD των ρευμάτων του. Όμως, για να συμβεί αυτό, αυξήθηκαν σε μεγάλο βαθμό οι απαιτήσεις του αλγορίθμου σε υπολογιστική ισχύ, σε σχέση με τις προηγούμενες τεχνικές ελέγχου. Είναι γνωστό, βέβαια, ότι εξ αρχής το βασικό μειονέκτημα αυτών των τεχνικών είναι η μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Επομένως, η μείωση αυτής κρίνεται απολύτως σκόπιμη.

6.4.2 Βασική Ιδέα

Πρόβλημα προς Λύση

Η βασική ιδέα της πρότασης βελτίωσης επί της αρχικής έκδοσης του VSP²TC που αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο (Παρ. 6.2.2), έγκειται στο γεγονός ότι ο συγκεκριμένος αλγόριθμος είναι ένας αλγόριθμος *εξαντλητικής απαρίθμησης (exhaustive enumeration algorithm)* ή *αλλιώς αλγόριθμος brute force*. Οι αλγόριθμοι αυτής της κατηγορίας ελέγχουν όλα τα πιθανά ενδεχόμενα με στόχο να καταλήξουν στο επιθυμητό αποτέλεσμα, χωρίς κάποιας μορφής φιλτράρισμα ή "έξυπνη" επιλογή μεταξύ των ενδεχομένων. Αν και τέτοιοι αλγόριθμοι είναι πολύ εύκολοι στη σχεδίαση και υλοποίηση και θα καταλήξουν πάντοτε στην καθολικά βέλτιστη λύση, το υπολογιστικό κόστος τους είναι ευθέως ανάλογο με το πλήθος των ενδεχομένων προς έλεγχο. Ειδικότερα, σε εφαρμογές όπως τα Ηλεκτρονικά Ισχύος, αυτό το γεγονός δημιουργεί πολύ σοβαρά προβλήματα, αν σκεφτεί κανείς ότι τα ενδεχόμενα προς έλεγχο αυξάνονται εκθετικά με τον ορίζοντα πρόβλεψης. Ιδίως αν απαιτείται επίλυση του προβλήματος σε πραγματικό χρόνο, όπως στη συγκεκριμένη εφαρμογή, τέτοια συστήματα δύσκολα κρίνονται υλοποιήσιμα από τα σύγχρονα υπολογιστικά συστήματα.

Πρόταση Βελτίωσης

Δεδομένου του προβλήματος που περιγράφηκε παραπάνω και μέσω απλής επισκόπησης της συμπεριφοράς του συστήματος, παρουσιάζεται η πρόταση για βελτίωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του ελεγκτή που εκτελεί τον αλγόριθμο VSP²TC. Όπως παρατηρείται από το Σχ. 6.5, σε μία τυχαία επανάληψη του αλγορίθμου, μόνο ορισμένα από όλα τα ενδιάμεσα διακοπτικά σημεία βρίσκονται εντός του διαστήματος $[k, k+1]$. Έτσι, τα ενδιάμεσα σημεία χωρίζονται σε δύο κατηγορίες $\{N_1, N_2\}$, βάσει της τιμής τους. Για την πρώτη κατηγορία N_1 , ισχύει $\{t_z \in N_1 : 0 \leq t_z < T_s\}$ και αντίστοιχα για την δεύτερη κατηγορία N_2 , ισχύει $\{t_z \in N_2 : t_z < 0 \text{ or } t_z \geq T_s\}$. Ειδικότερα για την περίπτωση που παρουσιάζεται στο Σχ. 6.5, ισχύει $N_1 = \{t_{z1}, t_{z2}, t_{z3}, t_{z4}\}$ και $N_2 = \{t_{z5,6}, t_{z7}, t_{z8}\}$. Όμως, για τους σκοπούς του παρόντος αλγορίθμου, το t_z περιορίζεται στο κλειστό διάστημα $[0, T_s]$, αν και θεωρητικά, βάσει της Εξ. (6.3), μπορεί να πάρει οποιαδήποτε πραγματική τιμή, ($t_z \in (-\infty, +\infty)$). Αυτός ο περιορισμός της τιμής εντός του διαστήματος $[0, T_s]$, δημιουργεί προβλήματα στην

περίπτωση της δεύτερης κατηγορίας των ενδιάμεσων σημείων. Στην περίπτωση της κατηγορίας N_2 , τα ενδιάμεσα σημεία τίθενται απευθείας με μια συγκεκριμένη τιμή εντός του διαστήματος. Αυτή η απευθείας ανάθεση τιμής όμως, εισάγει περιττές προσεγγίσεις και ταυτόχρονα επιπλέον σφάλματα στη διαδικασία.

Επομένως, η παράβλεψη αυτών των ενδεχομένων αποτελεί μια λογική πρόταση βελτίωσης της μεθόδου σάρωσης τους, με στόχο την εύρεση της βέλτιστης επιλογής, για δύο λόγους. Πρώτον, μειώνεται αξιοσημείωτα ο απαιτούμενος υπολογιστικός χρόνος για την υλοποίηση του αλγορίθμου, λόγω της παράλειψης υπολογισμού όλων των ενδεχομένων που βρίσκονται στην κατηγορία N_2 . Δεύτερον, διασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αλγορίθμου τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και στα μεταβατικά φαινόμενα, αποφεύγοντας τις επιπλέον προσεγγίσεις που εισάγονται στο σύστημα μέσω της απευθείας ανάθεσης τιμής στα ενδιάμεσα σημεία.

Ο ελεγκτής σχεδιάστηκε και για την περίπτωση όπου όλα τα ενδιάμεσα διακοπτικά σημεία υπολογίζονται εκτός του διαστήματος $[k, k + 1]$, ή ισοδύναμα το σύνολο N_1 είναι κενό σύνολο. Κάτι τέτοιο, όπως παρατηρείται από τη συμπεριφορά του συστήματος στις προσομοιώσεις, είναι αρκετά πιθανό κατά τη μεταβατική κατάσταση. Σε αυτό το ενδεχόμενο, ο ελεγκτής επιλέγει για εφαρμογή στο σύστημα τη διακοπτική κατάσταση, η οποία οδηγεί βέλτιστα τη ροπή της μηχανής προς τη τιμή αναφοράς της. Συγκεκριμένα, αν η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο βήμα k , $T_e(k)$ είναι μικρότερη από την ροπή αναφοράς $T_{e,ref}$ ($T_e(k) < T_{e,ref}$), επιλέγεται απευθείας ως βέλτιστη η διακοπτική κατάσταση, η οποία αντιστοιχεί στην ευθεία της ροπής με τη μέγιστη κλίση. Αντίθετα, αν ισχύει $T_e(k) > T_{e,ref}$, επιλέγεται απευθείας το τροχιακό με την ελάχιστη κλίση στην ευθεία της ροπής. Με αυτόν τον τρόπο, ελαχιστοποιείται ο χρόνος απόκρισης του συστήματος στα μεταβατικά φαινόμενα, ενώ παράλληλα η ροπή του συστήματος έχει τη βέλτιστη δυνατή απόκριση με βάση το εκάστοτε μεταβατικό φαινόμενο.

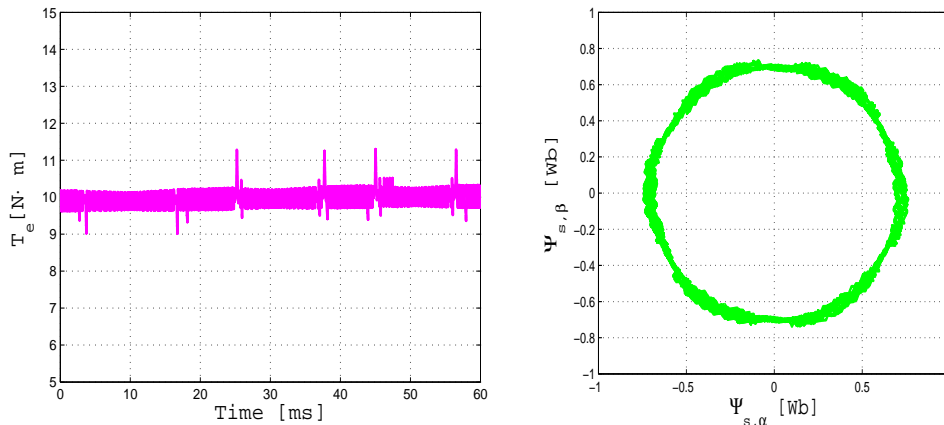
6.4.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Για την επαλήθευση της θεωρητικής προσέγγισης της συγκεκριμένης πρότασης βελτίωσης του αλγορίθμου VSP²TC, πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση του νέου αλγορίθμου στο λογισμικό Matlab Simulink. Προς άμεση σύγκριση των αποτελεσμάτων με αυτά του υποκεφαλαίου 6.3, για τη παρακάτω προσομοίωση ισχύουν οι ίδιες θεωρήσεις και οι ίδιοι παράμετροι όπως και στην περίπτωση του αρχικού αλγορίθμου VSP²TC.¹

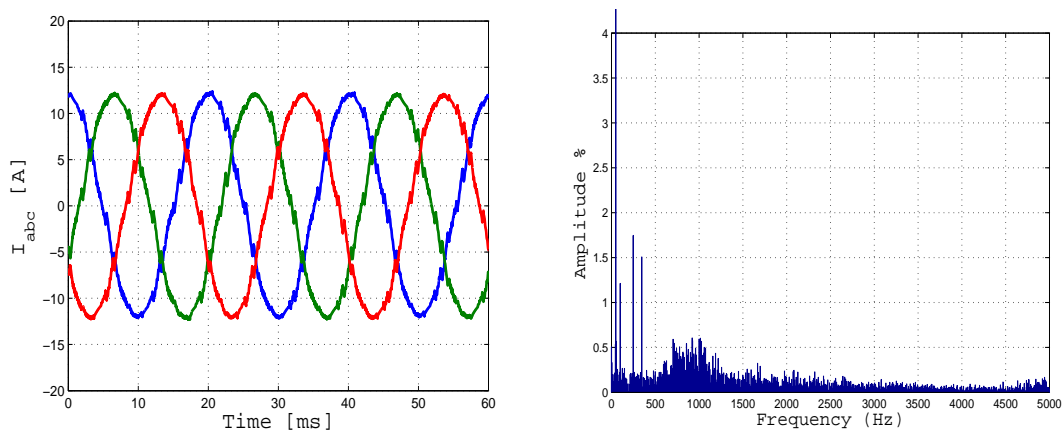
¹ Δηλαδή, οι παράμετροι δίνονται από τον Πίν. 5.1, το κάθε IGBT θεωρείται μη-ιδανικό, με μια διόδο ελεύθερης διέλευσης συνδεδεμένη αντιπαράλληλα και η dc τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα θεωρείται ιδανική με σταθερή τιμή.

Μόνιμη Κατάσταση

Αρχικά, παρουσιάζεται η απόκριση του ελεγκτή στη μόνιμη κατάσταση και στη συνέχεια στη μεταβατική, στο Σχ. 6.12. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e παρουσιάζεται στο Σχ. 6.12(α'), η μαγνητική ροή του στάτη στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, παρουσιάζεται στο Σχ. 6.12(β'), τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη και το THD τους στα Σχ. 6.12(γ') και Σχ. 6.12(δ') αντίστοιχα.



(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e συναρτήσει (β') Η μαγνητική ροή στάτη ψ_s στο $\alpha\beta$ πλαίσιο του χρόνου.



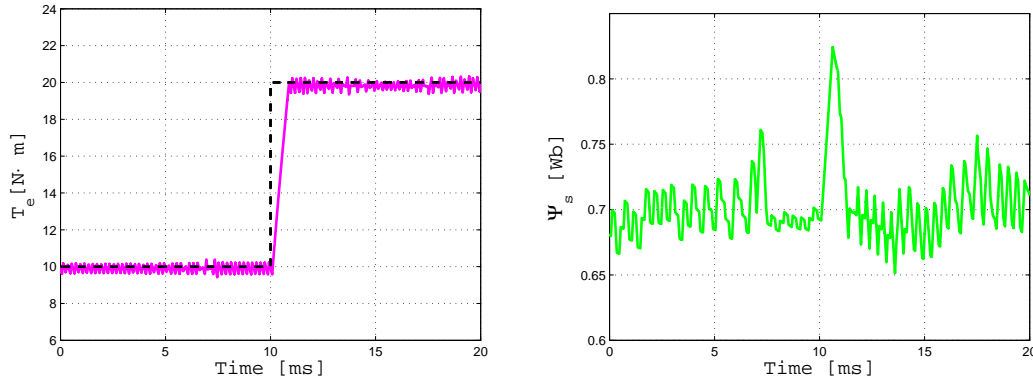
(γ') Τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη. $THD = 4,86\%$ της μηχανής i_{abc} συναρτήσει του χρόνου.

Σχήμα 6.12: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP²TC στη μόνιμη κατάσταση με την προτεινόμενη μέθοδο βελτίωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Η διακοπτική συχνότητα είναι $T_s \approx 1,9kHz$.

