



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

Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ελέγχου αντιστροφεία πηγής τάσης δύο επιπέδων με  
κριτήρια ποιότητας ισχύος για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Τσούπος Αλέξανδρος

Επιβλέπων : Κλαδάς Γ.Αντώνιος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2013





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

Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ελέγχου αντιστροφεία πηγής τάσης δύο επιπέδων με κριτήρια ποιότητας ισχύος για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Τσούπος Αλέξανδρος

Επιβλέπων : Κλαδάς Γ.Αντώνιος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ..... Μαρτίου 2013

.....  
Α. Κλαδάς  
Καθηγητής

.....  
Στ. Μανιάς  
Καθηγητής

.....  
Στ. Παπαθανασίου  
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Μάρτιος 2013

.....  
Τσούπος Αλέξανδρος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Τσούπος Αλέξανδρος, 2013

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.





## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονείται στα πλαίσια της πενταετούς υποχρεωτικής φοίτησης στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και αποτελεί το επιστέγασμα αυτής.

Αντικείμενο της εργασίας αποτελεί η μοντελοποίηση δύο πλήρων συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας και η συγκριτική διερεύνηση τεχνικών οδήγησης τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με κριτήρια ποιότητας ισχύος. Για το σκοπό αυτό παρουσιάζεται αναλυτικά η σχετική θεωρία καθώς και τα αντίστοιχα μοντέλα που υλοποιήθηκαν.

Συγκεκριμένα, στο πρώτο ο κεφάλαιο ο αναγνώστης θα συναντήσει μια σύντομη αλλά περιεκτική παρουσίαση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, στη φιλοσοφία τους, τις πιθανές διαμορφώσεις και στις συνιστώσες από τις οποίες αποτελούνται. Στο δεύτερο κεφάλαιο ξεκινούν και παρουσιάζονται αναλυτικά τα υποσυστήματα τα οποία εξετάστηκαν στο πλαίσιο της διπλωματικής. Η παρουσίαση γίνεται δίνοντας αρχικά το θεωρητικό υπόβαθρο του κάθε υποσυστήματος και στη συνέχεια το αντίστοιχο μοντέλο που αναπτύχθηκε καθώς και μια σειρά κυματομορφών από χαρακτηριστικές προσομοιώσεις. Τα υποσυστήματα που αναλύονται διαδοχικά στο δεύτερο κεφάλαιο είναι ο τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων, ο κινητήρας επαγωγής και αλγόριθμοι άμεσου διανυσματικού ελέγχου και άμεσου ελέγχου ροπής και ροής. Στα κεφάλαιο 3, 4 εξετάζονται κλασικές και προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, ακολουθώντας την ίδια τακτική παρουσίασης μ' αυτή του κεφαλαίου 2. Στο επόμενο κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της συγκριτικής διερεύνησης των τεχνικών που υλοποιήθηκαν αφού πρώτα γίνεται αναφορά στα κριτήρια που χρησιμοποιήθηκαν ως βάση της σύγκρισης. Τέλος, στο κεφάλαιο 6 μπορεί κανείς να βρει τα συμπεράσματα και τις απόψεις του συγγραφέα σχετικά με τη διερεύνηση που πραγματοποιήθηκε.

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Σ' αυτό το σημείο επιθυμώ να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον επιβλέποντα της διπλωματικής κ. Αντώνιο Κλαδά, Καθηγητή Ε.Μ.Π για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας το συγκεκριμένο θέμα και για την υποστήριξη του όποτε αυτή του ζητήθηκε. Επίσης, θέλω να ευχαριστήσω θερμά τον διδάκτορα του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος κ. Τσαμπούρη Μ. Ευάγγελο για τη συνεχή καθοδήγηση και τις συμβουλές σε όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια και στους φίλους μου που βρίσκονται πάντα δίπλα μου.

*Αφιερώνεται στην οικογένειά μου*





## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με κριτήρια ποιότητας ισχύος. Για το σκοπό αυτό εξετάστηκαν αναλυτικά τα επιμέρους υποσυστήματα που απαρτίζουν ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας και αναπτύχθηκαν λεπτομερή μοντέλα προσομοίωσή τους χρησιμοποιώντας το εργαλείο προσομοίωσης Simulink της Matlab.

Συγκεκριμένα, υλοποιήθηκε ένα πλήρες μοντέλο κινητήρα επαγωγής στο οποίο έγινε ενσωμάτωση των απωλειών πυρήνα και υστέρησης καθώς και του φαινομένου του κορεσμού και αναπτύχθηκε ένα μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων θεωρώντας τους ημιαγωγίσιμους διακόπτες ιδανικούς. Ο έλεγχος του κινητήρα έγινε με υλοποίηση των αλγορίθμων άμεσου διανυσματικού ελέγχου (Direct Vector Control – DVC) και άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control – DTFC). Μια σειρά από κλασικές και προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών μοντελοποιήθηκαν για τον έλεγχο του τριφασικού αντιστροφέα στο μοντέλο του διανυσματικού ελέγχου. Οι τεχνικές αυτές είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση των διανυσμάτων χώρου του αντιστροφέα (Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control Pulse Width Modulation - HBPWM) και προηγμένες ασυνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης (Discontinuous Pulse Width Modulation – DPWM). Όσον αφορά τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής, υλοποιήθηκε, εκτός από τον κλασικό αλγόριθμο, ένας προηγμένος αλγόριθμος ο οποίος υπόσχεται ελαχιστοποίηση του μέσης τετραγωνικής τιμής (Root Mean Square – RMS) της κυμάτωσης ροπής.

Τέλος, έγινε σύγκριση μεταξύ των προαναφερθέντων διαμορφώσεων ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας κάτω από ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς. Τα κριτήρια που χρησιμοποιήθηκαν ήταν κριτήρια ποιότητας ισχύος, όπως ο ολικός συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης, το εύρος και η μέση τετραγωνική τιμή της κυμάτωσης.

### Λέξεις – φράσεις κλειδιά :

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, έλεγχος κινητήρων επαγωγής, ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής, διαμόρφωση εύρους παλμών, κριτήρια ποιότητας ισχύος



## ABSTRACT

This diploma thesis is a comparative study between three phase, two state voltage source inverter control algorithms based on power quality criteria. In order to make this study feasible, a thorough analysis of the subsystems that constitute a variable speed drive was performed and the respective models were implemented using Matlab/Simulink simulation tool.

In particular, an extended induction machine model was developed including core losses and hysteresis losses effects as well as core saturation effect. Also, a three phase two state inverter model was implemented in which the semiconductor devices were considered as ideal switches. The control of the induction motor took place using direct vector control (DVC) and direct torque and flux control (DTFC). A series of pulse width modulation techniques were modeled in order to control the inverter of the vector controlled drive. The techniques were the classic ones such as sinusoidal pwm (SPWM), space vector pwm (SVPWM), hysteresis band current control pwm and advanced discontinuous pwm techniques such as advanced split bus clamping pwm (ASBCPWM) and advanced continuous bus clamping pwm (ACBCPWM). As far as the DTFC variable speed drive is concerned, apart from the classic algorithm, an advanced pwm like algorithm was implemented aiming in minimization of RMS (root mean square) torque ripple.

Finally, a thorough and complete comparative study between the implemented models was undertaken using a common base of comparison. Power quality criteria were used, such as total harmonic distortion, peak to peak and RMS ripple of current and torque were used in the comparison.

### Keywords :

Variable speed drive, control of induction motors, induction motor equivalent circuit, pulse width modulation, power quality indexes



# Πίνακας Περιεχομένων

<b>1</b>	<b>Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας (Variable Speed Drives – VSDs).....</b>	<b>11</b>
1.1	Αρχιτεκτονική VSD.....	11
1.1.1	Πηγή Ισχύος.....	11
1.1.2	Μετατροπείς Ισχύος.....	12
1.1.3	Ηλεκτρική μηχανή.....	14
1.1.4	Σύστημα μετάδοσης.....	14
1.1.5	Μηχανικό φορτίο.....	15
1.1.6	Ηλεκτρονικοί ελεγκτές.....	16
1.1.7	Αισθητήρες μετρήσεων.....	16
1.1.8	Εποπτικό σύστημα ελέγχου-Εντολές Ελέγχου.....	16
1.2	Απαιτήσεις συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.....	17
1.3	Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.....	18
1.4	Πίνακας βιβλιογραφίας.....	19
<b>2</b>	<b>Μοντελοποίηση συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.....</b>	<b>21</b>
2.1	Αντιστροφέας.....	22
2.1.1	Θεωρητικό υπόβαθρο.....	22
2.1.2	Μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.....	24
2.2	Κινητήρας.....	25
2.2.1	Απλοποιημένο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων ασύγχρονης μηχανής.....	26
2.2.2	Ενσωμάτωση απωλειών υστέρησης στο δυναμικό d,q μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής.....	27
2.2.3	Εξιιώσεις κατάστασης δυναμικού μοντέλου δύο αξόνων ασύγχρονης μηχανής.....	29
2.2.4	Ενσωμάτωση απωλειών πυρήνα στο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής.....	30
2.2.5	Ενσωμάτωση κορεσμού πυρήνα στο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής.....	31
2.2.6	Προτεινόμενο δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης μηχανής.....	32
2.2.7	Προσομοίωση λειτουργίας ασύγχρονης μηχανής με χρήση του προτεινόμενου δυναμικού μοντέλου.....	33
2.3	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου.....	36
2.3.1	Αναλογία με DC σύστημα οδήγησης.....	36
2.3.2	Προσανατολισμός με μαγνητική ροή δρομέα.....	37
2.3.3	Εκτίμηση διανύσματος ροής δρομέα.....	40
2.3.4	Μοντέλο άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.....	41
2.4	Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής.....	44

2.4.1	Στρατηγική ελέγχου .....	44
2.4.2	Μοντέλο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής .....	47
2.5	Πίνακας βιβλιογραφίας .....	51
<b>3</b>	<b>Κλασικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών .....</b>	<b>53</b>
3.1	Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM) ...	53
3.1.1	Θεωρητικό υπόβαθρο .....	53
3.1.2	Μοντελοποίηση τεχνικής SPWM .....	56
3.2	Διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση διανυσμάτων χώρου (Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM).....	58
3.2.1	Γραμμική περιοχή ( $0 < m < 0.907$ ) .....	59
3.2.2	Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1 ( $0.907 < m < 0.952$ ).....	61
3.2.3	Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2 ( $0.952 < m < 1$ ).....	64
3.2.4	Μοντελοποίηση SVPWM .....	67
3.3	Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis-Band Current Control PWM) .....	69
3.3.1	Θεωρητικό υπόβαθρο .....	69
3.3.2	Μοντελοποίηση HBPWM.....	70
3.4	Πίνακας Βιβλιογραφίας.....	72
<b>4</b>	<b>Προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών .....</b>	<b>73</b>
4.1	Ασυνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρήση διανυσμάτων χώρου (Discontinuous Space Vector - PWM).....	73
4.1.1	Θεωρητικό υπόβαθρο .....	73
4.1.2	Μοντελοποίηση Advanced Bus-Clamping PWM-ABCPWM.....	77
4.2	Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής (Minimum Torque Ripple Direct Torque Control) .....	79
4.2.1	Θεωρητικό υπόβαθρο .....	79
4.2.2	Αναλυτική τεκμηρίωση .....	80
4.2.3	Μοντελοποίηση άμεσου ελέγχου ροπής και ροής με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής	84
4.3	Πίνακας βιβλιογραφίας .....	87
<b>5</b>	<b>Αξιολόγηση τεχνικών PWM με χρήση κριτηρίων ποιότητας ισχύος .....</b>	<b>89</b>
5.1	Παρενέργειες PWM κυματομορφής .....	89
5.2	Δείκτες ποιότητας ισχύος.....	90
5.3	Αποτελέσματα και συγκρίσεις .....	91
5.3.1	Σύγκριση τεχνικών PWM τάσης .....	91
5.3.2	Σύγκριση τεχνικών ελέγχου αντιστροφέα σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας .....	98
5.4	Πίνακας βιβλιογραφίας .....	106
<b>6</b>	<b>Συμπεράσματα και εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση .....</b>	<b>107</b>

---

6.1	Συμπεράσματα .....	107
6.2	Συνεισφορά της εργασίας .....	108
6.3	Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση.....	108





# 1 Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας (Variable Speed Drives – VSDs)

---

Η τεχνολογική εξέλιξη των ημιαγωγίων διατάξεων τις τελευταίες δύο με τρεις δεκαετίες σε συνδυασμό με την ευρεία γκάμα πλεονεκτημάτων που προσέφερε η χρησιμοποίησή τους ήταν από τους κύριους λόγους[1.1]<sup>1</sup> των δραστικών αλλαγών που επήλθαν στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών. Επίσης, η διάθεση ταχέων μικροεπεξεργαστών που προσφέρουν έλεγχο σε πραγματικό χρόνο, οι καλύτεροι και φθηνότεροι αισθητήρες μετρήσεων, τα βελτιωμένα διαθέσιμα υλικά και τέλος τα αναλυτικά πακέτα προσομοίωσης έθεσαν στιβαρά θεμέλια για το πέρασμα από μη ελεγχόμενα και χαμηλής απόδοσης σε πλήρως ελεγχόμενα, υψηλής απόδοσης και επίδοσης συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Συνεπώς, η συντριπτική πλειοψηφία τους έχει υιοθετήσει πλέον τα ηλεκτρονικά ισχύος και τα βοηθητικά ηλεκτρονικά κυκλώματα ελέγχου σε τέτοιο βαθμό που η εποχή απευθείας σύνδεσης των ηλεκτρικών μηχανών στο δίκτυο έχει περάσει πλέον ανεπιστρεπτί.

Στο παρών κεφάλαιο θα γίνει μια εισαγωγή στη λειτουργία και την αρχιτεκτονική των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας καθώς επίσης και των επιμέρους συστημάτων από τα οποία απαρτίζονται. Τέλος, αναφέρονται τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα που εμφανίζουν.

## 1.1 Αρχιτεκτονική VSD

Η γενική δομή ενός VSD παρουσιάζεται στο σχήμα 1.1[1.2]<sup>2</sup>. Στη συνέχεια περιγράφονται συνοπτικά τα επιμέρους συστήματα.

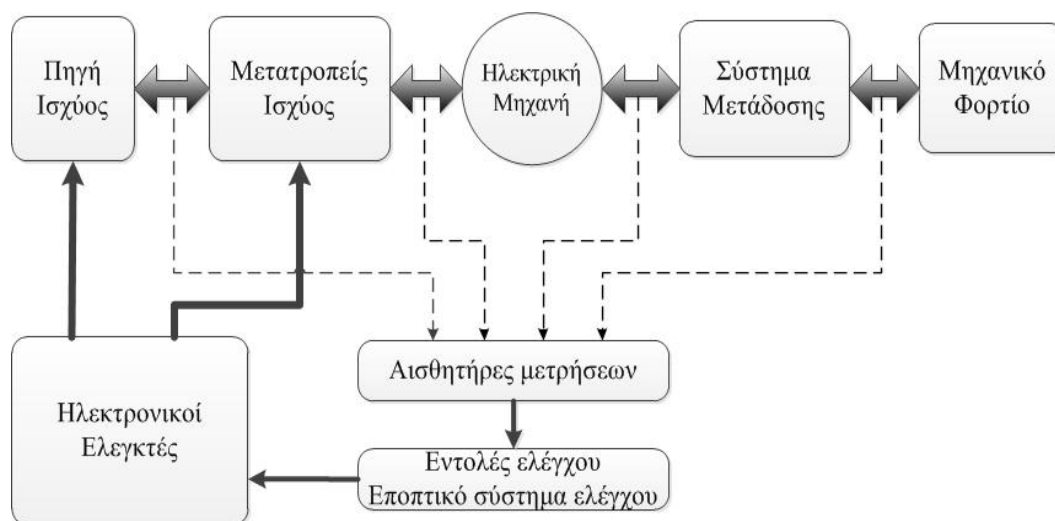
### 1.1.1 Πηγή Ισχύος

Η πηγή ισχύος μπορεί να είναι συνεχούς (DC-direct current) ή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC-alternating current). Στην περίπτωση DC μπορεί να υπάρξει περαιτέρω διάκριση μεταξύ πηγής συνεχούς τάσης ή πηγής συνεχούς ρεύματος. Χαρακτηριστικά παραδείγματα DC πηγής αποτελούν οι συστοιχίες μπαταριών, οι κυψέλες καυσίμου, τα φωτοβολταϊκά πάνελ και οι DC γεννήτριες. Πηγή AC μπορεί να υπάρξει με τη χρησιμοποίηση του δικτύου ηλεκτρισμού (ν-φασικό) ή στην περίπτωση AC γεννήτριας. Τα χαρακτηριστικά της πηγής ισχύος πρέπει να μελετηθούν εκτενώς κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης αφού καθορίζουν άμεσα τον τύπο των μετατροπέων ισχύος που θα χρησιμοποιηθούν αλλά και την γενικότερη δομή του.

---

<sup>1</sup>1.1 Veltman Andre, “*Fundamentals of Electrical Drives*”, Springer, 2007

<sup>2</sup>1.2 Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook 3rd edition*”, Elsevier Inc., 2011



Σχήμα 1.1. Δομή συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

## 1.1.2 Μετατροπείς Ισχύος

Ο μετατροπέας ισχύος αποτελεί νευραλγικό τμήμα του συστήματος οδήγησης. Δέχεται την είσοδο από την πηγή ισχύος και την μετασχηματίζει σε τάσεις και ρεύματα με μεταβλητά χαρακτηριστικά πλάτους και συχνότητας τα οποία εξαρτώνται από τις ημιαγωγικές διατάξεις που χρησιμοποιεί, την τοπολογία τους και την επιλεγμένη τεχνική ελέγχου.

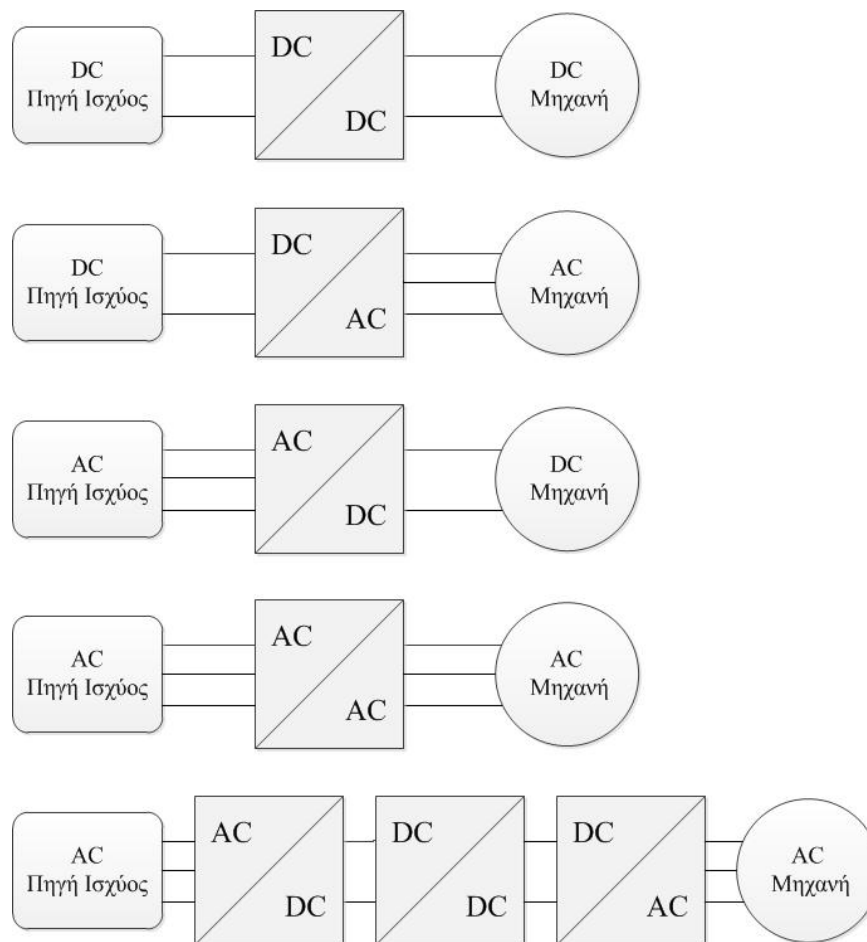
Η επιλογή κατάλληλου μετατροπέα για μια εφαρμογή σχετίζεται με το είδος της πηγής ισχύος, τα χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής μηχανής και τις απαιτήσεις του υπόλοιπου συστήματος οδήγησης. Υπάρχουν οι εξής κατηγορίες μετατροπέων ισχύος[1.3]<sup>3</sup>:

- DC-DC μετατροπέας (Υποβιβασμού ή ανύψωσης)
- DC-AC μετατροπέας (Αντιστροφέας)
- AC-DC μετατροπέας (Ανορθωτής)
- AC-AC μετατροπέας (AC ρυθμιστής ή AC κυκλομετατροπέας)

Οι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται ανάλογα με την πηγή ισχύος και την ηλεκτρική μηχανή παρουσιάζονται στο σχήμα 1.2. Η κάθε κατηγορία διαθέτει τοπολογίες ημιαγωγικών και ηλεκτρονικών στοιχείων με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Η απόφαση επιλογής της καταλληλότερης βασίζεται στο ταίριασμα αυτών των χαρακτηριστικών με τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Εκτός από την διαμόρφωση του συστήματος οδήγησης και την τοπολογία του μετατροπέα ισχύος πρέπει να επιλεγθούν και τα ημιαγωγικά στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν στον μετατροπέα. Αυτά λαμβάνουν από το κύκλωμα ελέγχου παλμούς που καθορίζουν τους χρόνους αγωγής τους και συνεπώς διαμορφώνουν την έξοδο του μετατροπέα ισχύος κατάλληλα ώστε να είναι ικανή να οδηγήσει την ηλεκτρική μηχανή στα επιθυμητά χαρακτηριστικά λειτουργίας. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας παρουσιάζονται στον πίνακα 1.1[1.2] όπου γίνεται και η κατηγοριοποίησή τους.

<sup>3</sup> 1.3 Δημήτριος Π. Γυπαράκης, “Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2012



Σχήμα 1.2. Τοπολογίες συστημάτων οδήγησης

### Ομάδα 1: Θυρίστωρ

Χαρακτηρίζονται από χαμηλές απώλειες αγωγής και διαθέτουν ικανότητα διαχείρισης υπερτάσεων και υψηλών ρευμάτων. Μπορούν να λειτουργήσουν μόνο σαν διακόπτες on/off.

- Θυρίστωρ (Silicon Controlled Rectifier-SCR)
- Θυρίστωρ με δυνατότητα σβέσης μέσω της πύλης (Gate Turn Off Thyristor-GTO)
- Θυρίστωρ με έλεγχο πεδίου (Field Controlled Thyristor-FCT)
- Θυρίστωρ με δυνατότητα ελέγχου μέσω του εκπομπού (Emitter Switched Thyristor-EST)
- Θυρίστωρ με έλεγχο αγωγής-σβέσης μέσω MOSFETs (MOS Controlled Thyristor-MCT)
- Θυρίστωρ με δυνατότητα μεταγωγής μέσω της πύλης (Gate Commutated Thyristor-GCT)

### Ομάδα 2: Τρανζίστωρ

Χαρακτηρίζονται κυρίως από τις καλές δυνατότητες σβέσης(turn-off). Διαθέτουν και γραμμική περιοχή λειτουργίας.

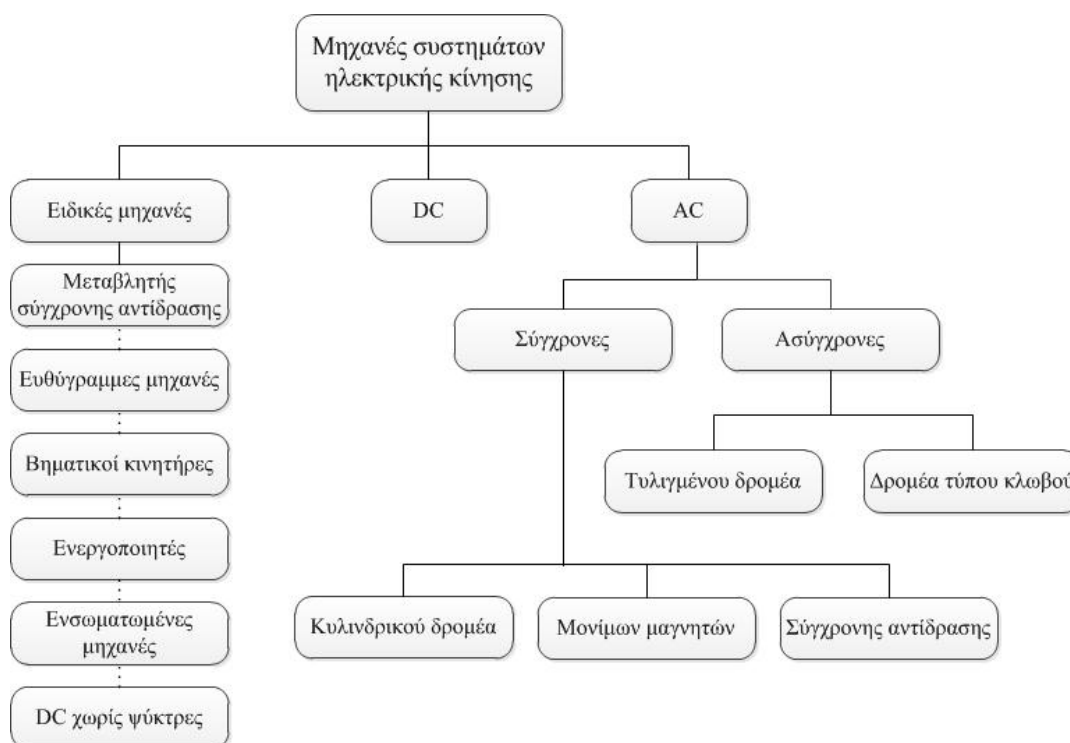
- Διπολικό τρανζίστωρ ένωσης (Bipolar Junction Transistor-BJT)
- Darlington Τρανζίστωρ
- Τρανζίστωρ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor-MOSFET)
- Διπολικό τρανζίστωρ μονωμένης πύλης (Insulated Gate Bipolar Transistor)
- Τρανζίστωρ πύλης με αυξημένες εγχύσεις (Injection Enhanced Gate Transistor-IEGT)
- Διπολικό Τρανζίστωρ αποθήκευσης φορέων αγωγιμότητας (Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor-CSTBT)

Πίνακας 1.1. Ημιαγωγίμες συσκευές που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

### 1.1.3 Ηλεκτρική μηχανή

Η ηλεκτρική μηχανή είναι το υποσύστημα με το οποίο επιτυγχάνεται η μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος σε μηχανική (σε αρκετές περιπτώσεις συμβαίνει και το αντίστροφο) με σκοπό την εξυπηρέτηση του μηχανικού φορτίου. Ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε συμβατικός τύπος ηλεκτρικής μηχανής (εναλλασσόμενου ρεύματος σύγχρονη – ασύγχρονη, συνεχούς ρεύματος). Επίσης, ειδικές μηχανές έχουν αναπτυχθεί για χρήση σε συγκριμένα συστήματα οδήγησης. Στο σχήμα 1.3 παρουσιάζονται συνοπτικά οι τύποι των μηχανών που χρησιμοποιούνται στα συστήματα οδήγησης.

Αν και οι DC κινητήρες λόγω του εύκολου, γρήγορου και ακριβή ελέγχου τους, χρησιμοποιήθηκαν ευρέως στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, τα τελευταία χρόνια η ασύγχρονη μηχανή με δρομέα τύπου κλωβού τείνει να κυριαρχήσει. Η απλότητα και κατά συνέπεια η αξιοπιστία, το μικρό μέγεθος, το χαμηλό κόστος, η ευρεία γκάμα χαρακτηριστικών ισχύος και οι προηγμένες τεχνικές ελέγχου οι οποίες έγιναν δυνατές με τη χρήση σύγχρονων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (Digital Signal Processors-DSPs) προσδίδουν στην ασύγχρονη μηχανή με δρομέα τύπου κλωβού μια σειρά από σημαντικά συγκριτικά πλεονεκτήματα.



Σχήμα 1.3. Κατηγορίες μηχανών συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης

### 1.1.4 Σύστημα μετάδοσης

Το σύστημα μετάδοσης παρεμβάλλεται ανάμεσα στον άξονα του ηλεκτρικού κινητήρα και το μηχανικό φορτίο, είναι υπεύθυνο για τη μετάδοση της μηχανικής ισχύος και περιλαμβάνει συνήθως ένα κιβώτιο ταχυτήτων. Στις περιπτώσεις όπου τα χαρακτηριστικά ροπής-στροφών

της μηχανής επαρκούν για την κάλυψη του φορτίου το σύστημα μετάδοσης αγνοείται και το φορτίο συνδέεται απευθείας στον άξονα της ηλεκτρικής μηχανής.

### 1.1.5 Μηχανικό φορτίο

Η επιλογή των υποσυστημάτων ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και η απόδοση του εξαρτώνται σημαντικά από τις απαιτήσεις και τα χαρακτηριστικά του μηχανικού φορτίου που αυτό πρέπει να εξυπηρετήσει.

Γενικά, υπάρχουν τέσσερα προφίλ φορτίων τα οποία παρουσιάζονται στον πίνακα 1.2[1.4]<sup>4</sup>.

Προφίλ 1	Προφίλ 2	Προφίλ 3	Προφίλ 4
<p><b>Χαρακτηριστικά:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>T = f(n^2)</math></li> <li>• <math>P = f(n^3)</math></li> <li>• Χαμηλή ροπή εκκίνησης</li> <li>• Προσφέρονται για εξοικονόμηση ενέργειας</li> <li>• Η καμπύλη ροπής-στροφών απαιτείται για το σχεδιασμό του συστήματος οδήγησης</li> </ul> <p><b>Παραδείγματα:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Αντλίες</li> <li>• Εξαεριστήρες</li> <li>• Συμπιεστές</li> <li>• Αναμικτήρες</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>T = f(n)</math></li> <li>• <math>P = f(n^2)</math></li> <li>• Για το σχεδιασμό του συστήματος οδήγησης απαιτούνται πρόσθετες πληροφορίες για την διεργασία που θα εκτελεστεί</li> </ul> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Αναμικτήρες</li> <li>• Αναδευτήρες</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>T = \text{constant}</math></li> <li>• <math>P = f(n)</math></li> <li>• Η ροπή εκκίνησης μπορεί να είναι υψηλότερη από την ονομαστική</li> </ul> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Εξορύξεις</li> <li>• Μηχανές συνεχούς εκτύπωσης</li> <li>• Συμπιεστές με πιστόνια</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>T = f(1/n)</math></li> <li>• <math>P = \text{constant}</math></li> <li>• Κυριαρχήθηκαν από DC συστήματα οδήγησης αλλά πλέον παίρνουν τη θέση τους σύγχρονα PWM-VSI drives.</li> </ul> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Ανυψωτές</li> <li>• Τόρνοι</li> <li>• Περιελίκες</li> <li>• Μπομπίνες</li> </ul>

Πίνακας 1.2. Προφίλ μηχανικών φορτίων

Εκτός από τις καμπύλες ροπής-στροφών και ισχύος-στροφών τα μηχανικά φορτία διαθέτουν περαιτέρω χαρακτηριστικά που πρέπει να ληφθούν υπόψη για το σχεδιασμό και τη διαστασιολόγηση του συστήματος. Ο κύκλος χρησιμοποίησης (duty cycle), η μέση απαίτηση

<sup>4</sup> 1.4 Bose B.K., Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, Piscataway, NJ: IEEE Press 1997

εξόδου του κινητήρα (mean output), ο θερμικός κύκλος λειτουργίας (thermal cycling) και η λειτουργία πολλαπλών τεταρτημορίων (multi-quadrant operation) είναι μερικά από αυτά.

### 1.1.6 Ηλεκτρονικοί ελεγκτές

Τα υποσυστήματα που αναπτύχθηκαν μέχρι στιγμής ανήκουν στο κύκλωμα ισχύος του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Για την υλοποίηση ενός VSD όμως, απαιτείται ένα κύκλωμα ελέγχου το οποίο θα είναι υπεύθυνο για την οδήγηση του μετατροπέα και της πηγής ισχύος.

Ένα VSD μπορεί να περιλαμβάνει μια πλειάδα ηλεκτρονικών ελεγκτών σε φωλιασμένους ή μη βρόγχους ελέγχου οι οποίοι βασίζονται σε διάφορες φιλοσοφίες ελέγχου όπως η ασαφής λογική (Fuzzy Logic), τα νευρωνικά δίκτυα (Neural Networks) και οι κλασσικοί PID ελεγκτές. Οι ελεγκτές μπορεί να ρυθμίζουν μια σειρά λειτουργικών χαρακτηριστικών του συστήματος οδήγησης όπως η τάση, το ρεύμα, η ροπή, η μαγνητική ροή, η ταχύτητα και η θέση του δρομέα ή μπορεί να χρησιμοποιηθούν για την προστασία του κινητήρα, των ευαίσθητων ηλεκτρονικών ισχύος και του μηχανικού φορτίου.

### 1.1.7 Αισθητήρες μετρήσεων

Η χρήση μεγεθών όπως η ταχύτητα, η θέση και τα ρεύματα από τους αλγόριθμους ελέγχου που υλοποιούνται σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας κάνουν απαραίτητη τη χρήση αισθητήρων. Οι αισθητήρες μετατρέπουν τα μετρούμενα μεγέθη σε σήματα κατάλληλης μορφής και ισχύος για τον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος που υλοποιεί τον αλγόριθμο ελέγχου. Η χρήση αισθητήρων μπορεί να περιοριστεί ή ακόμα και να εξαλειφθεί με τη επιλογή τεχνικών ελέγχου χωρίς αισθητήρες (sensorless drives).

### 1.1.8 Εποπτικό σύστημα ελέγχου-Εντολές Ελέγχου

Το εποπτικό σύστημα ελέγχου είναι ουσιαστικά ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος - ΨΕΣ (Digital Signal Processor, DSP) ο οποίος έχει προγραμματιστεί να υλοποιεί έναν συγκεκριμένο αλγόριθμο ελέγχου. Ο ΨΕΣ λαμβάνει τα απαιτούμενα μεγέθη από τους αισθητήρες τα οποία επεξεργάζεται μαζί με τις εντολές του χρήστη και τις αναφορές του συστήματος οδήγησης και παράγει εντολές προς τους ηλεκτρονικούς ελεγκτές. Οι πιο δημοφιλείς αλγόριθμοι ελέγχου είναι οι ακόλουθοι:

#### *DC μηχανές*

- Έλεγχος στροφών μέσω ελέγχου τάσης και πεδίου διεγέρσεως

#### *AC μηχανές*

- Βαθμωτός έλεγχος (scalar control)
- Διανυσματικός έλεγχος (vector control)
- Άμεσος έλεγχος ροπής (direct torque control)
- Προσαρμοστικός έλεγχος (adaptive control)

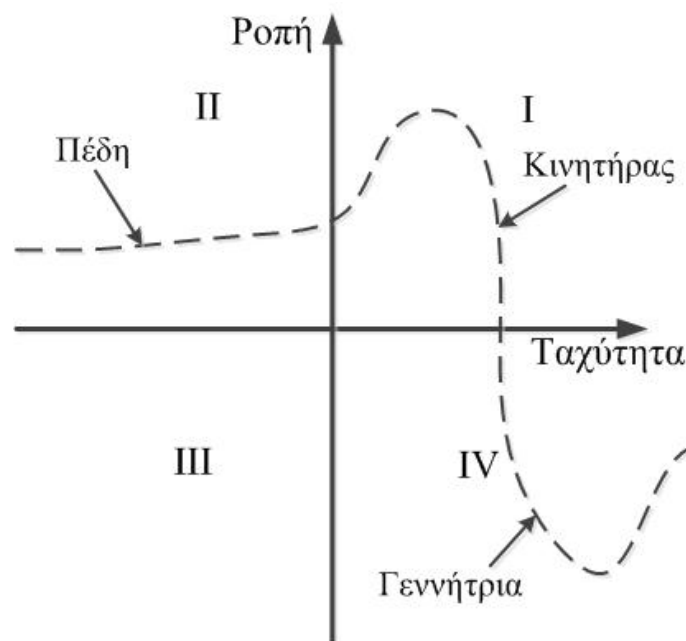
## 1.2 Απαιτήσεις συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

Οι απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιεί ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας διαμορφώνονται από και αξιολογούνται με βάση το είδος της εφαρμογής. Οι συνηθέστερες[1.2] είναι η υψηλή αξιοπιστία, το χαμηλό κόστος αγοράς και λειτουργίας, η υψηλή απόδοση σε όλο το εύρος λειτουργίας, η υψηλή πυκνότητα ισχύος, τα καλά χαρακτηριστικά σταθερής και μεταβατικής κατάστασης, η συμμόρφωση με τα ισχύοντα εθνικά και διεθνή στάνταρ (ηλεκτρομαγνητική συμβατότητα, δονήσεις, κραδασμοί), η αντοχή, η υψηλή διαθεσιμότητα και η ευκολία συντήρησης και επισκευής.

Μια ακόμη σημαντική απαίτηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης είναι η δυνατότητα λειτουργίας τεσσάρων τεταρτημορίων η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.4.[1.5]<sup>5</sup> και αποτελείται από τις εξής περιοχές λειτουργίας.

- I → Ορθή φορά κίνησης, λειτουργία κινητήρα
- II → Αντίστροφη φορά κίνησης, λειτουργία γεννήτριας ή πέδη
- III → Αντίστροφη φορά κίνησης, λειτουργία κινητήρα
- IV → Ορθή φορά κίνησης, λειτουργία γεννήτριας ή πέδη

Συγκεκριμένα, όταν η ροπή και η ταχύτητα έχουν το ίδιο πρόσημο τότε η μηχανή λειτουργεί σαν κινητήρας (I-III τεταρτημόριο), ενώ όταν είναι ετερόσημες η μηχανή λειτουργεί σα γεννήτρια (II-IV τεταρτημόριο) και η φορά της ηλεκτρικής ισχύος αντιστρέφεται. Στην δεύτερη περίπτωση η ισχύς μπορεί να διαχέεται ως θερμότητα σε ένα μηχανισμό δυναμικού φρένου ή να μεταφέρεται στην πηγή ισχύος όπου σ' αυτή τη περίπτωση έχουμε το χαρακτηριστικό της αναγεννητικής πέδησης.



Σχήμα 1.4. Περιοχές λειτουργίας συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Με διακεκομμένες φαίνεται μια τυπική καμπύλη ροπής-στροφών μιας ασύγχρονης μηχανής με δρομέα τύπου κλωβού.