Μεταβατική Κατάσταση

Σε αυτό το σημείο, παρουσιάζεται η απόκριση του ελεγκτή σε μια βηματική μετάβαση της ροπής αναφοράς ($10N \cdot m \rightarrow 20N \cdot m$). Η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής παρουσιάζεται στο Σχ. 6.13(α')) και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής

(Σχ. 6.13(β')). Συγκριτικά με τα αντίστοιχα διαγράμματα του Σχ. 6.9, δεν παρατηρείται κάποια μεταβολή της ποιότητας απόκρισης του ελεγκτή και στη περίπτωση της Μεταβατικής Κατάστασης.



(α') Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e (συνεχής (β')) Το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s γραμμή και η αναφορά της (διακεκομμένη γραμμή) ως προς χρόνο.

Σχήμα 6.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP²TC με την προτεινόμενη μέθοδο βελτίωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10$ ms.

Μείωση Απαιτούμενων Υπολογισμών

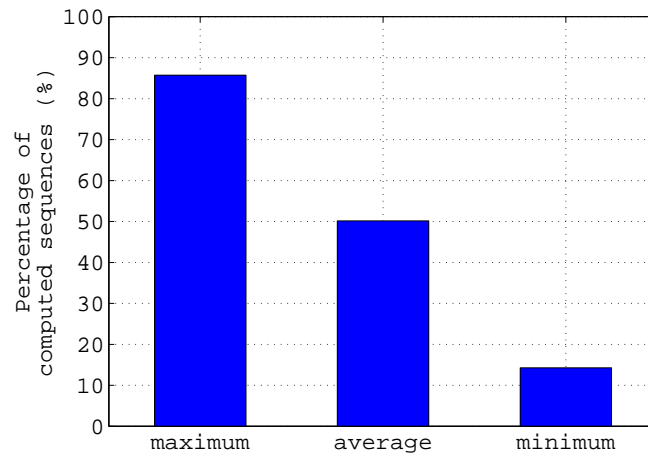
Στον Πίν. 6.2, παρουσιάζεται η μείωση των απαιτούμενων υπολογισμών, η οποία επιτεύχθηκε μέσα από την τεχνική που παρουσιάστηκε σε αυτή την Παράγραφο. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζονται 3 χαρακτηριστικά ποσοστά, η μέγιστη τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών ($N_{sum} = 7$) σε μία επανάληψη του ελεγκτή, η μέση τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών και η ελάχιστη τιμή αντίστοιχα.

$\max N_c$	$\max \frac{N_c}{N_{sum}} [\%]$	$avg N_c$	$avg \frac{N_c}{N_{sum}} [\%]$	$\min N_c$	$\min \frac{N_c}{N_{sum}} [\%]$
6	85,7	3,507	50,1	1	14,3

Πίνακας 6.2: Η μέγιστη (max), η μέση (avg) και η ελάχιστη (min) τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c και το αντίστοιχο ποσοστό προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της προτεινόμενης τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας.

Επίσης, τα αντίστοιχα ποσοστά των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών παρουσιάζονται στο Σχ. 6.14.

Επομένως, η προτεινόμενη μέθοδος επιτυγχάνει μείωση των απαιτούμενων υπολογισμών



Σχήμα 6.14: Το μέγιστο (*maximum*), η μέση τιμή (*average*) και το ελάχιστο (*minimum*) ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών N_c προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της προτεινόμενης τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας.

του ελεγκτή της τάξης του 50% κατά μέσο όρο, χωρίς να τίθενται σε κίνδυνο οι επιδόσεις του συστήματος.

6.5 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάστηκε η στρατηγική ελέγχου του Προβλεπτικού Ελέγχου Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου, η οποία αποτελεί, κατά ένα τρόπο, μια βελτιωμένη εκδοχή επί του PTC. Αρχικά, η στρατηγική αναλύθηκε σε θεωρητικό επίπεδο, όπου παρουσιάστηκε η βασική ιδέα της μεθόδου και έπειτα ο αλγόριθμος ελέγχου αναλυτικά σε βήματα και σε μορφή ψευδοκώδικα. Στη συνέχεια, μελετήθηκε η στρατηγική ελέγχου σε πρακτικό επίπεδο, μέσα από μια σειρά προσομοιώσεων στο Matlab Simulink. Οι προσομοιώσεις αφορούν την απόκριση του ελεγκτή τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και κατά τα μεταβατικά φαινόμενα. Παρουσιάστηκαν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά μεγέθη (ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e , η μαγνητική ροή ψ_s και τα ρεύματα του στάτη της μηχανής i_s , όπως και στην περίπτωση του PTC), ώστε να είναι πρακτικά εύκολη η σύγκριση των αποκρίσεων των ελεγκτών που υλοποιούν τις αντίστοιχες στρατηγικές ελέγχου. Επίσης, μελετήθηκε η επίδραση του συντελεστή λ_u στην απόκριση του συστήματος, μέσα από μια σειρά κατάλληλων προσομοιώσεων. Τέλος, παρουσιάστηκε μια πρόταση βελτίωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου του VSP²TC. Παρουσιάστηκε το πρόβλημα προς επίλυση, η πρόταση βελτίωσης και στη συνέχεια, τα αποτελέσματα από τις αντίστοιχες προσομοιώσεις για την επιβεβαίωση της θεωρητικής προσέγγισης.

Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του συγκεκριμένου κεφαλαίου, εξάγονται πολλά και χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά, επιτυγχάνεται ο βασικός στόχος του VSP²TC, ο οποίος είναι η μείωση της κυμάτωσης της ροπής T_e σε σχέση με τον PTC. Παράλληλα, βελτιώνεται και η κυμάτωση του πλάτους της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s της μηχανής και το THD των ρευμάτων του στάτη της μηχανής i_s . Σημειώνεται ότι μέσω του VSP²TC, επιτυγχάνεται μείωση του THD κάτω από το 5%, κάτι που δίνει τη δυνατότητα για εφαρμογή σε βιομηχανικό περιβάλλον. Αντίστοιχα βελτιωμένα είναι τα αποτελέσματα και στην περίπτωση της μεταβατικής κατάστασης, όπου η χρονική καθυστέρηση, ώστε ο ελεγκτής να ακολουθήσει τη μεταβολή είναι ικανοποιητικά μικρή (της τάξης του 1 ms). Επίσης, δεν παρατηρείται κάποιο φαινόμενο υπερπήδησης, ενώ η μέγιστη τιμή της απότομης αύξησης του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s περιορίζεται ικανοποιητικά. Επιπλέον, αντίστοιχα με το κεφάλαιο του PTC, παρατηρείται ότι μέσω του συντελεστή λ_u της αντικειμενικής συνάρτησης, καθίσταται δυνατός ο περιορισμός της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} σε μια σταθερή επιθυμητή τιμή. Βέβαια, αυτή η ελευθερία ορισμού του συντελεστή λ_u έχει πιθανές αρνητικές επιπτώσεις στα υπόλοιπα μεγέθη ενδιαφέροντος του συστήματος, όπως τη κυμάτωση της ροπής T_e και το THD των ρευμάτων του στάτη i_s .

Τέλος, όσον αφορά τη πρόταση μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, αποδείχθηκε μέσα από τις αντίστοιχες προσομοιώσεις, ότι επιτυγχάνεται μείωση των απαιτούμενων υπολογισμών κατά 50% κατά μέσο όρο, χωρίς να τεθεί σε κίνδυνο η ποιότητα της από-

κρισης του ελεγκτή τόσο στη μόνιμη, όσο και στη μεταβατική κατάσταση. Συγκεκριμένα για τη μεταβατική κατάσταση, ο ελεγκτής έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ακολουθεί βέλτιστα τη μεταβολή της ροπής αναφοράς, οπότε η διάρκεια του τυχόντος μεταβατικού φαινομένου ελαχιστοποιείται. Βέβαια, κατά το μεταβατικό φαινόμενο παρατηρείται σημαντική αύξηση στη μέγιστη τιμή της απότομης αύξησης του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s , επειδή λαμβάνεται υπόψιν αποκλειστικά μόνο τη ροπή T_e , δηλαδή το βασικό μέγεθος ενδιαφέροντος σε τέτοιες εφαρμογές.

Κεφάλαιο 7

Επέκταση του VSP²TC σε Μεγαλύτερο Ορίζοντα

7.1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ. 6), έγινε η παρουσίαση και η ανάλυση μιας άμεσης στρατηγικής ελέγχου ηλεκτρικών συστημάτων οδήγησης, του αλγορίθμου του Προβλεπτικού Ελέγχου Ροπής Μεταβλητού Σημείου - Variable Switching Point Predictive Torque Control (VSP²TC). Ως μια εφαρμογή του Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου στην οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων, έχει τα αντίστοιχα πλεονεκτήματα, όπως την ευκολία στο σχεδιασμό και τον άμεσο έλεγχο των μεταβλητών εξόδου του συστήματος, δηλαδή την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τη μαγνητική ροή του στάτη της μηχανής. Επιπλέον όμως, βάσει του αλγορίθμου της συγκεκριμένης στρατηγικής, ο οποίος παρουσιάζεται στην Παράγραφο 6.2.2 και των αποτελεσμάτων των αντίστοιχων προσομοιώσεων, τα οποία παρουσιάζονται στην Παράγραφο 6.3, γίνεται αντιληπτό ότι επιτυγχάνεται σημαντική μείωση στην κυμάτωση της ροπής της μηχανής, χωρίς αξιοσημείωτη αύξηση της διακοπτικής συχνότητας. Σε αυτό το σημείο, σημειώνεται ότι η μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει η διακοπτική συχνότητα περιορίζεται στο μισό της συχνότητας δειγματοληψίας. Παρά όλα αυτά, αν και ο ορίζοντας πρόβλεψης του αλγορίθμου είναι μοναδιαίος ($N = 1$), το οποίο σημαίνει ότι ο ελεγκτής εξετάζει την προβλεπόμενη απόκριση του συστήματος μόνο για το επόμενο βήμα σε κάθε επανάληψη, βασικό μειονέκτημα του θεωρείται η μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Σε αυτό το κεφάλαιο, προτείνεται η επέκταση του αλγορίθμου VSP²TC σε μεγαλύτερο ορίζοντα. Με αυτόν τον τρόπο, θα επιτευχθεί περαιτέρω μείωση της κυμάτωσης των μεταβλητών εξόδου και κατά επέκταση βελτίωση των επιδόσεων του ελεγκτή, τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και κατά τα μεταβατικά φαινόμενα. Με την αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης όμως, αυξάνεται εκθετικά η υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου. Για αυτό το λόγο, προτείνεται μία τεχνική αντιμετώπισης αυτού του προβλήματος, δηλαδή μία μέθοδος

μείωσης των απαιτούμενων υπολογισμών του ελεγκτή, χωρίς να θέτει σε κίνδυνο τη σωστή λειτουργία του. Αυτή η τεχνική ονομάζεται *Branch and Bound* και αναλύεται στο παρόν κεφάλαιο [9],[17].

7.2 Στρατηγική Ελέγχου

7.2.1 Βασική Ιδέα

Στόχος της προτεινόμενης στρατηγικής είναι η επίτευξη μικρότερης κυμάτωσης της ροπής και της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής. Αυτό πραγματοποιείται επιλέγοντας πρώτα τη βέλτιστη ακολουθία διακοπτικών καταστάσεων, ή ισοδύναμα το βέλτιστο τροχιακό, εντός ενός οριζόντα πρόβλεψης και έπειτα εφαρμόζοντας το πρώτο στοιχείο του την βέλτιστη στιγμή, στο σύστημα, όπως ορίζει η πολιτική του μετατιθέμενου οριζόντα. Η διαδικασία της επιλογής του βέλτιστου τροχιακού αποτελεί ουσιαστικά, την επέκταση της βασικής έκδοσης του αλγορίθμου του VSP²TC (Κεφ. 6) με τη διαφορά ότι σε αυτήν την περίπτωση, ο οριζόντας πρόβλεψης είναι μεγαλύτερος της μονάδας.

7.2.2 Αλγόριθμος Ελέγχου

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος ελέγχου παρουσιάζεται αναλυτικά στα παρακάτω βήματα.

Βήμα 1: Η διακοπτική κατάσταση που επιλέχθηκε ως βέλτιστη στο προηγούμενο βήμα $\mathbf{u}(k - 1 + n_{int}^{(k-1)})$, εφαρμόζεται στο βήμα k .