<sup>5</sup> 1.5 Theodore Wildi, Electrical Machines, Drives and Power Systems 5th ed., Prentice Hall, 2002

### 1.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας προσφέρουν μια σειρά εξαιρετικών πλεονεκτημάτων στην πλειοψηφία των διεργασιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Από την άλλη, παρουσιάζουν και κάποια σημαντικά μειονεκτήματα τα οποία μπορεί να περιορίσουν τα οφέλη που μπορεί να αποκομίσει κανείς από τη χρησιμοποίησή τους ή ακόμη και να δημιουργήσουν προβλήματα στη λειτουργία του συστήματος. Τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των συστημάτων ηλεκτρικής μεταβλητής ταχύτητας παρουσιάζονται στον πίνακα 1.3.

---

#### Πλεονεκτήματα

- Δυνατότητα λειτουργίας σε ταχύτητες σημαντικά διαφορετικές από την σύγχρονη
- Εξοικονόμηση ενέργειας
- Βελτιωμένη απόδοση και επίδοση
- Μειωμένη μηχανική φθορά
- Αυξημένος κύκλος ζωής του συστήματος
- Αυξημένη αξιοπιστία του συστήματος
- Μειωμένο συνολικός κόστος
- Απομακρυσμένος έλεγχος
- Διάγνωση και ιστορικό σφαλμάτων

#### Μειονεκτήματα

- Επιπλέον χώρος
- Διευθέτηση ψύξης
- Κόστος κεφαλαίου
- Ακουστικός θόρυβος
- Μείωση απόδοσης μηχανής
- Πρόωρες βλάβες μόνωσης
- Ηλεκτρομαγνητική συμβατότητα
- Έγχυση αρμονικών

---

Πίνακας 1.3. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας



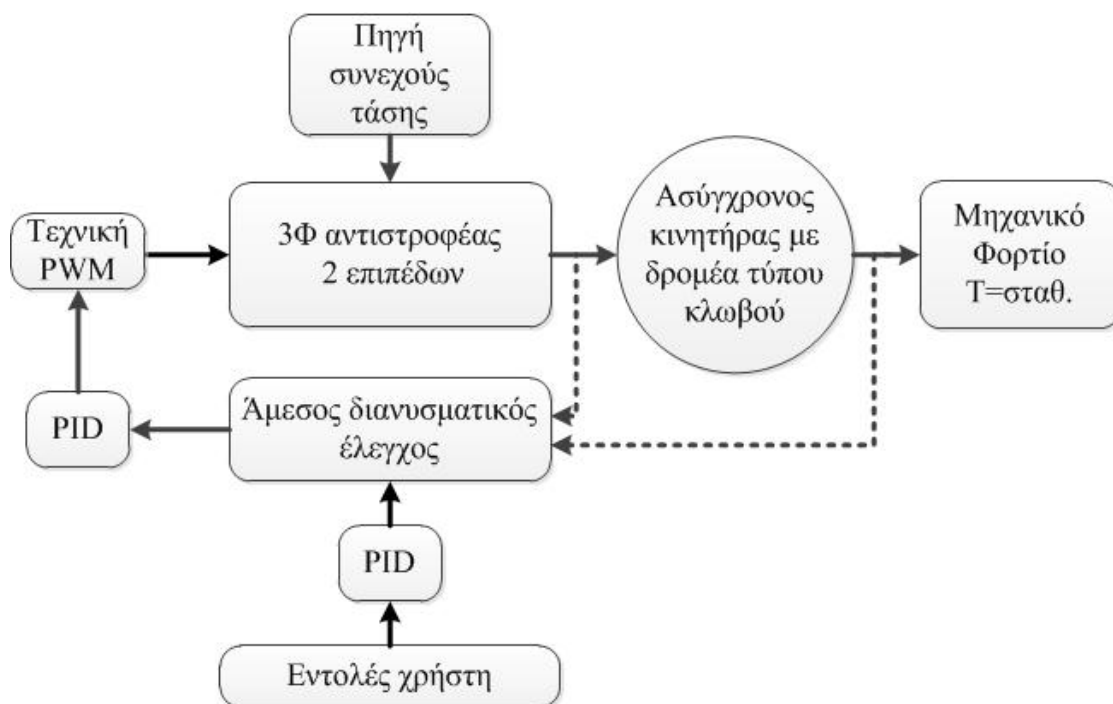
## 1.4 Πίνακας βιβλιογραφίας

- [1.1] Veltman Andre, “*Fundamentals of Electrical Drives*”, Springer, 2007
- [1.2] Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook, 3rd edition*”, Elsevier Inc., 2011
- [1.3] Δημήτριος Π. Γυπαράκης, “*Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης*”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2012
- [1.4] Bose B.K., “*Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*”, Piscataway, NJ: IEEE Press 1997
- [1.5] Theodore Wildi, “*Electrical Machines, Drives and Power Systems 5th ed.*”, Prentice Hall, 2002



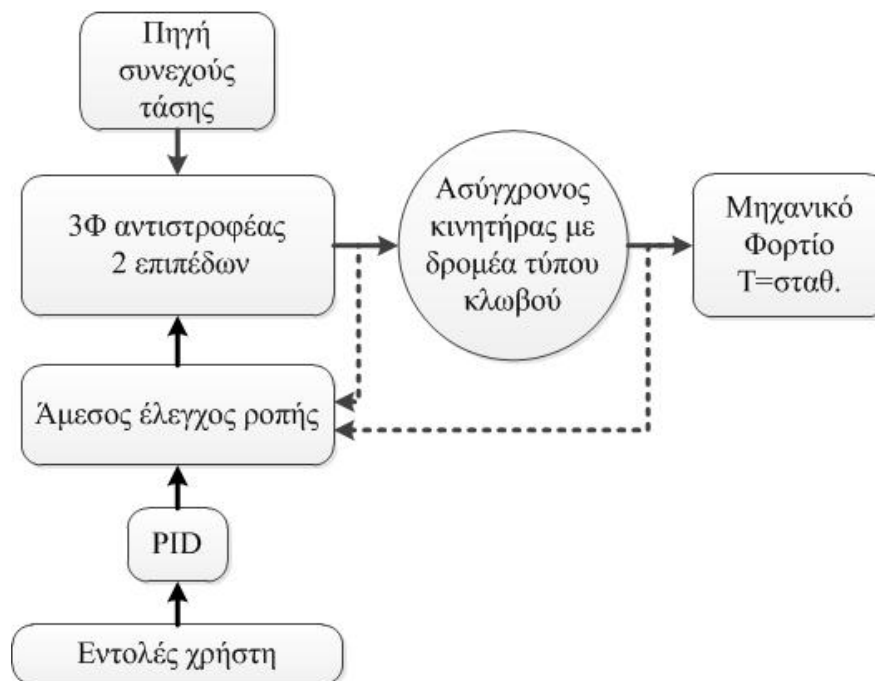
## 2 Μοντελοποίηση συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

Στην παρούσα διπλωματική αναπτύχθηκαν δύο διαμορφώσεις του γενικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας που παρουσιάστηκε στο πρώτο κεφάλαιο. Στην πρώτη (σχήμα 2.1), ο κινητήρας οδηγείται από τον αλγόριθμο άμεσου διανυσματικού ελέγχου σε συνδυασμό με μια σειρά κλασικών και προηγμένων τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών οι οποίες ελέγχουν τον τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων. Στην δεύτερη (σχήμα 2.2) χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος άμεσου ελέγχου ροπής και ροής ο οποίος δημιουργεί απευθείας τους παλμούς ελέγχου του αντιστροφέα με σκοπό την οδήγηση του κινητήρα στην επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 2.1. Εποπτικό διάγραμμα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας που βασίστηκε στον αλγόριθμο άμεσου διανυσματικού ελέγχου

Η μοντελοποίηση και η προσομοίωση των αναπτυχθέντων συστημάτων έγινε στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Όλα τα μοντέλα είναι πλήρως μαθηματικά και χρησιμοποιούν μόνο τη βασική βιβλιοθήκη του Simulink. Επίσης, βρίσκονται ανεβασμένα στο διαδίκτυο και υπάρχει δυνατότητα χρησιμοποίησής τους από κάθε ενδιαφερόμενο μετά από συνεννόηση με τον συγγραφέα (aletsoup@gmail.com). Στη συνέχεια του κεφαλαίου γίνεται αναλυτική παρουσίαση των συνιστωσών του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας και των αντίστοιχων μοντέλων που αναπτύχθηκαν.



Σχήμα 2.2. Εποπτικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας που βασίστηκε στον αλγόριθμο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής

## 2.1 Αντιστροφέας

### 2.1.1 Θεωρητικό υπόβαθρο

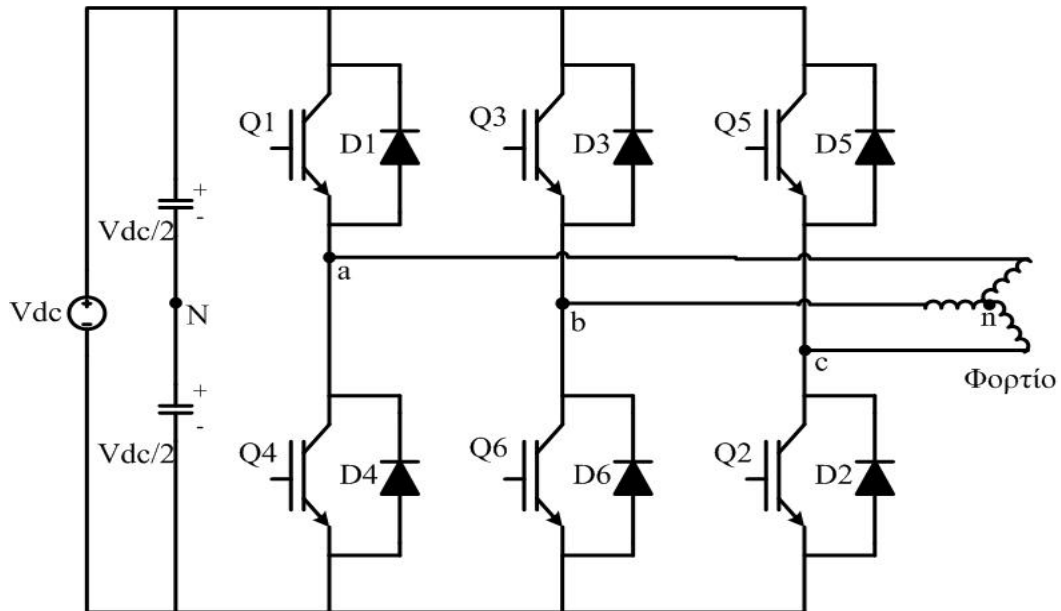
Λόγω της ευρείας χρησιμοποίησής του σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης επιλέχθηκε η μοντελοποίηση ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων. Η τοπολογία του παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3. Το κύκλωμα ουσιαστικά αποτελείται από 3 ημιγέφυρες οι οποίες είναι ηλεκτρικά μετατοπισμένες κατά  $2\pi/3$  και παράγουν την τριφασική τάξη εξόδου. Χρησιμοποιούνται έξι ημιαγωγίμοι διακόπτες ο καθένας από τους οποίους έχει μια αντιπαράλληλα συνδεδεμένη δίοδο ελεύθερης διέλευσης. Επίσης, στο σχήμα φαίνεται και η φανταστική μεσαία λήψη N η οποία δημιουργείται με τη βοήθεια χωρητικού καταμεριστή.

Τα χρονικά διαστήματα αγωγής και αποκοπής του κάθε διακόπτη καθορίζουν τη μορφή και τα χαρακτηριστικά της τάσης εξόδου. Οι διακόπτες ελέγχονται μέσω της πύλης τους από παλμούς που παράγονται από την χρησιμοποιούμενη τεχνική έλεγχου του αντιστροφέα. Βασικός σκοπός της κάθε τεχνικής είναι ο υπολογισμός των κατάλληλων χρονικών διαστημάτων λειτουργίας (duty cycles) του κάθε διακόπτη έτσι ώστε η παραγόμενη τάση εξόδου να προσεγγίζει με βέλτιστο τρόπο την εντολή τάσης.

Τέλος, λόγος πρέπει να γίνει για το ζήτημα των αναφορών σε ένα σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα. Στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ο ουδέτερος κόμβος της μηχανής είναι απομονωμένος. Αυτό σημαίνει ότι οι αρμονικές τρίτης και πολλαπλάσιας τάξης, γνωστές ως μηδενική ακολουθία της τροφοδοσίας θα εμφανιστούν στους κόμβους ο,η[2.1]<sup>1</sup>. Το ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδοσίας και φορτίου φαίνεται στο

<sup>1</sup> 2.1 Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002

σχήμα 2.4. Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους o-a-n, o-b-n, o-c-n παίρνουμε:



Σχήμα 2.3. Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων. Στο σχήμα φαίνεται και ο χωρητικός καταμεριστής για τη δημιουργία του σημείου αναφοράς N των τάσεων του αντιστροφέα

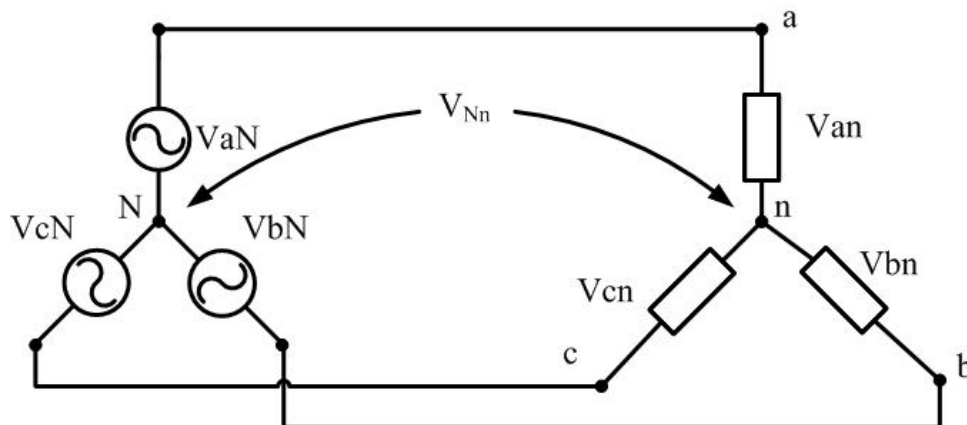
$$(2.1) \quad V_{ao} = V_{an} + V_{no}$$

$$(2.2) \quad V_{bo} = V_{bn} + V_{no}$$

$$(2.3) \quad V_{co} = V_{cn} + V_{no}$$

Προσθέτουμε κατά μέλη και υποθέτουμε συμμετρική τροφοδοσία:

$$(2.4) \quad 3V_{no} + 0 = V_{ao} + V_{bo} + V_{co}$$



Σχήμα 2.4. Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο

Με αντικατάσταση της (2.4) στις (2.1), (2.2), (2.3) προκύπτει:

$$(2.5) \quad V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co}$$

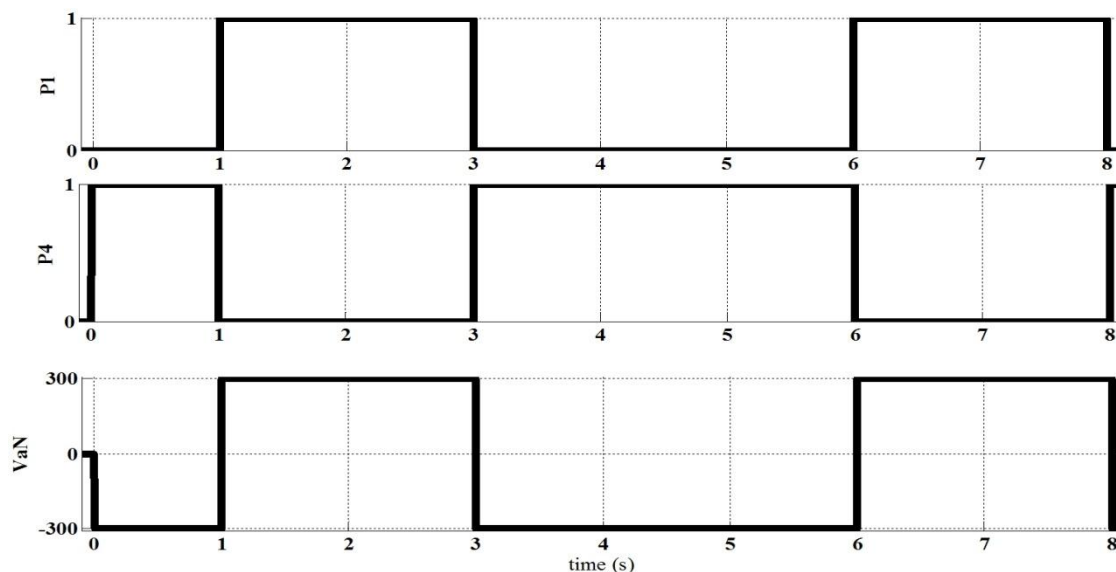
$$(2.6) \quad V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{co}$$

$$(2.7) \quad V_{cn} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{ao}$$

Οι παραπάνω εξισώσεις αντιπροσωπεύουν τις φασικές τάσεις ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο στο φορτίο και έχουν χαρακτηριστική μορφή έξι διακριτών επιπέδων (six-step waveform) ενώ είναι μετατοπισμένες κατά γωνία  $\pi/6$  ακτίνια από τις αντίστοιχες φασικές τάσεις της πηγής.

### 2.1.2 Μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων

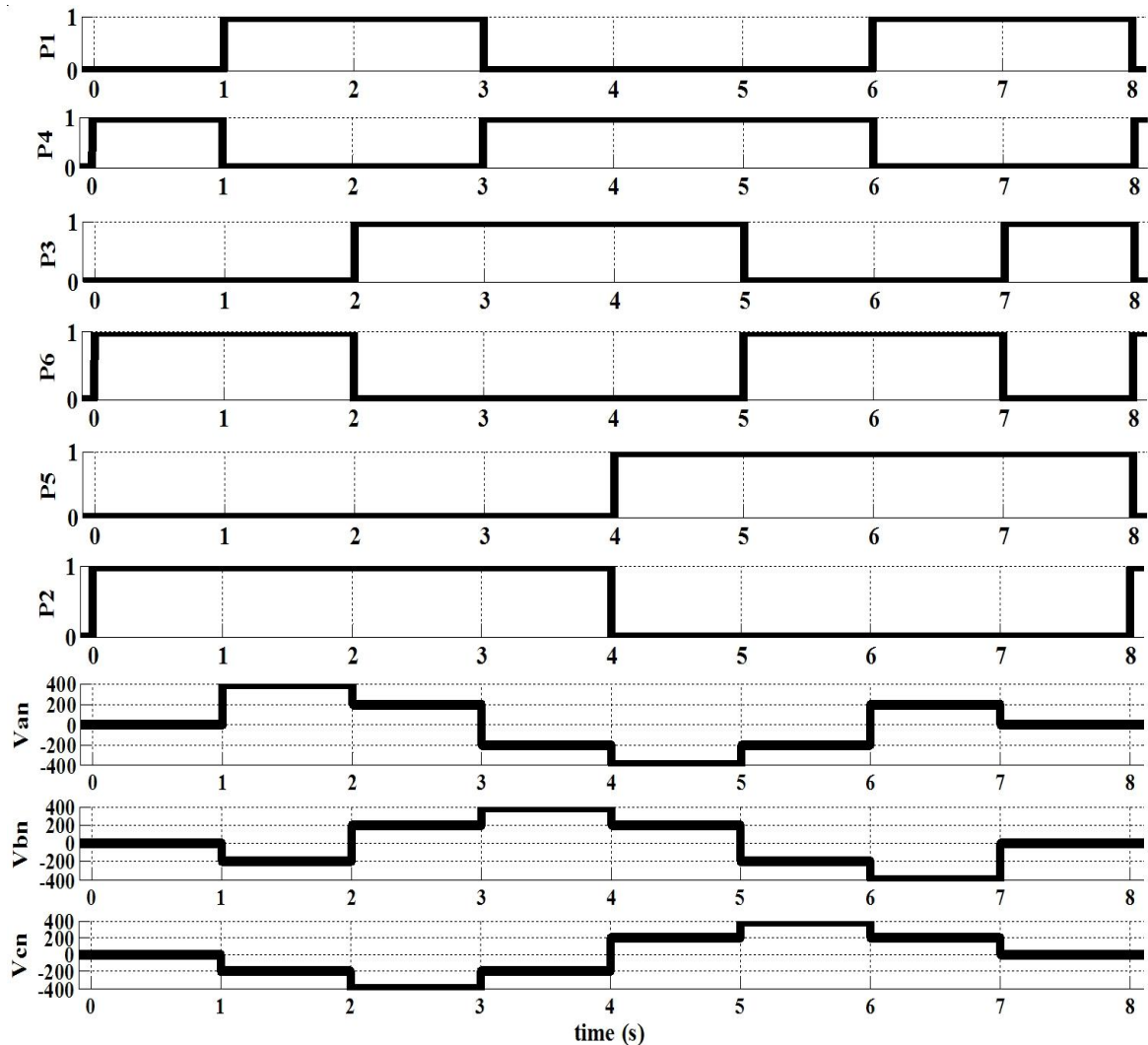
Στο μοντέλο που αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της διπλωματικής οι ημιαγώγιμες διατάξεις θεωρούνται ιδανικοί διακόπτες των οποίων ο έλεγχος γίνεται με τη βοήθεια ενός παλμού P. Ο παλμός αποτελείται από τις τιμές 0 και 1. Όταν έχει την τιμή 0 ο αντίστοιχος ημιαγώγιμος διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής και όταν έχει την τιμή 1 βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής. Η μετάβαση μεταξύ των καταστάσεων αγωγής και αποκοπής (on-off) συμβαίνει ακαριαία. Στο σχήμα 2.5 παρουσιάζεται προσομοίωση λειτουργίας του μοντέλου όπου φαίνονται οι παλμοί ελέγχου της φάσης *a* και οι αντίστοιχες τάσεις ως προς τη μεσαία λήψη *N*. Ο πηγή ισχύος του αντιστροφέα είναι μια πηγή συνεχούς τάσης  $V_{dc}=600V$ .



Σχήμα 2.5. Παλμοί ελέγχου των ημιαγωγών Q1, Q3 και η αντίστοιχη τάση ως προς τη μεσαία λήψη N

Ένας τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων διαθέτει  $2^3=8$  δυνατές διακοπτικές καταστάσεις. Στο σχήμα 2.6 δίνεται προσομοίωση των 8 διακοπτικών καταστάσεων με

τη καθεμία να διαρκεί 1sec. Παρουσιάζονται οι παλμοί ελέγχου του κάθε ημιαγωγίμου διακοπτή και οι φασικές τάσεις ως προς ένα φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο n.



Σχήμα 2.6. Παλμοί ελέγχου ημιαγωγίμων διακοπών και φασικές τάσεις για φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο n

## 2.2 Κινητήρας

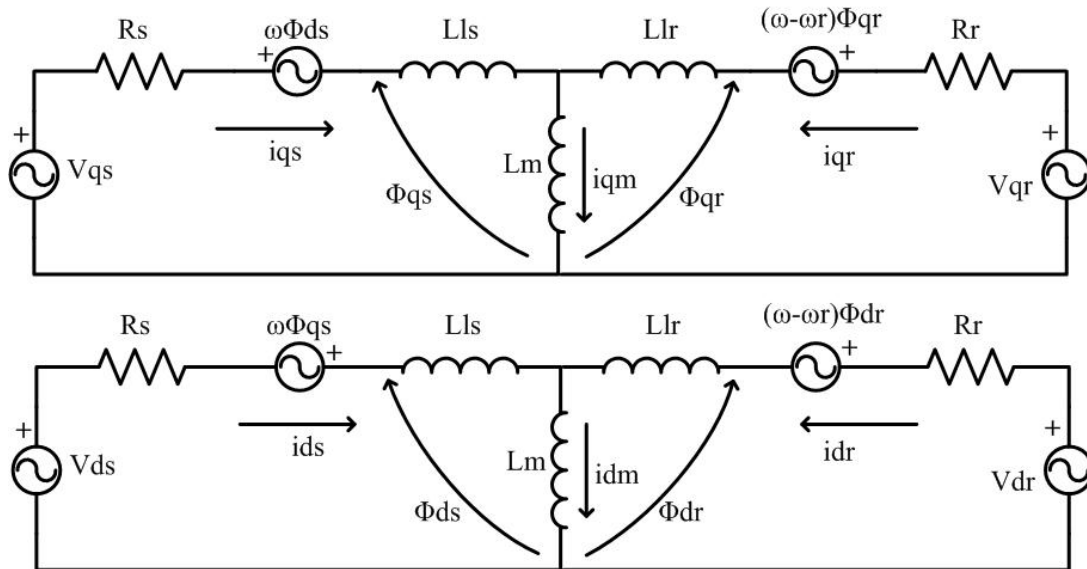
Όπως αναφέρθηκε και στο εισαγωγικό κεφάλαιο ο ασύγχρονος κινητήρας με δρομέα τύπου κλωβού χρησιμοποιείται κατά κόρον στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης λόγω της απλότητας, του χαμηλού κόστους, της διαθεσιμότητάς τους σε πολύ μεγάλο εύρος ισχύος και της ευκολίας ελέγχου που εμφανίστηκε πρόσφατα με την εφαρμογή προηγμένων τεχνικών ελέγχου λόγω της παρουσίας σύγχρονων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος.

Το μοντέλο που αναπτύχθηκε βασίστηκε στις εξισώσεις κατάστασης του δυναμικού μοντέλου δύο αξόνων (d-q) της ασύγχρονης μηχανής έχοντας σα μεταβλητές κατάστασης τις ροές d,q άξονα, στάτη και δρομέα. Επίσης, ενσωματώθηκαν τα φαινόμενα απωλειών πυρήνα ,με τη χρησιμοποίηση κλάδων foster, και κορεσμού με τη

χρησιμοποίηση ενός πίνακα αναφοράς (Lookup table) τάσης στάτη – κορεσμένης αυτεπαγωγής μαγνήτισης  $L_{m,sat}$ .

## 2.2.1 Απλοποιημένο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων ασύγχρονης μηχανής

Τα ισοδύναμα κυκλώματα q,d άξονα που προκύπτουν στη περίπτωση που αγνοήσουμε τις απώλειες και τον κορεσμό του πυρήνα παρουσιάζονται στο σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7. Ισοδύναμα κυκλώματα q,d άξονα μοντέλου ασύγχρονης μηχανής

Εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff στα παραπάνω ισοδύναμα κυκλώματα για πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με τυχαία γωνιακή ταχύτητα  $\omega$  λαμβάνουμε τις εξής διαφορικές εξισώσεις:

$$(2.5) \quad V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega \Phi_{ds}$$

$$(2.6) \quad V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs}$$

$$(2.7) \quad V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - (\omega - \omega_r) \Phi_{dr}$$

$$(2.8) \quad V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega - \omega_r) \Phi_{qr}$$

Όπου,

$R_s, R_r$  : οι ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων στάτη και δρομέα αντίστοιχα

$\Phi_{qds}, \Phi_{qdr}$  : οι μαγνητικές ροές στάτη και δρομέα στον q και d άξονα

$\omega_r$  : η ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα η οποία είναι ίση με το γινόμενο της μηχανικής ταχύτητας  $\omega_{mech}$  επί τα ζεύγη πόλων  $P_p$



Οι μαγνητικές ροές στάτη και δρομέα ισούνται με το άθροισμα της ροής σκέδασης και της ροής μαγνήτισης:

$$(2.9) \quad \Phi_{qs} = L_{ls}i_{qs} + \Phi_{qm}$$

$$(2.10) \quad \Phi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + \Phi_{dm}$$

$$(2.11) \quad \Phi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + \Phi_{qm}$$

$$(2.12) \quad \Phi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + \Phi_{dm}$$

Οι ροές μαγνήτισης:

$$(2.13) \quad \Phi_{qm} = L_m i_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr})$$

$$(2.14) \quad \Phi_{dm} = L_m i_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr})$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$(2.15) \quad T_e = \frac{3}{2} P_p (\Phi_{qm} i_{dr} - \Phi_{dm} i_{qr})$$

Οι προηγούμενες εξισώσεις αποτελούν το ηλεκτρικό μέρος του μοντέλου της ασύγχρονης μηχανής. Για να ολοκληρωθεί το μοντέλο απαιτείται και εξίσωση του μηχανικού μέρους:

$$(2.16) \quad T_e - F\omega_{mech} - T_{mech} = J \frac{d\omega_{mech}}{dt}$$

Όπου,

$T_{mech}$  : η μηχανική ροπή, η οποία είναι η ροπή στον άξονα της μηχανής

$J$  : η ροπή αδράνειας του δρομέα

$F$  : ο συντελεστής μηχανικών αποσβέσεων λόγω τριβών

$\omega_{mech}$  : η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα

## 2.2.2 Ενσωμάτωση απωλειών υστέρησης στο δυναμικό d,q μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής

Ένας τρόπος ικανοποιητικής μοντελοποίησης των απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης του μαγνητικού πεδίου είναι η προσθήκη στο ισοδύναμο κύκλωμα μιας αντίστασης  $R_m$  παράλληλης με την αυτεπαγωγή μαγνήτισης (σχήμα 2.8[2.2]<sup>2</sup>). Η προσθήκη του κλάδου έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της τάξης του συστήματος κατά ένα. Επίσης, όσο πιο μικρή είναι η τιμή της αντίστασης  $R_m$ , τόσο περισσότερο

<sup>2</sup> 2.2 Αλέξανδρος Δημητρίου Αλεξάνδρου, Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ρύθμισης διεγέρσεως ασύγχρονου κινητήρα για τον έλεγχο των απωλειών, Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, 2010

επιηρεάζεται η δυναμική συμπεριφορά της μηχανής από το φαινόμενο των απωλειών πυρήνα.

Η μόνη αλλαγή στις εξισώσεις που διέπουν το μοντέλο βρίσκεται στον υπολογισμό της ροής μαγνήτισης. Οι απλές αλγεβρικές εξισώσεις μετατρέπονται σε διαφορικές εξισώσεις 1<sup>ης</sup> τάξης τις οποίες εξάγονται εφαρμόζοντας νόμους γραμμικών κυκλωμάτων στους εγκάρσιους κλάδους.

$$(2.17) \quad \Phi_{qdm} = L_m(i_{qds} + i_{qdr} - i_{qdc\text{ore}})$$

$$(2.18) \quad i_{qdc\text{ore}} = \frac{V_{qdm}}{R_m}$$

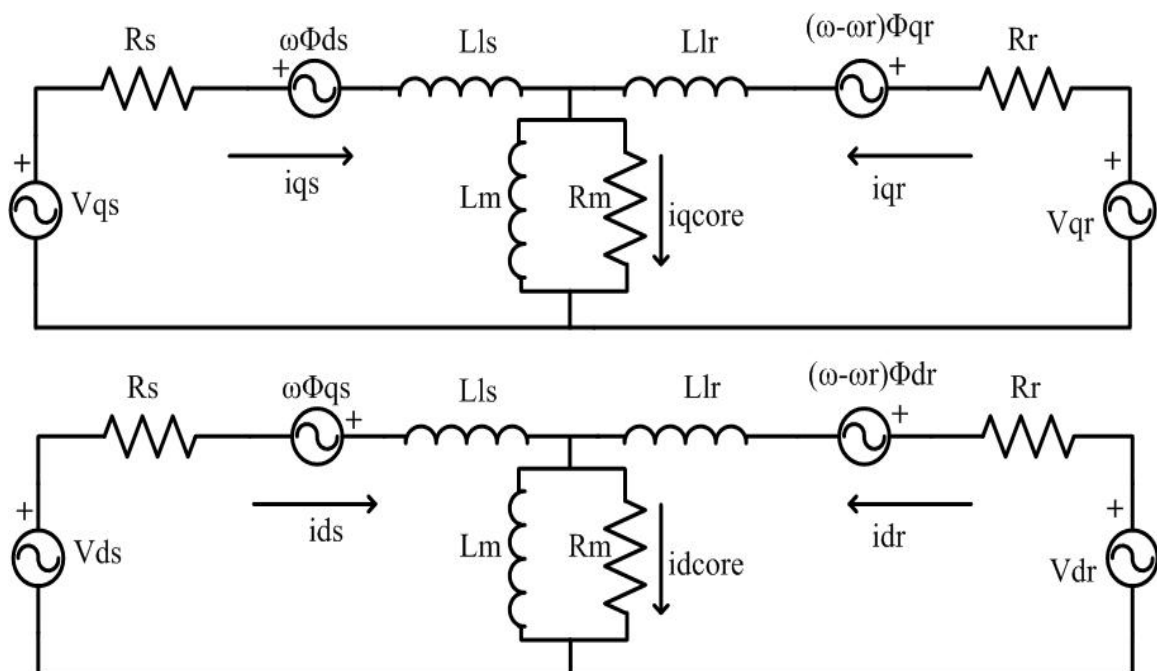
$$(2.19) \quad V_{qdm} = \frac{d\Phi_{qdm}}{dt}$$

$$(2.20) \quad \Phi_{qdm} = L_m(i_{qds} + i_{qdr} - \frac{1}{R_m} \frac{d\Phi_{qdm}}{dt})$$

Όπου,

$i_{qdc\text{ore}}$  : το ρεύμα απωλειών πυρήνα στον q και d άξονα

$V_{qdm}$  : η τάση στα άκρα των εγκάρσιων κλάδων q και d άξονα



Σχήμα 2.8. Ισοδύναμα κυκλώματα q,d άξονα μοντέλου ασύγχρονης μηχανής με προσθήκη αντίστασης Rm για μοντελοποίηση απωλειών υστέρησης

### 2.2.3 Εξισώσεις κατάστασης δυναμικού μοντέλου δύο αξόνων ασύγχρονης μηχανής

Για την υλοποίηση του μοντέλου της ασύγχρονης μηχανής στο Simulink πρέπει οι παραπάνω εξισώσεις να γραφούν με τη μορφή εξισώσεων κατάστασης. Αν επιλέξουμε τις ροές στάτη και δρομέα ως μεταβλητές κατάστασης έχουμε :

$$(2.21) \quad \Phi_{qs} = \int (V_{qs} - \omega \Phi_{ds} - i_{qs} R_s) dt$$

$$(2.22) \quad \Phi_{ds} = \int (V_{ds} + \omega \Phi_{qs} - i_{ds} R_s) dt$$

$$(2.23) \quad \Phi_{qr} = \int (V_{qr} - (\omega - \omega_r) \Phi_{dr} - i_{qr} R_r) dt$$

$$(2.24) \quad \Phi_{dr} = \int (V_{dr} + (\omega - \omega_r) \Phi_{qr} - i_{dr} R_r) dt$$

$$(2.25) \quad i_{qs} = \frac{\Phi_{qs} - \Phi_{qm}}{L_{ls}}$$

$$(2.26) \quad i_{ds} = \frac{\Phi_{ds} - \Phi_{dm}}{L_{ls}}$$

$$(2.27) \quad i_{qs} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{qm}}{L_{lr}}$$

$$(2.28) \quad i_{ds} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{dm}}{L_{lr}}$$

$$(2.29) \quad \Phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr} - \frac{1}{R_m} \frac{d\Phi_{qm}}{dt})$$

$$(2.30) \quad \Phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr} - \frac{1}{R_m} \frac{d\Phi_{dm}}{dt})$$

$$(2.31) \quad T_e = \frac{3}{2} P_p (\Phi_{qm} i_{dr} - \Phi_{dm} i_{qr})$$

$$(2.32) \quad \omega_{mech} = \frac{1}{J} \int (T_e - T_{mech} - F \omega_{mech}) dt$$

$$(2.33) \quad \theta_{mech} = \int \omega_{mech} dt$$

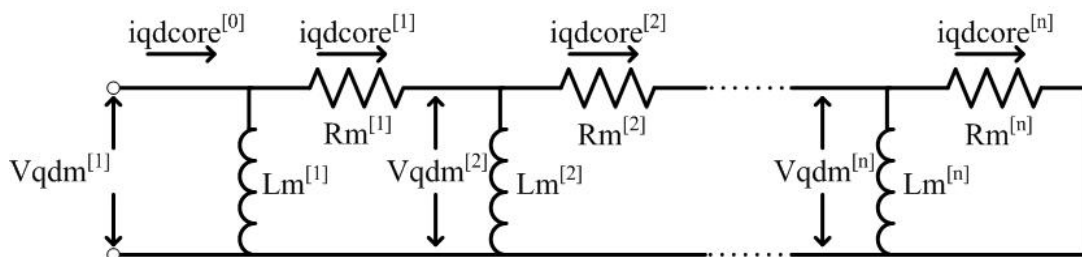
$$(2.34) \quad \omega_r = \omega_{mech} P_p$$

Οι παραπάνω εξισώσεις αντιπροσωπεύουν ένα μοντέλο ασύγχρονης μηχανής στο οποίο έχει γίνει ενσωμάτωση απωλειών πυρήνα λόγω υστέρηση με προσθήκη της αντίστασης  $R_m$ .

## 2.2.4 Ενσωμάτωση απωλειών πυρήνα στο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής

Η ενσωμάτωση των απωλειών πυρήνα λόγω δινορευμάτων έγινε με την υιοθέτηση μοντέλων Foster. Τα μοντέλα Foster είναι κυκλώματα τα οποία προσομοιώνουν τη συμπεριφορά απωλειών λόγω δινορευμάτων σε απλές γεωμετρίες μαγνητικών πυρήνων. Μπορεί να αποτελούνται από κλάδους R ή R-L, είτε εγκάρσια είτε σε σειρά. Παρέχουν μια μακροσκοπική αναπαράσταση των ενεργειακών απωλειών λόγω δινορευμάτων και η χρήση τους μπορεί να επεκταθεί επιτυχώς σε και σε πολύπλοκες γεωμετρίες μαγνητικών πυρήνων μετασχηματιστών και ηλεκτρικών μηχανών. Η αύξηση των χρησιμοποιούμενων κλάδων Foster αυξάνει την πολυπλοκότητα του μοντέλου αλλά παράλληλα γίνεται και καλύτερη προσέγγιση των απωλειών δινορευμάτων.

Το μοντέλο Foster που επιλέχθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται στο σχήμα 2.9. Ουσιαστικά αποτελείται από μια σειρά  $n$  κόμβων ο καθένας από το οποίους διαχωρίζεται σε ένα εγκάρσιο κλάδο  $L_m$  και σε έναν οριζόντιο  $R_m$ . Το μοντέλο είναι πανομοιότυπο και για τους δύο άξονες (d,q) και προσεγγίζει σε ικανοποιητικό βαθμό τις απώλειες πυρήνα της μηχανής.