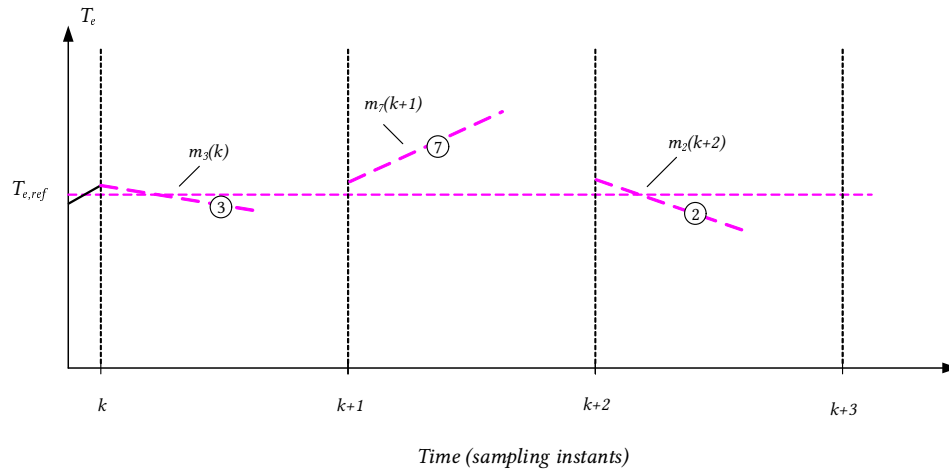
Βήμα 2: Μέτρηση, στο βήμα k , των ρευμάτων των τριών φάσεων του στάτη της μηχανής $i_{abc}(k)$ και της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα της μηχανής $\omega_r(k)$. Υπολογίζονται η μαγνητική ροή του στάτη $\psi_s(k)$ καθώς και η ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e(k)$ βάσει της Εξ. (4.13).

Βήμα 3: Για όλα τα πιθανά διακοπτικά τροχιακά $\mathbf{U}_i = [\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)]$, με $i = \{1, 2, \dots, 7^N\}$, του αντιστροφέα σε οριζόντα πρόβλεψης N και για κάθε βήμα ℓ , $k \leq \ell \leq k+N-1$, υπολογίζονται οι κλίσεις της ροπής της μηχανής.

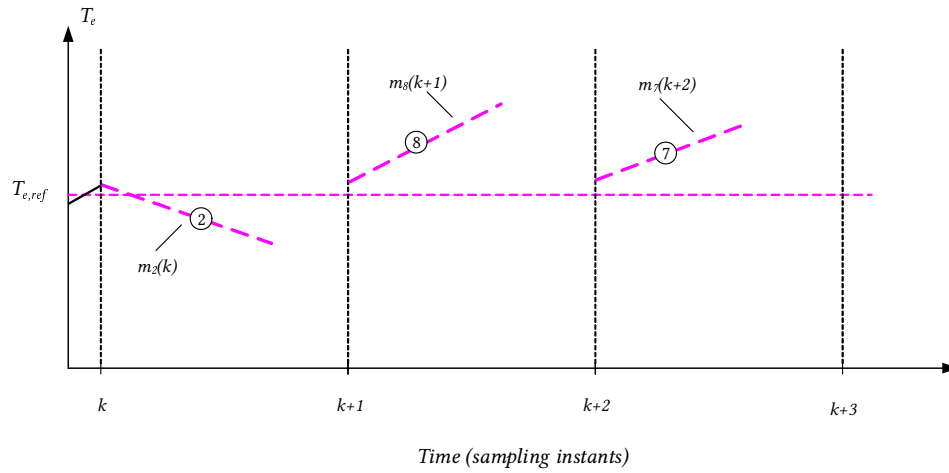
Αρχικά, υπολογίζεται η σταθερή κλίση του τροχιακού της ροπής $m(\ell)$, αν εφαρμοζόταν η ίδια διακοπτική κατάσταση $\mathbf{u}(\ell) = \mathbf{u}(\ell - 1 + n_{int}^{(\ell-1)})$ για ολόκληρο το διάστημα δειγματοληψίας T_s . Η σταθερή κλίση $m(\ell)$ δίνεται από την Εξ. (6.1), όπου $k \rightarrow \ell$. (Σχ. 6.2)

Έπειτα, προβλέπονται όλες οι μεταβλητές ενδιαφέροντος του συστήματος (όπως $i_{abc}(\ell +$

1), $\Psi_s(\ell + 1)$ και $T_e(\ell + 1)$) και υπολογίζονται οι κλίσεις της ροπής $m_z(\ell)$. Οι εν λόγω κλίσεις δίνονται από την Εξ. (6.2), όπου $k \rightarrow \ell$. Θεωρείται ότι οι ροπή μεταβάλλεται με σταθερή κλίση εντός δύο διαδοχικών σημείων δειγματοληψίας. Στο Σχ.7.1, παρουσιάζονται οι κλίσεις της ροπής για δύο υποψήφια τροχιακά όταν ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 3$, το $[\mathbf{u}_3(k), \mathbf{u}_7(k + 1), \mathbf{u}_2(k + 2)]$ και το $[\mathbf{u}_2(k), \mathbf{u}_8(k + 1), \mathbf{u}_7(k + 2)]$.



(α') Το υποψήφιο τροχιακό $[\mathbf{u}_3(k), \mathbf{u}_7(k + 1), \mathbf{u}_2(k + 2)]$.



(β') Το υποψήφιο τροχιακό $[\mathbf{u}_2(k), \mathbf{u}_8(k + 1), \mathbf{u}_7(k + 2)]$.

Σχήμα 7.1: Δύο υποψήφια διακοπτικά τροχιακά για τον VSP² TC με ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$.

Σε αυτό το σημείο γίνεται η θεώρηση, χωρίς απώλεια της γενικότητας, λόγω του ότι $T_s \ll T_1$ με T_1 να είναι η θεμελιώδης περίοδος, ότι οι κλίσεις παραμένουν αμετάβλητες για το επόμενο διάστημα δειγματοληψίας, δηλαδή $m_z(\ell) = m_z(\ell + 1)$.

Βήμα 4: Στη συνέχεια, θέτουμε τη ροπή στο βήμα $\ell + 1$, να είναι ίση με τη ροπή αναφοράς $T_{e,ref}$ και υπολογίζουμε το μεταβλητό σημείο. Ως μεταβλητό σημείο ορίζεται η προβολή

στον άξονα του χρόνου, του σημείου τομής δύο διαδοχικών κλίσεων της ροπής, όπως για παράδειγμα των $m_z(\ell)$, $m_z(\ell + 1)$, όπως αυτές υπολογίστηκαν στο Βήμα 2. Στο Σχ. 7.2, παρουσιάζονται τα ενδιάμεσα σημεία για τα δύο υποψήφια τροχιακά που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο βήμα. Το ενδιάμεσο διακοπτικό σημείο δίνεται από τον τύπο:

$$t_z(\ell) = \frac{T_{e,ref} - T_e(\ell) - m_z(\ell + 1)T_s}{m(\ell) - m_z(\ell + 1)} \quad (7.1)$$

όπου $t_z(\ell)$ είναι η προβολή του σημείου τομής $T_{e,int_z}(\ell)$ για τη z διακοπτική κατάσταση στο βήμα ℓ εντός του ορίζοντα N , στον άξονα x . Ισχύει επομένως $T_{e,int_z}(\ell) = T_e(\ell + n_{int_z}^{(\ell)})$. Θεωρητικά, ισχύει επίσης $t_z(\ell) \in (-\infty, +\infty)$, όμως περιορίζεται στο κλειστό διάστημα $[0, T_s]$. Σημειώνεται ότι όταν $t_z = 0$, ο VSP²TC ταυτίζεται με τον PTC.

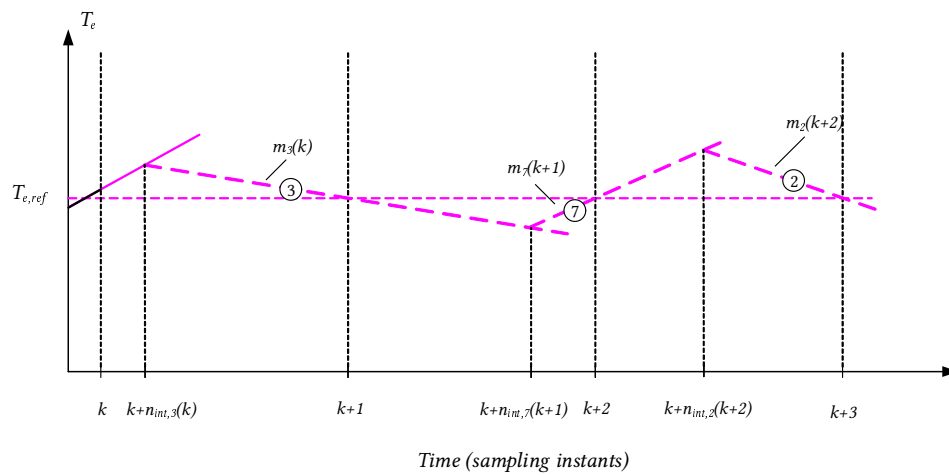
Βήμα 5: Γνωρίζοντας τα ενδιάμεσα σημεία για το εκάστοτε τροχιακό, υπολογίζονται βάσει της Εξ. (4.13), οι μεταβλητές εξόδου του συστήματος σε αυτά τα σημεία, δηλαδή η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής T_e και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής Ψ_s , τόσο στα ενδιάμεσα σημεία $\ell + n_{int_z}^{(\ell)}$, όσο και στα βήματα ℓ , $\ell \neq k$.

Βήμα 6: Εν τέλει, γνωρίζοντας τις τιμές των μεταβλητών εξόδου του συστήματος (T_e και Ψ_s) για όλα τα βήματα ℓ και για τα ενδιάμεσα σημεία $\ell + n_{int_z}^{(\ell)}$ εντός του ορίζοντα πρόβλεψης N , αποτιμάται η αντικειμενική συνάρτηση του τροχιακού. Το τροχιακό για το οποίο ελαχιστοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση, επιλέγεται ως βέλτιστο.

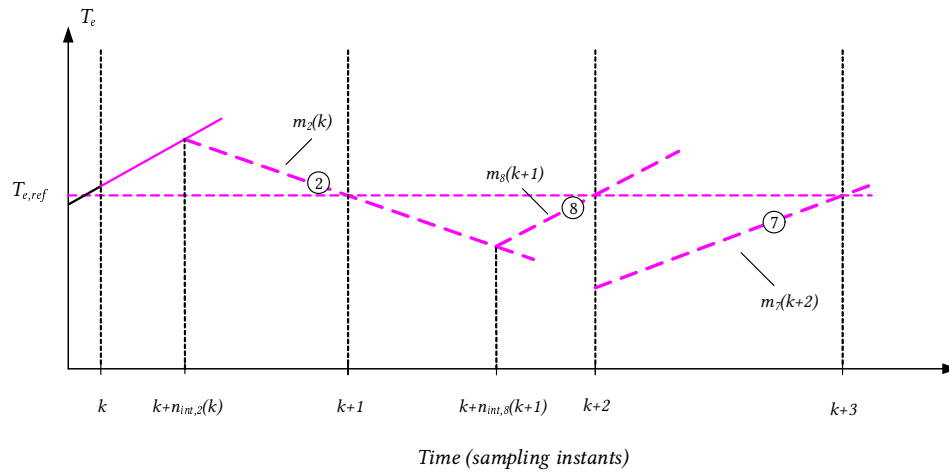
Σε αυτήν την περίπτωση, η συνάρτηση κόστους περιλαμβάνει το άθροισμα των τετραγώνων της απόκλισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και του πλάτους της μαγνητικής ροής στάτη από τα αντίστοιχα μεγέθη αναφοράς σε όλα τα σημεία ενδιαφέροντος, δηλαδή στα βήματα ℓ και στα ενδιάμεσα σημεία $\ell + n_{int_z}^{(\ell)}$ εντός του ορίζοντα πρόβλεψης N .

$$J = \sum_{\ell=k}^{k+N-1} \left(\sum_{\xi=S} \left(\|T_{e,ref} - T_e(\ell + \xi|k)\|_2^2 + \lambda_\psi \|\Psi_{s,ref} - \Psi_s(\ell + \xi|k)\|_2^2 + \lambda_u \Delta u(\ell + \xi|k) \right) \right) \quad (7.2)$$

όπου $S = \{n_{int}^{(\ell)}, 1\}$, $\lambda_\psi > 0$ είναι μια σταθερά ρύθμισης του σφάλματος στη ροπή και του σφάλματος στη μαγνητική ροή και αντίστοιχα $\lambda_u > 0$ είναι μια σταθερά ρύθμισης μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας και του σφάλματος της απόκρισης του συστήματος. Επίσης, το διακοπτικό κόστος $\Delta u(\ell)$ δίνεται από τον τύπο $\Delta u(\ell) = |u(\ell) - u(\ell - 1)|$.



(α') Υπολογισμός του μεταβλητού σημείου για το υποψήφιο τροχιακό $[\mathbf{u}_3(k), \mathbf{u}_7(k+1), \mathbf{u}_2(k+2)]$.



(β') Υπολογισμός του μεταβλητού σημείου για το υποψήφιο τροχιακό $[\mathbf{u}_2(k), \mathbf{u}_8(k+1), \mathbf{u}_7(k+2)]$.

Σχήμα 7.2: Παρουσιάζεται ο υπολογισμός του μεταβλητού σημείου για δύο υποψήφια τροχιακά με $N = 3$. Υπολογίζεται το σημείο τομής μεταξύ του τροχιακού της ροπής της εφαρμοσμένης διακοπτικής κατάστασης και των τροχιακών των επόμενων διακοπτικών καταστάσεων.

Ανακεφαλαιώνοντας, παρουσιάζεται στον Αλγόριθμο 5 σε μορφή ψευδοκώδικα, ο αλγόριθμος του ελεγκτή της προτεινόμενης στρατηγικής του VSP²TC με $N > 1$.

Οι συναρτήσεις f, g, q αποτελούν τις συναρτήσεις που προβλέπουν βάσει του μοντέλου του συστήματος το ρεύμα του στάτη i_s , τη μαγνητική ροή του στάτη ψ_s και την ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e αντίστοιχα (4.13). Επίσης το $\Delta \mathbf{u}(k)$ αντιπροσωπεύει το διακοπτικό κόστος και δίνεται από τον τύπο $\Delta \mathbf{u}(k) = |\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}(k)|$.

Algorithm 5: Αλγόριθμος VSP²TC για $N > 1$

function $[\mathbf{u}^*(k), n_{int}] = VSP^2TC(\mathbf{i}_{abc}(k), \omega_r(k))$
 $J^*(k) = \infty$
 $\boldsymbol{\psi}_s(k) = g(\mathbf{i}_s(k), \boldsymbol{\psi}_s(k-1), \mathbf{v}_s(k))$
for all U **over** N **do**
 $J = 0$
for $\ell = k$ **to** $k + N - 1$ **do**
 $[T_e(\ell|k), T_e(\ell+1|k)] = q(\mathbf{i}_s(\ell|k), \mathbf{v}_s(\ell), \boldsymbol{\psi}_s(\ell|k), \boldsymbol{\psi}_r(\ell|k), T_s)$
 $m(\ell|k) = (T_e(\ell+1|k) - T_e(\ell|k))/T_s$
 $[T_e(\ell|k), T_{ez}(\ell+1|k)] = q(\mathbf{i}_s(\ell|k), \mathbf{v}_{sz}(\ell+1), \boldsymbol{\psi}_s(\ell|k), \boldsymbol{\psi}_r(\ell|k), T_s)$
 $m_z(\ell|k) = (T_e(\ell+1|k) - T_e(\ell|k))/T_s$
 $n_{int_z}(\ell|k) = (T_{e,ref} - T_e(\ell|k) - m_z(\ell|k) \cdot T_s)/(T_s \cdot (m(\ell|k) - m_z(\ell|k)))$
 $\mathbf{i}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)) = f(\mathbf{i}_s(\ell|k), \boldsymbol{\psi}_r(\ell|k), \mathbf{v}_s(\ell+1|k), n_{int_z}(\ell|k))$
 $\boldsymbol{\psi}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)) = g(\mathbf{i}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), \boldsymbol{\psi}_s(\ell|k), \mathbf{v}_s(\ell+1), n_{int_z}(\ell|k))$
 $T_e(\ell + n_{int_z}(\ell|k)) = 3/2 \cdot p \cdot (\mathbf{i}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)) \times \boldsymbol{\psi}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)))$
 $\mathbf{i}_s(\ell + 1|k) = f(\mathbf{i}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), \boldsymbol{\psi}_r(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), \mathbf{v}_s(\ell + 1|k), n_{int_z}(\ell|k))$
 $\boldsymbol{\psi}_s(\ell + 1|k) = g(\mathbf{i}_s(\ell + 1|k), \boldsymbol{\psi}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), \mathbf{v}_s(\ell + 1|k), n_{int_z}(\ell|k))$
 $T_e(\ell + 1|k) = 3/2 \cdot p \cdot (\mathbf{i}_s(\ell + 1|k) \times \boldsymbol{\psi}_s(\ell + 1|k))$
 $J(i) = P(T_e(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), T_e(\ell + 1|k), \boldsymbol{\Psi}_s(\ell + n_{int_z}(\ell|k)), \boldsymbol{\Psi}_s(\ell + 1|k), \Delta \mathbf{u}(\ell + 1|k))$
 $J = J + J(i)$
 $i = i + 1$
if $J < J^*(k)$ **then**
 $J^*(k) = J$
 $\mathbf{u}^*(k) = U(1)$
end
end
end
end

7.3 Μείωση της Υπολογιστικής Πολυπλοκότητας

7.3.1 Εισαγωγή

Η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης είναι επιθυμητή, γιατί οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της ποιότητας της απόκρισης του συστήματος. Το βασικό όμως μειονέκτημα του μεγάλου ορίζοντα πρόβλεψης, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, είναι η εκθετική σχέση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του ελεγκτή με τον ορίζοντα πρόβλεψης. Συγκεκριμένα, για την περίπτωση του ορίζοντα πρόβλεψης $N = 5$, ο ελεγκτής καλείται να εξετάσει $7^5 = 16807$ διακοπτικές ακολουθίες σε κάθε δειγματοληψία. Αυτό καθιστά τον προβλεπτικό αλγόριθμο υπολογιστικά πολύπλοκο και θέτει σημαντικά ερωτήματα για την αποδοτικότητα του και το κατά πόσο είναι δυνατή η εφαρμογή του σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον. Για το λόγο αυτό, κρίνεται απαραίτητη η ανάπτυξη τεχνικών που να μειώνουν

τους απαιτούμενους υπολογισμούς του ελεγκτή, χωρίς να θέτουν σε κίνδυνο την αξιοπιστία και την ευρωστία του. Έχει μελετηθεί και προταθεί πληθώρα στρατηγικών περιορισμού της υπολογιστικής πολυπλοκότητας [22]. Στην παρούσα διπλωματική εργασία, θα εξεταστεί η τεχνική *Branch and Bound*, η οποία αποτελεί μια μέθοδο προηγμένης εξαντλητικής έρευνας επίλυσης προβλημάτων βελτιστοποίησης [14].

7.3.2 Τεχνική Branch and Bound

Θεωρητική Προσέγγιση Τεχνικής

Η τεχνική του Branch and Bound (BnB) βασίζεται στην παρατήρηση ότι συχνά είναι πιθανό να απορριφθεί μία υποψήφια λύση στο πρόβλημα βελτιστοποίησης, παρατηρώντας μόνο ένα μικρό μέρος της.

Επομένως, το πρόβλημα βελτιστοποίησης χωρίζεται ουσιαστικά σε *υποπροβλήματα*, τα οποία αντιπροσωπεύονται με τη μορφή μερικών λύσεων, δηλαδή ποιος είναι ο βέλτιστος τρόπος να βρεθεί η λύση. Για την απόρριψη ενός υποπροβλήματος, πρέπει να καταστεί βέβαιο ότι το κόστος του υπερβαίνει το κόστος μίας άλλης λύσης που έχει εξεταστεί ήδη. Όμως, δεν είναι απαραίτητο να υπολογιστεί το συνολικό κόστος της λύσης και κατά βάση, δεν είναι υπολογίσιμο αποδοτικά. Επομένως, ένα γρήγορο *κάτω όριο* του κόστους.

Ένα κλασικό πρόβλημα βελτιστοποίησης για την εφαρμογή της εν λόγω τεχνικής είναι το γνωστό πρόβλημα *του πλανόδιου πωλητή* (traveling salesman problem) [14]. Το συγκεκριμένο πρόβλημα δημιουργείται όταν ένας πλανόδιος πωλητής, με στόχο να πουλήσει τα προϊόντα του, επιθυμεί να επισκεφθεί ακριβώς μία φορά κάθε πόλη από μια δοθείσα λίστα πόλεων και να καταλήξει στην πόλη που ξεκίνησε. Επιπλέον στόχο αποτελεί η ελαχιστοποίηση της συνολικής απόστασης που θα διανύσει ο πλανόδιος πωλητής κατά την περιοδεία του, δεδομένου ότι είναι γνωστή η απόσταση οποιονδήποτε πόλεων μεταξύ τους [16].

Ισοδύναμα, το πρόβλημα μεταφράζεται σε ένα γράφο $G = (V, E)$, όπου V είναι το σύνολο των κόμβων του γράφου και E είναι το σύνολο των ακμών με μήκη $d_e > 0$. Μια μερική λύση είναι ένα μονοπάτι $a \rightsquigarrow b$ δια μέσου μερικών κορυφών $S \subseteq V$, όπου S περιέχει τα ακραία σημεία a και b . Μια τέτοια μερική λύση σημειώνεται με την τούπλα $[a, S, b]$. Το αντίστοιχο υποπρόβλημα είναι η εύρεση του βέλτιστου τρόπου ολοκλήρωσης της περιήγησης, δηλαδή το φθηνότερο συμπληρωματικό μονοπάτι $b \rightsquigarrow a$ με ενδιάμεσους κόμβους $V - S$. Σημειώνεται ότι το αρχικό πρόβλημα είναι της μορφής $[a, \{a\}, a]$ για τυχαίο $a \in V$.

Σε κάθε βήμα του αλγορίθμου branch and bound, επιλέγεται μια συγκεκριμένη μερική λύση $[a, S, b]$ και επεκτείνεται κατά μία ακμή (b, x) , όπου $x \in V - S$. Αυτή η διαδικασία μπορεί να πραγματοποιηθεί με το πολύ $[V - S]$ τρόπους και κάθε ένα από αυτά τα κλαδιά (branches) οδηγεί σε ένα υποπρόβλημα της μορφής $[a, S \cup \{x\}, x]$.

Πολλές εξεζητημένες μέθοδοι έχουν προταθεί για την *κάτω φραγή* (lower bound) του κό-

Algorithm 6: Αλγόριθμος Branch and Bound

```

Start with some problem  $P_0$ 
Let  $S = \{P_0\}$ , the set of active subproblems
 $bestsofar = \infty$ 
while  $S$  is nonempty do
  choose a subproblem (partial solution)  $P \in S$  and remove it from  $S$ 
  expand it into smaller subproblems  $P_1, P_2, \dots, P_k$ 
  foreach  $P_i$  do
    if  $P_i$  is a complete solution then
      update  $bestsofar$ 
    else if  $lowerbound(P_i) < bestsofar$  then
      add  $P_i$  to  $S$ 
  end
end
return  $bestsofar$ 

```

στους της ολοκλήρωσης της μερικής περιήγησης $[a, S, b]$. Μια αρκετά απλή μέθοδος χρησιμοποιεί το γεγονός ότι το υπόλοιπο της διαδρομής αποτελεί ένα μονοπάτι εντός του $V - S$, συν τις ακμές από τον κόμβο a και τον κόμβο b στο $V - S$. Επομένως, το κόστος του είναι τουλάχιστον ίσο με το άθροισμα των ακόλουθων

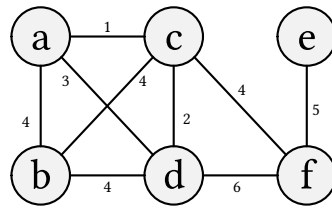
1. Η φθηνότερη ακμή από το a στο $V - S$.
2. Η φθηνότερη ακμή από το b στο $V - S$.
3. Το ελάχιστο γενετικό δέντρο του $V - S$.

Με τον όρο *ελάχιστο γενετικό δέντρο* ενός μη κατευθυνόμενου γράφου $G = (V, E)$ με μήκη ακμών $d_e > 0$ ορίζεται ο μη κατευθυνόμενος γράφος $T = (V, E')$, με $E' \subseteq E$, έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται το συνολικό βάρος (ή ισοδύναμα μήκος των ακμών)

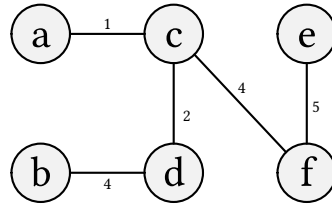
$$weight(T) = \sum_{e \in E'} d_e \quad (7.3)$$

Για παράδειγμα, ο γράφος $G = (V, E)$ παρουσιάζεται στο Σχ. 7.3 και το αντίστοιχο γενετικό δέντρο $T = (V, E')$ στο Σχ. 7.4.

Επομένως, το κάτω όριο του κόστους, το οποίο δίνεται από το άθροισμα των τριών όρων που περιγράφηκαν παραπάνω, μπορεί να υπολογιστεί γρήγορα από έναν αλγόριθμο ελάχιστου γενετικού δέντρου. Στο Σχ. 7.5, παρουσιάζεται ένα παράδειγμα εφαρμογής της τε-



Σχήμα 7.3: Ο μη κατευθυνόμενος γράφος $G = (V, E)$.



Σχήμα 7.4: Το αντίστοιχο ελάχιστο γενετικό δέντρο $T = (V, E')$ του γράφου $G = (V, E)$.