Σχήμα 2.9. Ηλεκτρικό μοντέλο εγκάρσιου κλάδου ισοδύναμου κυκλώματος ασύγχρονης μηχανής κατά Foster,  $n$  κλάδων

Για την υλοποίηση και την ενσωμάτωση του μοντέλου Foster στο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής χρησιμοποιήθηκε ο εξής επαναληπτικός αλγόριθμος υπολογισμού των ρευμάτων  $i_{qdcore}$  :

$$(2.35) \quad \Phi_{qdm}^{[k]} = L_m^{[k]} (i_{qdcore}^{[k-1]} - i_{qdcore}^{[k]})$$

$$(2.36) \quad V_{qdm}^{[k]} = \frac{d\Phi_{qdm}^{[k]}}{dt}$$

$$(2.37) \quad i_{qdc}^{[k]} = \frac{V_{qdm}^{[k]}}{R_m^{[k]}} = V_{qdm}^{[k]} Y_m^{[k]}$$

$$(2.38) \quad i_{qdc}^{[0]} = i_{qdm} = i_{qds} + i_{qdr}$$

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας επιλέχθηκε υλοποίηση με δύο κλάδους Foster. Η επιλογή αυτή αποτελεί καλό συμβιβασμό μεταξύ της πολυπλοκότητας του μοντέλου, κατά συνέπεια και του χρόνου εκτέλεσης των προσομοιώσεων, και της ακρίβειας στην επίδραση των απωλειών πυρήνα στην απόκριση της μηχανής.

## 2.2.5 Ενσωμάτωση κορεσμού πυρήνα στο δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής

Στις εξισώσεις κατάστασης του δυναμικού μοντέλου δύο αξόνων της ασύγχρονης μηχανής η αυτεπαγωγή μαγνήτισης  $L_m$  εμφανίζεται σαν μια σταθερή παράμετρος. Αυτό σημαίνει ότι ο πυρήνας της μηχανής δε παρουσιάζει κορεσμό και κατά συνέπεια η σχέση τάσης-ρεύματος της μηχανής θα είναι γραμμική.

Η αυτεπαγωγή μαγνήτισης μιας πραγματικής μηχανής όμως εξαρτάται από την επιβαλλόμενη τάση στο στάτη. Η ιδέα λοιπόν, για τη μοντελοποίηση του φαινομένου του κορεσμού, είναι η υλοποίηση ενός πίνακα αναφοράς (Lookup table) το οποίο δέχεται σαν είσοδο την τάση στα τυλίγματα του στάτη και δίνει σαν έξοδο την αυτεπαγωγή μαγνήτισης για τη συγκεκριμένη τάση, η οποία έπειτα χρησιμοποιείται στις εξισώσεις του μοντέλου. Κατά αυτό τον τρόπο το μοντέλο της μηχανής προσομοιώνει με μεγαλύτερη ακρίβεια τη μεταβατική και συμπεριφορά μόνιμης κατάστασης της μηχανής κατά κύριο λόγο στη περιοχή κορεσμού αλλά και στη περιοχή γραμμικής λειτουργίας.

Ο υπολογισμός της αυτεπαγωγής μαγνήτισης γίνεται με τη χρήση των εξισώσεων που διέπουν τη λειτουργία της μηχανής κατά τη λειτουργία κενού φορτίου [2.3]<sup>3</sup>. Η φαινόμενη αντίδραση  $X_{κφ}$  μετρούμενη στους ακροδέκτες του στάτη υπό κενό φορτίο είναι με πολύ καλή προσέγγιση ίση με τη  $X_s + X_m$ , δηλαδή :

$$(2.38) \quad X_{κφ} = X_s + X_m$$

Όπου,

$X_s$  : σύγχρονη αντίδραση στάτη

$X_m$  : σύγχρονη αντίδραση μαγνήτισης

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω εξίσωση τις αντιδράσεις μαγνήτισης και στάτη χρησιμοποιώντας την σχέση  $X_m = \omega_e L_m$ , και αναδιατάσσοντας παίρνουμε :

<sup>3</sup> 2.3 I.A. Τεγόπουλος, *Ηλεκτρικές Μηχανές Μέρος Β' Μόνιμη Κατάσταση*, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991

$$(2.39) \quad L_m = \frac{X_{κφ} - X_s}{\omega_e} = \frac{X_{κφ} - \omega_e L_{1s}}{\omega_e}$$

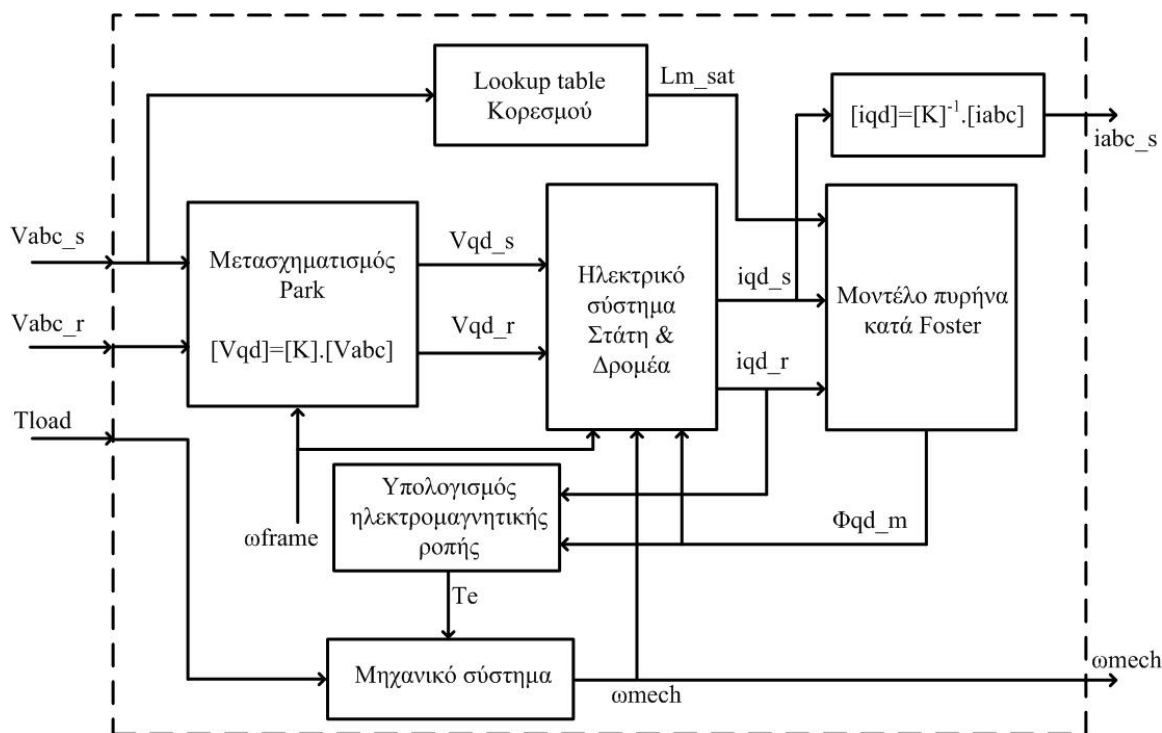
Μπορεί κανείς λοιπόν να συμπεράνει, έχοντας γνωστές τις υπόλοιπες παραμέτρους της ασύγχρονης μηχανής, ότι προσδιορίζοντας μέσω της δοκιμής κενού φορτίου τη φαινόμενη αντίδραση  $X_{κφ}$  μπορεί να υπολογιστεί η «κορεσμένη» αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Η φαινόμενη αντίδραση μπορεί να προσδιοριστεί χρησιμοποιώντας τις παρακάτω εξισώσεις :

$$(2.40) \quad Z_{κφ} = \frac{V_{κφ}}{\sqrt{3}I_{κφ}}$$

$$(2.41) \quad X_{κφ} = \sqrt{Z_{κφ}^2 - R_{κφ}^2}$$

## 2.2.6 Προτεινόμενο δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης μηχανής

Συνδυάζοντας τα παραπάνω διαμορφώνεται ένα δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης μηχανής το οποίο περιλαμβάνει μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα (υστέρησης και δινορευμάτων) καθώς και του φαινομένου του κορεσμού του πυρήνα. Είναι ένα πλήρες μοντέλο ασύγχρονης μηχανής με το οποίο μπορεί να αναπαρασταθεί με μεγάλη ακρίβεια η συμπεριφορά της ασύγχρονης μηχανής σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Το δομικό διάγραμμα του προτεινόμενου δυναμικού μοντέλου παρουσιάζεται στο σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.10. Δομικό διάγραμμα πλήρους μοντέλου ασύγχρονης μηχανής

## 2.2.7 Προσομοίωση λειτουργίας ασύγχρονης μηχανής με χρήση του προτεινόμενου δυναμικού μοντέλου

Οι παράμετροι (πίνακας 2.1) που χρησιμοποιήθηκαν για τις ανάγκες των προσομοιώσεων της παρούσας διπλωματικής ανήκουν στη ασύγχρονη μηχανή με βραχυκυκλωμένο δρομέα του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος ΕΜΠ. Εκτός από τις βασικές ηλεκτρικές και μηχανικές παραμέτρους περιλαμβάνονται και οι παράμετροι των 2 κλάδων του μοντέλου Foster που επιλέχθηκε για την μοντελοποίηση των απωλειών πυρίνα.

Ονομαστική ισχύος $P_n$	2 hp
Ονομαστική τάση $V_n$	400 V
Ονομαστική συχνότητα $f_n$	50 Hz
Ζεύγη πόλων $P_p$	2
Ωμική αντίσταση τυλίγματος στάτη $r_s$	5 $\Omega$
Ωμική αντίσταση τυλίγματος δρομέα $r_r$	6.2 $\Omega$
Αυτεπαγωγή σκέδασης τυλίγματος στάτη $L_{ls}$	0.0184 H
Αυτεπαγωγή σκέδασης τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη $L_{lr}$	0.0184 H
Αυτεπαγωγή μαγνήτισης ανηγμένη στον στάτη	$L_{m,sat}$
Αντίσταση απωλειών σιδήρου $R_m$	1200 $\Omega$
Ροπή αδράνειας $J$	0.001 Kg.m <sup>2</sup>
Συντελεστής τριβής $F$	0.0005452 N.m.s
Αντίσταση $R_1$ (Foster)	3600 $\Omega$
Αυτεπαγωγή $L_1$ (Foster)	$L_{m,sat}$

Πίνακας 2.1. Παράμετροι ασύγχρονης μηχανής 2hp

Για την εξαγωγή του πίνακα αναφοράς (Lookup table) που αναπαριστά τον κορεσμό διεξήχθησαν μετρήσεις ζευγών τάσης-ρεύματος. Κατά τη διάρκεια των μετρήσεων η μηχανή λειτούργησε χωρίς φορτίο και ο στάτης βρισκόταν σε συνδεσμολογία αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο. Σημειώθηκαν συνολικά 33 ζεύγη τάσης-ρεύματος καλύπτοντας έτσι ένα ευρύ φάσμα λειτουργίας της μηχανής ενώ παράλληλα δόθηκε αυξημένη προσοχή (σημειώνοντας πιο μετρήσεις με μικρότερο βήμα) στο «γόνατο» της καμπύλης κορεσμού. Οι μετρήσεις και οι αντίστοιχες αυτεπαγωγές μαγνήτισης παρουσιάζονται στον πίνακα 2.2.

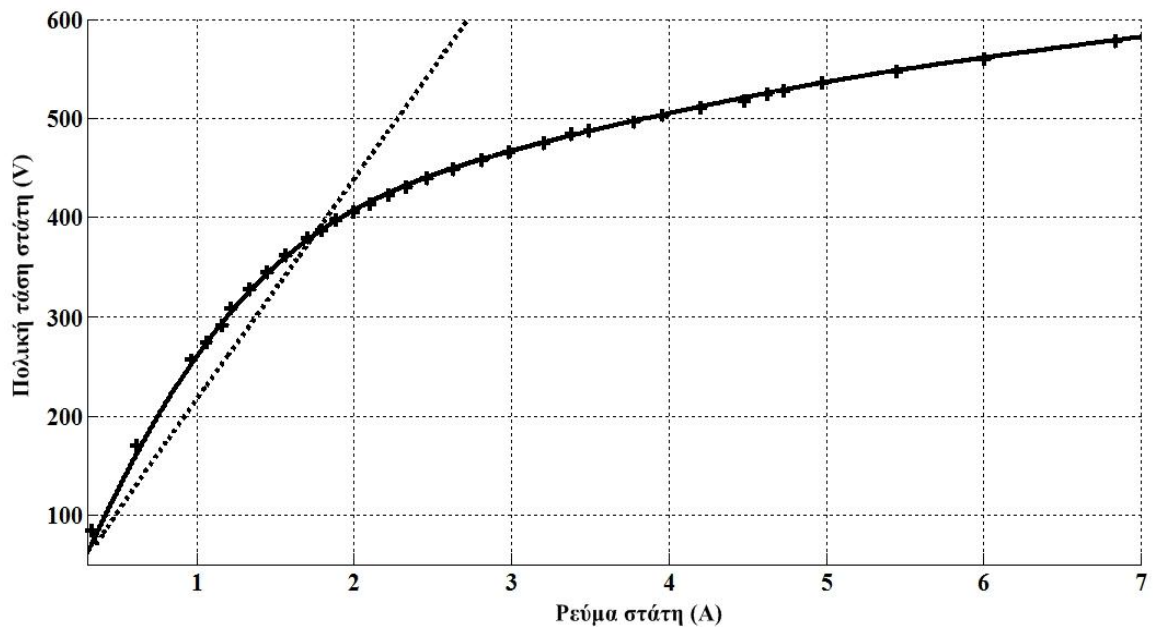
Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται οι καμπύλες κορεσμού που δίνει το μοντέλο, με και χωρίς ενσωμάτωση του φαινομένου του κορεσμού, σε συνδυασμό με τις μετρήσεις

τάσης-ρεύματος της πραγματικής μηχανής. Η πηγή τάσης που χρησιμοποιήθηκε ήταν ονομαστικής συχνότητας και μεταβαλλόμενου πλάτους. Επίσης, η προσομοίωση έγινε σε κενό φορτίο. Είναι εμφανές ότι το πλήρες μοντέλο που αναπτύχθηκε προσεγγίζει τη λειτουργία της πραγματικής μηχανής με πολύ μεγάλη ακρίβεια. Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζονται βασικά ηλεκτρικά και μηχανικά μεγέθη του κινητήρα σε εκκίνηση με ονομαστική τάση και φορτίο. Τα ίδια μεγέθη δίνονται στο σχήμα 2.13 όπου προσομοιώνεται η αλλαγή φορτίου του κινητήρα, τη χρονική στιγμή 1sec, από ονομαστικό σε μισό του ονομαστικού.

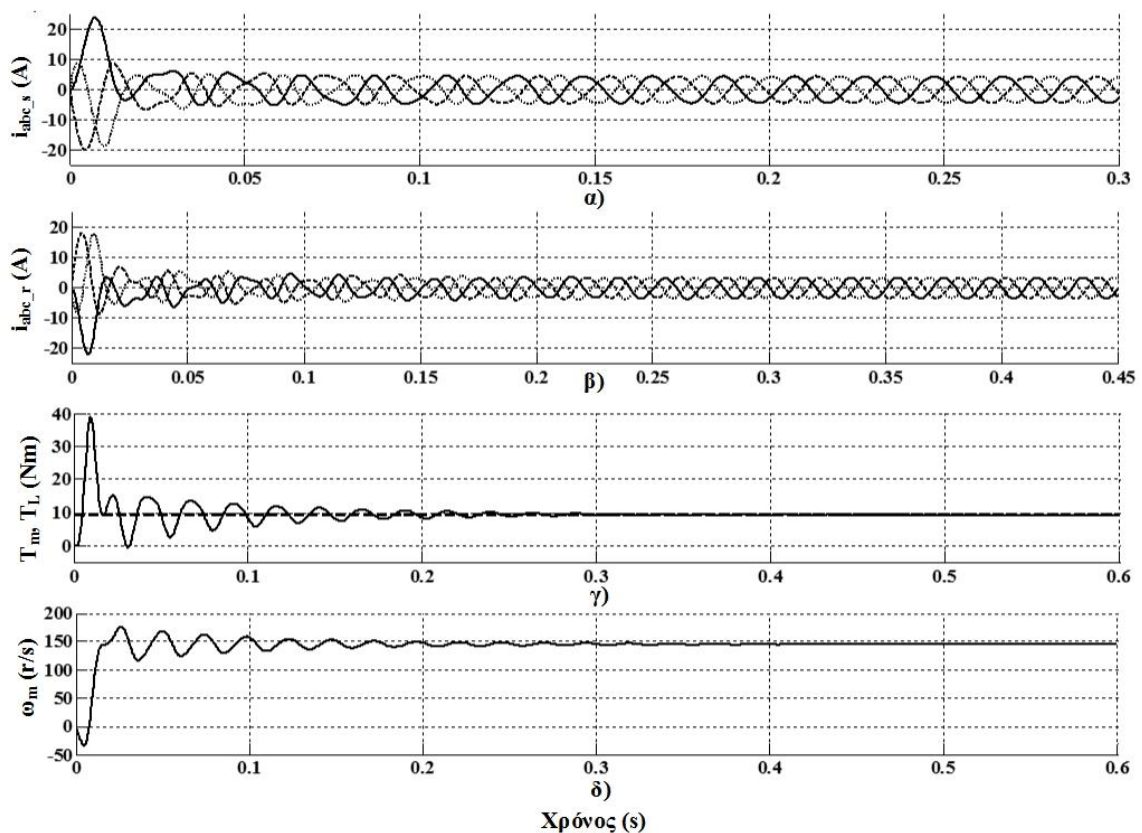
	Φασική τάση στάτη (RMS)	Ρεύμα γραμμής (RMS)	Αυτεπαγωγή μαγνήτισης $L_{m,sat}$
1	85.04	0.33	0.456
2	170.95	0.62	0.490
3	256.86	0.96	0.471
4	274.88	1.06	0.460
5	291.33	1.16	0.443
6	309.00	1.22	0.448
7	327.53	1.33	0.433
8	344.68	1.44	0.420
9	362.35	1.56	0.407
10	379.84	1.70	0.391
11	387.98	1.79	0.380
12	397.68	1.88	0.370
13	405.47	1.99	0.356
14	414.13	2.10	0.345
15	422.79	2.21	0.333
16	430.76	2.33	0.321
17	440.11	2.47	0.309
18	448.95	2.63	0.295
19	458.47	2.81	0.281
20	466.27	2.98	0.268
21	474.93	3.20	0.254
22	483.59	3.38	0.244
23	487.23	3.49	0.238
24	495.89	3.78	0.223
25	503.16	3.95	0.215
26	510.95	4.20	0.205
27	517.88	4.47	0.194
28	525.16	4.62	0.190
29	528.62	4.73	0.186
30	536.42	4.98	0.179
31	547.67	5.44	0.166
32	559.63	6.00	0.152
33	577.99	6.84	0.136

**Πίνακας 2.2. Μετρήσεις τάσης ρεύματος ασύγχρονης μηχανής 2hr και οι αντίστοιχες υπολογισμένες αυτεπαγωγές μαγνήτισης**

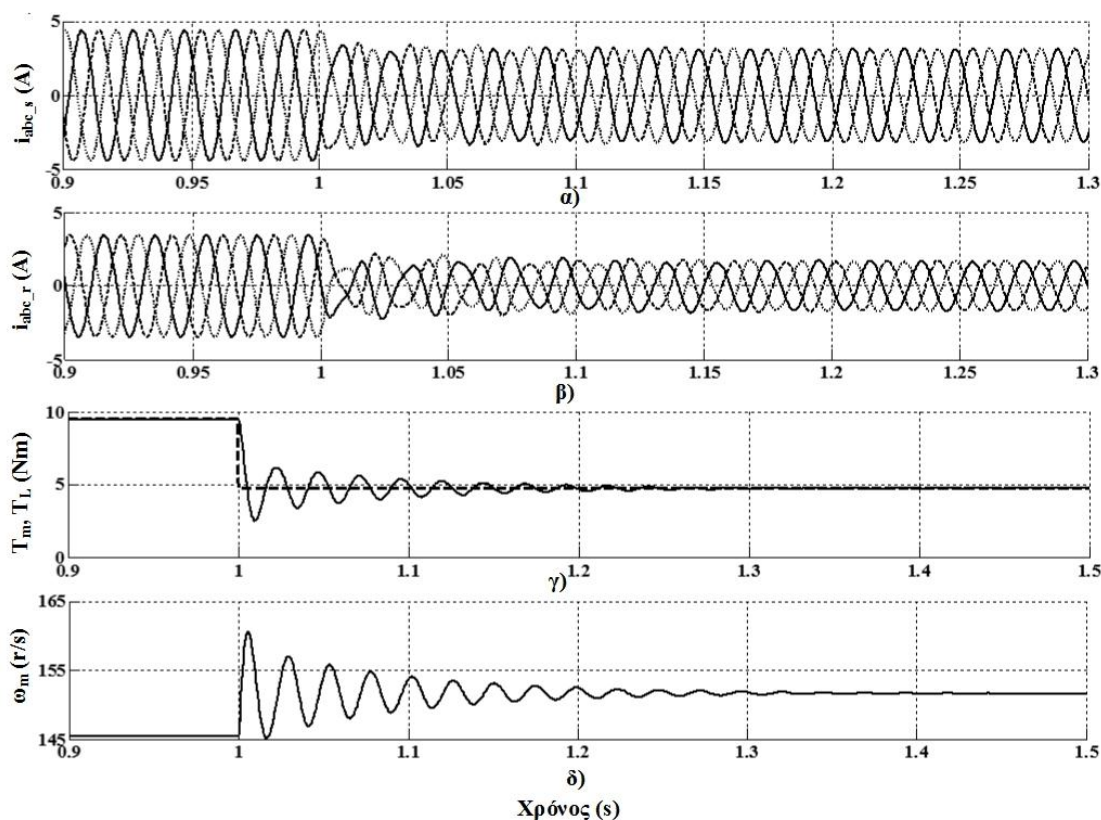




Σχήμα 2.11. Στο σχήμα διακρίνονται τα εξής : α) Μετρήσεις κορεσμού πραγματικής μηχανής (+), β) Καμπύλη κορεσμού προτεινόμενου μοντέλου όπου αγνοείται το φαινόμενο του κορεσμού (διακεκομμένη γραμμή), γ) Καμπύλη κορεσμού πλήρους μοντέλου (συνεχής γραμμή)



Σχήμα 2.12. Εκκίνηση υπό ονομαστική τάση και φορτίο : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$  (συνεχής γραμμή) και ροπή φορτίου  $T_L$  (διακεκομμένη γραμμή), δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$



Σχήμα 2.13. Αλλαγή φορτίου ( $t=1s$ ) υπό ονομαστική τάση : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc\_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc\_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$  (συνεχής γραμμή) και ροπή φορτίου  $T_L$  (διακεκομμένη γραμμή), δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$

## 2.3 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου

Η ιδέα πίσω από την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου σε μια μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος είναι ότι υπό συγκεκριμένες προϋποθέσεις μπορεί να ελεγχθεί όπως μια μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Αυτό σημαίνει ότι ο διανυσματικός έλεγχος μπορεί να πετύχει απόζευξη μεταξύ διέγερσης και απόκρισης, δηλαδή μεταξύ της μαγνητικής ροής και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Σαν αποτέλεσμα, έχουμε πολλαπλά πλεονεκτήματα όπως η ταχεία μεταβατική απόκριση και η ακρίβεια ελέγχου στροφών και θέσης που πριν την εμφάνιση του διανυσματικού ελέγχου αποτελούσαν αποκλειστικό προνόμιο των συστημάτων οδήγησης που χρησιμοποιούσαν μηχανές συνεχούς ρεύματος.

### 2.3.1 Αναλογία με DC σύστημα οδήγησης

Ιδανικά, μια ασύγχρονη μηχανή στην οποία εφαρμόζεται ο διανυσματικός έλεγχος πρέπει να λειτουργεί όπως μια μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης[2.1]. Η αναπτυσσόμενη ροπή σε μια DC μηχανής ξένης διέγερσης, αγνοώντας την αντίδραση τυμπάνου και τον κορεσμό του πεδίου, δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$(2.41) \quad T_e = K'_t I_a I_f$$

Όπου,

$I_a$  : ρεύμα τυμπάνου

$I_f$  : ρεύμα πεδίου

Σε μια μηχανή συνεχούς η ροή πεδίου,  $\Phi_f$ , η οποία παράγεται από το ρεύμα  $I_f$ , είναι εκ κατασκευής κάθετη προς τη ροή τυμπάνου  $\Phi_a$ , η οποία παράγεται από το ρεύμα  $I_a$ . Τα δύο διανύσματα ροής είναι στατικά στο χώρο και κάθετα μεταξύ τους. Αυτό μας δίνει τη δυνατότητα να ελέγξουμε το ρεύμα  $I_a$  και κατά συνέπεια την αναπτυσσόμενη ροπή χωρίς να επηρεαστεί η διέγερση και αντίστροφα. Το αποτέλεσμα της ανεξαρτησίας αυτής είναι γρήγορη δυναμική απόκριση και υψηλή αναλογία ροπής/ρεύματος, πλεονεκτήματα τα οποία δε μπορούν να επεκταθούν και στον έλεγχο μιας ασύγχρονης μηχανής λόγω του εγγενούς προβλήματος σύζευξης των εξισώσεων ροής και ροπής.

Για να γίνει δυνατός ο διανυσματικός έλεγχος πρέπει τα μεγέθη της μηχανής να μελετηθούν σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς στο οποίο εμφανίζονται σαν dc ποσότητες στη μόνιμη κατάσταση. Η ιδέα είναι η χρησιμοποίηση των συνιστωσών d,q του ρεύματος στάτη για τον έλεγχο της ροής και της ροπής αντίστοιχα. Συνεπώς, η συνιστώσα  $i_{ds}$  είναι ανάλογη με το ρεύμα πεδίου  $I_f$  και η συνιστώσα  $i_{qs}$  είναι ανάλογη με το ρεύμα τυμπάνου  $I_a$  μιας μηχανής συνεχούς. Έτσι, η ροπή μπορεί να γραφεί :

$$(2.42) \quad T_e = K_t \Phi_r i_{qs}$$

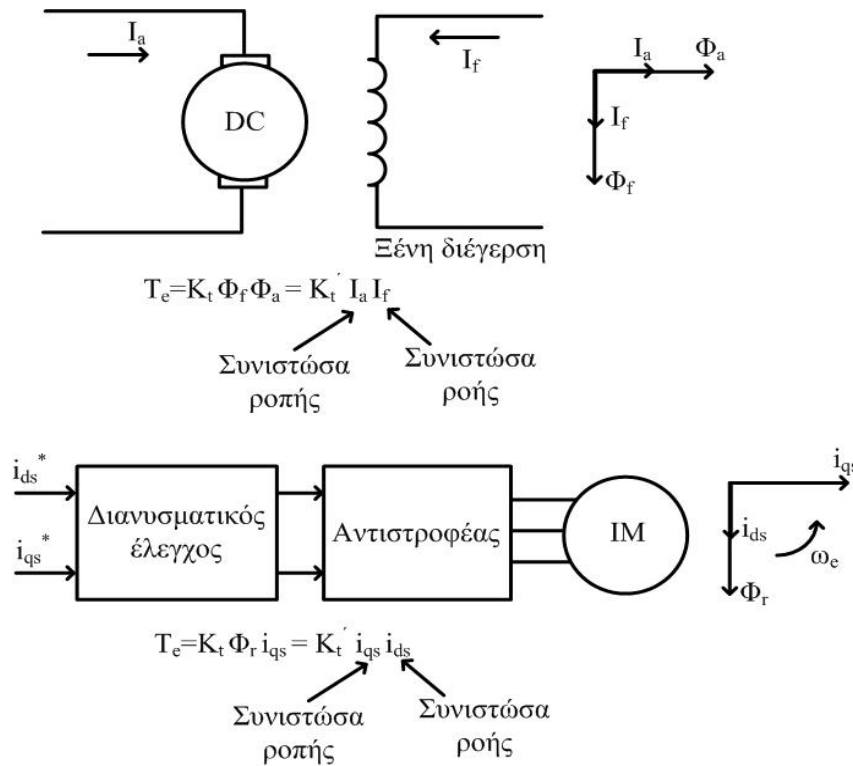
$$(2.43) \quad T_e = K'_t i_{ds} i_{qs}$$

Ωστόσο, ο διανυσματικός έλεγχος είναι δυνατός μόνο εάν η συνιστώσα  $i_{ds}$  βρίσκεται στην ίδια διεύθυνση με τη ροή του δρομέα  $\Phi_r$  και η συνιστώσα  $i_{qs}$  κάθετη σ' αυτή όπως φαίνεται στο σχήμα 2.14. Η καθετότητα των δύο διανυσμάτων σημαίνει πως η εντολή ρεύματος  $i_{qs}^*$  θα επηρεάσει μόνο το πραγματικό ρεύμα  $i_{qs}$  και κατ' επέκταση τη ροπή και όχι τη ροή  $\Phi_r$ . Ανάλογα, αν με κάποιο τρόπο αλλαχθεί η εντολή  $i_{ds}^*$  θα επηρεαστεί μόνο η ροή  $\Phi_r$ . Ο προσανατολισμός λοιπόν των ρευμάτων  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  σύμφωνα με το διάνυσμα της ροής δρομέα  $\Phi_r$  αποτελεί κρίσιμο σημείο στην υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου.

### 2.3.2 Προσανατολισμός με μαγνητική ροή δρομέα

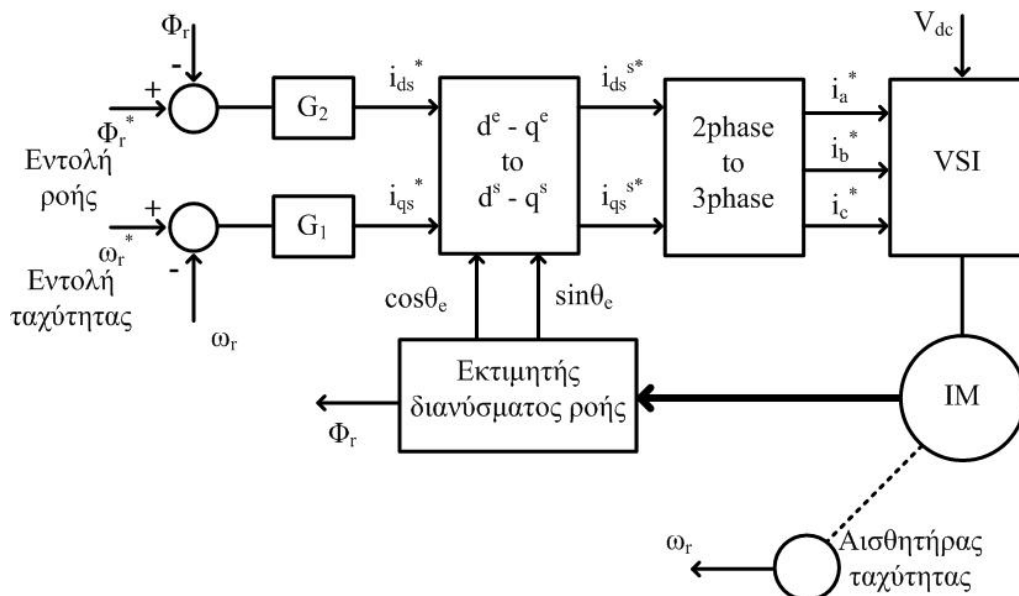
Το βασικό δομικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου ο οποίος υλοποιείται με τη βοήθεια ενός αντιστροφέα πηγής τάσης στον οποίο γίνεται διαμόρφωση εύρους παλμών παρουσιάζεται στο σχήμα 2.15. Οι εντολές ρεύματος  $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ , οι οποίες είναι σταθερές ποσότητες στο σύγχρονα στρεφόμενα πλαίσιο αναφοράς, μετασχηματίζονται στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια του μοναδιαίου διανύσματος που προκύπτει από την εκτίμηση των d,q συνιστωσών της ροής δρομέα,  $\Phi_{dr}^s$  και  $\Phi_{qr}^s$ . Ο τρόπος εκτίμησης του διανύσματος της ροής δρομέα αναλύεται στην επόμενη ενότητα. Ο μετασχηματισμός των εντολών ρεύματος από το στρεφόμενο στο

σταθερό πλαίσιο αναφοράς με τη χρησιμοποίηση του διανύσματος της ροής δρομέα ουσιαστικά εξασφαλίζει τον σωστό προσανατολισμό των ρευμάτων d,q του στάτη.



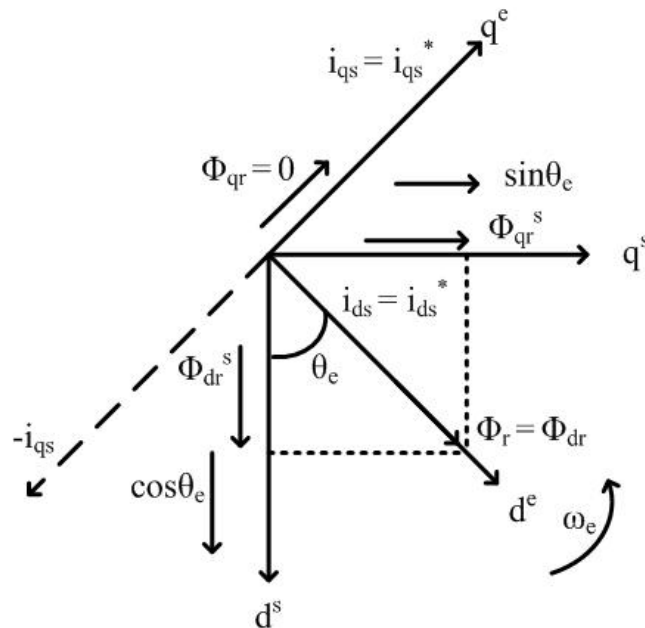
Σχήμα 2.14. Αναλογία μηχανής συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης με τον διανυσματικό έλεγχο ασύγχρονης μηχανής

Τα παραγόμενα λοιπόν ρεύματα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς μετασχηματίζονται από διφασικά σε τριφασικά και οδηγούνται στον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης ο οποίος ελεγχόμενος από κάποια τεχνική PWM θα παράγει τις αντίστοιχες τάσεις με σκοπό τα πραγματικά d,q ρεύματα του στάτη  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  να ακολουθούν τις εντολές  $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ . Οι εντολές παράγονται από τους βρόχους ροής και ταχύτητας.



Σχήμα 2.15. Λογικό διάγραμμα άμεσου διανυσματικού έλεγχου με προσανατολισμό ροής δρομέα

Ο σωστός προσανατολισμός των ρευμάτων  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ , όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, είναι ζήτημα κρίσιμης σημασίας για την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου. Γίνεται εφικτός με τη χρησιμοποίηση των d,q διανυσμάτων της μαγνητικής ροής δρομέα όπως εξηγείται στο σχήμα 2.16.



Σχήμα 2.16. Διανυσματικό διάγραμμα ds-qs και de-qe αξόνων στο οποίο παρουσιάζεται ο σωστός προσανατολισμός των ρευμάτων στάτη

Έχοντας σαν οδηγό το παραπάνω σχήμα μπορούν να γραφτούν οι ακόλουθες εξισώσεις :

$$(2.43) \quad \Phi_{dr}^s = \Phi_r \cos\theta_e$$

$$(2.44) \quad \Phi_{qr}^s = \Phi_r \sin\theta_e$$

Αλλιώς,

$$(2.45) \quad \cos\theta_e = \frac{\Phi_{dr}^s}{\Phi_r}$$

$$(2.46) \quad \sin\theta_e = \frac{\Phi_{qr}^s}{\Phi_r}$$

$$(2.47) \quad \Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^s{}^2 + \Phi_{qr}^s{}^2}$$

Όταν τα παραπάνω διανύσματα χρησιμοποιούνται για τον προσανατολισμό των ρευμάτων του στάτη το ρεύμα  $i_{ds}$  ευθυγραμμίζεται με τη ροή δρομέα, συνεπώς  $\Phi_r = \Phi_{dr}$ , και η συνιστώσα  $i_{qs}$  προσανατολίζεται κάθετα προς αυτό όπως φαίνεται στο σχήμα 2.16. Σ' αυτή τη περίπτωση ισχύει η εξίσωση (2.43) και η ασύγχρονη μηχανή μπορεί να ελεγχθεί σαν μια μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης.

### 2.3.3 Εκτίμηση διανύσματος ροής δρομέα

Για την εκτίμηση του διανύσματος ροής δρομέα χρησιμοποιούνται ευρέως το μοντέλο τάσεων και το μοντέλο ρευμάτων. Στην παρούσα διπλωματική επιλέχθηκε το μοντέλο ρευμάτων λόγω του πλεονεκτήματος του να μπορεί να αποδίδει από μηδενικές ταχύτητες. Το μοντέλο χρησιμοποιεί τα ρεύματα στάτη της μηχανής και την μηχανική ταχύτητα του δρομέα. Ακολουθούν οι εξισώσεις που αναπαριστούν το μοντέλο ρευμάτων σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς  $d^s$ - $q^s$  :

$$(2.48) \quad \frac{d\Phi_{dr}^s}{dt} + R_r i_{dr}^s + \omega_r \Phi_{qr}^s = 0$$

$$(2.49) \quad \frac{d\Phi_{qr}^s}{dt} + R_r i_{qr}^s - \omega_r \Phi_{dr}^s = 0$$

Προσθέτοντας κατά μέλη αντίστοιχα τους όρους  $(L_m R_r / L_r) i_{ds}^s$ ,  $(L_m R_r / L_r) i_{qs}^s$  και στις δύο εξισώσεις έχουμε :

$$(2.50) \quad \frac{d\Phi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \Phi_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s$$

$$(2.51) \quad \frac{d\Phi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \Phi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s$$

Ισχύουν οι :

$$(2.52) \quad \Phi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s$$

$$(2.53) \quad \Phi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s$$

Αντικαθιστώντας τις (2.52), (2.53) στις (2.48), (2.49) και απλοποιώντας παίρνουμε :

$$(2.54) \quad \frac{d\Phi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \Phi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr}^s$$

$$(2.55) \quad \frac{d\Phi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \Phi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr}^s$$

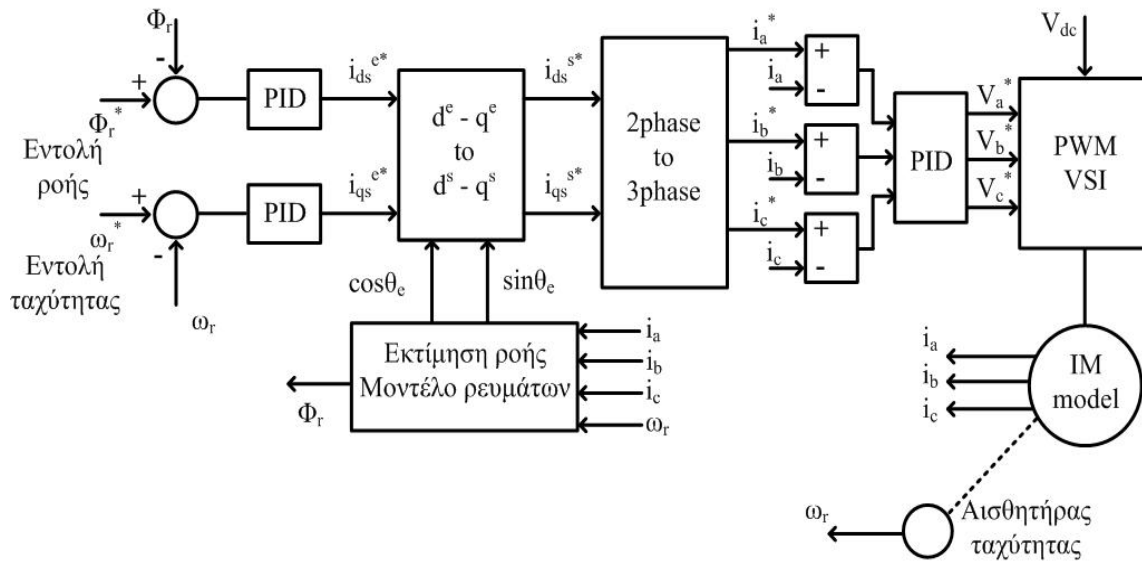
Όπου,

$T_r = L_r / R_r$  : η σταθερά χρόνου του κυκλώματος του δρομέα

Οι εξισώσεις (2.54), (2.55) μας δίνουν τις  $d, q$  συνιστώσες της ροής δρομέα σε συνάρτηση των ρευμάτων στάτη και της ταχύτητας του δρομέα. Συνεπώς, γνωρίζοντας αυτά τα σήματα γίνεται εφικτή η εκτίμηση της ροής δρομέα. Επίσης, μπορεί κανείς να διαπιστώσει ότι το μοντέλο ρευμάτων απαιτεί την ύπαρξη αισθητήρα ταχύτητας.