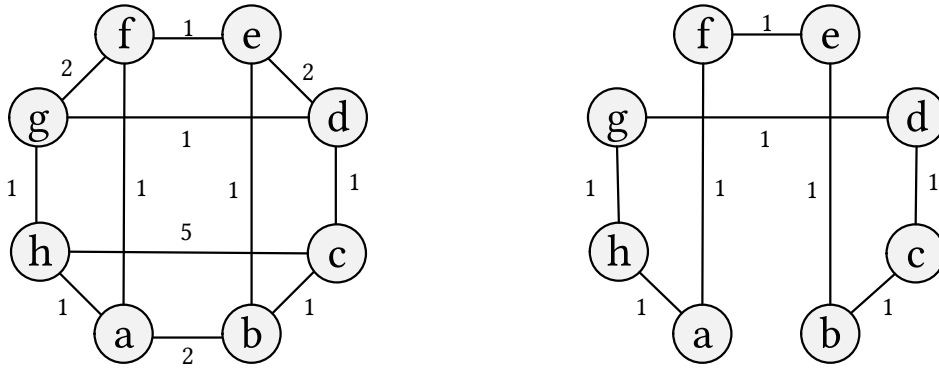
χνικής. Κάθε κόμβος στο δέντρο αντιπροσωπεύει ένα μερικό μονοπάτι και ειδικότερα το μονοπάτι από τη ρίζα του δέντρου μέχρι εκείνο τον κόμβο. Όλοι οι κόμβοι του δέντρου στο Σχ. 7.5(β') έχουν εξεταστεί από την τεχνική Branch and Bound σε κάποιο σημείο. Να σημειωθεί ότι εξετάστηκαν συνολικά 28 μερικές λύσεις, αντί για $7! = 5.040$, οι οποίες θα εξετάζονταν στη περίπτωση μιας εξαντλητικής μεθόδου πλήρους απαρίθμησης. Δηλαδή, μέσω της τεχνικής Branch and Bound, μειώθηκαν οι απαιτούμενοι υπολογισμοί για την εύρεση του βέλτιστου μονοπατιού στο συγκεκριμένο παράδειγμα κατά $\frac{5.040-28}{5.040} 100\% = 99,4\%$.

Εφαρμογή στον Αλγόριθμο

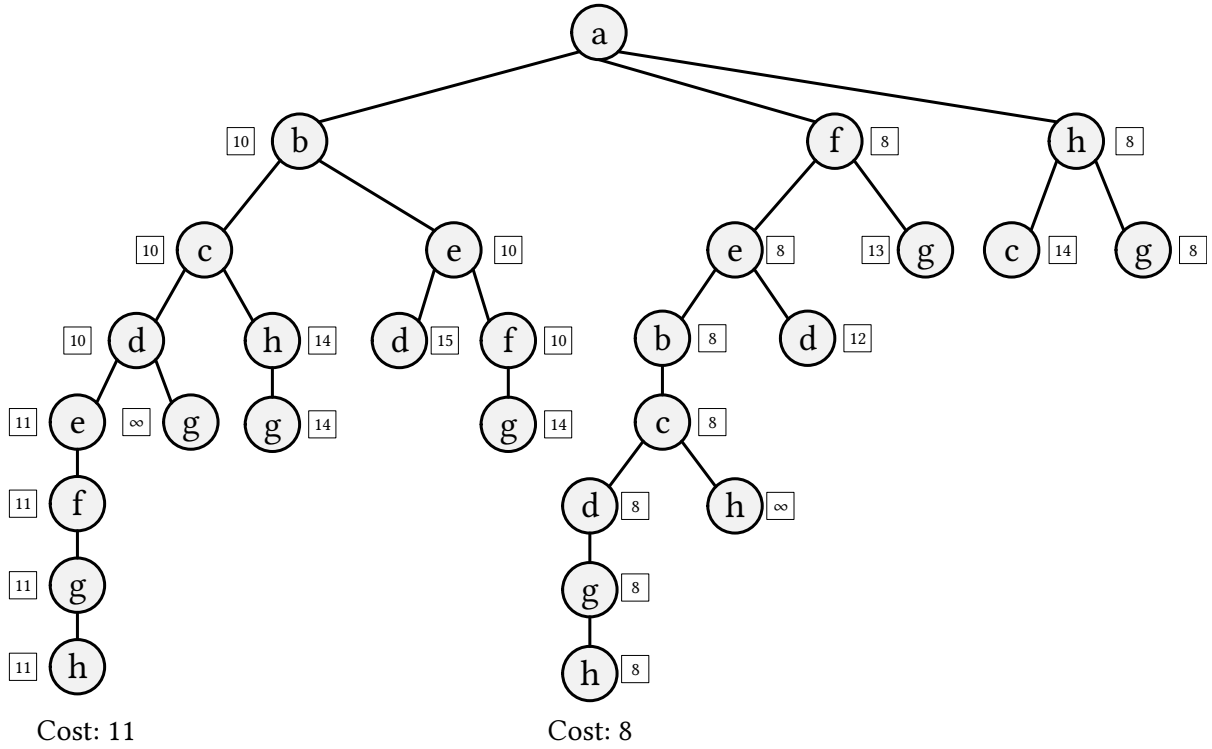
Στη συνέχεια, η τεχνική Branch and Bound εφαρμόζεται στον προτεινόμενο αλγόριθμο VSP²TC με ορίζοντα πρόβλεψης μεγαλύτερο της μονάδας. Όπως και στην περίπτωση του προβλήματος του πλανόδιου πωλητή που εξετάστηκε στη θεωρητική προσέγγιση της τεχνικής, ο αλγόριθμος του VSP²TC, δημιουργεί ένα αντίστοιχο πρόβλημα βελτιστοποίησης. Συγκεκριμένα, σε αυτήν την περίπτωση, στόχος είναι να βρεθεί η βέλτιστη ακολουθία διακοπτικών καταστάσεων $U_i = [\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)]$, με $i = \{1, 2, \dots, 7^N\}$ του αντιστροφέα, μέσα από ένα σύνολο 7^N ακολουθιών για ορίζοντα N , με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης.

Επομένως, το συνολικό πρόβλημα βελτιστοποίησης χωρίζεται σε υποπροβλήματα, για τα οποία προτείνονται οι διακοπτικές ακολουθίες ως μερικές λύσεις. Σε κάθε βήμα ℓ εντός του διαστήματος $[k+1, k+N]$, υπολογίζεται η αντικειμενική συνάρτηση $J(\ell|k)$ βάσει των βημάτων που παρουσιάστηκαν στην Παρ. 7.2.2 και προστίθεται στην αθροιστική συνάρτηση

$J_{cu}(\ell-1|k) = \sum_{\xi=k+1}^{\ell-1} J(\xi|k)$, όπως αυτή έχει αξιολογηθεί μέχρι εκείνο το βήμα. Έπειτα, γίνεται η σύγκριση της αθροιστικής αντικειμενικής συνάρτησης $J_{cu}(\ell|k)$ με την ελάχιστη, μέχρι



(α') Ένας γράφος και το βέλτιστο μονοπάτι του πλανόδιου πωλητή.



(β') Το δέντρο εξέτασης της τεχνικής Branch and Bound, διατρέχοντας το δέντρο από τα αριστερά προς τα δεξιά. Οι τετραγωνισμένοι αριθμοί αντιπροσωπεύουν κάτω όρια του κόστους.

Σχήμα 7.5: Παράδειγμα εφαρμογής της τεχνικής Branch and Bound σε ένα πρόβλημα πλανόδιου πωλητή.

εκείνο το σημείο, αντικειμενική συνάρτηση J_{min} . Αν η αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση υπερβαίνει την ελάχιστη αντικειμενική ($J_{cu}(\ell|k) > J_{min}$), τότε μπορεί ο ελεγκτής να αποκλείσει με ασφάλεια ολόκληρο το συγκεκριμένο τροχιακό U_i , να μην εξετάσει τα υπόλοιπα βήματα [$\mathbf{u}(\ell + 1), \mathbf{u}(\ell + 2), \dots, \mathbf{u}(k + N - 1)$] και να συνεχίσει τη διαδικασία με το επόμενο τροχιακό U_{i+1} . Αν φτάσει στο τελευταίο βήμα ($\ell = k + N$) και κάτι τέτοιο δεν συμβεί, δηλαδή ο αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση είναι μικρότερη από την μέχρι τότε ελάχιστη αντικειμενική συνάρτηση ($J_{cu}(k + N|k) < J_{min}$), τότε ορίζεται η συγκεκριμένη τιμή ως η νέα ελάχιστη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης J_{min} και το αντίστοιχο τροχιακό ως το βέλτιστο.

Με αυτόν τον τρόπο, αποφεύγεται ένα πολύ μεγάλο ποσοστό των εξεταζόμενων ενδεχομένων, ή αντίστοιχα των απαραίτητων υπολογισμών, για την εύρεση του ολικού βέλτιστου ενδεχομένου. Επίσης, βάσει της συγκεκριμένης τεχνικής, είναι δυνατή η αύξηση του οριζοντα πρόβλεψης σε τιμές που μέχρι τώρα δεν ήταν δυνατόν να υλοποιηθούν σε πραγματικό σύστημα με βάση τα σημερινά δεδομένα στους μικροεπεξεργαστές.

7.4 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

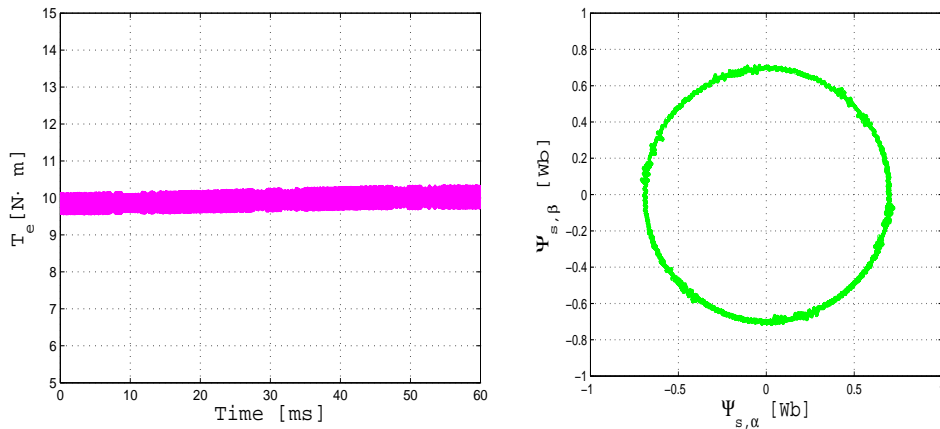
Για πρακτική εξέταση της θεωρητικής προσέγγισης της παραπάνω πρότασης βελτίωσης, σχεδιάστηκε μία προσομοίωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα στο πρόγραμμα προσομοίωσης Matlab Simulink. Ο ελεγκτής, ο οποίος υλοποιεί τον αλγόριθμο VSP²TC με ορίζοντα πρόβλεψης μεγαλύτερο της μονάδας ($N > 1$) ελέγχει έναν ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής. Η συγκεκριμένη προσομοίωση, για λόγους ευκολίας σύγκρισης, χρησιμοποιεί το ίδιο σύστημα που χρησιμοποιήθηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια (Παρ. 5.3 και 6.3). Οι παράμετροι της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον Πιν. 5.1.

7.4.1 Μόνιμη Κατάσταση

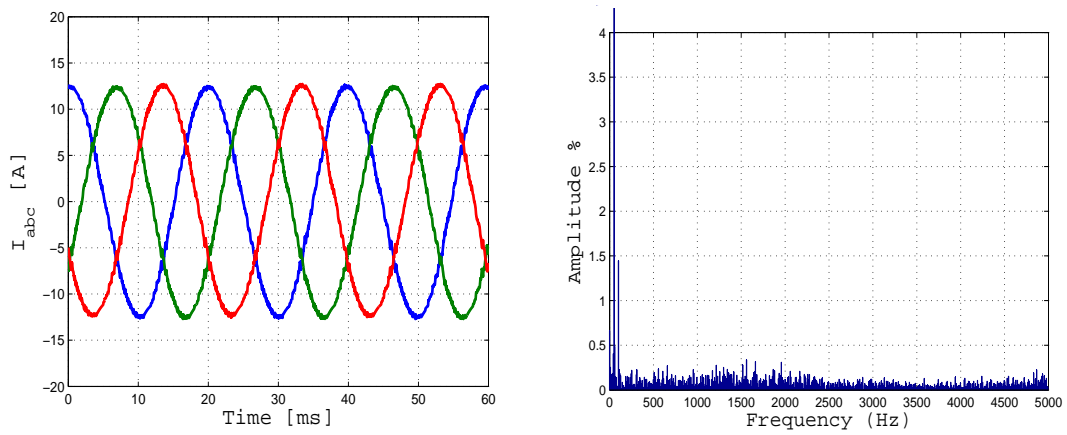
Αρχικά, παρουσιάζονται τα 4 χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος για την περίπτωση όπου ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 4$ στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Σχ. 7.6). Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e (Σχ.7.6(α')), η μαγνητική ροή του στάτη της μηχανής ψ_s στο $\alpha\beta$ πλαίσιο (Σχ. 7.6(β')), τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη της μηχανής i_{abc} (Σχ. 7.6(γ')) και το THD του ρεύματος της μίας φάσης (Σχ. 7.6(δ')).

7.4.2 Μεταβατική Κατάσταση

Αντίστοιχα, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος στη μεταβατική κατάσταση και πιο συγκεκριμένα σε μια βηματική μετάβαση της ροπής αναφοράς από $10N \cdot m$, στα $20N \cdot m$.



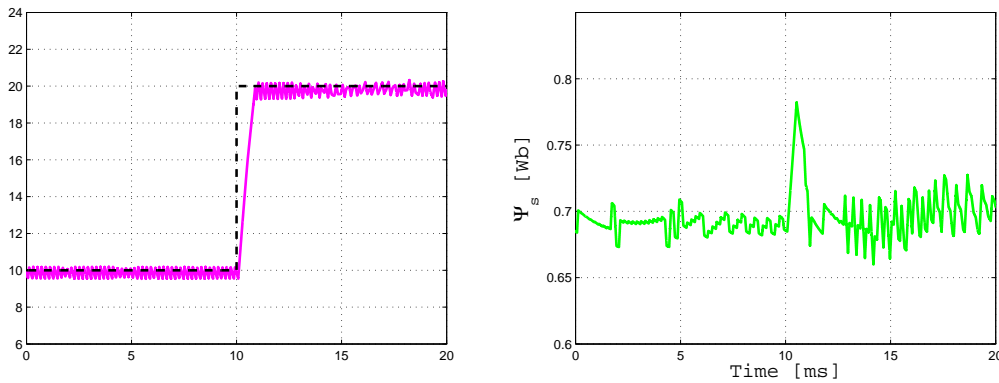
(α') Η ηλεκτρική ροπή T_e συναρτήσει του χρόνου. (β') Η μαγνητική ροή στάτη ψ_s στο αβ πλαίσιο του.



(γ') Τα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη. (δ') Το THD των ρευμάτων του στάτη. $THD = 1,92\%$ της μηχανής i_{abc} συναρτήσει του χρόνου.

Σχήμα 7.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP²TC στη μόνιμη κατάσταση για οριζόντα πρόβλεψη $N = 4$. Η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} \approx 2kHz$.

Τα μεγέθη που παρουσιάζονται είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής (Σχ. 7.7(α')) και το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη της μηχανής (Σχ. 7.7(β')).



(α') Η ηλεκτρική ροπή T_e (συνεχής γραμμή) και (β') Το πλάτος της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_s η αναφορά της (διακεκομμένη γραμμή) ως προς χρόνο.

Σχήμα 7.7: Αποτελέσματα προσομοίωσης VSP²TC για οριζόντα πρόβλεψης $N = 4$, για βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς την $t \approx 10$ ms.

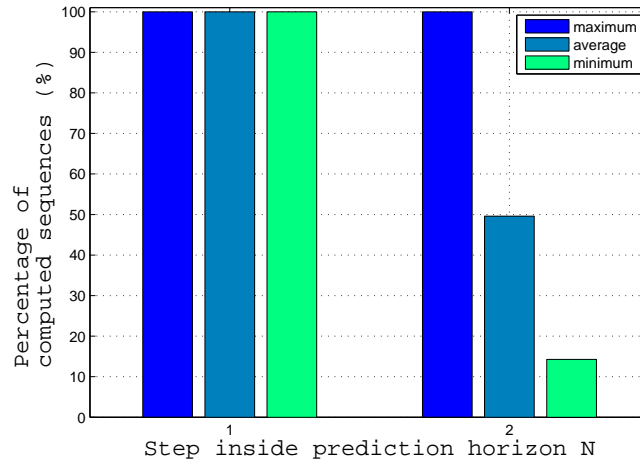
7.4.3 Μείωση Απαιτούμενων Υπολογισμών

Στον Πιν. 7.1 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, όσον αφορά τη μείωση των τροχιακών N_c , όπως προτείνεται από τη τεχνική Branch and Bound που παρουσιάστηκε στο παρόν κεφάλαιο.

Οριζόντας Πρόβλεψης N	N_{sum}	$\max N_c$	$\max \frac{N_c}{N_{sum}}$ [%]	$avg N_c$	$avg \frac{N_c}{N_{sum}}$ [%]	$\min N_c$	$\min \frac{N_c}{N_{sum}}$ [%]
2	49	49	100 %	36,7	74,8 %	28	57,1 %
3	343	278	80,9 %	196,2	57,2 %	135	39,5 %
4	2401	1575	65,6 %	1091,7	45,5 %	715	29,8 %

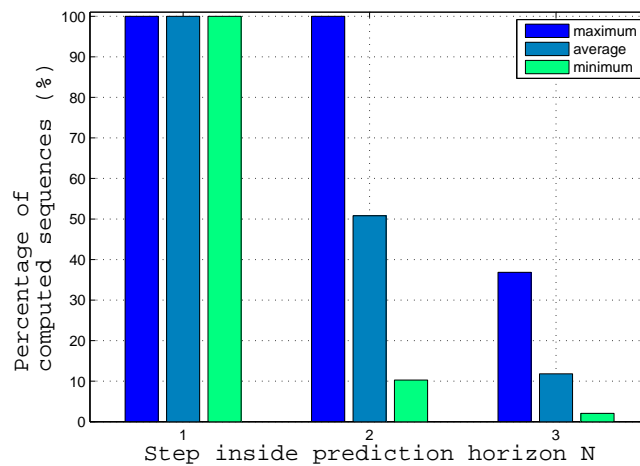
Πίνακας 7.1: Η μέγιστη (max), η μέση (avg) και η ελάχιστη (min) τιμή των υπολογισμένων τροχιακών N_c και το αντίστοιχο ποσοστό προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών N_{sum} , βάσει της εφαρμογής της τεχνικής μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας Branch and Bound.

Αρχικά, παρουσιάζονται για τρεις διαφορετικές τιμές του οριζόντα πρόβλεψης $N = \{2, 3, 4\}$, τόσο το σύνολο των υπολογισμών N_{sum} που θα απαιτούνταν χωρίς την εφαρμογή της τεχνικής Branch and Bound, και έπειτα η μέγιστη τιμή (η οποία αντιπροσωπεύει τη χειρότερη περίπτωση - worst case scenario), η μέση τιμή (η οποία αντιπροσωπεύει τη μέση περίπτωση) και η ελάχιστη τιμή (η οποία αντιπροσωπεύει την πιο ευνοϊκή περίπτωση - best case scenario) των απαιτούμενων υπολογισμών, όταν εφαρμόζεται η τεχνική, πρώτα σε απόλυτες τιμές και έπειτα τα αντίστοιχα ποσοστά τους.



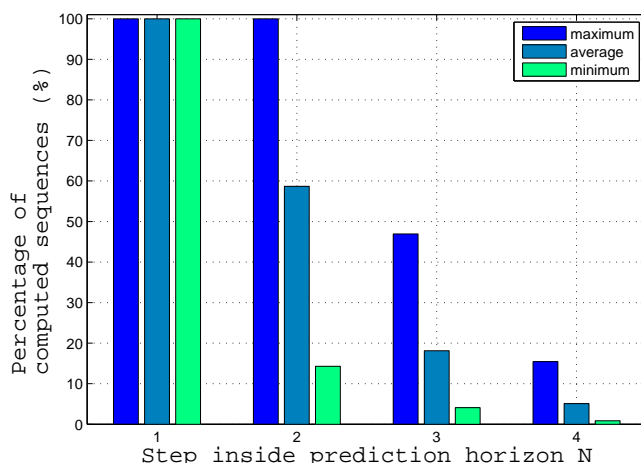
Σχήμα 7.8: Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 2$.

Στα Σχ. 7.8, Σχ. 7.9 και Σχ. 7.10, παρουσιάζονται γραφικά οι κατανομές των ποσοστών των υπολογισμένων τροχιακών σε κάθε βήμα, εντός του ορίζοντα, για $N = 2$, $N = 3$ και $N = 4$ αντίστοιχα.



Σχήμα 7.9: Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 3$.

Επομένως, μέσω της τεχνικής Branch and Bound, επιτυγχάνεται μείωση των απαιτούμενων υπολογισμών και κατά επέκταση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της τάξης του $100\% - 74,8\% = 25,2\%$ για $N = 2$, $100\% - 57,2\% = 42,8\%$ για $N = 3$ και $100\% - 45,5\% = 54,5\%$ για $N = 4$.



Σχήμα 7.10: Το ποσοστό των υπολογισμένων τροχιακών προς το σύνολο των πιθανών τροχιακών σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης για $N = 4$.

7.4.4 Επίδραση Ορίζοντα Πρόβλεψης N

Παρακάτω παρουσιάζεται η επίδραση της επέκτασης του ορίζοντα πρόβλεψης στο σύστημα. Παρουσιάζεται στο Σχ. 7.11(α') και στο Σχ. 7.11(β'), η αντίθετη σχέση της κυμάτωσης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_{ripple} και του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_{ripple} με τον ορίζοντα πρόβλεψης N . Παρόμοια αντίθετη μεταβολή παρατηρείται στο Σχ. 7.11(γ'), μεταξύ του THD των ρευμάτων του στάτη και του ορίζοντα πρόβλεψης N . Τέλος, στο Σχ. 7.11(δ'), παρουσιάζεται το ποσοστό των τροχιακών, τα οποία ο ελεγκτής εξέτασε ολόκληρα, εκμεταλλευόμενος την τεχνική Branch and Bound, ως προς το σύνολο των τροχιακών. Όπως παρατηρείται, το συγκεκριμένο ποσοστό, μειώνεται απότομα για μικρή αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης και όσο ο ορίζοντας πρόβλεψης συνεχίζει να αυξάνεται, σταθεροποιείται σε μια τιμή μικρότερη του 5% και για τις 3 διαφορετικές τιμές της διακοπτικής συχνότητας. Τα ποσοτικά αποτελέσματα παρουσιάζονται αναλυτικά στον Πιν. 7.2.

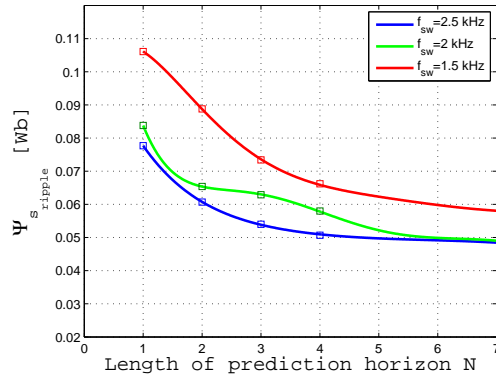
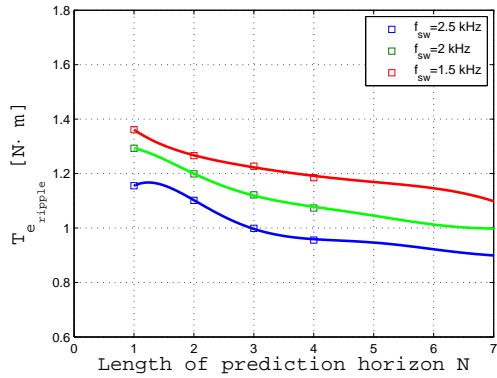
7.5 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο, προτάθηκε η επέκταση του αλγόριθμου VSP²TC σε μεγαλύτερο ορίζοντα πρόβλεψης, με στόχο τη βελτίωση της απόκρισης του ελεγκτή. Αρχικά, παρουσιάστηκε η βασική ιδέα πίσω από τη συγκεκριμένη πρόταση, καθώς και ο αλγόριθμος ελέγχου της στρατηγικής βήμα-βήμα, με τα αντίστοιχα ποιοτικά διαγράμματα και συγκεντρωτικά μέσω ψευδοκώδικα. Όμως, η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης συνεπάγεται εκθετική αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγόριθμου. Για αυτόν το λόγο, στη συνέχεια παρουσιάστηκε μια πρόταση μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας με την εφαρμογή της μεθόδου Branch and Bound. Σε πρώτο στάδιο, η συγκεκριμένη τεχνική πε-

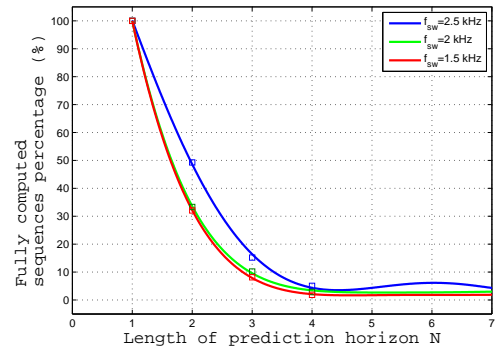
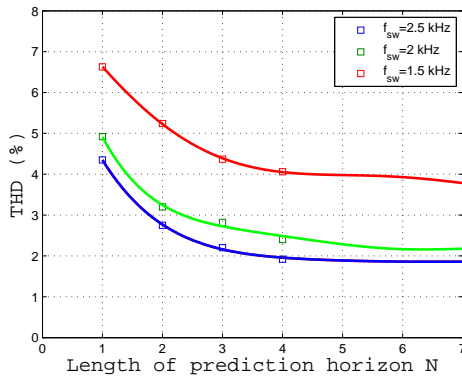
$f_{sw} = 2,5 \text{ kHz}$				
N	THD [%]	$fully \ comp. \ seq.$ [%]	T_{ripple} [$N \cdot m$]	Ψ_{ripple} [Wb]
1	4,35	100	1,1552	0,0777
2	2,75	49,2844	1,1017	0,0607
3	2,2	15,2081	0,9988	0,054
4	1,92	5,0836	0,9558	0,0507
$f_{sw} = 2 \text{ kHz}$				
N	THD [%]	$fully \ comp. \ seq.$ [%]	T_{ripple} [$N \cdot m$]	Ψ_{ripple} [Wb]
1	4,92	100	1,293	0,0838
2	3,2	33,3256	1,1988	0,0654
3	2,82	10,2032	1,1219	0,0629
4	2,4	2,8698	1,0735	0,058
$f_{sw} = 1,5 \text{ kHz}$				
N	THD [%]	$fully \ comp. \ seq.$ [%]	T_{ripple} [$N \cdot m$]	Ψ_{ripple} [Wb]
1	6,63	100	1,3613	0,1061
2	5,24	22,0619	1,266	0,0888
3	4,37	8,136	1,2378	0,0734
4	4,06	1,8463	1,1848	0,0662

Πίνακας 7.2: Το THD των ρευμάτων του στάτη, η μέση τιμή του ποσοστού των πλήρως υπολογισμένων ακολουθιών $fully \ comp. \ seq.$, η κυμάτωση της ροπής T_{ripple} και η κυμάτωση της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_{ripple} του προτεινόμενου αλγορίθμου VSP²TC με $N > 1$, για $f_{sw} = \{1,5 \text{ kHz}, 2 \text{ kHz}, 1,5 \text{ kHz}\}$.