### 2.3.4 Μοντέλο άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου

Το μοντέλο διανυσματικού ελέγχου που τελικά αναπτύχθηκε παρουσιάζεται στο σχήμα 2.17.



Σχήμα 2.17. Δομικό διάγραμμα του μοντέλου διανυσματικού ελέγχου που υλοποιήθηκε

Οι εντολές ροές και ταχύτητας δίνονται από το χρήστη όπως και οι παράμετροι των ελεγκτών PID. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί πως η υλοποίηση του διανυσματικού είναι αλληλένδετη με την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών η οποία είναι υπεύθυνη για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Η τεχνική λοιπόν που θα χρησιμοποιηθεί επηρεάζει την απόδοση του συστήματος οδήγησης στη μεταβατική και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Επίσης, αφού κάθε τεχνική έχει διαφορετικά όρια γραμμικής περιοχής, πρέπει να αναφερθεί πως ο διανυσματικός έλεγχος παύει να υφίσταται σε περίπτωση που ο αντιστροφέας μπει σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιήθηκαν κυρίως τεχνικές οι οποίες δέχονται σαν είσοδο εντολές τάσης (ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, συνεχείς και ασυνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρησιμοποίηση διανυσμάτων χώρου) αλλά και η τεχνική ελέγχου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης η οποία δέχεται σαν είσοδο εντολές ρεύματος. Στη τελευταία τεχνική ο PID ελεγκτής που μετατρέπει τις εντολές ρεύματος σε εντολές τάσης δεν είναι απαραίτητος. Όλες οι τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν αναπτύσσονται στο επόμενο κεφάλαιο.

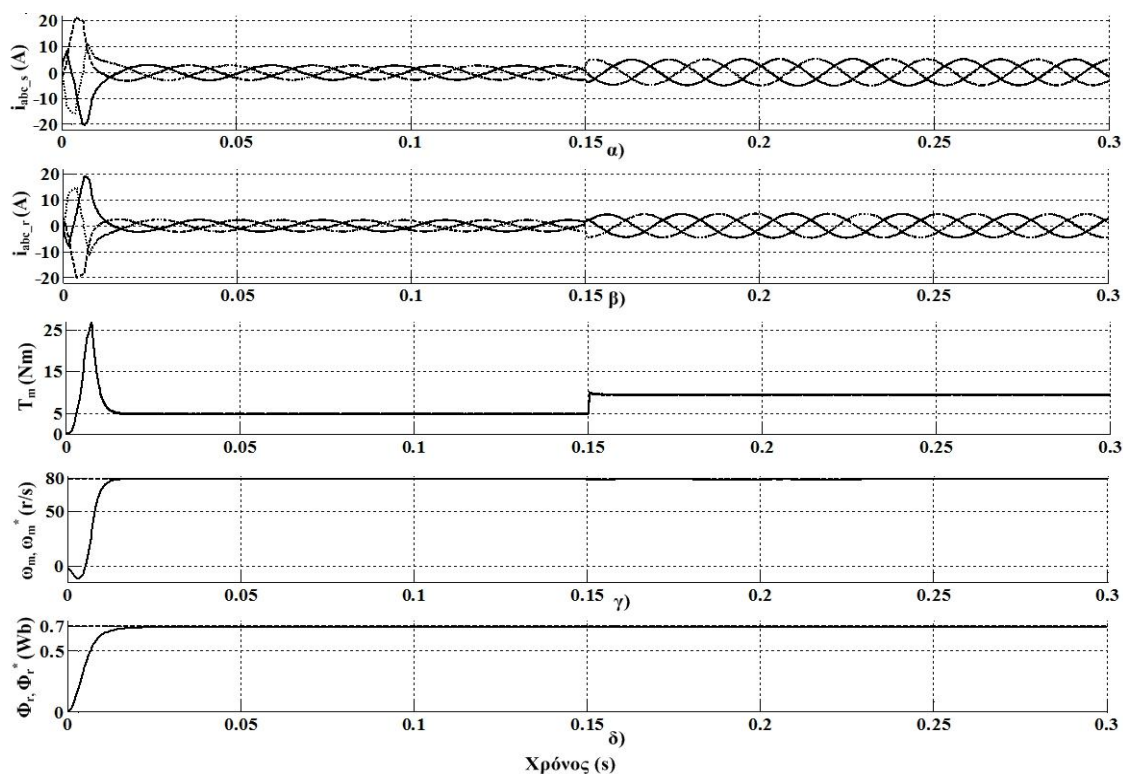
Στο σχήμα 2.18 φαίνεται η εκκίνηση του κινητήρα και μεταβολή φορτίου από μισό του ονομαστικού σε ονομαστικό φορτίο. Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν στο μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής είναι αυτές του κινητήρα 2hp (πίνακας 2.1). Ο αντιστροφέας οδηγείται από την τεχνική SVPWM με διακοπτική συχνότητα 10kHz. Οι παράμετροι των ελεγκτών PID δίνονται στον πίνακα 2.3 μαζί με τις εντολές ταχύτητας και ροής.

	PID ελεγκτής ταχύτητας	PID ελεγκτής ροής	PID ελεγκτής ρεύματος
Κέρδος αναλογικού τελεστή $G_p$	6.4	200	46
Κέρδος ολοκληρωτικού τελεστή $G_i$	3.2	50	15.5
Κέρδος διαφορικού τελεστή $G_d$	0.01	0.5	0
Εντολή ελέγχου *	80	0.7	-

Πίνακας 2.3. Παράμετροι ελεγκτών PID και εντολές ελέγχου

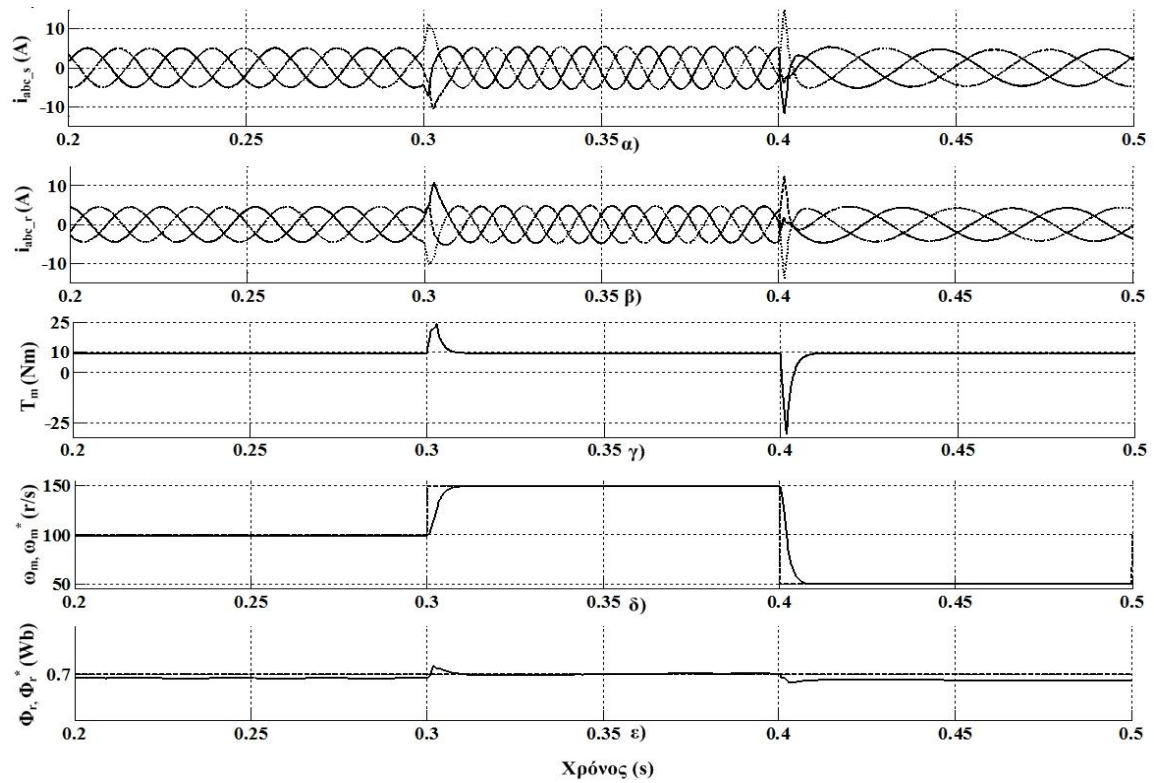
Στα σχήματα 2.19 και 2.20 παρουσιάζεται η απόκριση του κινητήρα σε μεταβολές της εντολής ταχύτητας,  $\omega_m^*$  και της εντολής ροής  $\Phi_r^*$ , αντίστοιχα. Είναι φανερό ότι ο κινητήρας μπορεί να παρακολουθήσει τις εντολές του αλγορίθμου ελέγχου σε πολύ καλό βαθμό.

Τέλος, κρίνεται σκόπιμο να γίνει ιδιαίτερη αναφορά στους PID ελεγκτές και συγκεκριμένα σε αυτόν που μετατρέπει τις εντολές ρεύματος σε εντολές τάσης έτσι ώστε αυτές να δοθούν σαν είσοδο στην εκάστοτε τεχνική PWM. Αποτελεί το «αδύναμο» σημείο του ελέγχου αφού ο προσδιορισμός των κερδών που θα παράγουν τις τάσεις εισόδου του αντιστροφέα αποτελεί ένα δύσκολο και πολύπλοκο πρόβλημα. Γενικότερα, ο προσδιορισμός κατάλληλων κερδών και για τους τρεις PID ελεγκτές αποτελεί μια ιδιαίτερα επίπονη και χρονοβόρα διαδικασία με αμφισβητήσιμα αποτελέσματα. Στην παρούσα διπλωματική τα κέρδη προσδιορίστηκαν με συνεχείς δοκιμές και τελικά επιλέχθηκαν αυτά που δημιούργησαν την καλύτερη ισορροπία μεταξύ των χαρακτηριστικών μεταβατικής απόκρισης, των σφαλμάτων μόνιμης κατάστασης και της ευστάθειας του συστήματος.

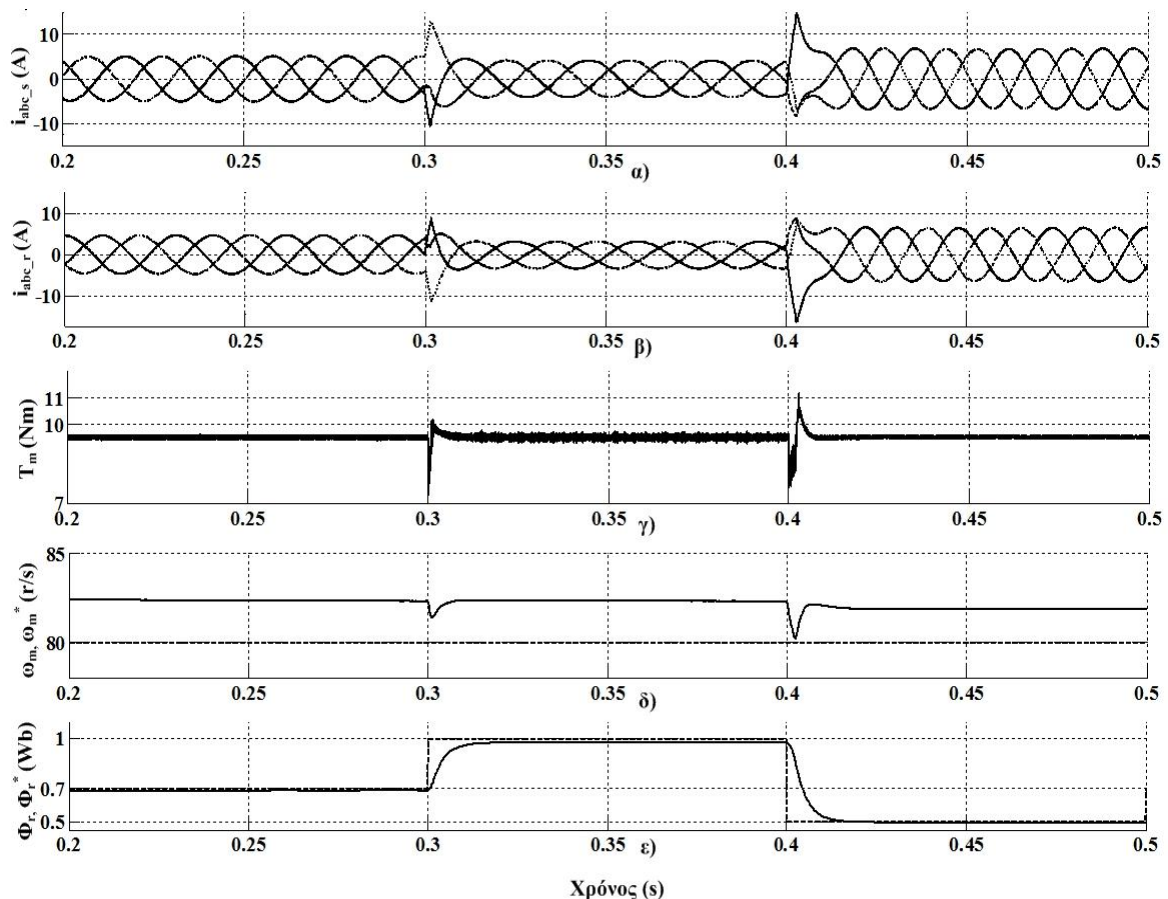


Σχήμα 2.18. Εκκίνηση και μεταβολή φορτίου ( $t=0.15s$ ) κινητήρα : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή δρομέα  $\Phi_r$  και εντολή ροής  $\Phi_r^*$





Σχήμα 2.19. Απόκριση κινητήρα σε μεταβολές ταχύτητας : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc,s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc,r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή δρομέα  $\Phi_r$  και εντολή ροής  $\Phi_r^*$



Σχήμα 2.20. Απόκριση κινητήρα σε μεταβολές ροής δρομέα : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc,s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc,r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή δρομέα  $\Phi_r$  και εντολή ροής  $\Phi_r^*$

## 2.4 Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control- DTFC ή DTC) αποτελεί μια προηγμένη τεχνική βαθμωτού ελέγχου ασύγχρονων μηχανών. Ο αλγόριθμος, όπως αποκαλύπτει και το όνομά του, ελέγχει τη ροπή και ροή της μηχανής άμεσα, επιλέγοντας κάθε φορά το κατάλληλο διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα μέσω ενός πίνακα αναφοράς (Lookup table).

### 2.4.1 Στρατηγική ελέγχου

Το δομικό διάγραμμα του αλγορίθμου φαίνεται στο σχήμα 2.21. Η εντολή ροπής προκύπτει από το βρόχο ελέγχου της ταχύτητας και η εντολή ροής στάτη από το δομική μονάδα προγραμματισμού ροής ή μπορεί να είναι μια σταθερή τιμή. Οι εντολές συγκρίνονται με τις πραγματικές τιμές και τα σφάλματα επεξεργάζονται από ελεγκτές ζώνης υστέρησης (Hysteresis Band Controllers). Οι ελεγκτές λειτουργούν σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις :

*Ελεγκτής ροής :*

$$(2.56) \quad H_{\Phi} = 1 \quad , \quad E_{\Phi} > +HB_{\Phi}$$

$$(2.57) \quad H_{\Phi} = -1 \quad , \quad E_{\Phi} < -HB_{\Phi}$$

*Ελεγκτής ροπής :*

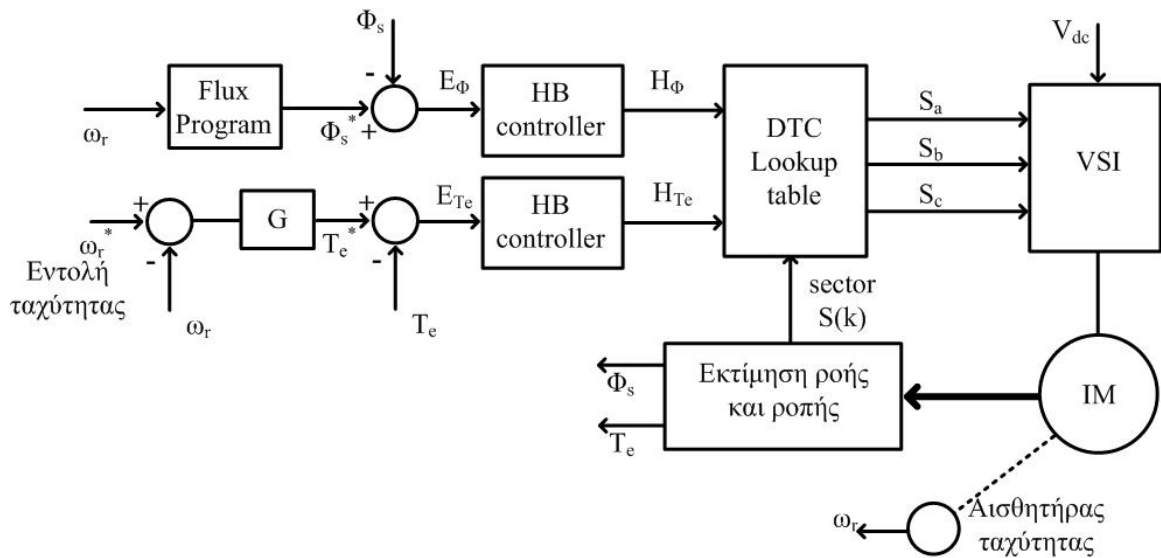
$$(2.58) \quad H_{T_e} = 1 \quad , \quad E_{T_e} > +HB_{T_e}$$

$$(2.59) \quad H_{T_e} = -1 \quad , \quad E_{T_e} < -HB_{T_e}$$

$$(2.60) \quad H_{T_e} = 0 \quad , \quad -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e}$$

Όπου  $2HB_{\Phi}$ ,  $2HB_{T_e}$  είναι η συνολική ζώνη υστέρησης των ελεγκτών ροής και ροπής αντίστοιχα.

Οι έξοδοι των ελεγκτών μαζί με τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της ροής στάτη (σχήμα 2.22) είναι οι είσοδοι του πίνακα αναφοράς το οποίο παράγει τους παλμούς για την επιλογή του κατάλληλου διανύσματος του αντιστροφέα. Ο αλγόριθμος με τη χρήση των συγκεκριμένων ελεγκτών καταφέρνει και κρατά τα ελεγχόμενα μεγέθη, δηλαδή την ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  και τη ροή στάτη  $\Phi_s$ , εντός των ορισμένων ζωνών υστέρησης. Ο τρόπος με τον οποίο το διάνυσμα της πραγματικής μαγνητικής ροής παρακολουθεί την εντολή φαίνεται στο σχήμα 2.22.



Σχήμα 2.21. Δομικό διάγραμμα αλγορίθμου άμεσου ελέγχου ροπής και ροής

Αγνοώντας την ωμική αντίσταση  $R_s$  του στάτη μπορούμε να γράψουμε :

$$(2.61) \quad \bar{V}_s = \frac{d}{dt}(\bar{\Phi}_s)$$

ή γράφοντάς τη σε διακριτή μορφή έχουμε :

$$(2.62) \quad \Delta \bar{\Phi}_s = \bar{V}_s \Delta t$$

που σημαίνει ότι το διάνυσμα της ροής μπορεί να αλλαχθεί βηματικά εφαρμόζοντας σε κάθε βήμα ( $\Delta t$ ) ένα διαφορετικό διάνυσμα τάσης στάτη όπως φαίνεται στο σχήμα 2.22(α). Η επίδραση του καθενός από έξι μη μηδενικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα στο διάνυσμα της ροής στάτη φαίνεται στο β) κομμάτι του σχήματος 2.22.

Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται κατανοητό πως ο αλγόριθμος μπορεί με άμεσο τρόπο να ελέγξει τη ροή στάτη. Όσον αφορά τη ροπή, από το μοντέλο μόνιμης κατάστασης της μηχανής ισχύει η σχέση :

$$(2.63) \quad T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_r L_{st}} \Phi_r \Phi_s \sin \gamma$$

Όπου,

$$L_{st} = L_s L_r - L_m^2$$

$\gamma$  : η γωνία μεταξύ του διανύσματος ροής στάτη και ροής δρομέα

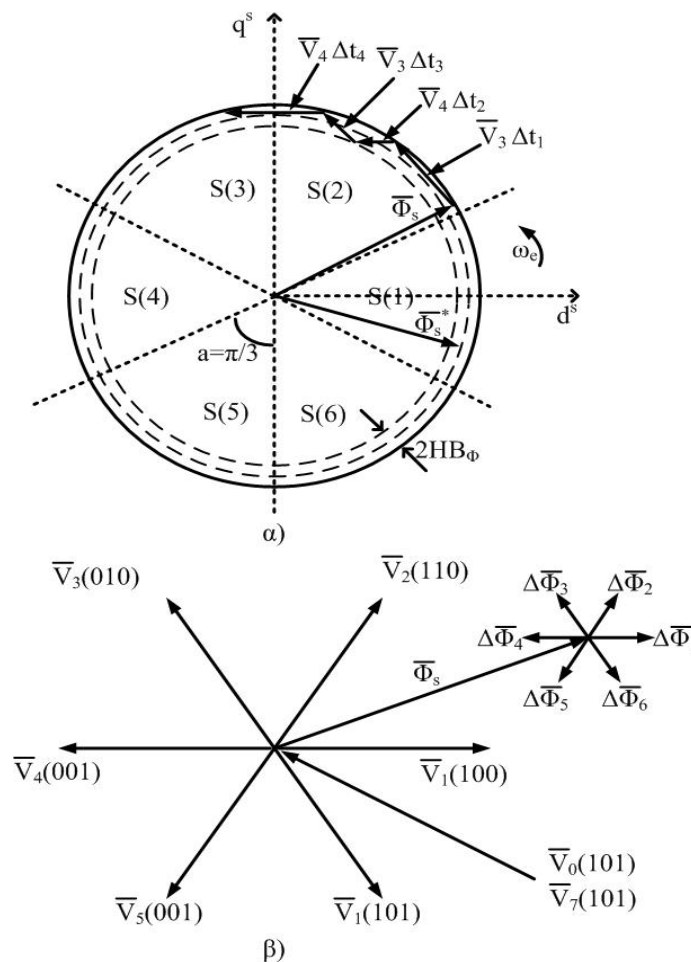
Η ροή δρομέα  $\Phi_r$  μεταβάλλεται αρκετά πιο αργά σε σχέση με ροή στάτη εξαιτίας της μεγάλης σταθεράς χρόνου  $T_r$ . Συνεπώς, αν θεωρήσουμε τη ροή δρομέα σταθερή για ένα χρονικό διάστημα  $\Delta t$  και λαμβάνοντας στο αντίστοιχο  $\Delta t$  τις αλλαγές  $\Delta \Phi_s$ ,  $\Delta \gamma$  παίρνουμε την εξίσωση :

$$(2.64) \quad \Delta T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_r L_{st}} \Phi_r (\Phi_s + \Delta \Phi_s) \sin \Delta \gamma$$

Από τις σχέσεις (2.62) και (2.64) μπορούμε να εξάγουμε τον πίνακα 2.4 στον οποίο βλέπουμε πως το κάθε διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα επηρεάζει τη ροή στάτη και την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω δημιουργείται ένας πίνακας αναφοράς ο οποίος έχει σαν είσοδο τις εξόδους των ελεγκτών ζώνης υστέρησης και τον τομέα που βρίσκεται το διάνυσμα της ροής στάτη και δίνει σαν έξοδο τους παλμούς που οδηγούν τον αντιστροφέα. Ο πίνακας αναφοράς ουσιαστικά αποτελεί την «καρδιά» του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής παρουσιάζεται στον πίνακα 2.5.

Διάνυσμα τάσης	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0,7</sub>
Φ <sub>s</sub>	↑	↑	↓	↓	↓	↑	0
T <sub>e</sub>	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓

Πίνακας 2.4. Μεταβολές ροπής και ροής ανάλογα με το επιβαλλόμενο διάνυσμα τάσης



Σχήμα 2.22. α) Τροχιά διανύσματος ροής και τοπολογία τομέων στον DTC, β) Διανύσματα τάσης αντιστροφέα και οι αντίστοιχες μεταβολές ροής σε χρονικό διάστημα  $\Delta t$

$H_\Phi$	$H_{T_e}$	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
1	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
-1	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

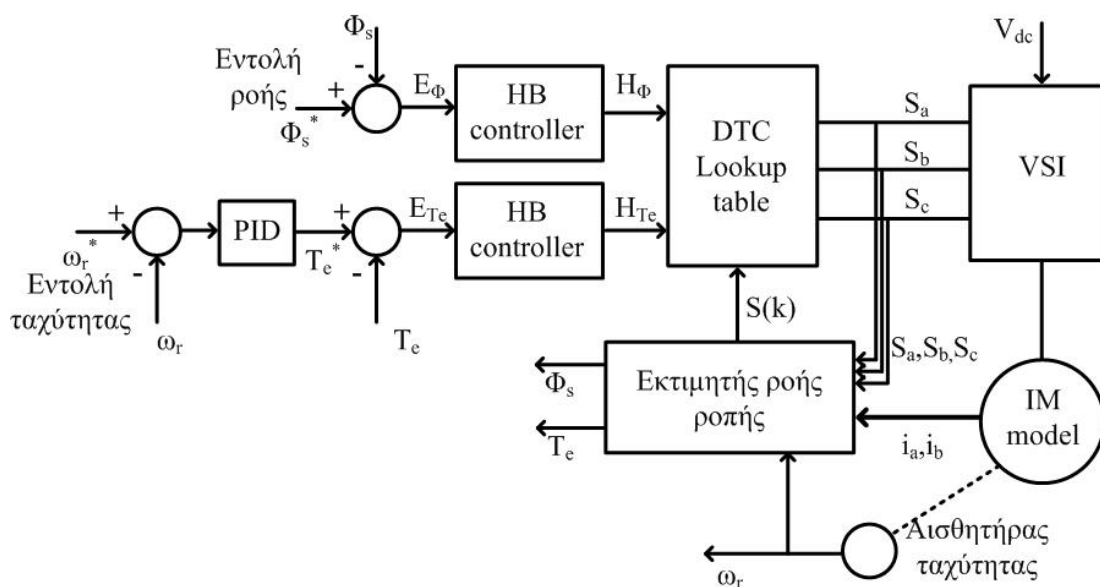
Πίνακας 2.5. Πίνακας αναφοράς επιλογής διανυσμάτων τάσης

Ο αλγόριθμος άμεσου ελέγχου ροπής και ροής παρουσιάζει μεταβατικά χαρακτηριστικά συγκρίσιμα μ' αυτά του αλγορίθμου διανυσματικού ελέγχου αλλά απαιτεί σημαντικά λιγότερη υπολογιστική ισχύ καθώς είναι πιο απλός. Μια σύνοψη των ειδικών χαρακτηριστικών που διαθέτει ο DTC δίνεται παρακάτω :

- Δεν υπάρχει βρόχος ελέγχου ρεύματος
- Δεν απαιτείται κάποια τεχνική PWM για τον έλεγχο του αντιστροφέα
- Δεν απαιτείται μετασχηματισμός μεταβλητών και διανυσμάτων
- Οι ελεγκτές ζώνης υστέρησης δημιουργούν κυμάτωση στη ροή και στη ροπή και η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή

### 2.4.2 Μοντέλο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής

Με βάση τα παραπάνω αναπτύχθηκε μοντέλο που υλοποιεί τον αλγόριθμο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής σε έναν ασύγχρονο κινητήρα (σχήμα 2.23).



Σχήμα 2.23. Δόμικο διάγραμμα μοντέλου άμεσου ελέγχου ροπής και ροής

Όλα τα υποσυστήματα του διαγράμματος έχουν αναλυθεί στις προηγούμενες ενότητες εκτός από τον εκτιμητή διανύσματος ροής στάτη και ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Ακολουθούν οι εξισώσεις οι οποίες διέπουν την λειτουργία του :

*Εκτίμηση ροής :*

$$(2.65) \quad \Phi_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt$$

$$(2.66) \quad \Phi_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt$$

$$(2.67) \quad \overline{\Phi}_s^s = \Phi_{qs}^s - j\Phi_{ds}^s$$

$$(2.68) \quad \Phi_s^s = \sqrt{\Phi_{qs}^s{}^2 + \Phi_{ds}^s{}^2}$$

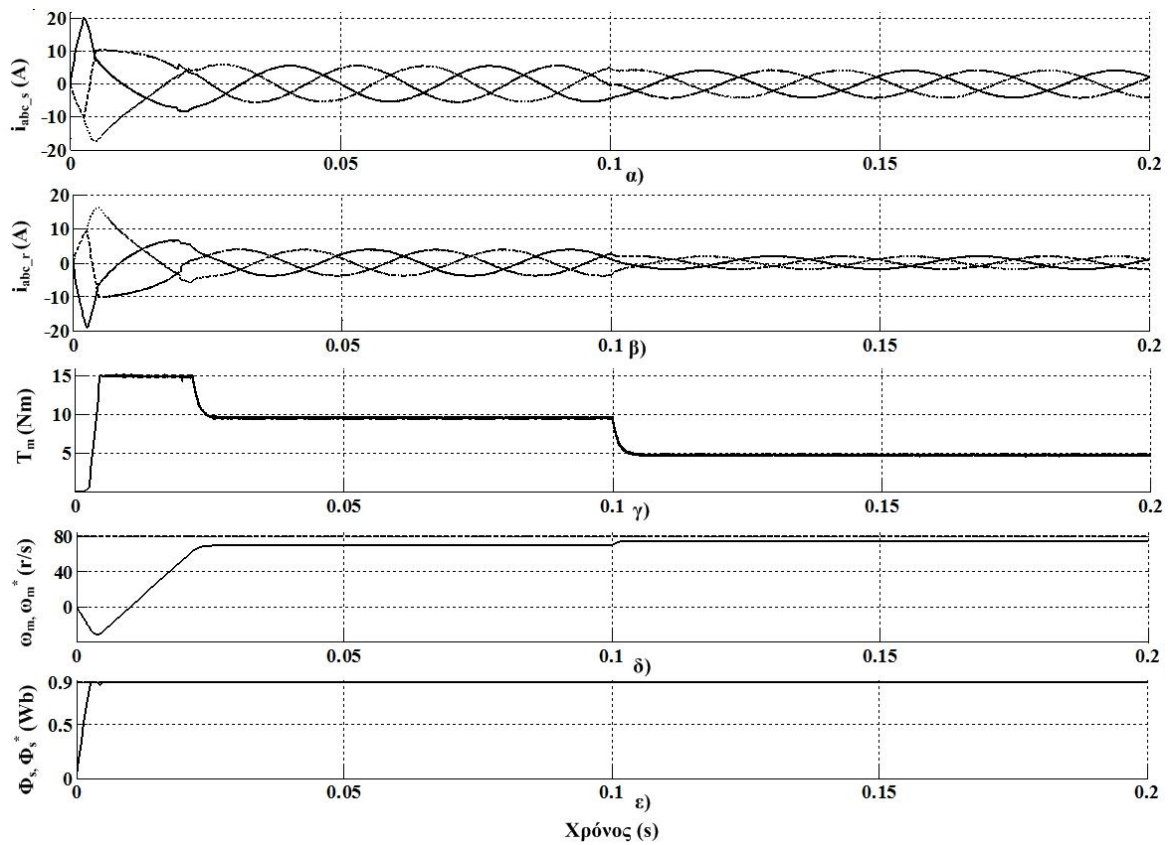
$$(2.69) \quad \theta_{\Phi_s^s} = \cos^{-1} \frac{\Phi_{qs}^s}{-\Phi_{ds}^s}$$

*Εκτίμηση ροπής :*

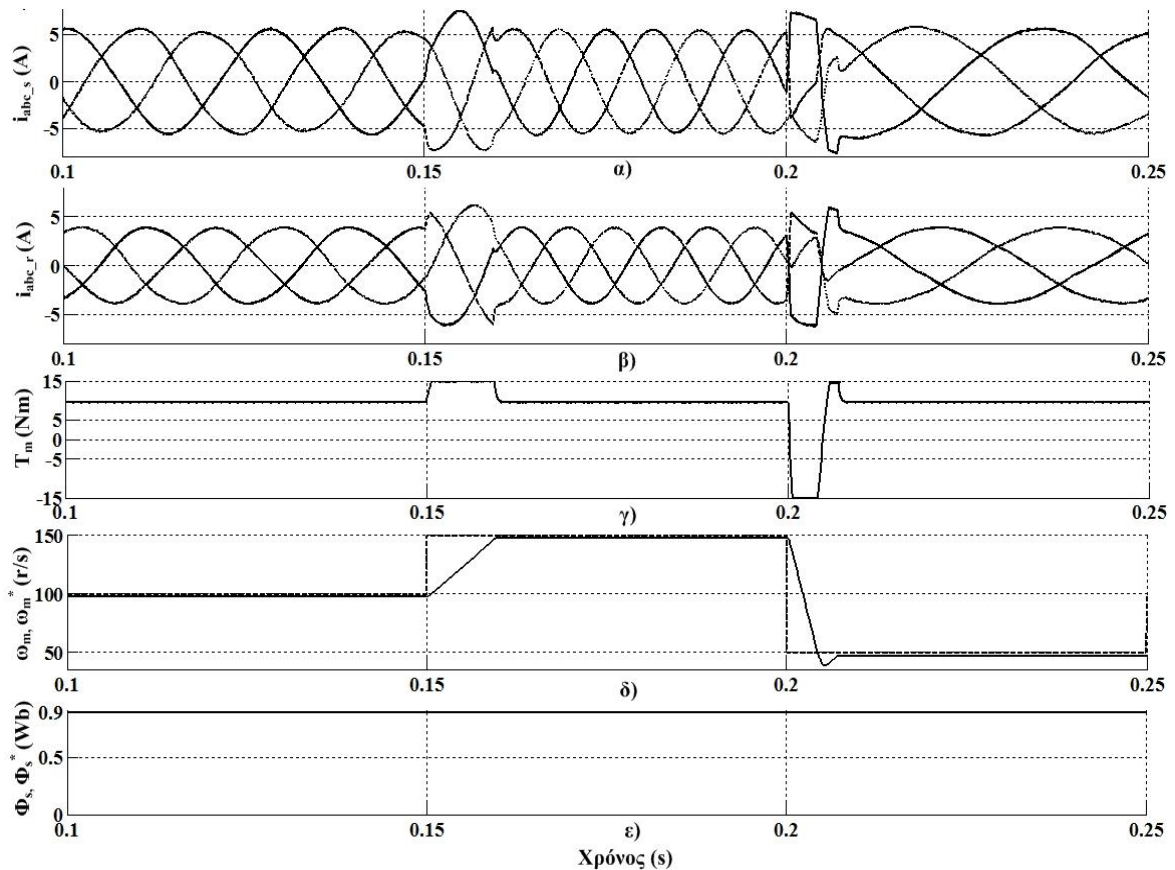
$$(2.70) \quad T_e = \frac{3}{2} P_p (\Phi_{ds}^s i_{qs}^s - \Phi_{qs}^s i_{ds}^s)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν από το δυναμικό d,q μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής όπως αυτό αναπτύχθηκε σε προηγούμενη ενότητα. Οι τάσεις προκύπτουν μέσω των παλμών  $S_a, S_b, S_c$  από το μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα και με μετασχηματισμό Park. Επίσης, ο εκτιμητής χρειάζεται μόνο δύο από τα ρεύματα του στάτη αφού σε ισορροπημένα τριφασικά συστήματα όπως το συγκεκριμένο ισχύει ότι  $i_c = -(i_a + i_b)$ . Στη συνέχεια, με μετασχηματισμό Park παίρνουμε τα ρεύματα στάτη στο σταθερό πλαίσιο d,q.