ριγράφηκε και μελετήθηκε σε θεωρητικό επίπεδο, ενώ παρατάθηκε η εφαρμογή της στην επίλυση ενός κλασικού προβλήματος βελτιστοποίησης, του προβλήματος του πλανόδιου πωλητή. Έπειτα, αναλύθηκε η εφαρμογή της τεχνικής στο πρόβλημα βελτιστοποίησης που θέτει ο αλγόριθμος VSP²TC με $N > 1$. Τέλος, για την επαλήθευση της θεωρητικής προσέγγισης της πρότασης, υλοποιήθηκαν οι αντίστοιχες προσομοιώσεις στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab Simulink, των οποίων τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην αντίστοιχη παράγραφο. Για πλήρη μελέτη της συμπεριφοράς του ελεγκτή και για ευκολία σύγκρισης των αποτελεσμάτων με τα αντίστοιχα προηγούμενα, προσομοιώθηκε η απόκριση του ελεγκτή τόσο στη μόνιμη, όσο και στη μεταβατική κατάσταση. Επίσης, παρουσιάστηκε ξεχωριστά η μείωση των απαιτούμενων υπολογισμών, τόσο ποσοτικά, όσο και γραφικά και η



(α') Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (β') Η κυμάτωση του πλάτους της μαγνητικής ροής T_{e_ripple} συναρτήσει του οριζοντα πρόβλεψης N . Ψ_{s_ripple} συναρτήσει του οριζοντα πρόβλεψης N .



(γ') Το THD των ρευμάτων του στάτη συναρτήσει (δ') Το ποσοστό των συνολικά υπολογισμένων τροχιακών συναρτήσει του οριζοντα πρόβλεψης N .

Σχήμα 7.11: Το THD, η μέση τιμή του ποσοστού των πλήρως υπολογισμένων τροχιακών, η κυμάτωση ροπής και μαγνητικής ροής ως συναρτήσεις του οριζοντα πρόβλεψης N . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται για 3 διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας, $f_{sw} = 2, 5 \text{ kHz}$, 2 kHz και $1, 5 \text{ kHz}$.

επίδραση της αύξησης του οριζοντα πρόβλεψης στη συμπεριφορά του συστήματος για 3 διαφορετικές τιμές της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} .

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του παρόντος κεφαλαίου, εξάγονται ενδιαφέροντα και χρήσιμα συμπεράσματα. Με την αύξηση του οριζοντα πρόβλεψης στον αλγόριθμο VSP²TC που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και την εφαρμογή της μεθόδου Branch and Bound, επιτυγχάνονται όλοι οι στόχοι της προτεινόμενης στρατηγικής. Λόγω της αύξησης του οριζοντα πρόβλεψης, βελτιώνεται περαιτέρω η απόκριση του ελεγκτή σε σύγκριση με τον αρχικό αλγόριθμο του VSP²TC. Αυτή η βελτίωση μεταφράζεται σε μείωση χαρακτηριστικών μεγεθών τα οποία έχουν οριστεί ως κριτήρια της επίδοσης του συστήματος, όπως η κυμάτωση της ροπής, της μαγνητικής ροής και το THD των ρευμάτων

του στάτη της μηχανής, χωρίς ιδιαίτερη αύξηση της διακοπτικής συχνότητας. Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί ότι έχει εισαχθεί, όπως και στις στρατηγικές που μελετήθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια, ο συντελεστής λ_u , μέσω της ρύθμισης του οποίου, επιτυγχάνεται ο έμμεσος έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας [13]. Με αυτόν τον τρόπο, είναι δυνατός ο περιορισμός της διακοπτικής συχνότητας σε μια επιθυμητή τιμή για κάθε εφαρμογή του συστήματος, γεγονός που επιτρέπει τη δυνατότητα ηλεκτρομαγνητικής απομόνωσης του συστήματος από το περιβάλλον και την αποφυγή ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Πέρα από τη μόνιμη κατάσταση, βελτίωση παρατηρείται και κατά τα μεταβατικά φαινόμενα, όπου ο ελεγκτής παρουσιάζεται να ακολουθεί άμεσα τις μεταβολές στην ροπή αναφοράς, με παράλληλο περιορισμό στην απότομη αύξηση του πλάτους της μαγνητικής ροής στάτη κάτω από κάποια επιθυμητή τιμή.

Έπειτα, παρατέθηκαν τα αποτελέσματα για τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας μέσω της μεθόδου του Branch and Bound. Συγκρίνοντας την έως τότε αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση $J_{cu}(\ell|k)$ με την συνολική ελάχιστη αντικειμενική συνάρτηση J_{min} , σε κάθε βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης και αποκλείοντας τα τροχιακά, στα οποία σε κάποιο ενδιάμεσο βήμα ισχύει $J_{cu}(k + N|k) > J_{min}$, επιτυγχάνεται ο απαιτούμενος στόχος σε μεγάλο βαθμό. Συγκεκριμένα, για $N = 4$, επιτυγχάνεται ελάττωση της τάξης του 55% των απαιτούμενων υπολογισμών κατά μέσο όρο, χωρίς καμία επίδραση στην ορθή λειτουργία του ελεγκτή. Τέλος, όπως παρατηρείται από τα αντίστοιχα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επί της επίδρασης του ορίζοντα πρόβλεψης N στη συμπεριφορά του συστήματος, παρατηρείται ότι όλα τα χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος βελτιώνονται σταθερά με την αύξηση του N , για διάφορες τιμές της διακοπτικής συχνότητας f_{sw} .

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

8.1 Συμπεράσματα

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας ήταν η βελτίωση των επιδόσεων του αλγορίθμου του Προβλεπτικού Ελέγχου Ροπής Μεταβλητού Διακοπτικού Σημείου (VSP²TC) και παράλληλα η μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του.

Αρχικά, πραγματοποιήθηκε βιβλιογραφική έρευνα, πάνω στις ήδη υπάρχουσες στρατηγικές ελέγχου ηλεκτρικής κίνησης, με ιδιαίτερη έμφαση σε αυτές που βασίζονται στον Μοντελοποιημένο Προβλεπτικό Έλεγχο. Μετά από το απαραίτητο μαθηματικό υπόβαθρο, δηλαδή τη θεωρία βελτιστοποίησης και τη θεωρητική περιγραφή του MPC, έγινε η περιγραφή δύο τέτοιων μεθόδων, τον PTC και τον VSP²TC. Και στις δύο περιπτώσεις, έγινε η αντίστοιχη ανάλυση του αλγόριθμου ελέγχου και παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τη μόνιμη και τη μεταβατική κατάσταση του συστήματος. Επίσης, μελετήθηκε και ο βαθμός επίδρασης των διαφόρων παραμέτρων του ελεγκτή (όπως ο συντελεστής λ_u) στη συμπεριφορά του συστήματος.

Η *συνεισφορά* της παρούσας διπλωματικής εργασίας χωρίζεται σε 3 σκέλη.

Κατά αρχήν, προτάθηκε μία μέθοδος μείωσης των απαιτούμενων υπολογισμών του βασικού αλγορίθμου του VSP²TC με μοναδιαίο ορίζοντα (Παρ. 6.4), διασφαλίζοντας παράλληλα την ορθή λειτουργία του ελεγκτή. Αυτή η μέθοδος βασίστηκε στην παρατήρηση ότι ο ελεγκτής εξετάζει όλα τα πιθανά ενδεχόμενα, στην προσπάθεια του να επιλέξει το βέλτιστο, χωρίς την ύπαρξη κάποιου είδους έξυπνο φιλτράρισμα. Κρίνοντας κάποια ενδεχόμενα ως λιγότερο πιθανά να είναι τα βέλτιστα και εν συνεχεία αποφεύγοντας τα, ο ελεγκτής καταλήγει να εξετάζει μόνο τα ενδεχόμενα για τα οποία το ενδιάμεσο διακοπτικό σημείο (όπως ορίζεται από την Εξ. (6.3)), βρίσκεται εντός του διαστήματος δειγματοληψίας. Με αυτόν τον τρόπο, ο ελεγκτής ελαχιστοποιεί την πιθανότητα εισαγωγής επιπλέον σφαλμάτων στη δια-

δικασία της πρόβλεψης της βέλτιστης συμπεριφοράς του συστήματος και ασχολείται μόνο με τα πιο ευοίωνα ενδεχόμενα. Συγκεκριμένα, μέσω της παραπάνω προτεινόμενης τεχνικής και σύμφωνα με τα αποτελέσματα των αντίστοιχων προσομοιώσεων, οι απαιτούμενοι υπολογισμοί μειώθηκαν **50%** κατά μέσο όρο, χωρίς αξιοσημείωτη μεταβολή στην ποιότητα της απόκρισης του ελεγκτή. Σε αυτό το σημείο, να σημειωθεί ότι το THD των ρευμάτων του στάτη αυξήθηκε κατά **12%**, όμως παρέμεινε κάτω από τα 5%, όριο που ορίζεται για τις βιομηχανικές εφαρμογές.

Έπειτα, σχεδιάστηκε η επέκταση του αλγορίθμου του VSP²TC σε μεγαλύτερο ορίζοντα πρόβλεψης N . Στόχος αυτής της πρότασης ήταν η περαιτέρω βελτίωση της συνολικής συμπεριφοράς του ελεγκτή τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και στα μεταβατικά φαινόμενα. Σε αυτήν την περίπτωση ο ελεγκτής σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου, εξετάζει 7^N διακοπτικές ακολουθίες για N βήματα στο μέλλον, εκ των οποίων επιλέγει μία ως τη βέλτιστη και εφαρμόζει το πρώτο στοιχείο της στο σύστημα, όπως ορίζει η πολιτική του μετατιθέμενου ορίζοντα. Για την εν λόγω πρόταση, πραγματοποιήθηκε μια σειρά προσομοιώσεων για διάφορες τιμές του ορίζοντα πρόβλεψης, όπου και είναι προφανής η βελτίωση της ποιότητας της απόκρισης του συστήματος. Χαρακτηριστικά, για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 4$ και για διακοπτική συχνότητα $f_{sw} = 2,5 \text{ kHz}$, παρατηρείται βελτίωση της τάξης του **17, 26%** στην κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_{ripple} , βελτίωση της τάξης του **34.74%** στην κυμάτωση της μαγνητικής ροής στάτη Ψ_{ripple} και βελτίωση της τάξης του **55, 86%** όσον αφορά το THD των ρευμάτων του στάτη της μηχανής.

Τέλος, η επέκταση του αλγορίθμου του VSP²TC σε μεγαλύτερο ορίζοντα έχει ως αποτέλεσμα την εκθετική αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του. Για αυτό το λόγο, κρίνεται σκόπιμη η προσπάθεια μείωσης των απαιτούμενων υπολογισμών του ελεγκτή, χωρίς να τίθεται σε κίνδυνο η ορθότητα της λειτουργίας του. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής, αυτό επιτεύχθηκε με την εφαρμογή της τεχνικής του Branch and Bound, η οποία αποτελεί μια μέθοδο έξυπνης εξαντλητικής έρευνας για επίλυση προβλημάτων βελτιστοποίησης. Σε αναλογία με την πρόταση μείωσης της πολυπλοκότητας της βασικής έκδοσης του VSP²TC, ορίζεται μία μέθοδος αποκλεισμού ορισμένων ενδεχομένων, για τα οποία ο ελεγκτής είναι σίγουρος ότι δεν είναι τα βέλτιστα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, η μέθοδος Branch and Bound εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι αν για μία λύση, δηλαδή μια διακοπτική ακολουθία, υπάρχει μια μερική λύση της, δηλαδή ένα υποσύνολο της ακολουθίας αυτής, για την οποία δεν ισχύει το κριτήριο επιλογής της βέλτιστης, τότε μπορεί ο ελεγκτής με ασφάλεια να την αποκλείσει και να συνεχίσει εξετάζοντας την επόμενη. Κριτήριο για την επιλογή της βέλτιστης λύσης αποτελεί η ελαχιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης, κάτι που ισχύει σε όλες τις εφαρμογές που έχουν βασιστεί στις αρχές του MPC. Έτσι, αν σε κάποιο ενδιάμεσο βήμα εντός του ορίζοντα, η μέχρι τότε αθροιστική αντικειμενική συνάρτηση υπερβεί την ελάχιστη αντικειμενική συνάρτηση, αυτόματα η εν λόγω ακολουθία αποκλείεται και ο

αλγόριθμος αξιολογεί την επόμενη. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν για την επαλήθευση της παραπάνω θεωρίας, παρατηρείται σημαντική ελάττωση των απαιτούμενων υπολογισμών από τον ελεγκτή που υλοποιεί τον αλγόριθμο VSP²TC με $N > 1$. Χαρακτηριστικά, για $N = 4$, πραγματοποιούνται κατά μέσο όρο σε κάθε επανάληψη 1091,7 τροχιακά από τους 2401 συνολικά, γεγονός που μεταφράζεται σε μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της τάξης του 54,5%, ενώ μόνο το 5,07% κατά μέσο όρο των συνολικών τροχιακών εξετάστηκε από τον ελεγκτή μέχρι και το τελευταίο βήμα.

8.2 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

Κατά τη διεξαγωγή της εργασίας, προέκυψαν πολλά ζητήματα που παρουσιάζουν ενδιαφέρον για επιπρόσθετη έρευνα. Μερικά από αυτά είναι τα εξής:

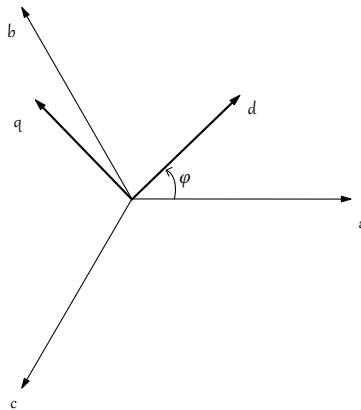
- Η αντιμετώπιση του προβλήματος βελτιστοποίησης ως ένα πρόβλημα ελαχιστοποίησης της κυμάτωσης των ρευμάτων, αντί για ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης της ροπής. Κάποια αρχικά αποτελέσματα του εν λόγω προβλήματος παρουσιάζονται στο [38].
- Εφαρμογή του προτεινόμενου ελέγχου για αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων (multilevel inverters), όπως για παράδειγμα για τον αντιστροφέα περιορισμού ουδέτερου σημείου (Neutral Point Clamped Converter - NPC [1]).
- Εφαρμογή διαφορετικών τεχνικών μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου, όπως για παράδειγμα της στρατηγικής move blocking και της στρατηγικής της παρεμβολής. [23]
- Εφαρμογή δυναμικών ζωνών υστέρησης με στόχο τη περαιτέρω βελτίωση της κυμάτωσης της ροπής της μηχανής.
- Εφαρμογή διαφορετικών συντελεστών βάρους στους όρους της αντικειμενικής συνάρτησης ανάλογα με το βήμα εντός του ορίζοντα πρόβλεψης.
- Η εφαρμογή των προτεινόμενων αλγορίθμων σε πραγματικό περιβάλλον, με στόχο τη πραγματική πειραματική επιβεβαίωση των βελτιωμένων αποτελεσμάτων των στρατηγικών.

Παράρτημα

A'

Μετασχηματισμός Clarke

Η εφαρμογή του μαθηματικού μετασχηματισμού $dq0$ χρησιμοποιείται ιδιαίτερα συχνά στα τριφασικά κυκλώματα, λόγω της δυνατότητας απλοποίησης στην ανάλυση τους. Διαμέσου του μετασχηματισμού $dq0$, τα μεγέθη των τριφασικών κυκλωμάτων μετασχηματίζονται σε ένα ορθογωνικό $dq0$ πεδίο, με έναν ορθό (direct - d) άξονα, έναν εγκάρσιο (quadrature - q) άξονα και ένα μηδενικό (zero - 0) άξονα. Οι τρεις άξονες μπορούν είτε να περιστρέφονται με γωνιακή ταχύτητα ω_{fr} , είτε να παραμένουν σταθεροί [26]. Σε αυτήν την περίπτωση, ο μετασχηματισμός ονομάζεται μετασχηματισμός $\alpha\beta$ όπου $\alpha\beta$ είναι ένα στατό πλαίσιο.



Σχήμα 8.1: Το περιστρεφόμενο $dq0$ πεδίο ως προς το abc πεδίο αναφοράς.

Με αυτόν τον τρόπο, μια μεταβλητή $\mathbf{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ στο τριφασικό σύστημα (abc) , μετασχηματίζεται στη μεταβλητή $\mathbf{x}_{dq0} = [x_d \ x_q \ x_0]^T$ σε ένα ισοδύναμο και γραμμικώς ανεξάρτητο σύστημα συντεταγμένων. Οι δύο μεταβλητές συνδέονται με την εξής εξίσωση

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{K}(\phi)\mathbf{x}_{abc} \quad (8.1)$$

όπου ϕ είναι η γωνία μεταξύ του άξονα a του τριφασικού συστήματος abc και του ορθού άξονα d του πεδίου $dq0$, όπως φαίνεται στο Σχ.8.1. ο πίνακας $\mathbf{K}(\phi)$ δίνεται από το τύπο

$$\mathbf{K}(\phi) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \phi & \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \phi & -\sin(\phi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

Όταν το πεδίο στρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω_{fr} , όπως στο Σχ. 8.1, ισχύει $\phi = \omega_{fr}t + \phi_0$, ενώ όταν το πεδίο είναι σταθερό, τότε το ϕ είναι χρονικά αμετάβλητο. Για την ειδική περίπτωση όπου ισχύει $\phi = 0$, το πεδίο είναι σταθερό, ο ορθός άξονας d ταυτίζεται με τον άξονα a και ο πίνακας μετασχηματισμού \mathbf{K} γίνεται

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

Σημειώνεται ότι ο μετασχηματισμός $dq0$ όταν $\phi = 0$, καλείται επίσης μετασχηματισμός $\alpha\beta$. Επομένως, ισχύει $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{K} \mathbf{x}_{abc}$ με $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = [x_\alpha \ x_\beta \ x_0]^T$. Τέλος, όταν το τριφασικό σύστημα είναι συμμετρικό, δηλαδή ισχύει $x_a + x_b + x_c = 0$, η μηδενική συνιστώσα του \mathbf{x}_{dq0} μηδενίζεται, επομένως αφαιρώντας την, ο μετασχηματισμός περιγράφεται ως εξής

$$\mathbf{K}(\phi) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \phi & \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \phi & -\sin(\phi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\phi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

και για ένα σταθερό πεδίο με $\phi = 0$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{K} \mathbf{x}_{abc} \quad (8.5)$$

με

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

Βιβλιογραφία

- [1] Σ. Ν. Μανιάς. *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. Εκδόσεις Συμείων, Αθήνα, 2012.
- [2] K. J. Åström and T. Hägglund. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. Instrum. Soc. of Amer., Research Triangle Park, NC, 2nd edition, 1995.
- [3] J. Beerten, J. Verwecken, and J. Driesen. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(1):404–412, Jan. 2010.
- [4] D. P. Bertsekas. *Convex Analysis and Optimization*. Athena Sci., Belmont, MA, 2003.
- [5] D. P. Bertsekas. *Dynamic Programming and Optimal Control, volume I*. Athena Sci., Belmont, MA, 3rd edition, 2005.
- [6] D. P. Bertsekas. *Dynamic Programming and Optimal Control, volume II*. Athena Sci., Belmont, MA, 4th edition, 2007.
- [7] B. K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [8] S. Boyd and L. Vandenberghe. *Convex Optimization*. Cambridge Univ. Press, Cambridge, UK, 2004.
- [9] S. Bradley, A. Hax, and T. L. Magnanti. *Applied Mathematical Programming*. Addison-Wesley, Reading, MA, 1977.
- [10] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani. FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(5):779–787, Sep. 2002.
- [11] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodríguez. Predictive torque control for inverter-fed induction machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 54(2):1073–1079, Apr. 2007.
- [12] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55(12):4312–4324, Dec. 2008.

- [13] P. Cortés, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodríguez, J. I. León, S. Vazquez, and L. G. Franquelo. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pages 1–7, Gippsland, Australia, Feb. 2009.
- [14] S. Dasgupt, C. H. Papadimitriou, and U. V. Vazirani. *Algorithms*. McGraw-Hill, Αθήνα, 2006.
- [15] R. W. Erickson and D. Maksimović. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic, Norwell, MA, 2nd edition, 2001.
- [16] M. M. Flood. The traveling-salesman problem. *Operational Research*, 4(1):61–75, Feb. 1956.
- [17] C. A. Floudas. *Nonlinear and Mixed-Integer Optimization: Fundamentals and Applications*. Oxford Univ. Press, Oxford, UK, 1995.
- [18] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari. Model predictive direct torque control—Part I: Concept, algorithm and analysis. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1894–1905, Jun. 2009.
- [19] J. Holtz. The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 42(3):263–271, Jun. 1995.
- [20] M. A. Johnson and M. H. Morandi. *PID Control: New Identification and Design Methods*. Springer, London, UK, 2005.
- [21] P. Karamanakos. *Model Predictive Control Strategies for Power Electronics Converters and AC Drives*. PhD thesis, Elect. Mach. and Power Electron. Lab. NTU Athens, Athens, Greece, 2013.
- [22] P. Karamanakos, T. Geyer, and R. Kennel. Reformulation of the long-horizon direct model predictive control problem to reduce the computational effort. In *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pages 3512–3519, Pittsburgh, PA, Sep. 2014.
- [23] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, and S. Manias. Direct model predictive control – a review of strategies that achieve long prediction intervals. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 14:32–43, Mar. 2014.
- [24] P. Karamanakos, P. Stolze, R. M. Kennel, S. Manias, and H. du Toit Mouton. Variable switching point predictive torque control of induction machines. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 2(2):285–295, Jun. 2014.

-
- [25] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg. *Control in Power Electronics*. Academic Press, New York, 2002.
- [26] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Intersci. Publ. John Wiley & Sons Inc., Piscataway, NJ, 2nd edition, 2002.
- [27] H. W. Kwon and S. Han. *Receding Horizon Control*. Springer-Verlag, London, UK, 2005.
- [28] D. G. Luenberger. *Linear and Nonlinear Programming*. Addison-Wesley, Reading, MA, 2nd edition, 1984.
- [29] J. M. Maciejowski. *Predictive Control with Constraints*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2002.
- [30] W. Y. Mattingley, J. and S. Boyd. Receding horizon control: Automatic generation of high-speed solvers. *IEEE Contr. Syst. Mag.*, 31(3):52–65, Jun. 2011.
- [31] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. M. Scokaert. Constrained model predictive control. *Automatica*, 36(6):52–65, Jun. 2000.
- [32] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1916–1924, Jun. 2009.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Intersci. Publ. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, 3rd edition, 2003.
- [34] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Bohren, and M. Morari. Model predictive direct torque control—Part II: Implementation and experimental evaluation. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1906–1915, Jun. 2009.
- [35] G. Patsakis, P. Karamanakos, P. Stolze, S. Manias, R. Kennel, and T. Mouton. Variable switching point predictive torque control for the four-switch three-phase inverter. In *Proc. IEEE Int. Symp. Pred. Control of Elect. Drives and Power Electron.*, pages 1–8, Munich, Germany, Nov. 2013.
- [36] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne. *Model Predictive Control: Theory and Design*. Nob Hill, Madison, WI, 2009.
- [37] J. Rodríguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas. High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 59(2):812–820, Feb. 2012.

-
- [38] P. Stolze, P. Karamanakos, R. Kennel, S. Manias, and C. Endisch. Effective variable switching point predictive current control for ac low-voltage drives. *International Journal of Control*, Aug. 2014.
- [39] P. Stolze, P. Karamanakos, R. Kennel, S. Manias, and T. Mouton. Variable switching point predictive torque control for the three-level neutral point clamped inverter. In *Proc. Eur. Power Electron. Conf.*, pages 1–10, Lille, France, Sep. 2013.
- [40] P. Stolze, P. Karamanakos, M. Tomlinson, R. Kennel, T. Mouton, and S. Manias. Heuristic variable switching point predictive current control for the three-level neutral point clamped inverter. In *Proc. IEEE Int. Symp. Pred. Control of Elect. Drives and Power Electron.*, pages 1–8, Munich, Germany, Oct. 2013.
- [41] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-22(5):820–827, Sep. 1986.
- [42] L. E. Trotter, Jr., and C. M. Shetty. An algorithm for the bounded variable integer programming problem. *J. of the Assoc. for Comput. Mach.*, 21(3):505–513, Jul. 1973.