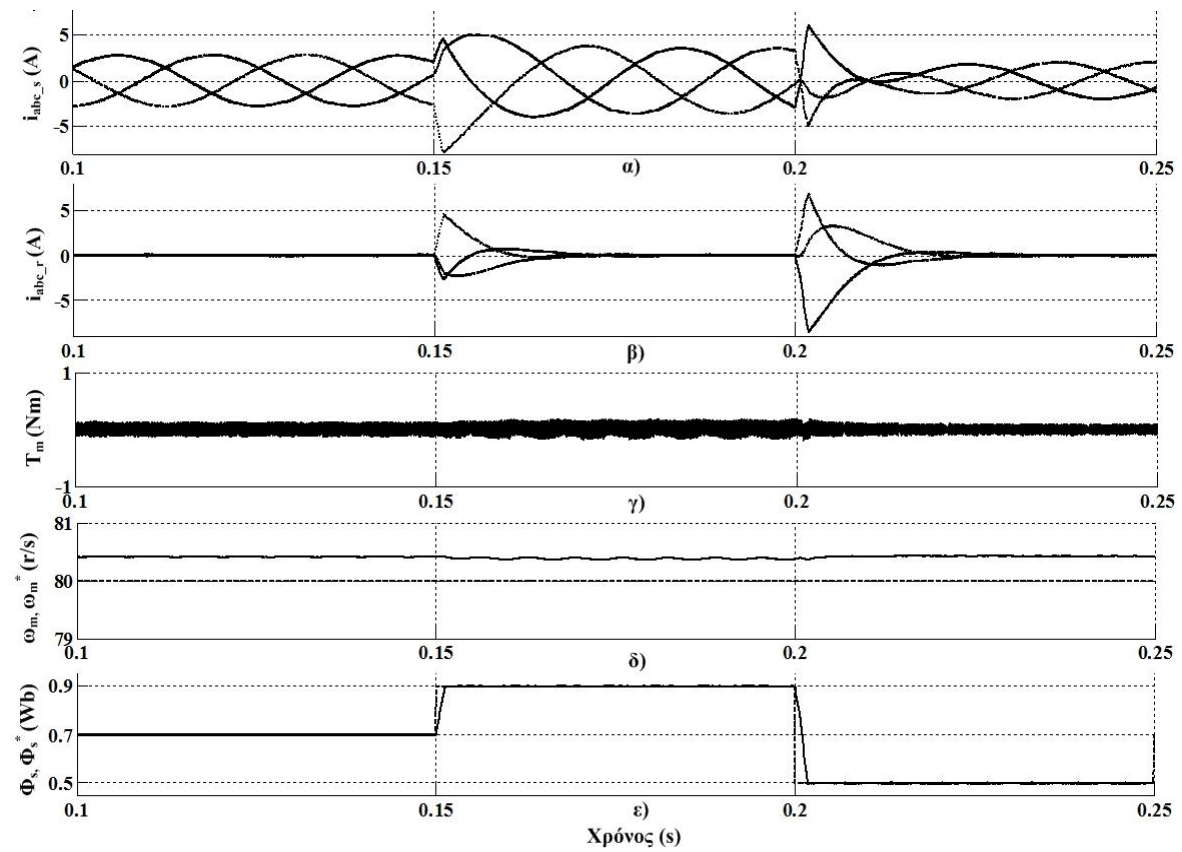
Στα σχήματα 2.24, 2.25 και 2.26 παρουσιάζονται προσομοιώσεις του μοντέλου. Παρατηρώντας κανείς τις κυματομορφές των μεγεθών βλέπει ότι το μοντέλο πετυχαίνει ακριβή, ταχύ και εύρωστο έλεγχο του ασύγχρονου κινητήρα.



Σχήμα 2.24. Εκκίνηση και μεταβολή φορτίου ( $t=0.1s$ ): α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$



Σχήμα 2.25. Απόκριση κινητήρα σε μεταβολές ταχύτητας: α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$



Σχήμα 2.26. Απόκριση κινητήρα σε μεταβολές ροής στάτη : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc,s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc,r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$



## 2.5 Πίνακας βιβλιογραφίας

- [2.1] Bimal K. Bose, “*Modern Power Electronics and AC Drives*”, Prentice Hall PTR, 2002
- [2.2] Αλέξανδρος Δημητρίου Αλεξάνδρου, “*Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ρύθμισης διεγέρσεως ασύγχρονου κινητήρα για τον έλεγχο των απωλειών*”, Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, 2010
- [2.3] Ι.Α. Τεγόπουλος, “*Ηλεκτρικές Μηχανές Μέρος Β’ Μόνιμη Κατάσταση*”, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991
- [2.4] Ευάγγελος Μιχαήλ Τσαμπούρης, “*Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών*”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2008
- [2.5] Andrzej M. Trzynadlowski, “*Control of induction motors*”, Academic Press, 2001



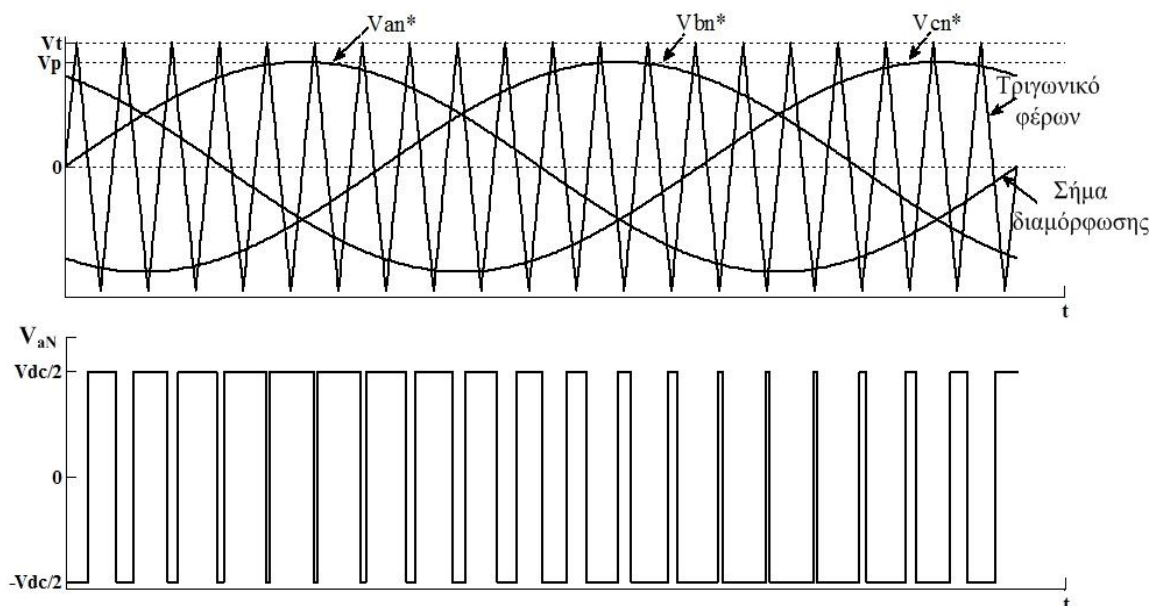
## 3 Κλασικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθούν κλασικές τεχνικές διαμόρφωσης οι οποίες έχουν χρησιμοποιηθεί και χρησιμοποιούνται κατά κόρον στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Εκτός της ιδιαίτερης δημοφιλίας τους, αποτελούν και τον πιο αντιπροσωπευτικό εκπρόσωπο της κατηγορίας τεχνικών διαμόρφωσης στην οποία ανήκουν. Συγκεκριμένα, η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (*SPWM*) είναι μια αναλογική τεχνική διαμόρφωσης τάσεων, η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση διανυσμάτων χώρου (*SVPWM*) μια ψηφιακή τεχνική διαμόρφωσης τάσεων ενώ ο έλεγχος ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (*HBPWM*) μια τεχνική διαμόρφωσης ρευμάτων. Πέραν της θεωρητικής ανάλυσης, παρουσιάζονται τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν για τις ανάγκες της διπλωματικής εργασίας και προσομοιώσεις των συστημάτων που υλοποιούν.

### 3.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM)

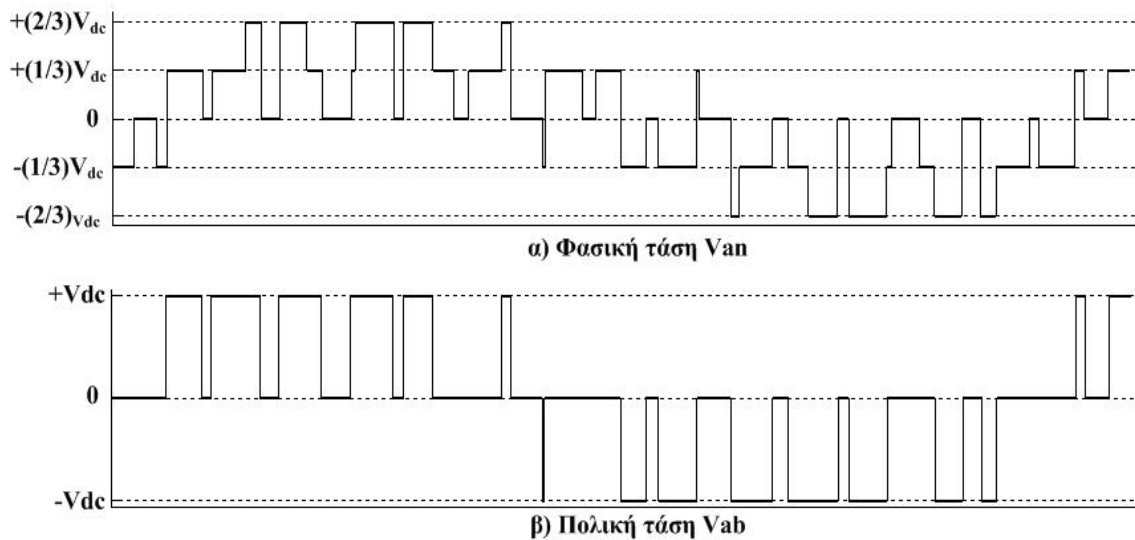
#### 3.1.1 Θεωρητικό υπόβαθρο

Αποτελεί την πλέον διαδεδομένη τεχνική διαμόρφωσης σε βιομηχανικές εφαρμογές. Η αρχή λειτουργίας της φαίνεται στο σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1. Λειτουργία τεχνικής SPWM σε τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων

Ένα τριγωνικό κύμα με συχνότητα  $f_c$  συγκρίνεται με τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς. Στα χρονικά διαστήματα που το τριγωνικό φέρων κύμα είναι μεγαλύτερο από το σήμα αναφοράς δημιουργούνται παλμοί οι οποίοι θέτουν σε λειτουργία τον ημιαγωγικό διακόπτη  $Q_4$  που θα οδηγήσει την ημιγέφυρα (βλ. σχήμα 2.3) να δώσει έξοδο  $-V_{dc}/2$ . Το αντίστροφο συμβαίνει όταν το τριγωνικό φέρων είναι μικρότερο από το σήμα αναφοράς. Οι μεταγωγές συμβαίνουν στα σημεία τομής των δύο κυμάτων. Μ' αυτό τον τρόπο προκύπτει η κυματομορφή της τάσης φάσης  $a$  ως προς τον ουδέτερο κόμβο  $N$ ,  $V_{aN}$ , η οποία φαίνεται στο σχήμα 3.1. Η συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας αυτής της κυματομορφής είναι ίση με τη συχνότητα  $f$  του κύματος υπό διαμόρφωση, δηλαδή του ημιτόνου. Στο σχήμα 3.2 παρουσιάζονται τυπικές κυματομορφές φασικής και πολικής τάσης του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.2. Κυματομορφές φασικής τάσης ως προς απομονωμένο ουδέτερο και πολικής τάσης αντιστροφέα ελεγχόμενου με την τεχνική SPWM

Αναλύοντας κατά Fourier την τάση  $V_{aN}$  παίρνουμε :

$$(3.1) \quad V_{aN} = 0.5mV_{dc} \sin(\omega t + \varphi) + \text{υψίσυχνου\_όροι}(M\omega_c \pm N\omega)$$

Όπου,

$m$  : συντελεστής διαμόρφωσης

$\omega$  : θεμελιώδης κυκλική συχνότητα του σήματος αναφοράς σε ακτίνια

$\varphi$  : μετατόπιση φάσης η οποία προκύπτει από τη φάση του σήματος αναφοράς

$M, N$  : ακέραιοι με άθροισμα περιττό

Ο δείκτης διαμόρφωσης ορίζεται ως :

$$(3.2) \quad m = \frac{V_p}{V_t}$$

Όπου,

$V_p$  : η μέγιστη τιμή του σήματος διαμόρφωσης

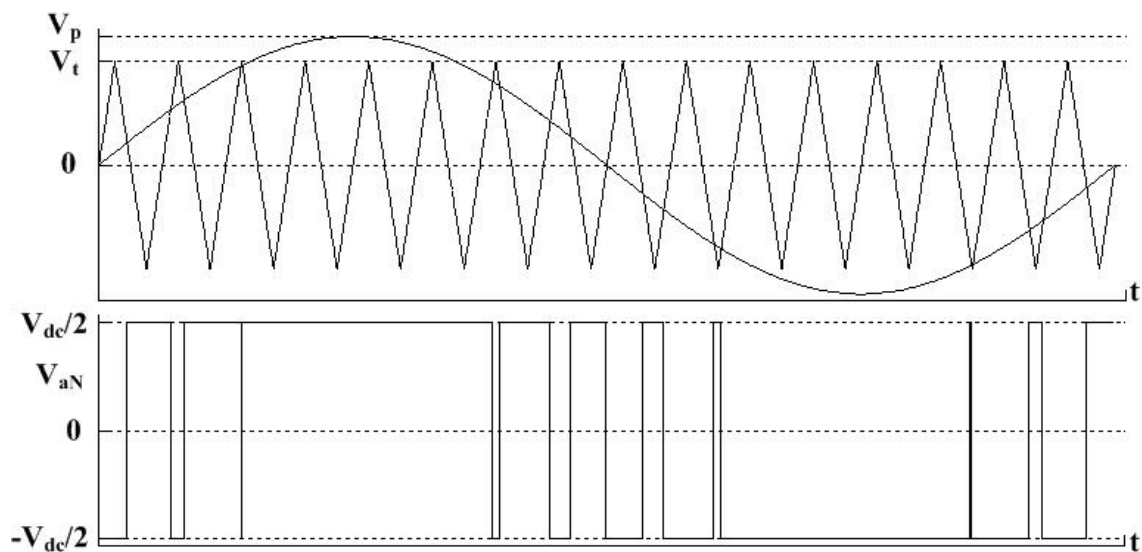
$V_t$  : η μέγιστη τιμή του τριγωνικού φέροντος

Ίδανικά, ο δείκτης διαμόρφωσης μπορεί να μεταβάλλεται από το 0 μέχρι το 1 ώστε να υπάρχει γραμμική σχέση μεταξύ του σήματος αναφοράς και της εξόδου. Ουσιαστικά ο αντιστροφέας λειτουργεί σαν γραμμικός ενισχυτής με κέρδος :

$$(3.3) \quad G = \frac{0.5mV_{dc}}{V_p} = \frac{0.5V_{dc}}{V_t}$$

Όταν ο δείκτης διαμόρφωσης είναι ίσος με τη μονάδα, τότε η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της εξόδου, όπως προκύπτει από την ανάλυση Fourier, είναι  $0.5V_{dc}$  το οποίο αντιστοιχεί στο 78.55% της μέγιστη τιμής τάσης ( $2V_{dc}/\pi$ ), η οποία αντιστοιχεί σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Επίσης, η κυματομορφή εξόδου της τεχνικής *SPWM* έχει αρμονικές συνιστώσες σε συχνότητες οι οποίες σχετίζονται με τη συχνότητα του τριγώνου ( $M\omega_c$ ) με εκατέρωθεν τους αρμονικές οι οποίες σχετίζονται με τη συχνότητα του ημιτόνου ( $\pm N\omega$ ). Το πλάτος των αρμονικών είναι ανεξάρτητο του λόγου  $\omega/\omega_c$  και φθίνει όσο αυξάνουν οι τιμές των  $M, N$ . Η επιλογή της συχνότητας του τριγώνου γίνεται με βάση την ελαχιστοποίηση των απωλειών του συστήματος αντιστροφέα-κινητήρα.

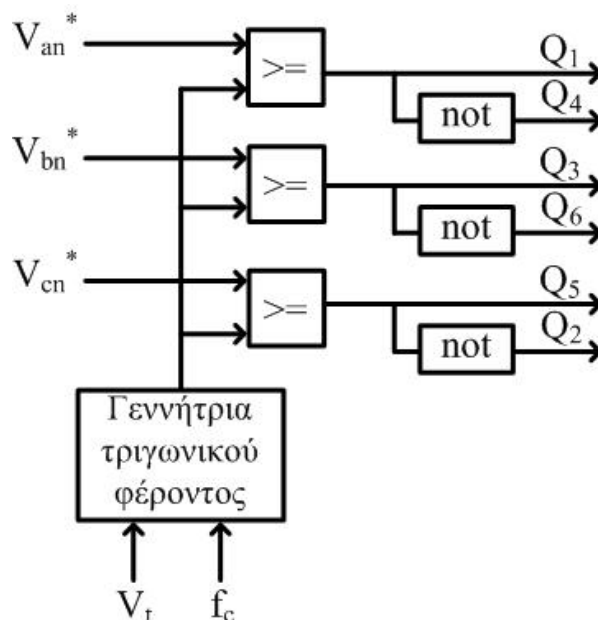
Τα παραπάνω γραμμικά χαρακτηριστικά του αντιστροφέα ισχύουν για δείκτες διαμόρφωσης μικρότερους της μονάδας. Αν ο δείκτης διαμόρφωσης υπερβεί τη μονάδα τότε ο αντιστροφέας μπαίνει στη περιοχή υπερδιαμόρφωσης της οποίας η λειτουργία περιγράφεται στο σχήμα 3.3. Καθώς το  $m$  αυξάνεται η διαμόρφωση του σήματος αναφοράς περιορίζεται σε όλο και μικρότερες περιοχές ώσπου τελικά η κυματομορφή εξόδου εκφυλίζεται σε τετραγωνικό παλμό. Σ' αυτή τη περίπτωση η τάση της θεμελιώδους συνιστώσας είναι  $2V_{dc}/\pi$ .



Σχήμα 3.3. Λειτουργία τεχνικής *SPWM* στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης

### 3.1.2 Μοντελοποίηση τεχνικής SPWM

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της τεχνικής *SPWM* αποτελεί η απλότητα, τόσο στη σύλληψη όσο και στην υλοποίησή της. Συνεπώς, το μοντέλο που αναπτύχθηκε (σχήμα 3.4) αποτελείται από τη γεννήτρια του τριγωνικού φέροντος, τρεις συγκριτές σημάτων και τρεις αναστροφείς σήματος. Στους συγκριτές γίνεται η σύγκριση του φέροντος με το σήμα διαμόρφωσης και το αποτέλεσμα της σύγκρισης αποτελεί τους παλμούς ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών.

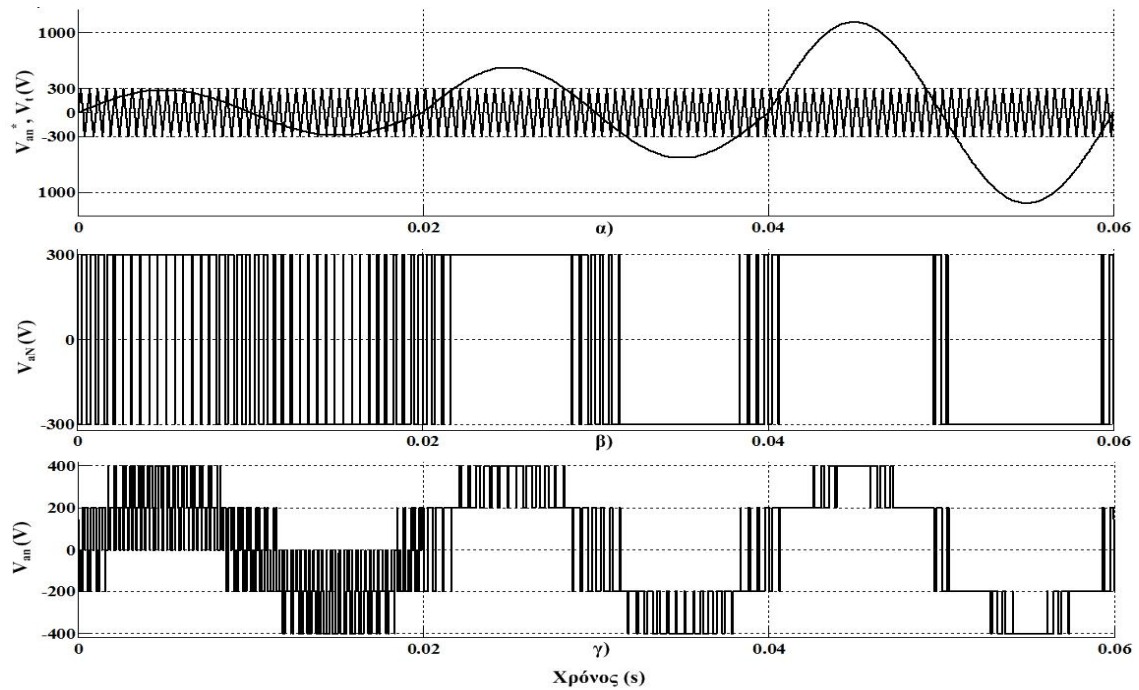


Σχήμα 3.4. Λογικό διάγραμμα μοντέλου τεχνικής SPWM

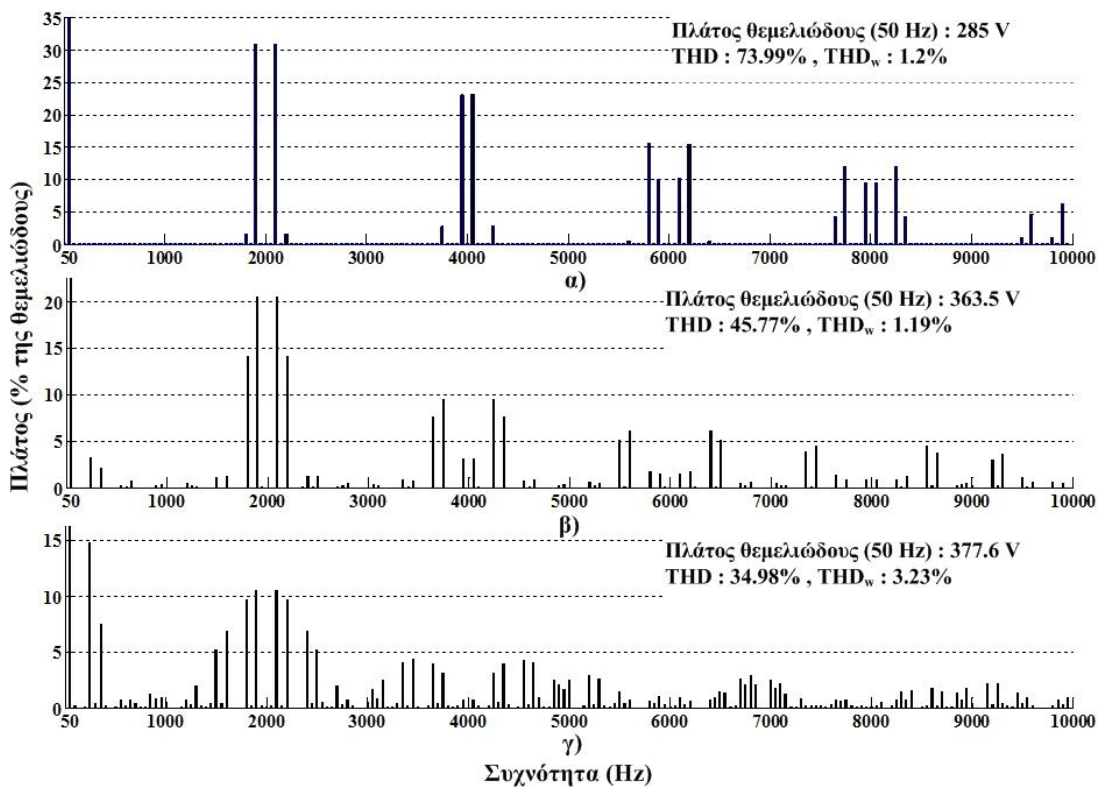
Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται η λειτουργία του μοντέλου σε τρεις διαφορετικούς συντελεστές διαμόρφωσης. Η πηγή ισχύος του αντιστροφέα είναι μια *dc* τάση,  $V_{dc}=600V$  και το τριγωνικό φέρον έχει συχνότητα  $2 kHz$ . Καθώς στις φάσεις *b,c* συμβαίνει ότι στη φάση *a*, απλά με καθυστέρηση  $120^\circ$  και  $240^\circ$  αντίστοιχα, δίνονται μόνο κυματομορφές της φάσης *a* για λόγους ευκρίνειας. Χαρακτηριστική είναι η μεταμόρφωση της κυματομορφής εξόδου του αντιστροφέα σε τετραγωνικό παλμό με την αύξηση του δείκτη διαμόρφωσης.

Στο σχήμα 3.6 δίνεται το φάσμα της φασικής τάσης  $V_{an}$  του αντιστροφέα για τους ίδιους δείκτες διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν στο σχήμα 3.5. Η διακοπτική συχνότητα, η οποία συμπίπτει με τη συχνότητα του τριγωνικού φέροντος  $f_c$ , είναι  $2 kHz$ . Μπορεί κανείς να παρατηρήσει πως το φάσμα στην περίπτωση *α*), βρίσκεται στις συχνότητες  $Mf_c \pm Nf$  όπως ήταν αναμενόμενο. Επίσης, το πλάτος της θεμελιώδους ανέρχεται στα  $285 V$ , τιμή επίσης αναμενόμενη αν λάβει κανείς υπόψη ότι στο τέλος της γραμμικής περιοχής η θεμελιώδης συνιστώσα έχει πλάτος  $300 V$ . Στις περιπτώσεις *β*), *γ*) όπου η τεχνική έχει περάσει στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, το φάσμα «απλώνει» και αρμονικές χαμηλής συχνότητας κάνουν την εμφάνισή τους. Αυτές οι χαμηλής τάξης αρμονικές αποτελούν σημαντική πηγή προβλημάτων για το σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα τα οποία θα αναλυθούν σε επόμενο κεφάλαιο. Το πλάτος της θεμελιώδους πλησιάζει σ' αυτό του τετραγωνικού παλμού,  $2V_{dc}/\pi=381.97V$ . Τέλος, βλέποντας κανείς

τις τιμές των συντελεστών αρμονικής παραμόρφωσης<sup>1</sup>, παρατηρεί ότι με τη χρησιμοποίηση βαρών παρέχεται μια πιο αντιπροσωπευτική βάση σύγκρισης.



Σχήμα 3.5. Λειτουργία μοντέλου σε διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης,  $t < 0.02s$   $m=0.95$ ,  $0.02 \leq t \leq 0.04s$   $m=1.9$ ,  $t > 0.04s$   $m=3.8$ , α) Σήμα διαμόρφωσης  $V_{an}^*$  και τριγωνικό φέρων  $V_i$ , β) Τάση εξόδου ως προς τη μεσαία λήψη N  $V_{aN}$ , γ) Τάση εξόδου ως προς τον απομονωμένο κόμβο n  $V_{an}$



Σχήμα 3.6. Φάσμα φασικής τάσης,  $V_{an}$ , ως προς απομονωμένο ουδέτερο n : α)  $m=0.95$ , β)  $m=1.9$ , γ)  $m=3.8$ . Η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι 2 kHz

<sup>1</sup>  $THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i \neq 1} V_i^2}$ ,  $THD_w = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i \neq 1} \left(\frac{V_i}{i}\right)^2}$

### 3.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση διανυσμάτων χώρου (Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM)

Η τεχνική αυτή βασίζεται στη κατάλληλη χρησιμοποίηση των χωρικών διανυσμάτων τάσης του αντιστροφέα με σκοπό τη δημιουργία τάσεων οι οποίες κατά μέσο όρο, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, ακολουθούν τις αντίστοιχες εντολές με βέλτιστο τρόπο. Είναι μια καθαρά ψηφιακή τεχνική, με την έννοια ότι απαιτεί υπολογισμούς οι οποίοι μπορούν να υλοποιηθούν αποκλειστικά με τη χρησιμοποίηση ενός DSP και δεν απαιτεί την ύπαρξη κάποιου αναλογικού κυκλώματος, όπως η SPWM για τη δημιουργία του τριγωνικού φέροντος.

Ένας τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων (σχήμα 2.3) έχει 8 διαθέσιμες καταστάσεις λειτουργίας οι οποίες παρουσιάζονται στον πίνακα 3.1 μαζί με τις αντίστοιχες φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο του φορτίου και τα παραγόμενα χωρικά διανύσματα. Έξι από αυτές είναι ενεργές (1-6) και δύο είναι μηδενικές (0,7) στις οποίες οι ακροδέκτες του φορτίου βραχυκυκλώνονται αφού βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής όλοι οι «κάτω» ή όλοι οι «πάνω» ημιαγωγικοί διακόπτες αντίστοιχα.

Κατάσταση	Διακόπτες $Q_n$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	Χωρικό διάνυσμα τάσης
0	$Q_4Q_6Q_2$	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
1	$Q_1Q_6Q_2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\bar{V}_1(100)$
2	$Q_1Q_3Q_2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\bar{V}_2(110)$
3	$Q_4Q_3Q_2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\bar{V}_3(010)$
4	$Q_4Q_3Q_5$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\bar{V}_4(011)$
5	$Q_4Q_6Q_5$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$\bar{V}_5(001)$
6	$Q_1Q_6Q_5$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\bar{V}_6(101)$
7	$Q_1Q_3Q_5$	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$

Πίνακας 3.1. Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα και αντίστοιχες φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο κόμβο του φορτίου

Ο δείκτης διαμόρφωσης ορίζεται ως :

$$(3.4) \quad m = \frac{|V^*|}{|V_{1sw}|}$$

Όπου,

$|V^*|$  : το πλάτος του διανύσματος αναφοράς

$|V_{1sw}|$  : το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του τετραγωνικού παλμού

Ο δείκτης διαμόρφωσης μεταβάλλεται από το 0 μέχρι το 1 όπου ο αντιστροφέας αποκτά λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Στη συνέχεια εξηγείται αναλυτικά η τεχνική



SVPWM σε καθεμία από τις τρεις περιοχές λειτουργίας της (γραμμική, περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1, περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2).

### 3.2.1 Γραμμική περιοχή ( $0 < m < 0.907$ )

Τα σήματα αναφοράς σε ένα τριφασικό αντιστροφέα είναι ημιτονοειδή, συνεπώς μπορούν να αναπαρασταθούν στο επίπεδο  $d, q$  από ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα,  $V^*$ . Το διάνυσμα αναφοράς όπως και η λειτουργία της τεχνικής στη γραμμική περιοχή παρουσιάζονται στο σχήμα 3.7.

Αν υποθέσουμε ότι η τάση αναφοράς βρίσκεται στον τομέα 1, όπως στο σχήμα, ένας βολικός τρόπος για να ανακασκευαστεί είναι η χρησιμοποίηση των δυο γειτονικών διανυσμάτων χώρου, του  $V_1$  και του  $V_2$ . Από το σχήμα το διάνυσμα αναφοράς  $V^*$  μπορεί να αναλυθεί ως εξής :

$$(3.5) \quad V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_a \sin\frac{\pi}{3}$$

$$(3.6) \quad V^* \sin(\alpha) = V_b \sin\frac{\pi}{3}$$

Λύνοντας ως προς  $V_a, V_b$  έχουμε :

$$(3.7) \quad V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$(3.8) \quad V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin(\alpha)$$

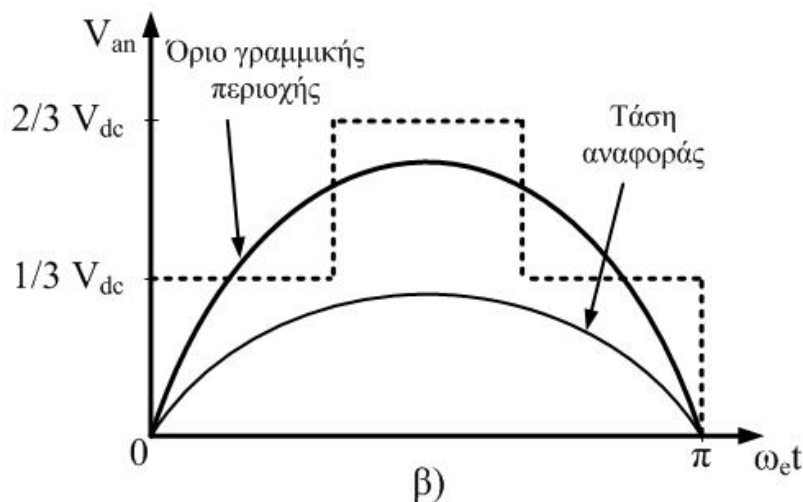
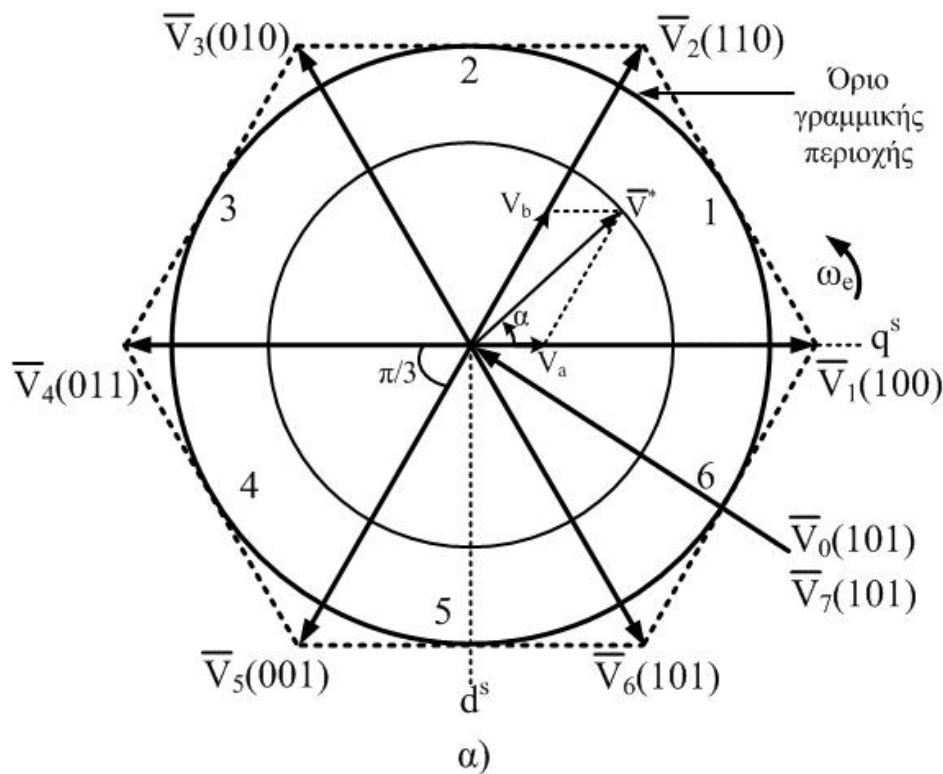
Όπου  $V_a, V_b$  είναι οι συνιστώσες του  $V^*$  στη διεύθυνση των χωρικών διανυσμάτων  $V_1, V_2$  αντίστοιχα. Αν θεωρήσουμε  $T_c$  το χρονικό διάστημα στο οποίο ο μέσος όρος της τάσης του αντιστροφέα πρέπει να ισούται με την αναφορά τότε με τη βοήθεια των παρακάτω εξισώσεων μπορούμε να υπολογίσουμε τα χρονικά διαστήματα  $t_a, t_b, t_0$  που πρέπει να χρησιμοποιηθούν τα διανύσματα  $V_1, V_2, V_{0\eta7}$ , αντίστοιχα, ώστε να ισχύει αυτή η παραπάνω ισότητα :

$$(3.9) \quad V^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0 \text{ or } V_7) \frac{t_0}{T_c}$$

$$(3.10) \quad V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ or } V_7) t_0$$

Όπου,

$$(3.11) \quad t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c$$



Σχήμα 3.7. α) Διανύσματα χώρου τριφασικού αντιστροφέα και ανάλυση τάσης αναφοράς, β) αντιστοιχία σε κυματομορφές φασικών τάσεων

$$(3.12) \quad t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c$$

$$(3.13) \quad t_0 = T_c - (t_a + t_b)$$

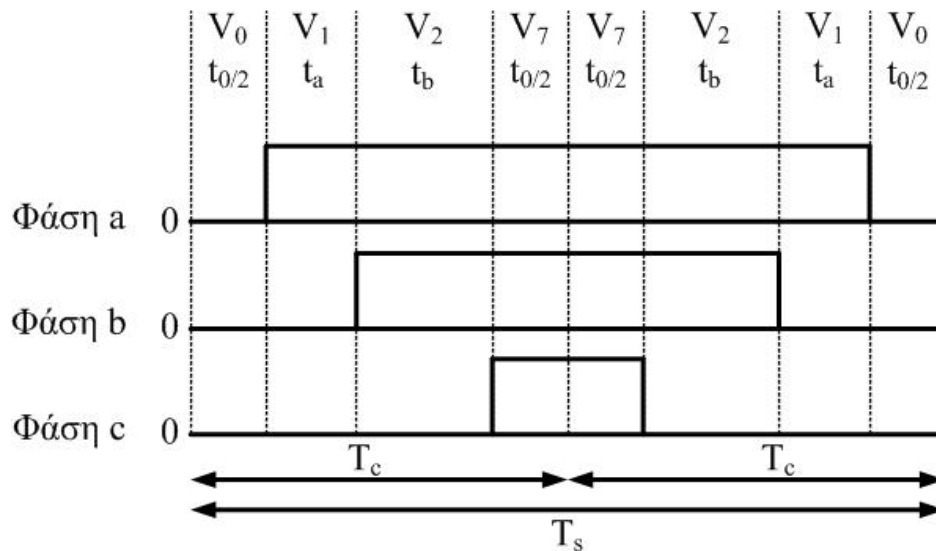
Στο σχήμα 3.6 φαίνονται για 2 διαδοχικά  $T_c$  συμμετρικοί παλμοί που ικανοποιούν τις εξισώσεις (3.11)-(3.13). Οι συμμετρικοί παλμοί έχουν ως αποτέλεσμα μειωμένο αρμονικό περιεχόμενο στη κυματομορφή εξόδου. Σ' αυτή τη περίπτωση η διακοπτική συχνότητα είναι  $f_s = 1/T_s = 1/(2T_c)$ , όπου  $T_s$  είναι η περίοδος δειγματοληψίας που χρησιμοποιείται στην υλοποίηση της τεχνικής. Η γραμμική λειτουργία τερματίζεται όταν η τάση αναφοράς βγει έξω από το όρια του εγγεγραμμένου στο κανονικό εξάγωνο,

το οποίο δημιουργείται από τα χωρικά διανύσματα του αντιστροφέα, κύκλου. Η μέγιστη τιμή του δείκτη διαμόρφωσης αντιστοιχεί συνεπώς στην ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου, η οποία είναι :

$$(3.14) \quad |V_m^*| = \frac{2}{3} V_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = 0.577 V_{dc}$$

Και ο αντίστοιχος δείκτης διαμόρφωσης :

$$(3.15) \quad m = \frac{|V_m^*|}{|V_{1sw}|} = \frac{0.577 V_{dc}}{(2/\pi) V_{dc}} = 0.907$$

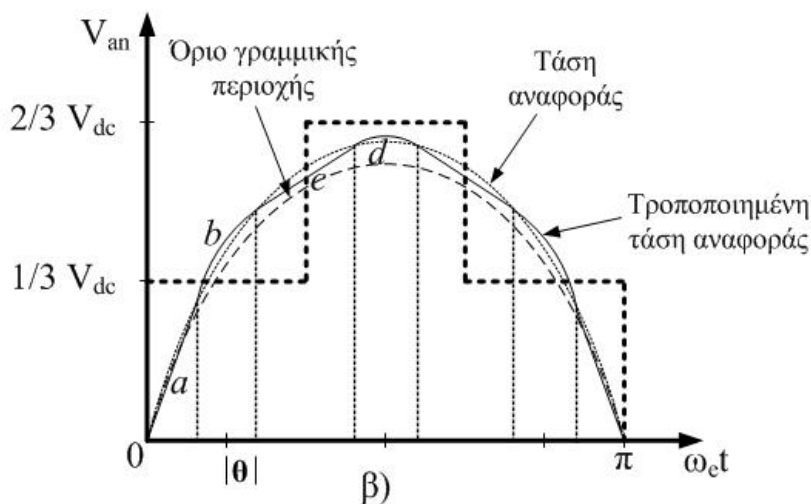
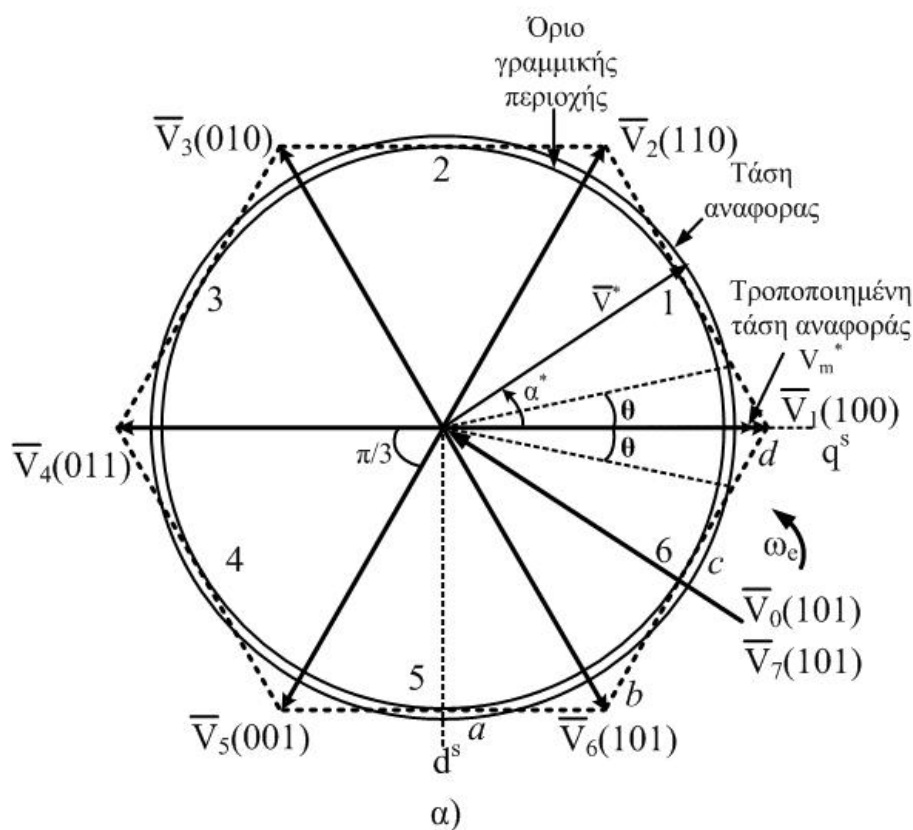


Σχήμα 3.8. Κατασκευή συμμετρικών τριφασικών παλμών

### 3.2.2 Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1 ( $0.907 < m < 0.952$ )

Σ' αυτή τη περίπτωση το διάνυσμα της τάσης αναφοράς  $V^*$  ξεπερνά τα όρια του εξαγώνου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9, και το τέμνει σε δύο σημεία ανά τομέα. Αυτό σημαίνει ότι κατά τη διάρκεια της κυκλικής του τροχιάς υπάρχουν γωνίες για τις οποίες βρίσκεται εκτός του εξαγώνου, το οποίο αποτελεί όριο της γραμμικής περιοχής, και γωνίες για τις οποίες βρίσκεται εντός του εξαγώνου.

Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα και να αποφευχθεί μειωμένη τάση εξόδου χρησιμοποιείται μια τροποποιημένη τάση αναφοράς, η οποία είναι μερικώς γραμμική, παρακολουθώντας το εξάγωνο και μερικώς κυκλική. Η κυκλική τροχιά έχει ακτίνα  $V_m^* > V^*$  ώστε να γίνεται αντιστάθμιση της απώλειας τάσης που εμφανίζεται στα γραμμικά κομμάτια και τέμνει το εξάγωνο υπό γωνία  $\theta$ . Οι εξισώσεις (3.11 – 3.13) ισχύουν για το κυκλικό κομμάτι της τροποποιημένης τροχιάς αντικαθιστώντας το  $V^*$  με το  $V_m^*$ . Όσον αφορά το γραμμικό κομμάτι, τα μηδενικά διανύσματα δε χρησιμοποιούνται στη ανακατασκευή του διανύσματος αναφοράς, συνεπώς, υπάρχουν μόνο οι χρόνοι  $t_a, t_b$  οι οποίο δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις :



Σχήμα 3.9. α) Τροχιές τάσης στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1, β) αντίστοιχες φασικές τάσεις

$$(3.16) \quad t_a = T_c \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha}$$

$$(3.17) \quad t_b = T_c - t_a$$

Με τη βοήθεια του σχήματος 3.9 β) μπορούμε να εξάγουμε την εξίσωση υπολογισμού της τροποποιημένης τάσης  $V_m^*$ . Η κυματομορφή τάσης  $V_{an}$ , η οποία θεωρείται ίση με την τροποποιημένη τάση αναφοράς, μπορεί να προσεγγιστεί με ευθύγραμμα τμήματα και ημίτονα. Ακολουθούν οι εξισώσεις για τμήματα a, b, c, d όπως αυτά φαίνονται στο σχήμα 3.9 :

Τμήμα a :

$$(3.18) \quad v_1 = m_1 \theta_e, \quad 0 < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)$$

Τμήμα *b* :

$$(3.19) \quad v_2 = V_m^* \sin \theta_e, \quad \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} + \theta\right)$$

Τμήμα *c* :

$$(3.20) \quad v_3 = A + \frac{m_1}{2} \theta_e, \quad \left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$$

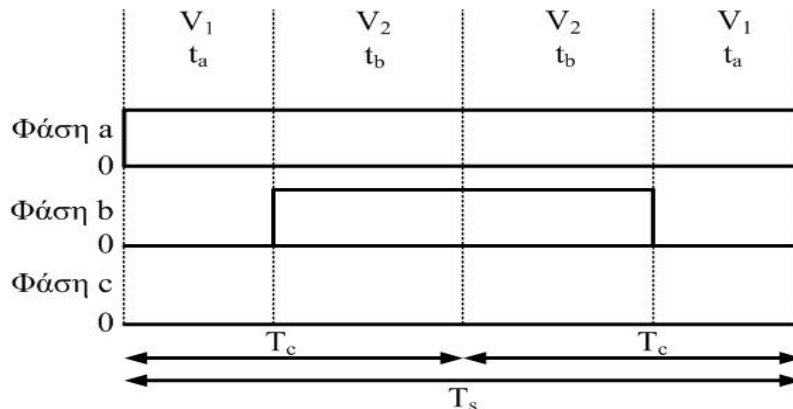
Τμήμα *d* :

$$(3.21) \quad v_4 = V_m^* \sin \theta_e, \quad \left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) < \theta_e < \frac{\pi}{2}$$

Όπου,  $\theta_e = \omega_e t$ ,  $m_1 = 2V_{dc}/\pi$  η κλίση του ευθύγραμμου τμήματος και  $A = V_{dc}/6$ . Εξισώνοντας τις (3.19) και (3.20) για γωνία  $(\pi/6 - \theta)$  μπορούμε να βρούμε μια σχέση για την τροποποιημένη τάση αναφοράς  $V_m^*$  σε συνάρτηση της γωνίας  $\theta$  :

$$(3.22) \quad V_m^* = \frac{2V_{dc}(\frac{\pi}{6} - \theta)}{\pi \sin(\frac{\pi}{6} - \theta)}$$

Λόγω συμμετρίας, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.18)-(3.21), μπορούμε να γράψουμε την εξίσωση υπολογισμού του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου :

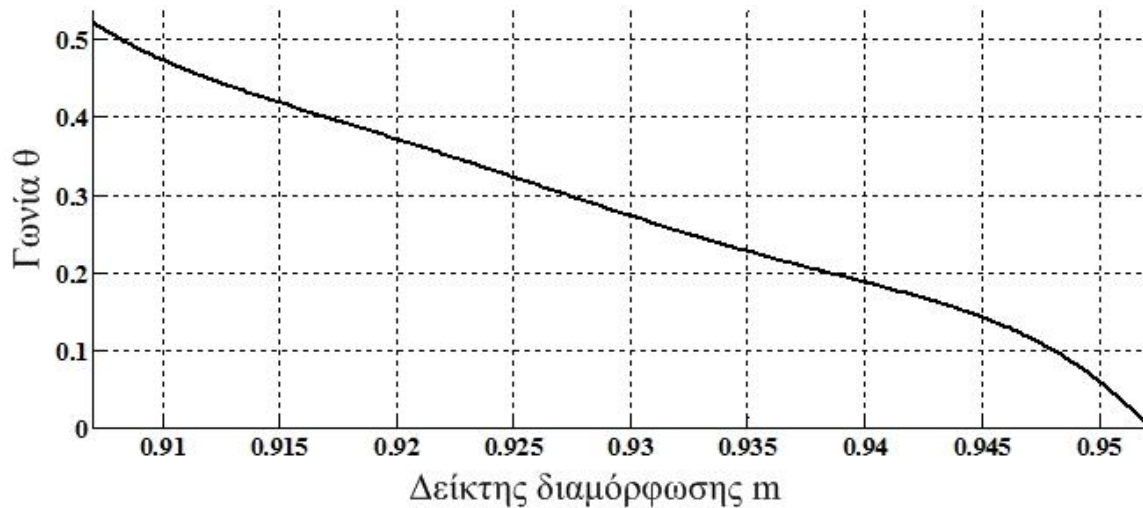


Σχήμα 3.10. Συμμετρικοί τριφασικοί παλμοί γραμμικού τμήματος της τροποποιημένης τροχιάς  $V_m^*$

$$(3.23) \quad V_1 = \frac{4}{\pi} \left( \int_0^{\frac{\pi}{6}-\theta} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-\theta}^{\frac{\pi}{6}+\theta} v_2 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+\theta}^{\frac{\pi}{2}-\theta} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right)$$

Επιλύοντας την εξίσωση (3.23), με τη βοήθεια Η/Υ, ως προς τη γωνία  $\theta$  σε συνάρτηση με το δείκτη διαμόρφωσης  $m$ , (εξίσωση (3.4)), μπορεί, με χρήση της (3.22),

να υπολογιστεί η  $V_m^*$ . Η  $V_m^*$  έπειτα χρησιμοποιείται στις εξισώσεις υπολογισμού των χρόνων  $t_a, t_b, t_0$  οι οποίοι είναι απαραίτητοι για τη δημιουργία των παλμών ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών. Η γραφική αναπαράσταση της σχέσης δείκτη διαμόρφωσης – γωνία  $\theta$  παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11. Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1 τερματίζεται όταν η γωνία  $\theta$  γίνει ίση με το μηδέν. Τότε, ο δείκτης διαμόρφωσης είναι 0.952 και η τροχιά της  $V_m^*$  παρακολουθεί πλήρως το εξάγωνο μη περιλαμβάνοντας πλέον κυκλικά τμήματα.



Σχήμα 3.11. Σχέση δείκτη διαμόρφωσης – γωνίας  $\theta$  στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1

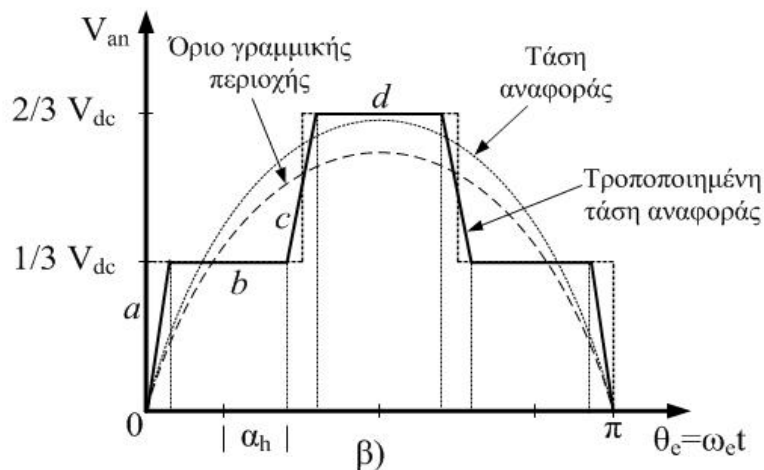
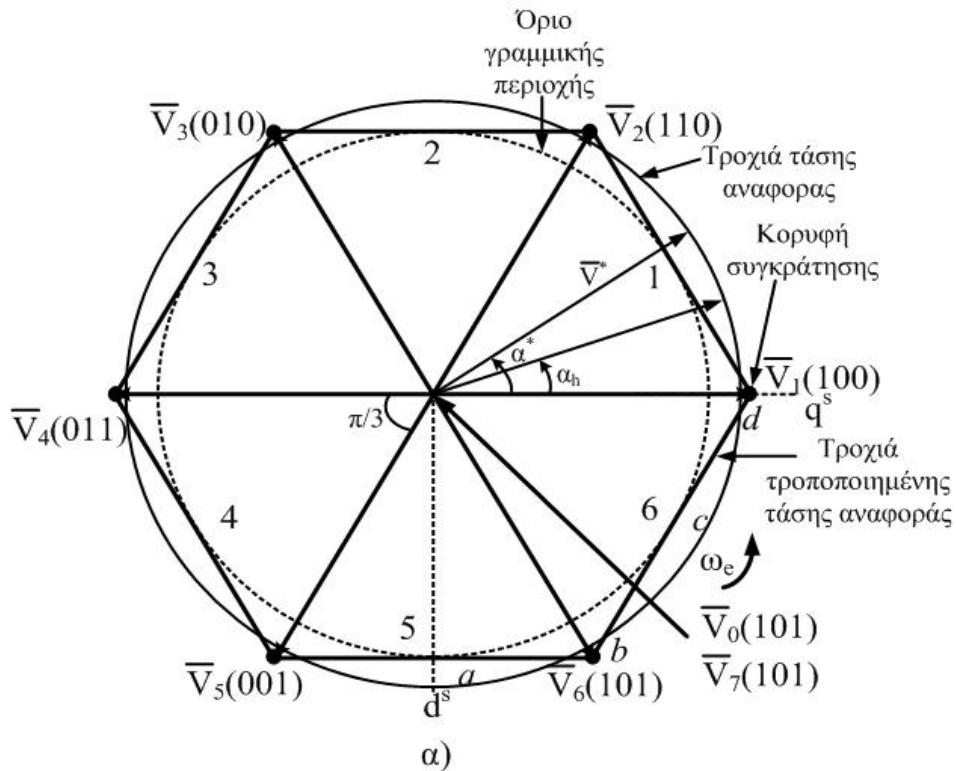
### 3.2.3 Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2 ( $0.952 < m < 1$ )

Σ' αυτή τη περιοχή η τάση αναφοράς  $V^*$  αυξάνεται ακόμη περισσότερο και ο αντιστροφέας οδηγείται προς τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Όπως και στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1, επιλέγεται μια τροποποιημένη τροχιά  $V_m^*$  έτσι ώστε ο μέσος όρος της τάσης εξόδου να ισούται με την τάση αναφοράς σε κάθε χρονικό διάστημα  $T_c$ . Η λειτουργία που πετυχαίνει αυτό το σκοπό συνίσταται μερικώς στη συγκράτηση του διανύσματος της τάσης στη κορυφή του εξαγώνου, που αντιστοιχεί στο τομέα στον οποίο βρίσκεται η τάση αναφοράς, και μερικώς στη παρακολούθηση της αντίστοιχης πλευράς του εξαγώνου. Οι εξισώσεις που καθορίζουν τους χρόνους για τους οποίους θα συμβούν τα παραπάνω είναι οι (3.16),(3.17) με τη διαφορά ότι στη θέση της γωνίας  $\alpha^*$  χρησιμοποιείται η τροποποιημένη γωνία  $a_m$ :

$$(3.24) \quad a_m = \begin{cases} 0 & 0 < a^* < a_h \\ \frac{a^* - a_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6} & a_h < a^* < (\frac{\pi}{3} - a_h) \\ \frac{\pi}{3} & (\frac{\pi}{3} - a_h) < a^* < \frac{\pi}{3} \end{cases}$$

Όπου  $a_h$  η γωνία συγκράτησης για την οποία στη συνέχεια θα εξαχθεί σχέση συναρτήσεως του δείκτη διαμόρφωσης. Καθώς ο δείκτης διαμόρφωσης πλησιάζει προς τη

μονάδα τα γραμμικά τμήματα της τροποποιημένης τάσης συρρικνώνονται και ο αντιστροφέας τείνει στη λειτουργία τετραγωνικού παλμού όπου η τάση εξόδου συγκρατείται στη κορυφές του εξαγώνου για γωνία  $\pi/3$ . Η τεχνική γίνεται καλύτερα αντιληπτή με τη βοήθεια του σχήματος 3.12 που ακολουθεί.



Σχήμα 3.12. α) Τροχιές τάσης στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2, β) Αντίστοιχες φασικές τάσεις

Για το ένα τέταρτο της περιόδου της τάσης αναφοράς το κύμα  $V_{an}$  μπορεί να αναλυθεί ως εξής :

Τμήμα  $a$  :

$$(3.25) \quad v_1 = m_1 \theta_e \quad , \quad 0 < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} - a_h\right)$$

Τμήμα  $b$  :

$$(3.26) \quad v_2 = \frac{1}{3}V_{dc} \quad , \quad \left(\frac{\pi}{6} - a_h\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} + a_h\right)$$

Τμήμα *c* :

$$(3.27) \quad v_3 = A + m_2\theta_e, \quad \left(\frac{\pi}{6} + a_h\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{2} - a_h\right)$$

Τμήμα *d* :

$$(3.28) \quad v_4 = \frac{2}{3}V_{dc} \quad , \quad \left(\frac{\pi}{2} - a_h\right) < \theta_e < \frac{\pi}{2}$$

Όπου,

$$(3.29) \quad m_1 = \frac{V_{dc}}{3\left(\frac{\pi}{6} - a_h\right)}$$

$$(3.30) \quad m_2 = \frac{V_{dc}}{3\left(\frac{\pi}{3} - 2a_h\right)}$$

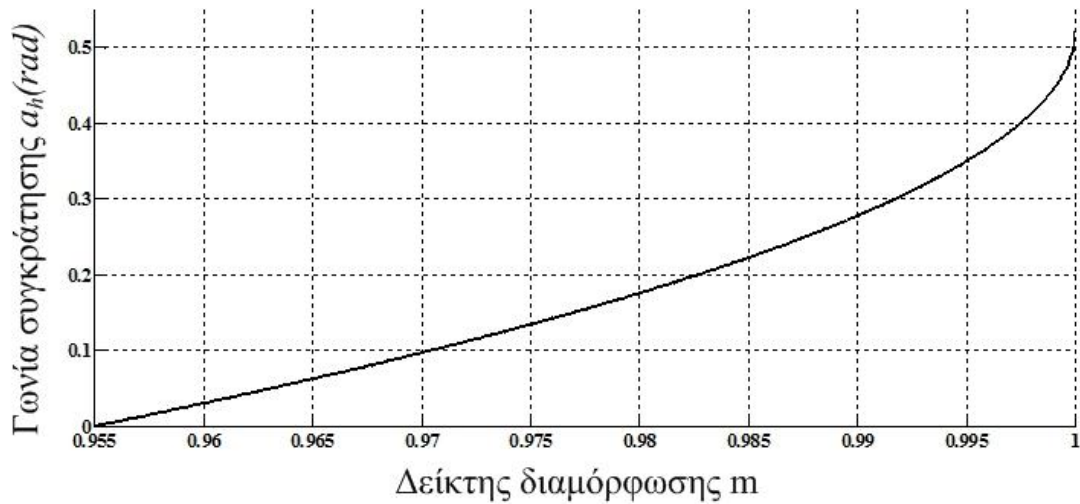
$$(3.31) \quad A = \frac{V_{dc}\left(\frac{\pi}{6} - 3a_h\right)}{3\left(\frac{\pi}{3} - 2a_h\right)}$$

Λόγω συμμετρίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής :

$$(3.32) \quad V_1 = \frac{4}{\pi} \left( \int_0^{\frac{\pi}{6}-a_h} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-a_h}^{\frac{\pi}{6}+a_h} v_2 \sin \theta_e d\theta_e \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{6}+a_h}^{\frac{\pi}{2}-a_h} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-a_h}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να επιλυθεί ως προς τη γωνία συγκράτησης  $a_h$  συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης  $m$ . Έτσι, αφού ο δείκτης διαμόρφωσης είναι άμεσα γνωστός γνωρίζοντας την τάση αναφοράς, η  $a_h$  μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην εξίσωση (3.24) και στον υπολογισμό της τροποποιημένης γωνίας  $a_m$  η οποία θα οδηγήσει στην κατασκευή των παλμών ελέγχου των ημιαγωγίμων διακοπών του αντιστροφέα (βλ. σχήμα 3.10). Η σχέση  $a_h$ - $m$  παρουσιάζεται στο σχήμα 3.13.

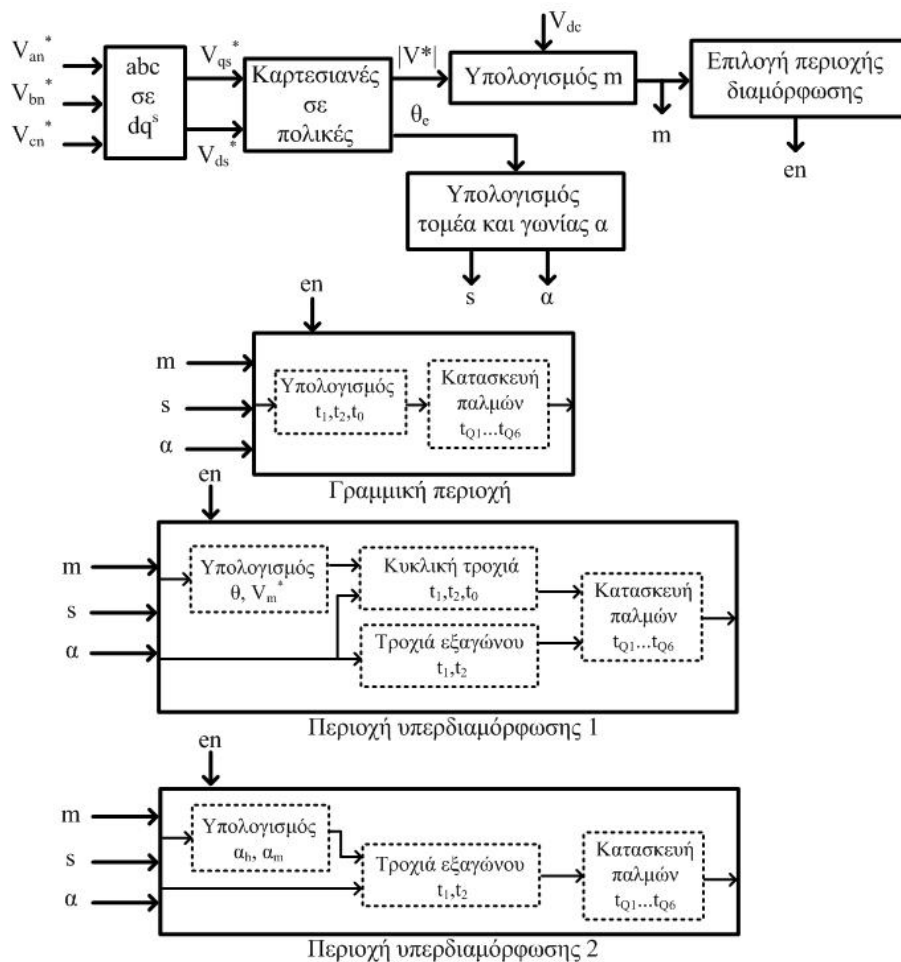




Σχήμα 3.13. Σχέση μεταξύ γωνίας συγκράτησης  $a_h$  και δείκτη διαμόρφωσης  $m$  στη περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2

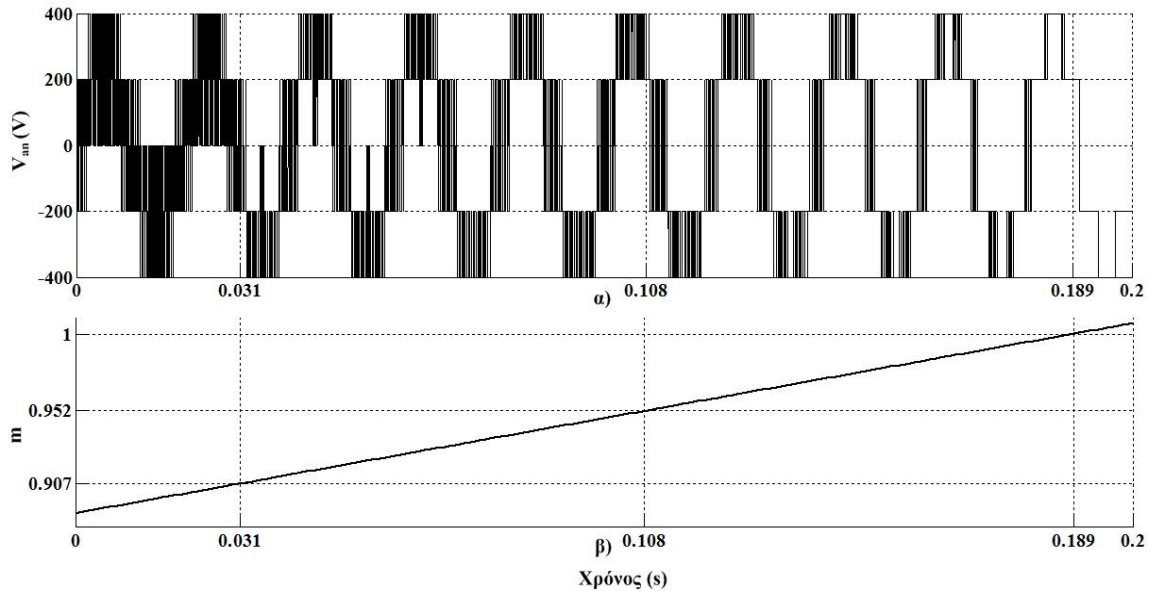
### 3.2.4 Μοντελοποίηση SVPWM

Λαμβάνοντας υπόψη τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε υλοποιήθηκε ένα πλήρες μοντέλο της τεχνικής SVPWM το οποίο πέρα από τη γραμμική περιοχή περιλαμβάνει και τις περιοχές υπερδιαμόρφωσης 1,2. Το δομικό διάγραμμα του μοντέλου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.14

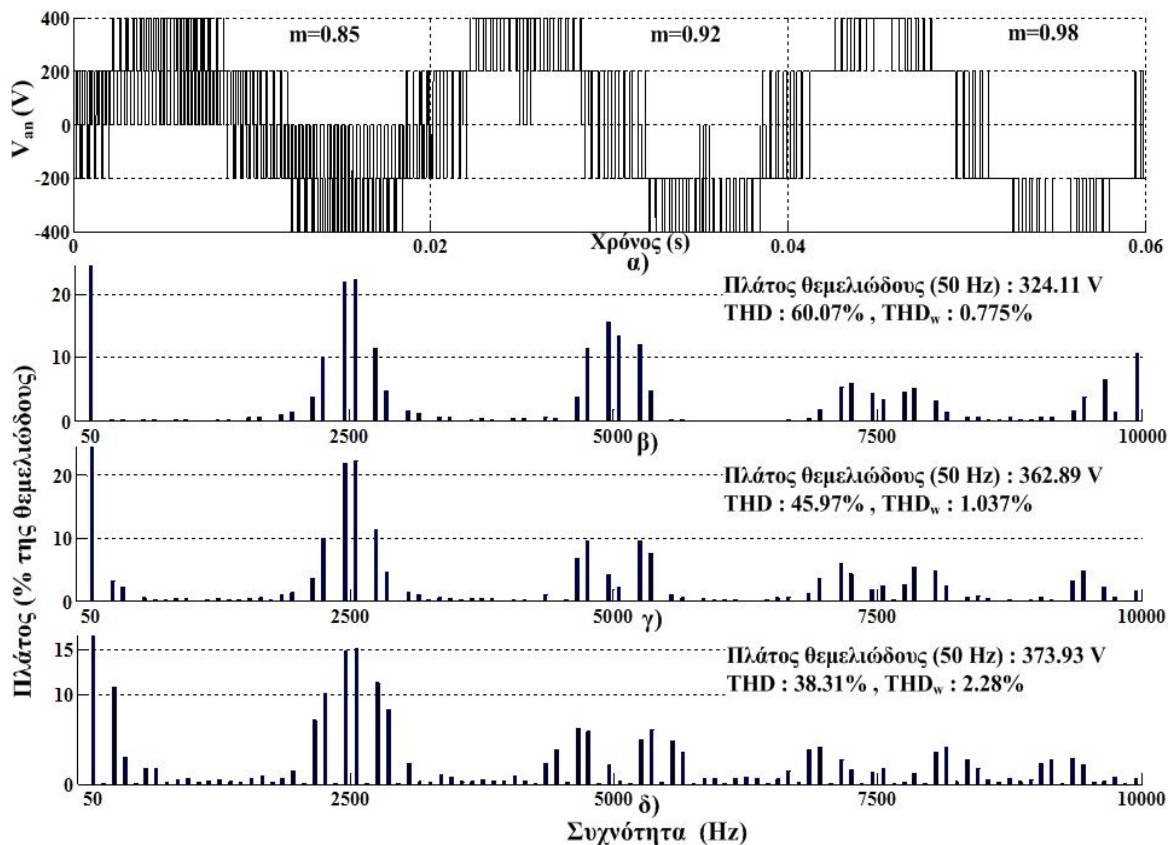


Σχήμα 3.14. Δομικό διάγραμμα μοντέλου SVPWM

Στο σχήμα 3.15 παρουσιάζεται η συμπεριφορά του μοντέλου καθώς ο δείκτης διαμόρφωσης μεταβάλλεται από τη γραμμική περιοχή ( $m < 0.907$ ) και αυξάνεται γραμμικά σε τιμές μεγαλύτερες της μονάδας, οι οποίες αντιστοιχούν σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Είναι χαρακτηριστικός ο εκφυλισμός της τάσης,  $V_{an}$ , σε τετραγωνικό παλμό. Το σήμα αναφοράς είναι ημίτονο συχνότητας 50Hz και η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα 2.5kHz.



Σχήμα 3.15. α) Φασική τάση ως προς απομονωμένο ουδέτερο( $n$ )  $V_{an}$ , β) Δείκτης διαμόρφωσης  $m$



Σχήμα 3.16. α) Φασική τάση ως προς απομονωμένο ουδέτερο( $n$ ),  $V_{an}$ , για διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης. Φάσματα τάσης  $V_{an}$  για τους δείκτες διαμόρφωσης του α) : β)  $m=0.85$ , γ)  $0.92$ , δ)  $0.98$

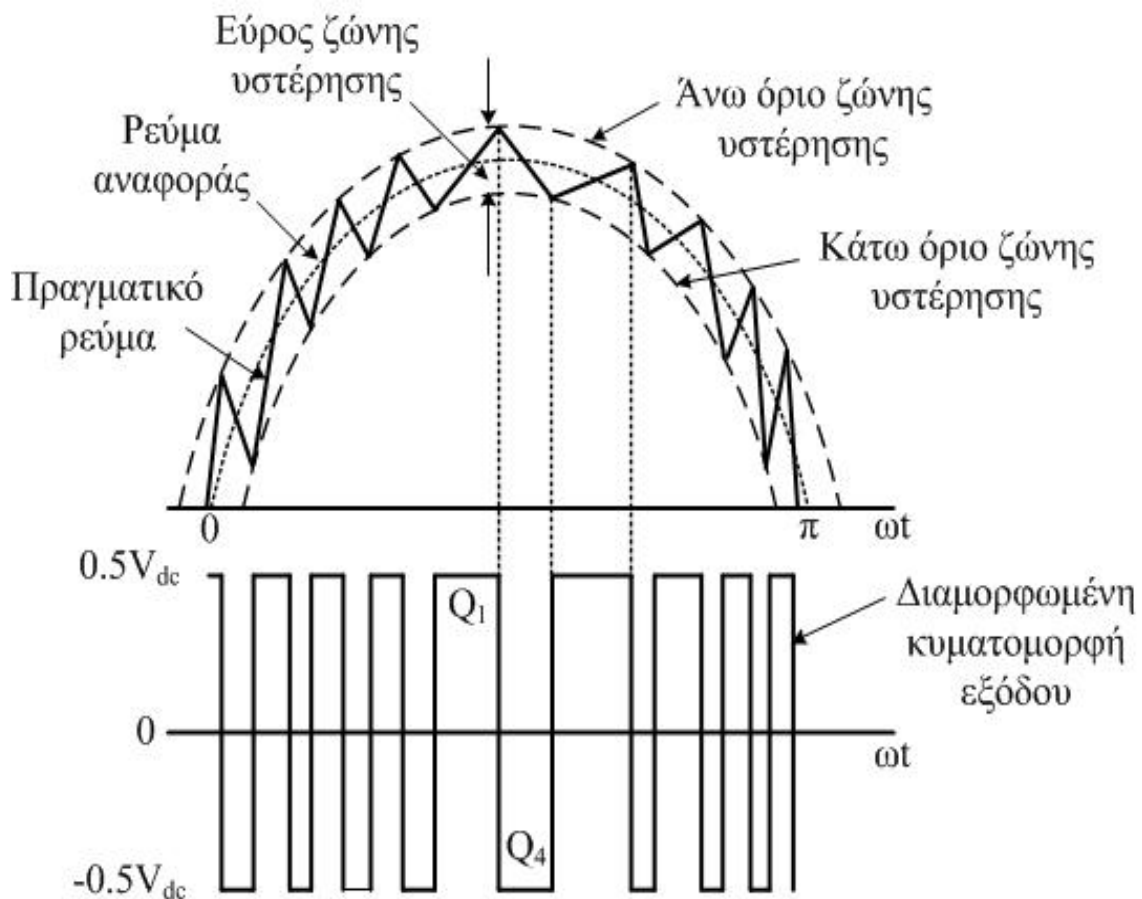
Στο σχήμα 3.16 δίνεται η τάση  $V_{an}$  για τρεις διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης και τα αντίστοιχα φάσματα για τον κάθε δείκτη. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι με την αύξηση του δείκτη διαμόρφωσης, εμφανίζονται συνιστώσες χαμηλής συχνότητας. Το σήμα αναφοράς και η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα παραμένουν ίδια με αυτά που χρησιμοποιήθηκαν για τις κυματομορφές του σχήματος 3.15.

### 3.3 Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis-Band Current Control PWM)

Σε αντίθεση με τις προηγούμενες δύο τεχνικές στις οποίες πραγματοποιείται έλεγχος τάσης, εδώ γίνεται έλεγχος ρεύματος. Ο έλεγχος είναι απλός και γίνεται χρησιμοποιώντας ελεγκτές ζώνης υστέρησης με τους οποίους το πραγματικό ρεύμα παρακολουθεί την εντολή ρεύματος με σφάλμα όσο η ζώνη υστέρησης του ελεγκτή.

#### 3.3.1 Θεωρητικό υπόβαθρο

Στο σχήμα 3.15 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της τεχνικής.



Σχήμα 3.17. Αρχή λειτουργίας τεχνικής Hysteresis-Band PWM

Το ρεύμα αναφοράς, το οποίο παράγεται από τον αλγόριθμο ελέγχου, συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα. Αν το πραγματικό ρεύμα είναι μεγαλύτερο του ρεύματος

αναφοράς και υπερβαίνει τη ζώνη υστέρησης τότε ο «κάτω» διακόπτης της ημιγέφυρας θα βρεθεί σε κατάσταση on. Έτσι, η τάση από  $+0.5V_{dc}$  θα γίνει  $-0.5V_{dc}$  και το ρεύμα θα αρχίσει να μειώνεται. Το αντίστροφο θα συμβεί όταν το ρεύμα αγγίξει το κάτω όριο της ζώνης υστέρησης.

Ο αντιστροφέας ουσιαστικά μετατρέπεται σε πηγή ρεύματος με μέγιστη και ελάχιστη τιμή (κυμάτωση ρεύματος) η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της ζώνης υστέρησης. Όταν ο «πάνω» ημιαγωγίμος διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση on η θετική κλίση του ρεύματος δίνεται από τη σχέση :

$$(3.33) \quad \frac{di}{dt} = \frac{0.5V_{dc} - V_{cm} \sin \omega_e t}{L}$$

και η αντίστοιχη αρνητική :

$$(3.34) \quad \frac{di}{dt} = \frac{-(0.5V_{dc} + V_{cm} \sin \omega_e t)}{L}$$

Όπου,

$\pm 0.5 V_{dc}$  : η επιβαλλόμενη τάση,

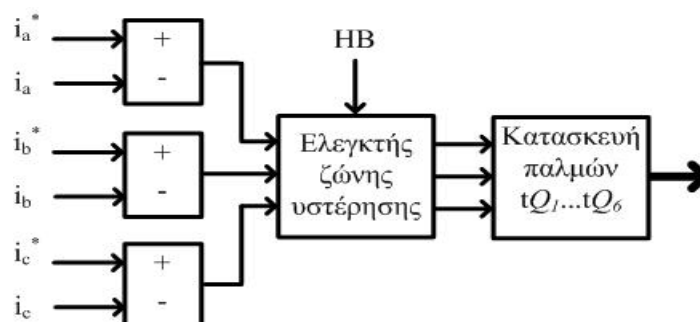
$V_{cm} \sin \omega_e t$  : η στιγμιαία τιμή της επιβαλλόμενης από το φορτίο αντι-HEΔ

$L$  : η αυτεπαγωγή του φορτίου

Η κυμάτωση του ρεύματος και διακοπτική συχνότητα είναι άμεσα εξαρτώμενες από το εύρος της ζώνης υστέρησης. Για παράδειγμα, μια μικρότερη ζώνη υστέρησης θα αυξήσει τη διακοπτική συχνότητα και θα μειώσει τη κυμάτωση του ρεύματος. Η επιλογή της κατάλληλου εύρους της ζώνης υστέρησης εξαρτάται από την εύρεση της ισορροπίας ανάμεσα στις διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα και στις απώλειες λόγω αρμονικών της μηχανής.

### 3.3.2 Μοντελοποίηση HBPWM

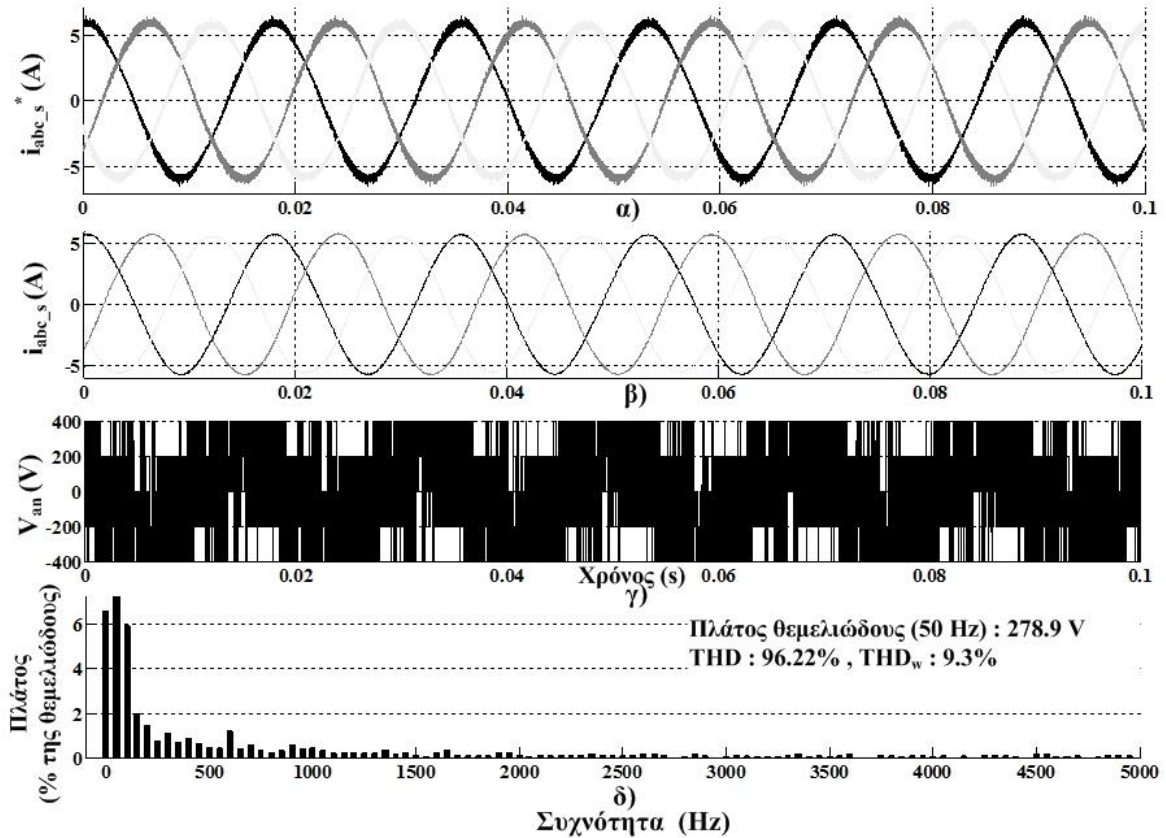
Το μοντέλο που αναπτύχθηκε για την τεχνική παρουσιάζεται στο σχήμα 3.18. Τα ρεύματα αναφοράς συγκρίνονται με τα πραγματικά ρεύματα, το αποτέλεσμα της σύγκρισης οδηγείται στον ελεγκτή με ζώνη υστέρησης και με βάση την έξοδο του ελεγκτή κατασκευάζονται οι παλμοί ελέγχου των ημιαγωγίμων διακοπών.



Σχήμα 3.18. Λειτουργικό διάγραμμα μοντέλου HB-PWM

Η μοναδική παράμετρος του μοντέλου είναι το εύρος υστέρησης του ελεγκτή,  $HB$ .

Στο σχήμα 3.19 δίνεται προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα, ο αντιστροφέας του οποίου ελέγχεται με τη τεχνική HBPWM. Μπορεί κανείς να αναγνωρίσει τη δυνατότητα της τεχνικής να οδηγεί στον κινητήρα στα επιθυμητά επίπεδα ρεύματος. Από τη άλλη, η παρεχόμενη τάση,  $V_{an}$ , παρουσιάζει χειρότερα ποιοτικά χαρακτηριστικά σε σχέση με τις δύο προηγούμενες τεχνικές. Το εύρος της ζώνης υστέρησης είναι  $HB=0.2$  και η dc τάση του αντιστροφέα  $V_{dc}=600\text{ V}$ .



Σχήμα 3.19. α) Αναφορά ρεύματος στάτη  $i_{abc\_s}^*$ , β) Πραγματικό ρεύμα στάτη  $i_{abc\_s}$ , γ) Τάση στάση, φάση α  $V_{an}$ , δ) Φάσμα τάσης  $V_{an}$

### 3.4 Πίνακας Βιβλιογραφίας

- [3.1] Bimal K. Bose, “*Modern Power Electronics and AC Drives*”, Prentice Hall PTR, 2002
- [3.2] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2<sup>nd</sup> edition*”, Wiley Interscience, 2002
- [3.3] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “*Power Electronics, Converters, Applications, Design, 2<sup>nd</sup> edition*”, John Wiley & Sons, 1995
- [3.4] Σ.Ν. Μανιάς, “*Ηλεκτρονικά Ισχύος*”, Εκδόσεις Συμμεών, 2012

## 4 Προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

### 4.1 Ασυνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρήση διανυσμάτων χώρου (Discontinuous Space Vector - PWM)

Οι συνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (*Continuous PWM*) χρησιμοποιούνται εκτενώς σε πρακτικές εφαρμογές και έχουν ερευνηθεί έντονα με σκοπό τη βελτιστοποίησή τους. Με τον όρο συνεχείς ονομάζουμε τις τεχνικές που σε κάθε κύκλο ελέγχου συμβαίνει τουλάχιστον μία αλλαγή κατάστασης σε κάθε ημιαγώγιο διακόπτη. Οι τεχνικές SPWM, SVPWM, HBPWM των οποίων αναλύθηκε η λειτουργία και η μοντελοποίηση στο Κεφάλαιο 3, αποτελούν κλασικές συνεχείς τεχνικές. Στη συνέχεια του κειμένου η SVPWM όπως αυτή αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3 θα αναφέρεται ως συμβατική (*Conventional SVPWM - CSVPWM*). Από την άλλη οι ασυνεχείς ή αλλιώς τεχνικές συγκράτησης κόμβου (*Bus-Clamping*) φαίνεται να παρουσιάζουν συγκριτικά πλεονεκτήματα σε θέματα ποιότητας ισχύος και αναλύονται στις επόμενες ενότητες.

#### 4.1.1 Θεωρητικό υπόβαθρο

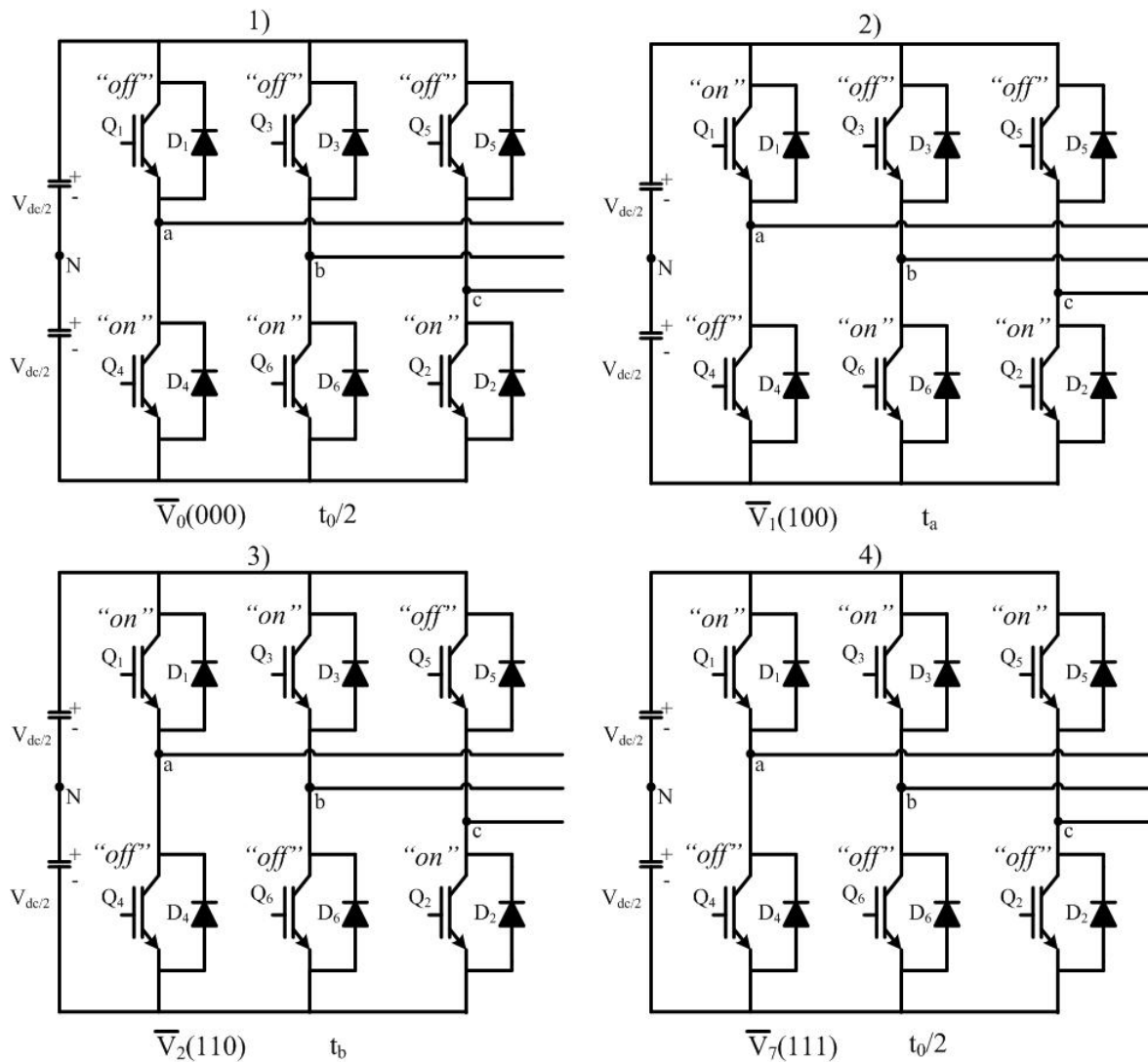
Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 3 ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων έχει 8 καταστάσεις η καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί με ένα διάνυσμα τάσης εξόδου. Η τάση αναφοράς  $V^*$  ανακατασκευάζεται με τη χρησιμοποίηση των γειτονικών διανυσμάτων χώρου για κατάλληλα χρονικά διαστήματα. Στις συνεχείς τεχνικές, οι οποίες κάνουν χρήση χωρικών διανυσμάτων, όπως η συμβατική (conventional) SVPWM (CSVPWM) σε κάθε κύκλο υπολογισμού  $T_c$  η κάθε ημιγέφυρα αλλάζει ακριβώς μια φορά κατάσταση. Αυτό συμβαίνει γιατί η ακολουθία χωρικών διανυσμάτων που υιοθετείται ξεκινά με ένα εκ των δυο μηδενικών διανυσμάτων ( $V_0, V_7$ ) και καταλήγει στο άλλο. Στο σχήμα 4.1 παρουσιάζεται η ακολουθία διακοπτικών καταστάσεων του αντιστροφέα<sup>1</sup>. Οι εξισώσεις με τις οποίες γίνεται ο υπολογισμός των χρόνων  $t_a, t_b, t_0$  έχουν αναλυθεί και εξαχθεί στο κεφάλαιο 3 ((3.11)-(3.13)) και παρουσιάζονται κι εδώ :

$$(4.1) \quad t_a = V^* \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - a)}{\sin(\frac{\pi}{3})} T_c$$

<sup>1</sup> Η τάση αναφοράς  $V^*$  θεωρείται ότι είναι εντός της γραμμικής περιοχής του αντιστροφέα και ότι βρίσκεται στον τομέα 1, όπως στο σχήμα 3.7.

$$(4.2) \quad t_b = V^* \frac{\sin(a)}{\sin(\frac{\pi}{3})} T_c$$

$$(4.3) \quad t_0 = T_c - t_a - t_b$$



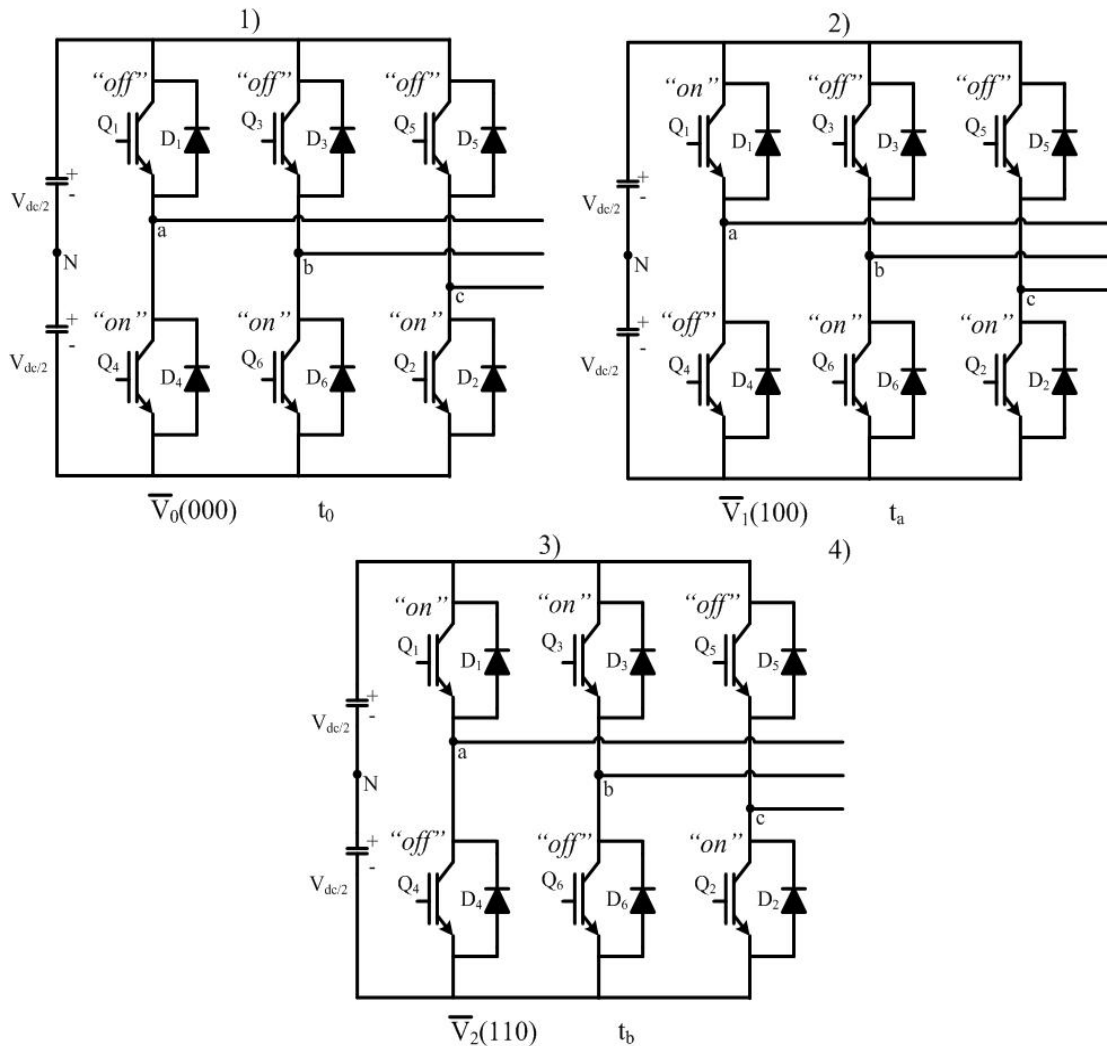
Σχήμα 4.1. Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα με υλοποίηση CSVPWM

Όπως βλέπουμε η CSVPWM μοιράζει το χρόνο  $t_0$  στα δυο μηδενικά διανύσματα. Οι ασυνεχείς τεχνικές χρησιμοποιούν ένα μηδενικό διάνυσμα για ολόκληρη τη χρονική διάρκεια  $t_0$  το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα οι ημιαγωγάιμοι διακόπτες μίας ημιάφουρας να μην αλλάζουν κατάσταση σε όλη τη διάρκεια ενός κύκλου ελέγχου  $T_c$  (σχήμα 4.2). Συγκεκριμένα, οι προηγμένες ασυνεχείς τεχνικές (Advanced Bus-Clamping PWM) που θα μελετηθούν χρησιμοποιούν ένα μηδενικό διάνυσμα για ολόκληρο το χρονικό διάστημα  $t_0$  και διαιρούν έναν από τους χρόνους  $t_a$ ,  $t_b$ . Συνεπώς, η ABCPWM[4.1]<sup>2</sup> προτείνει τη χρησιμοποίηση διαφορετικών ακολουθιών χωρικών διανυσμάτων για την ανακατασκευή της τάσης αναφοράς με σκοπό την επίτευξη καλύτερων χαρακτηριστικών ποιότητας ισχύος στο σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα. Στο σχήμα 4.3

<sup>2</sup> 4.1 T. Bhavsar, G. Narayanan, "Harmonic Analysis of Advanced Bus-Clamping PWM Techniques", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 10, OCTOBER 2009



παρουσιάζονται οι ακολουθίες διανυσμάτων και οι αντίστοιχοι παλμοί των ημιαγωγίμων διακοπών Q1, Q3, Q5 που χρησιμοποιούνται από τις προηγμένες ασυνεχείς τεχνικές σε σύγκριση με τη συμβατική SVPWM.

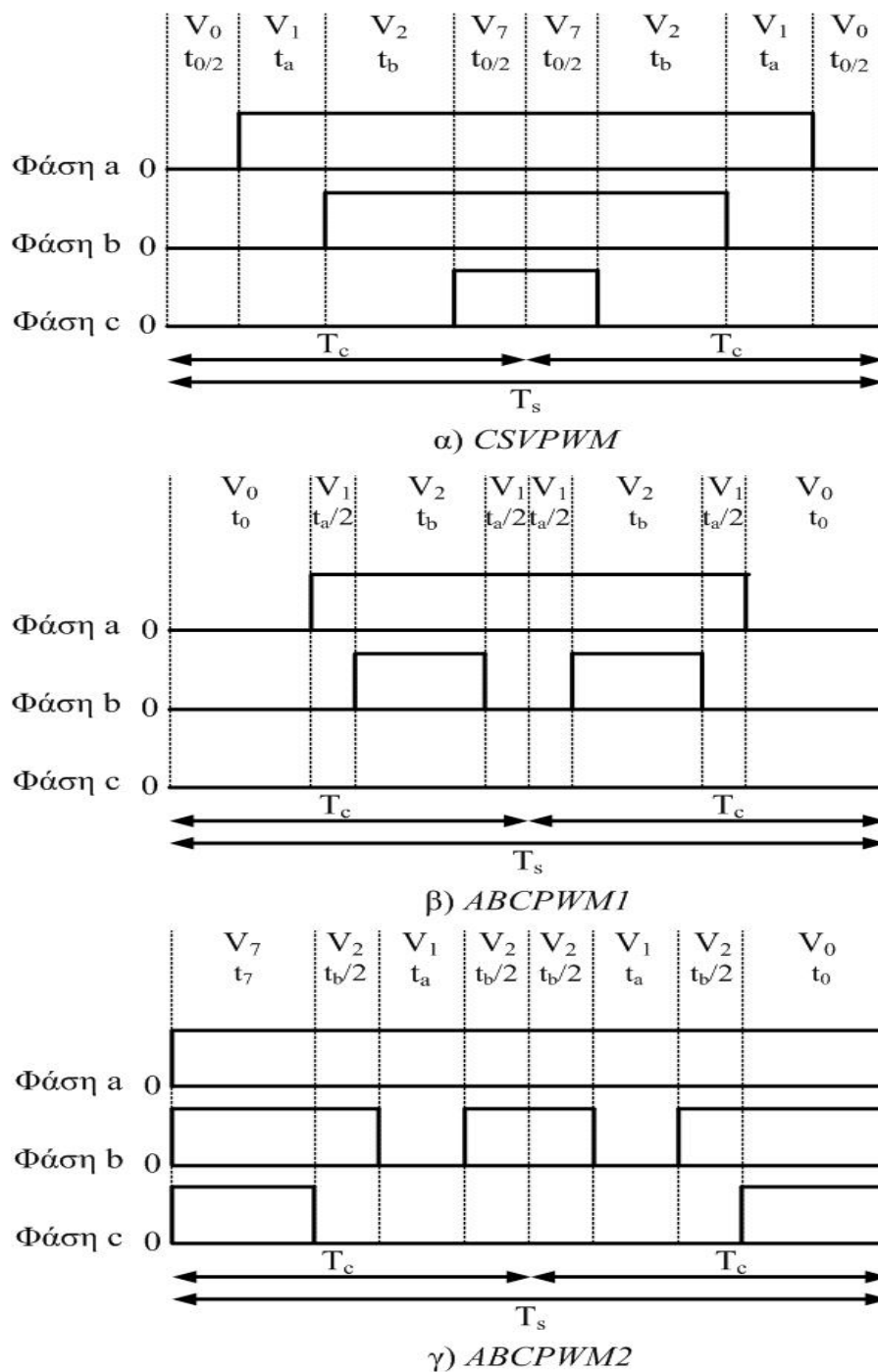


Σχήμα 4.2. Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα με υλοποίηση Bus-Clamping PWM

Υπάρχουν δύο παραλλαγές της τεχνικής *ABCPWM*. Όταν η ακολουθία διανυσμάτων  $V_7, V_2, V_1, V_2 - V_2, V_1, V_2, V_7$  εφαρμόζεται στην περιοχή  $0 \leq \alpha < \gamma$  και η ακολουθία  $V_0, V_1, V_2, V_1 - V_1, V_2, V_1, V_0$  στην περιοχή  $\gamma \leq \alpha < \pi/3$ , η τεχνική ονομάζεται ειδικότερα *advanced continual clamping PWM (ACCPWM)* επειδή η κάθε ημιέμφυρα συγκρατείται συνεχόμενα για γωνία  $\pi/3$  σε κάθε μισό κύκλο της τάσης αναφοράς. Όταν οι ακολουθίες διανυσμάτων χρησιμοποιούνται αντίστροφα στις δύο παραπάνω περιοχές τότε η τεχνική ονομάζεται *advanced split clamping PWM (ASCPWM)*. Σ' αυτή τη περίπτωση, η συγκράτηση της κάθε ημιέμφυρας για γωνία  $\pi/3$  χωρίζεται σε ένα διάστημα  $\gamma$  στο πρώτο μισό του μισού κύκλου της τάσης αναφοράς και σ' ένα διάστημα  $(\pi/3 - \gamma)$  στο δεύτερο μισό.

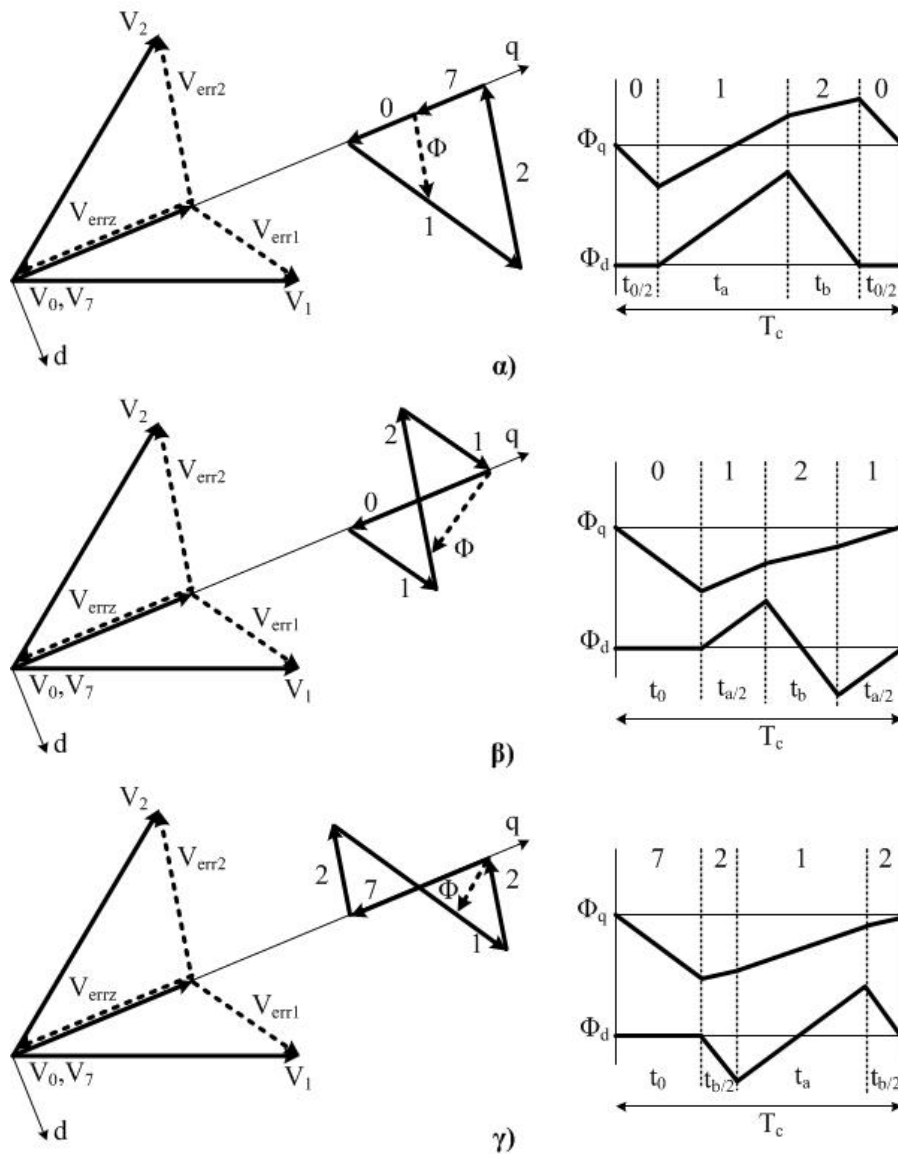
Η επιλογή των ακολουθιών  $V_7, V_2, V_1, V_2$  και  $V_0, V_1, V_2, V_1$  έγινε με βάση την έννοια της κυμάτωσης ροής στάτη (σχήμα 4.4). Σ' έναν PWM αντιστροφέα υπάρχει ένα στιγμιαίο σφάλμα μεταξύ της τάσης αναφοράς και της τελικά εφαρμοζόμενης τάσης. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.4 για παράδειγμα, όταν η εφαρμοζόμενη τάση είναι  $V_1$  τότε το

σφάλμα είναι  $Verr_1$ . Το χρονικό ολοκλήρωμα αυτού του σφάλματος είναι ένα μέτρο εκτίμησης της κυμάτωσης του ρεύματος γραμμής[4.2]<sup>3</sup> και ονομάζεται διάνυσμα κυμάτωσης ροής στάτη. Η τροχιά αυτού του διανύσματος είναι παράλληλη προς τα στιγμιαία σφάλματα τάσης. Όπως βλέπουμε, με τις ακολουθίες 0121, 7212 η μέγιστη τιμή της ροής στάτη στον d-άξονα  $\Phi_d$ , μειώνεται στο μισό σε σχέση με την ακολουθία 0127. Μικρότερη ροή  $\Phi_d$  σημαίνει μείωση της κυμάτωσης ρεύματος γραμμής και καλύτερο συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THDi).



Σχήμα 4.3. Ακολουθία διανυσμάτων και παλμοί της τεχνικής α) CSVPWM, β), γ) ABCPWM

<sup>3</sup> 4.2 G. Narayanan, V.T. Ranganathan, "Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.20. NO.2, March 2005

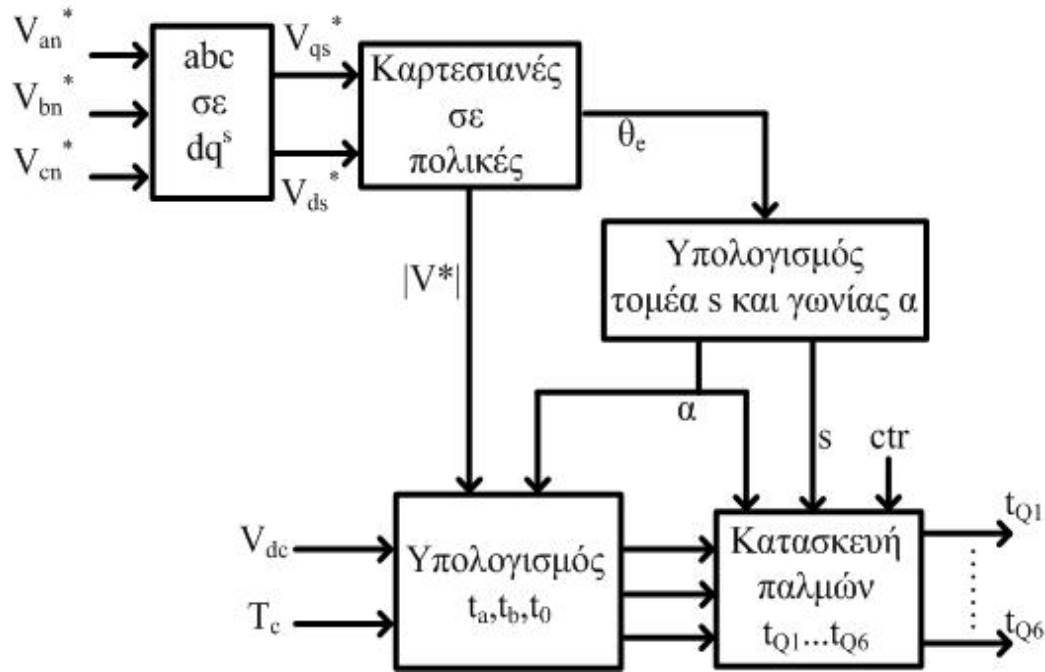


Σχήμα 4.4. Κυμάτωση διανύσματος ροής στάτη σε ένα κύκλο  $T_c$  για τις ακολουθίες α) 0127, β)0121, γ)7212

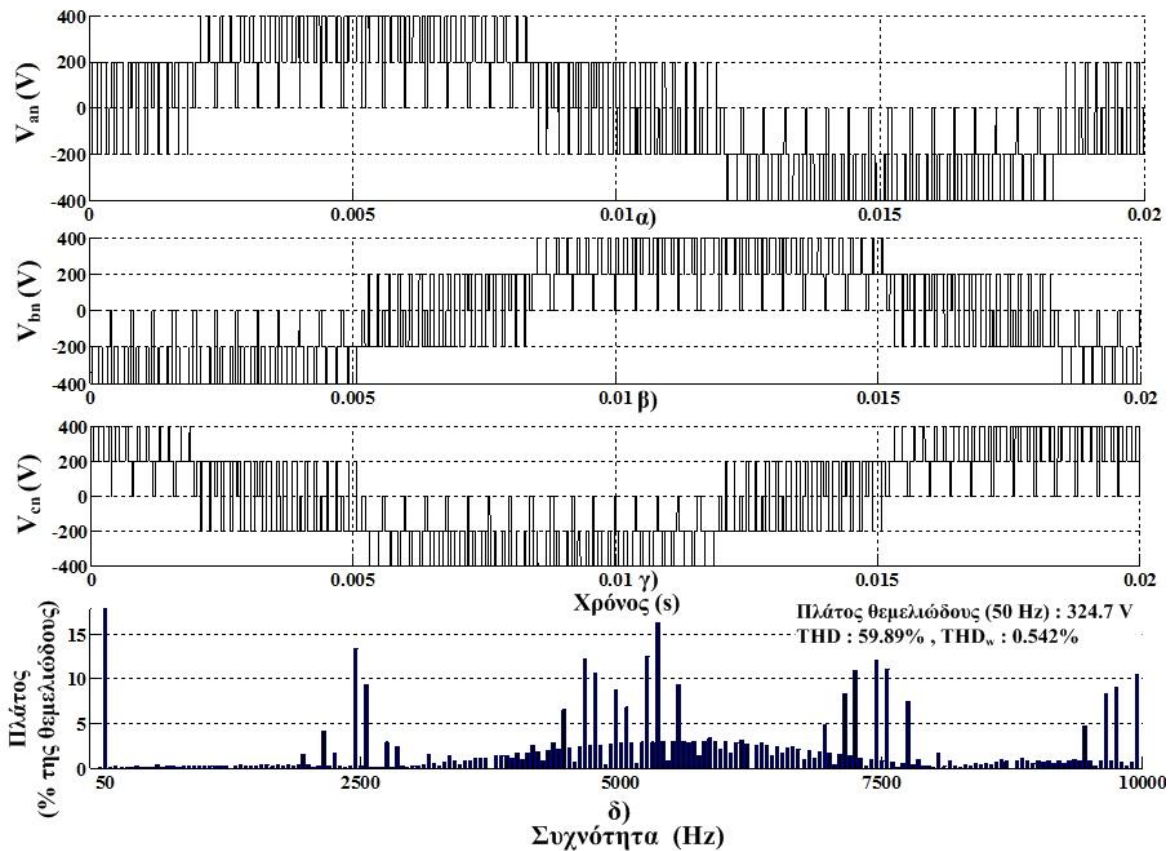
#### 4.1.2 Μοντελοποίηση Advanced Bus-Clamping PWM-ABCPWM

Με βάση την ανάλυση που έγινε στην προηγούμενη ενότητα υλοποιήθηκε το μοντέλο της τεχνικής ABCPWM (σχήμα 4.5). Με τη βοήθεια της μεταβλητής  $ctr$  μπορεί να επιλεγθεί είτε η *Advanced Continual Clamping (ACCPWM)* ή η *Advanced Split Clamping (ASCPWM)*.

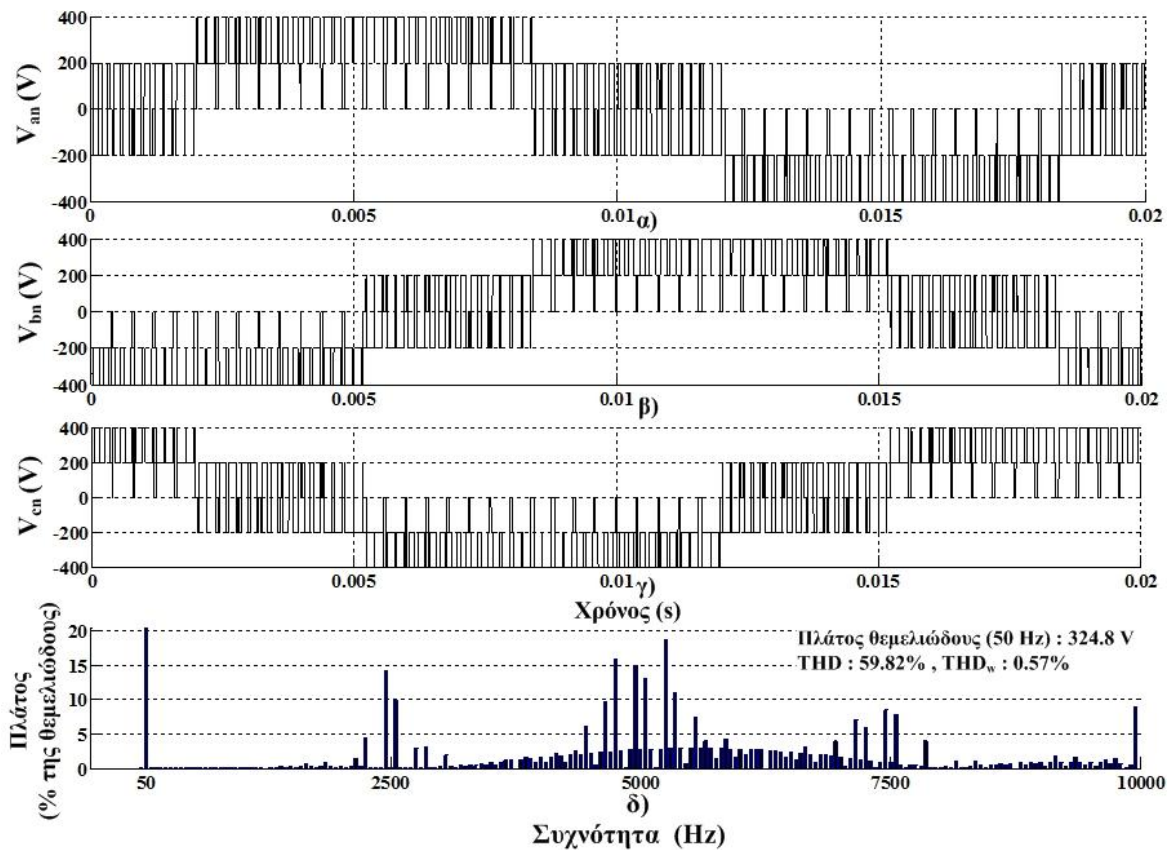
Στα σχήματα 4.6, 4.7 βλέπουμε τις φασικές τάσεις εξόδου και τα φάσματα των τεχνικών ASCPWM και ACCPWM. Ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι  $m=0.85$ , η συχνότητα της ημιτονοειδούς τάσης αναφοράς 50Hz και η γωνία  $\gamma$  είναι ίση με  $\pi/6$ . Η dc τάση του αντιστροφέα είναι 600 V και η διακοπτική του συχνότητα 2.5 kHz. Οι διαφορές μεταξύ των δύο παραλλαγών της τεχνικής ABCPWM μπορεί κανείς να δει ότι με τις συγκεκριμένους παραμέτρους είναι οριακές.



Σχήμα 4.5. Λειτουργικό διάγραμμα μοντέλου ABCPWM



Σχήμα 4.6. Τεχνική ASCPWM : α), β), γ) Φασικές τάσεις ως προς απομονωμένο ουδέτερο n, δ) Φάσμα τάσης  $V_{an}$



Σχήμα 4.7. Τεχνική ACCPWM : α), β) γ) Φασικές τάσεις ως προς απομονωμένο ουδέτερο n, δ) Φάσμα τάσης  $V_{an}$

## 4.2 Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής (Minimum Torque Ripple Direct Torque Control)

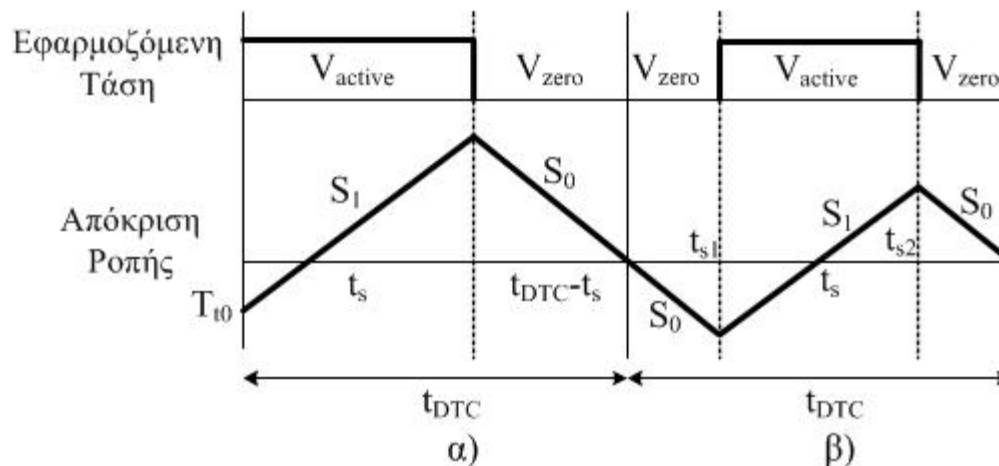
Η μέθοδος που αναλύεται στην επόμενη ενότητα υπόσχεται λύση στο σημαντικό μειονέκτημα της μεγάλης κυμάτωσης ροπής του αλγορίθμου άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTFC).

### 4.2.1 Θεωρητικό υπόβαθρο

Η ιδέα που εισάγει ο αυτός ο αλγόριθμος[4.3]<sup>4</sup> στον κλασικό *DTC* είναι η εφαρμογή του διανύσματος τάσης που επιλέγεται από τον πίνακα 2.4 όχι για ολόκληρο τον κύκλο υλοποίησης του αλγορίθμου,  $t_{DTC}$ , αλλά για ένα μικρότερο χρονικό διάστημα  $t_s$ . Ο χρόνος  $t_s$  εξάγεται με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της rms τιμής της κυμάτωσης ροπής. Συγκεκριμένα, ο αλγόριθμος προτείνει μια υλοποίηση δύο σταδίων (σχήμα 4.6). Στο πρώτο στάδιο, επιλέγεται ένα μη μηδενικό διάνυσμα τάσης, το οποίο εφαρμόζεται για χρόνο  $t_s$ , ακολουθούμενο από ένα μηδενικό έτσι ώστε να οδηγηθεί το σφάλμα της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$  στο μηδέν στο τέλος της περιόδου ελέγχου  $t_{DTC}$ . Έτσι, η επόμενη περίοδος ελέγχου ξεκινά με μηδενικό σφάλμα ροπής.

<sup>4</sup> 4.3 Kuo-Kai Shyu, Juu-Kuh Lin, Van-Truong Pham, Ming-Ji Yang, Te-Wei Wang, "Global Minimum Torque Ripple Design for Direct Torque Control of Induction Motor Drives", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.57, NO.9, SEPTEMBER 2010

Αν ο αλγόριθμος υιοθετούσε τότε την ίδια τακτική θα μπορούσε να προκληθεί όφσεντ ροπής και υψηλή rms κυμάτωση ροπής. Συνεπώς, προτείνεται η συμμετρική τοποθέτηση του μηδενικού διανύσματος στην αρχή και στο τέλος της περιόδου ελέγχου. Αυτή η τροποποίηση μηδενίζει το όφσεντ και μειώνει την rms τιμή της κυμάτωσης ροπής. Στην επόμενη ενότητα θα εξαχθούν αναλυτικές εκφράσεις για την rms κυμάτωση της ροπής και τον χρόνο  $t_s$  ο οποίος την ελαχιστοποιεί.



Σχήμα 4.8. Εφαρμοζόμενη τάση και απόκριση ροπής του αλγορίθμου DTC με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής  
α) Πρώτο στάδιο, β) Δεύτερο στάδιο

## 4.2.2 Αναλυτική τεκμηρίωση

Οι εξισώσεις κατάστασης της ασύγχρονης μηχανής, με μεταβλητές κατάστασης τα διανύσματα ροών στάτη και δρομέα, γραμμένες σε μορφή πίνακα [4.4]<sup>5</sup> είναι οι παρακάτω :

$$(4.4) \quad \begin{bmatrix} \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & j\omega_r - \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_s \\ \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{V}_s$$

Όπου,

$\bar{\Phi}_s = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs}$  = διάνυσμα ροής στάτη

$\bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} + j\Phi_{qr}$  = διάνυσμα ροής δρομέα

$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs}$  = διάνυσμα τάσης στάση

$L_s, L_r$  = αυτεπαγωγές στάτη και δρομέα αντίστοιχα

$L_m$  = αυτεπαγωγή μαγνήτισης

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  = σταθερά σκέδασης

$\omega_{mech}$  = μηχανική ταχύτητα του δρομέα

<sup>5</sup> 4.4 Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.35, NO.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1999

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή συναρτήσσει των ροών στάτη και δρομέα :

$$(4.5) \quad T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_r^*]$$

Όπου,  $P_p$  = ο αριθμός των ζευγών πόλων και το σύμβολο \* δηλώνει τον μιγαδικό συζυγή. Για μια μικρή περίοδο ελέγχου  $T_c$  μπορούμε να γράψουμε τις εξισώσεις ροών στάτη και δρομέα σε διακριτή μορφή :

$$(4.6) \quad \bar{\Phi}_{sk+1} = \bar{\Phi}_{sk} + \left( -\frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{\Phi}_{sk} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Phi}_{rk} + \bar{V}_{sk} \right) T_c$$

$$(4.7) \quad \bar{\Phi}_{rk+1} = \bar{\Phi}_{rk} + \left[ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Phi}_{sk} + \left( j\omega_{mech} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \bar{\Phi}_{rk} \right] T_c$$

Αντικαθιστώντας τις (4.6),(4.7) στη διακριτή μορφή της (4.5), η αύξηση της ροπής λόγω της επιβολής ενός μη μηδενικού διανύσματος τάσης, για διάρκεια  $t_{sp}$ , σε ένα τυχαίο  $k+1$  δείγμα δίνεται από την εξίσωση :

$$(4.8) \quad \frac{\Delta T_{ek+1}}{T_c} = \left\{ -T_{ek} \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) + \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left\{ \left[ \bar{V}_{sk} \bar{\Phi}_{rk}^* \right] - j\omega_m \left[ \bar{\Phi}_{sk} \bar{\Phi}_{rk}^* \right] \right\} \right\} \\ = \mathbf{S}_1$$

Όμοια, μπορούμε να πάρουμε τη μεταβολή της ροπής εφαρμόζοντας ένα μηδενικό διάνυσμα τάσης :

$$(4.9) \quad \frac{\Delta T_{ek+1}}{T_c} = \left\{ -T_{ek} \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) + \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left\{ -j\omega_m \left[ \bar{\Phi}_{sk} \bar{\Phi}_{rk}^* \right] \right\} \right\} = \mathbf{S}_0$$

Για το χρονικό διάστημα  $T_c$  όλες οι μεταβλητές μπορούν να θεωρηθούν σταθερές. Συνεπώς, και οι κλίσεις  $S_1$ ,  $S_0$  είναι σταθερές. Για να εκτιμήσει κανείς την απόδοση ενός σήματος και κατά πόσο διαφέρει από το σήμα αναφοράς ένας καλός και συχνά χρησιμοποιούμενος τρόπος είναι ο υπολογισμός της rms τιμής του σφάλματος. Το σφάλμα είναι :

$$(4.10) \quad T_{error} = T - T^*$$

Η rms τιμή του σφάλματος για το χρονικό διάστημα μιας περιόδου ελέγχου  $T_c$  :

$$(4.11) \quad T_{ripple}^2 = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} (T_{error})^2 dt$$

Για την περίπτωση α) του σχήματος 4.6 η ροπή, έστω  $T_a$  είναι :

$$(4.12) \quad T_{\alpha} = \begin{cases} T_{t_0} + S_1 t, & 0 \leq t \leq t_s \\ T_{t_0} + S_1 t + S_0 t - S_0 t_s, & t_s \leq t \leq T_c \end{cases}$$

Συνεπώς, σύμφωνα με τις (4.11),(4.12) η εξίσωση που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί ώστε να βρεθεί ο χρόνος  $t_s$  είναι η :

$$(4.13) \quad T_{\alpha}^2_{ripple} = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_s} (T_{t_0} + S_1 t - T^*)^2 dt \\ + \frac{1}{T_c} \int_{t_s}^{T_c} (T_{t_0} + S_1 t + S_0 t - S_0 t_s - T^*)^2 dt$$

Όπου,  $T_{t_0}$  και  $T^*$  είναι η αρχική ροπή και η εντολή ροπής, αντίστοιχα. Ο χρόνος  $t_s$  για τον οποίο εφαρμόζεται το μη μηδενικό διάνυσμα  $V_s$  πρέπει ικανοποιεί την ακόλουθη εξίσωση :

$$(4.14) \quad \frac{\partial(T_{\alpha}^2_{ripple})}{\partial t} \Big|_{t=t_s} = 0$$

Η επίλυση της (4.14) δίνει :

$$(4.15) \quad t_s = \frac{2T_{error\_t0} - S_0 T_c}{2S_1 - S_0}$$

Όπου  $T_{error\_t0} = T_{t_0} - T^*$  είναι το αρχικό σφάλμα ροπής. Χρησιμοποιώντας τον χρόνο  $t_s$  στην εξίσωση (4.13) μπορεί να εξαχθεί το τετράγωνο της rms τιμής της κυμάτωσης ροπής το οποίο έχει ελαχιστοποιηθεί λαμβάνοντας υπόψη μόνο το πρώτο στάδιο υλοποίησης του αλγορίθμου :

$$(4.16) \quad T_{\alpha}^2_{ripple} = \frac{1}{3S_1 T_c} \left[ (S_1 t_s - T_{error\_t0})^3 + T_{error\_t0}^3 \right] \\ + \frac{1}{3S_0 T_c} \left[ (S_0 T_c - S_0 t_s + S_1 t_s - T_{error\_t0})^3 - (S_1 t_s - T_{error\_t0})^3 \right]$$

Παρατηρώντας κανείς την παραπάνω εξίσωση μπορεί να δει ότι η rms τιμή της κυμάτωσης ροπής αποτελεί συνάρτηση του αρχικού σφάλματος ροπής  $T_{error\_t0}$ . Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει μια βέλτιστη τιμή  $T_{error\_t0(opt)}$  η οποία ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση (4.16). Παραγωγίζοντας την (4.16) ως προς  $T_{error\_t0}$  και εξισώνοντας με το μηδέν μπορεί να υπολογιστεί η τιμή  $T_{error\_t0(opt)}$  :

$$(4.17) \quad T_{error\_t0(opt)} \\ = \frac{(S_1 - S_0)t_s^2 + S_0 T_c^2 + 2(S_1 - S_0)T_c t_s - 2(S_1 - S_0)(T_c - t_s)t_s}{2T_c}$$

Το ολικό ελάχιστο της rms κυμάτωσης ροπής υπολογίζεται με αντικατάσταση των εξισώσεων (4.15) και (4.17) στην (4.13) :



$$(4.18) \quad T_{ripple\_min}^2 = \frac{T_c^2 S_1^2 S_0^2}{12(S_1 - S_0)^2}$$

Σκοπός της υλοποίησης δύο σταδίων που προτείνει ο συγκεκριμένος αλγόριθμος είναι η απόκτηση αυτού του ολικού ελαχίστου. Στη συνέχεια μέσω αναλυτικών εκφράσεων θα αποδειχθεί ότι η rms κυμάτωση ροπής του αλγόριθμου συμπίπτει με το ολικό ελάχιστο που παρουσιάζεται στην εξίσωση (4.18).

Η ροπή σε μια περίοδο ελέγχου μπορεί να εκφραστεί από την εξίσωση :

$$(4.19) \quad T_{T_c} = T_{t_0} + \Delta T_e$$

Όπου  $T_{T_c}$  είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο τέλος της περιόδου ελέγχου. Σε κάθε χρονικό διάστημα  $T_c$ , ένα μη μηδενικό διάνυσμα  $V_s$  εφαρμόζεται για χρονικό διάστημα  $t_s$  και ένα μηδενικό  $V_0$  για το υπόλοιπο ( $T_c - t_s$ ). Συνεπώς, η εξίσωση (4.19) γίνεται :

$$(4.20) \quad T_{T_c} = T_{t_0} + S_1 t_s + S_0 (T_c - t_s)$$

Ορίζονται τα σφάλματα στην αρχή και στο τέλος της περιόδου ελέγχου :

$$(4.21) \quad T_{error\_t_0} = T_{t_0} - T^*$$

$$(4.22) \quad T_{error\_T_c} = T_{T_c} - T^*$$

Οι εξισώσεις (4.21) και (4.22) μπορούν να σχετιστούν ως εξής :

$$(4.23) \quad T_{error\_T_c} = T_{error\_t_0} + S_1 t_s + S_0 (T_c - t_s)$$

Στο πρώτο στάδιο του αλγορίθμου (σχήμα 4.6-α), υπολογίζεται ο χρόνος εφαρμογής του μη μηδενικού διανύσματος,  $t_s$ , ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα ροπής,  $T_{error\_T_c}$ , στο τέλος της περιόδου ελέγχου. Αυτό γίνεται με την λύση της :

$$(4.24) \quad \frac{\partial T_{error\_T_c}}{\partial t} \Big|_{t=t_s} = 0$$

Η οποία δίνει :

$$(4.25) \quad t_s = \frac{T_{error\_t_0} + S_0 T_c}{S_1 - S_0}$$

Με την εφαρμογή του σταδίου α) το σφάλμα ροπής μηδενίζεται στο τέλος της περιόδου ελέγχου. Εντούτοις, όπως αναφέρθηκε ήδη, μετά την οδήγηση του σφάλματος ροπής στο μηδέν, η επανάληψη του σταδίου α) θα οδηγούσε σε όφσεν ροπής και σε μεγαλύτερη κυμάτωση. Έτσι, εφαρμόζεται το δεύτερο στάδιο (σχήμα 4.6 β)) το οποίο αναδιατάσσει συμμετρικά τις εφαρμοζόμενες τάσεις. Η σχέση (4.23) γίνεται :

$$(4.26) \quad T_{error\_Tc} = T_{error\_t0} + S_0 t_{s1} + S_1 (t_{s2} - t_{s1}) + S_0 (T_c - t_{s2})$$

$$= T_{error\_t0} + S_0 \frac{T_c - t_s}{2} + S_1 t_s + S_0 \frac{T_c - t_s}{2}$$

Όπου  $t_{s1} = (T_c - t_s)/2$  και  $t_{s2} = t_{s1} + t_s$  είναι οι χρονικές στιγμές αλλαγής της εφαρμοζόμενης τάσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι και το δεύτερο στάδιο μηδενίζει το σφάλμα ροπής. Το τετράγωνο της rms κυμάτωση ροπής υπολογίζεται από την εξίσωση :

$$(4.27) \quad T_{ripple}^2 = \frac{1}{T_c} \left[ \int_0^{t_{s1}} S_0^2 t^2 dt + \int_{t_{s1}}^{t_{s2}} [S_0 t_{s1} + S_1 (t - t_{s1})]^2 dt \right. \\ \left. + \int_{t_{s2}}^{T_c} [S_0 t_{s1} + S_1 (t_{s2} - t_{s1}) + S_0 (t - t_{s2})]^2 dt \right]$$

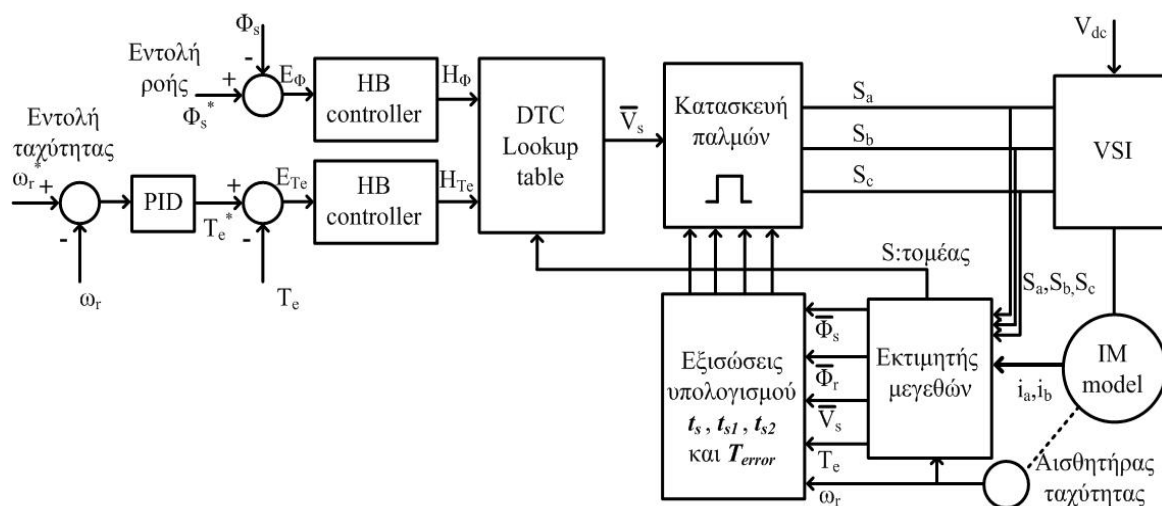
Αντικαθιστώντας τα  $t_{s1}$ ,  $t_{s2}$  στην εξίσωση (4.27) παίρνουμε την τιμή του τετραγώνου της rms κυμάτωσης ροπής :

$$(4.28) \quad T_{ripple}^2 = \frac{T_c^2 S_1^2 S_0^2}{12(S_1 - S_0)^2}$$

Παρατηρεί κανείς ότι η κυμάτωση ροπής που δίνει ο αλγόριθμος ισούται με το ολικό ελάχιστο που εμφανίζει η rms κυμάτωση ροπής (εξίσωση (4.18)).

### 4.2.3 Μοντελοποίηση άμεσου ελέγχου ροπής και ροής με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής

Το δομικό διάγραμμα του μοντέλου άμεσου ελέγχου ροπής και ροής με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής που αναπτύχθηκε, παρουσιάζεται στο σχήμα 4.9.

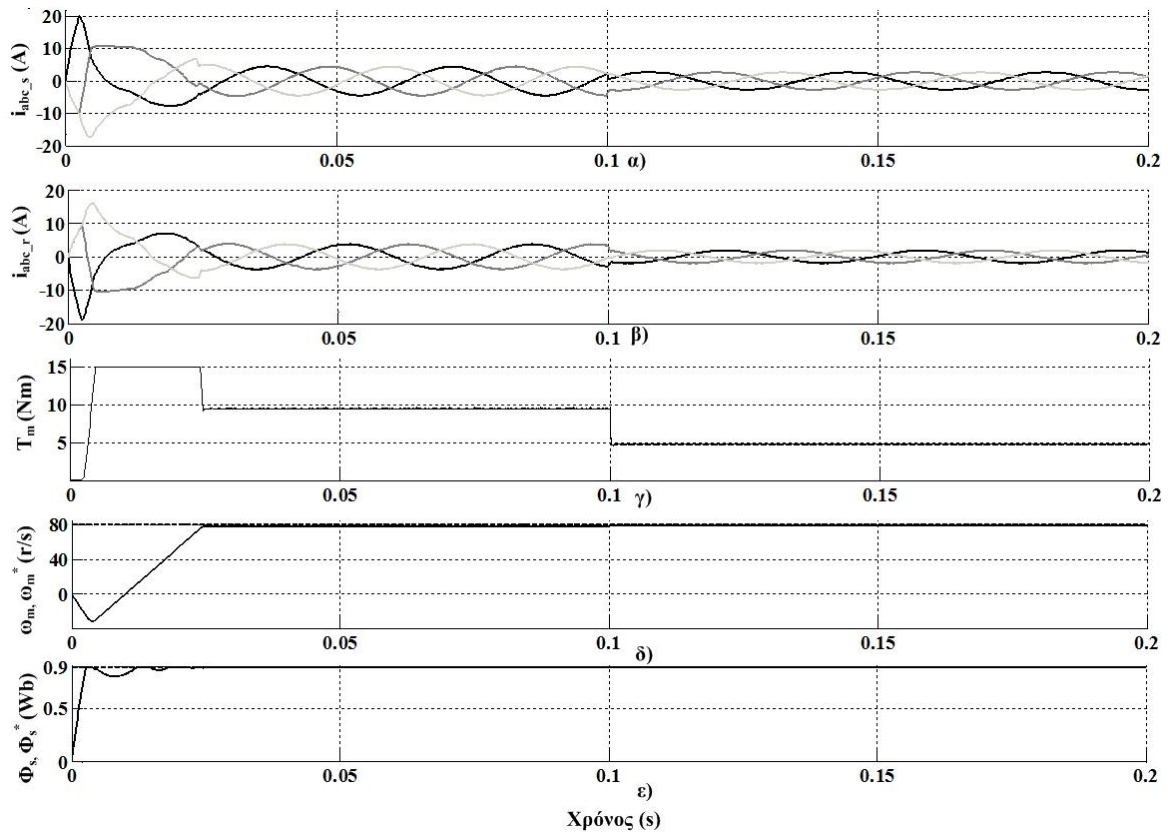


Σχήμα 4.9. Δομικό διάγραμμα μοντέλου DTC με ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής

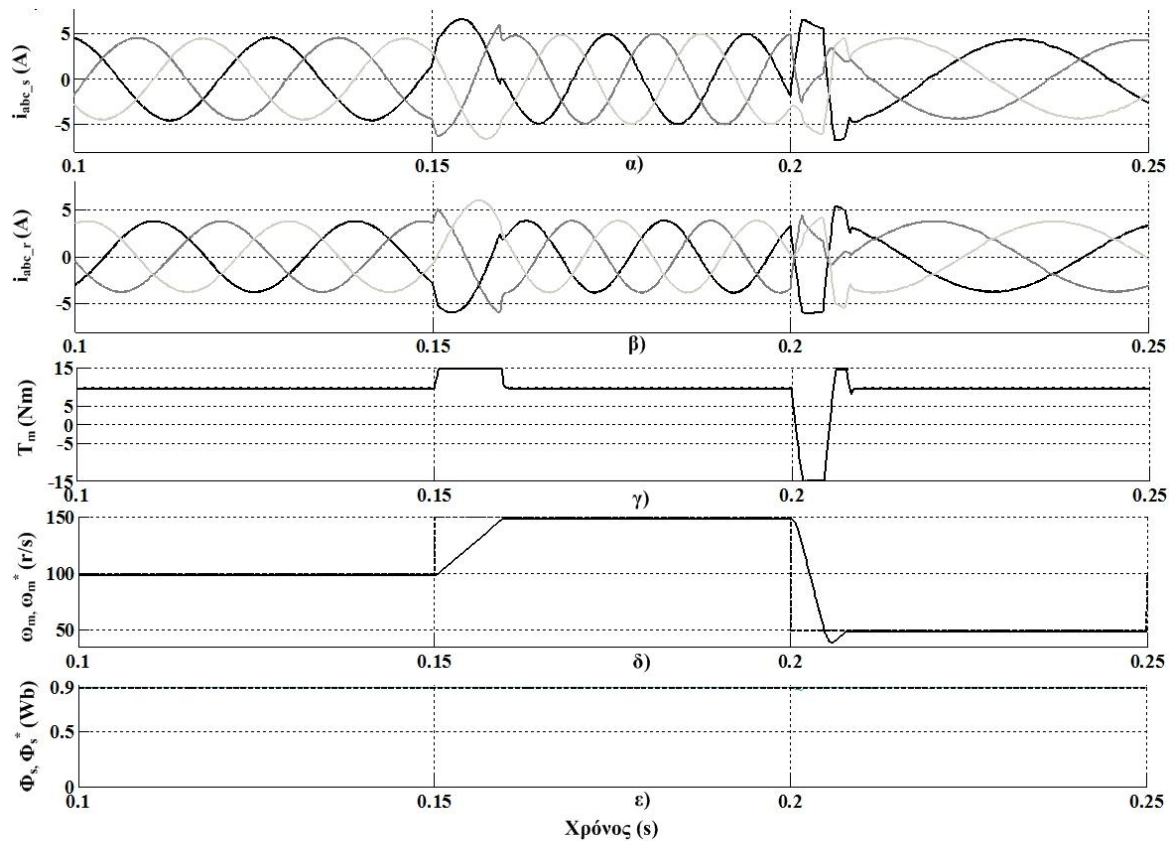
Η βάση του μοντέλου είναι το κλασικό μοντέλο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής, όπως αυτό παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.4.2, στο οποίο έχουν προστεθεί η δομική μονάδα υπολογισμού

των χρόνων  $t_s$ ,  $t_{s1}$ ,  $t_{s2}$  και του σφάλματος ροπής  $T_{error}$  και το μπλοκ το οποίο δέχεται σαν είσοδο αυτά τα μεγέθη και κατασκευάζει του παλμούς ελέγχου των ημιαγώγιμων διακοπών.

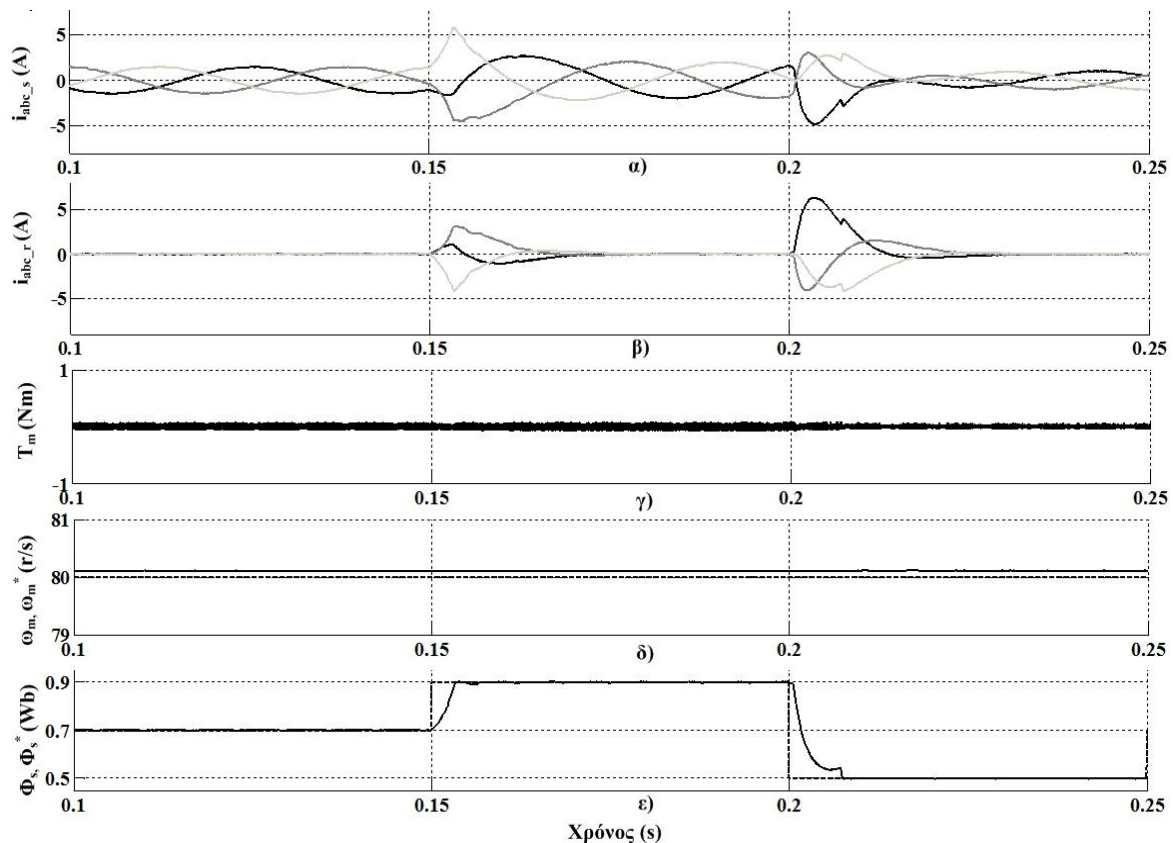
Στο σχήμα 4.10 δίνεται η απόκριση του μοντέλου σε εκκίνηση κινητήρα υπό πλήρες φορτίο και μεταβολή φορτίου ( $t=0.1s$ ). Στα σχήμα 4.11, 4.12 δίνεται η απόκριση του μοντέλου σε μεταβολές εντολής ταχύτητας και σε μεταβολές εντολής ροής αντίστοιχα. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι ο κινητήρας παρακολουθεί χαρακτηριστικά τις εντολές ταχύτητας και ροής. Επίσης, κάτι που είναι λιγότερο εμφανές στις παρουσιαζόμενες κυματομορφές, είναι ότι ο κινητήρας εμφανίζει μικρότερη κυμάτωση ροπής αλλά και μια μικρή βελτίωση στη κυμάτωση του ρεύματος στάτη σε σχέση με το κλασικό μοντέλο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής. Ποιοτική και ποσοτική σύγκριση μεταξύ των δύο μοντέλων αποτελεί αντικείμενο του επόμενου κεφαλαίου.



Σχήμα 4.10. Εκκίνηση και μεταβολή φορτίου ( $t=0.1s$ ) : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$



Σχήμα 4.11. Απόκριση σε μεταβολές εντολής ταχύτητας : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$



Σχήμα 4.12. Απόκριση σε μεταβολές εντολής ροής : α) Ρεύματα στάτη  $i_{abc_s}$ , β) Ρεύματα δρομέα  $i_{abc_r}$ , γ) Μηχανική ροπή  $T_m$ , δ) Μηχανική ταχύτητα  $\omega_m$  και εντολή ταχύτητας  $\omega_m^*$ , ε) Ροή στάτη  $\Phi_s$  και εντολή ροής  $\Phi_s^*$

### 4.3 Πίνακας βιβλιογραφίας

- [4.1] T. Bhavsar, G. Narayanan, “*Harmonic Analysis of Advanced Bus-Clamping PWM Techniques*”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 10, OCTOBER 2009
- [4.2] G. Narayanan, V.T. Ranganathan, “*Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple*”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.20. NO.2, March 2005
- [4.3] Kuo-Kai Shyu, Juu-Kuh Lin, Van-Truong Pham, Ming-Ji Yang, Te-Wei Wang, “*Global Minimum Torque Ripple Design for Direct Torque Control of Induction Motor Drives*”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.57, NO.9, SEPTEMBER 2010
- [4.4] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, “*New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency*”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.35, NO.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1999
- [4.5] G. Narayanan, Di Zhao, K. Krishnamurthy, R. Ayyanar, V.T. Ranganathan, “*Space Vector Based Hybrid PWM Techniques for Reduced Current Ripple*”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 4, APRIL 2008



## 5 Αξιολόγηση τεχνικών PWM με χρήση κριτηρίων ποιότητας ισχύος

Η αξιοποίηση των ημιαγώγιμων διατάξεων στους μετατροπείς ισχύος και η αξιοποίησή τους στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας έφερε αναμφισβήτητα «επανάσταση» στον τρόπο λειτουργίας και στην απόδοση τόσο των μετατροπέων όσο και γενικότερα των συστημάτων οδήγησης. Ειδικότερα, μετατροπείς που ελέγχονται με προηγμένες τεχνικές PWM παρουσιάζουν σημαντικά συγκριτικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους προκατόχους τους. Η εγγενής όμως μη γραμμικότητα των ημιαγώγιμων διακοπών σε συνδυασμό με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της διαμορφωμένης κυματομορφής εξόδου έχουν ως αποτέλεσμα να εγείρονται σημαντικά ζητήματα ποιότητας ισχύος.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια σύντομη αναφορά στα προβλήματα που δημιουργούνται σε ένα VSD από την PWM κυματομορφή τάσης. Επίσης, αναλύεται μια σειρά δεικτών ποιότητας ισχύος με βάση τους οποίους μπορεί να γίνει αξιολόγηση και σύγκριση μεταξύ τεχνικών PWM. Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των δεικτών ποιότητας ισχύος σε αντιστοιχία των τεχνικών PWM που έχουν μοντελοποιηθεί στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής και έχουν αναλυθεί στα κεφάλαια 3,4.

### 5.1 Παρενέργειες PWM κυματομορφής

Η ταχεία εναλλαγή μεταξύ των καταστάσεων *on-off* ενός ημιαγώγιμου διακόπτη έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση υψηλών μεταβατικών τάσεων  $dV/dt$ , της τάξης των 3-5  $kV/\mu s$ , και πιθανόν υπέρτασης κατά την απενεργοποίηση (*turn-off*) η οποία μπορεί να διαρκέσει αρκετά  $ms$ [5.1]<sup>1</sup>. Επίσης, σε περίπτωση χρησιμοποίησης μεγάλων σε μήκος καλωδίων, υπάρχει εμφάνιση του φαινομένου γραμμής μεταφοράς με αποτέλεσμα τη δημιουργία υπερτάσεων στους ακροδέκτες του κινητήρα και κατά συνέπεια μερικών εκκενώσεων (*partial discharges*) στα τυλίγματά του. Ο συνδυασμός των παραπάνω οδηγεί σε πρόωρη γήρανση της μόνωσης του κινητήρα και ίσως σε αστοχία της.

Οι υψίσυχνες αρμονικές συνιστώσες των PWM κυματομορφών έχουν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία θεμάτων ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (*Electromagnetic Compatibility – EMC*). Μέρος αυτών των υψίσυχνων συνιστωσών ακτινοβολείται από τις γραμμές μεταφοράς και οποιαδήποτε άλλη καλωδίωση που για τέτοιες συχνότητες μπορεί να λειτουργήσει ως κεραία, με αποτέλεσμα τη δυσλειτουργία ευαίσθητου γειτονικού ηλεκτρονικού εξοπλισμού.

Αντιστροφείς που ελέγχονται από τεχνικές PWM σταθερής διακοπτικής συχνότητας προκαλούν ηχητική ενόχληση. Η σταθερή διακοπτική συχνότητα, λόγω του φαινομένου της μαγνητοσυστολής, παράγει ηχητικό κύμα συγκεκριμένης συχνότητας. Εφόσον η συχνότητά είναι μικρότερη από 20Khz και μπορεί να γίνει αντιληπτή από το ανθρώπινο αυτί μπορεί να προκληθεί σημαντική ηχητική ενόχληση.

<sup>1</sup> 5.1 Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook 3<sup>rd</sup> edition*”, Elsevier Inc., 2011

Όσον αφορά τη λειτουργία του κινητήρα, οι ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες της PWM κυματομορφής τάσης, δημιουργούν σοβαρά προβλήματα υπερθέρμανσης και κυμάτωση στην παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή [5.2]<sup>2</sup>. Η υπερθέρμανση λόγω αρμονικών μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα την αστοχία κάποιας μόνωσης ή και ολόκληρου του κινητήρα ενώ παράλληλα αυξάνει τις συνολικές απώλειες της μηχανής. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή επηρεάζεται από τις συνιστώσες χαμηλής συχνότητας. Μπορεί να προκληθεί μηχανικός συντονισμός (mechanical resonance) ο οποίος θα επιφέρει δονήσεις στον άξονα της μηχανής, φθορά, καταστροφή των γραναζιών του κιβωτίου ταχυτήτων (αν υπάρχει) ή ακόμα και αστάθεια στο σύστημα ελέγχου. Από την άλλη, οι υψίσυχνες συνιστώσες δημιουργούν μια μικρή κυμάτωση η οποία φιλτράρεται σε μεγάλο βαθμό από τη ροπή αδράνειας του δρομέα.

## 5.2 Δείκτες ποιότητας ισχύος

Η αξιολόγηση των διάφορων τεχνικών PWM με κριτήριο την ποιότητα ισχύος του συστήματος αντιστροφέα κινητήρα γίνεται με τον υπολογισμό δεικτών ποιότητας ισχύος. Στην παρούσα διπλωματική, έχοντας προς αξιολόγηση και σύγκριση ένα ευρύ φάσμα τεχνικών PWM και αλγορίθμων ελέγχου, κρίθηκε σκόπιμο να επιλεγεί μια σειρά από αντιπροσωπευτικούς δείκτες για τα τρία μεγέθη στα οποία εστιάζεται το ενδιαφέρον σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Αυτά είναι η τάση, το ρεύμα και η ροπή του κινητήρα.

Για την τάση επιλέχθηκε ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης με βάρη (*weighted Total Harmonic Distortion* -  $V_{THDw}$ )[5.3]<sup>3</sup> :

$$(5.1) \quad V_{THDw} = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i \neq 1} \left(\frac{V_i}{i}\right)^2}$$

Όπου,  $V_i$  είναι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας,  $i$  η τάξη της αρμονικής συνιστώσας και  $V_i$  το πλάτος της αρμονικής συνιστώσας  $i$ . Με τη χρησιμοποίηση του βάρους  $1/i$  οι αρμονικές χαμηλής συχνότητας, οι οποίες στις πλείστες των περιπτώσεων είναι αυτές που πρέπει να αποφεύγονται, έχουν μεγαλύτερο βάρος στον υπολογισμό του δείκτη από τις λιγότερο επιζήμιες, υψηλής συχνότητας. Συνεπώς, μια χαμηλή τιμή του δείκτη σημαίνει ότι η κυματομορφή διαθέτει αρμονικό περιεχόμενο μικρού πλάτους, ή υψηλής συχνότητας το οποίο μπορεί να αποκοπεί με τη χρησιμοποίηση κάποιου φίλτρου.

Για την αξιολόγηση της ποιότητας του ρεύματος στάτη του κινητήρα χρησιμοποιήθηκαν τρεις δείκτες. Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης :

$$(5.2) \quad I_{THD} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{i \neq 1} (I_i)^2}$$

<sup>2</sup> 5.2 Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PTR, 2002

<sup>3</sup> 5.3 G. Narayanan, V. T. Ranganathan, "Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 20, NO. 2, MARCH 2005



Τα μεγέθη  $I_l$ ,  $I_i$ ,  $I$  είναι αντίστοιχα με του τύπου (5.2). Με τον υπολογισμό του  $I_{THD}$  γίνεται εκτίμηση του αρμονικού περιεχόμενου της κυματομορφής. Οι υπόλοιποι 2 δείκτες αφορούν τον υπολογισμό της κυμάτωσης. Είναι το εύρος (peak-to-peak) της κυμάτωσης και η rms τιμή της κυμάτωσης[5.4]<sup>4</sup>:

$$(5.3) \quad I_{ripple\_pp} = \max(|I|_k) - \min(|I|_k)$$

$$(5.4) \quad I_{ripple\_rms} = \frac{1}{\Sigma(k)} \sqrt{\sum_k (|I|_k - \text{mean}(|I|_k))^2}$$

Όπου,

- $|I|_k$  : το  $k$  δείγμα του πλάτους του ρεύματος
- $\max(|I|_k)$  : η μέγιστη τιμή του
- $\min(|I|_k)$  : η ελάχιστη τιμή του
- $\text{mean}(|I|_k)$  : η μέση τιμή του
- $\Sigma(k)$  : το σύνολο των δειγμάτων

Με τους παραπάνω δείκτες μπορεί κάποιος να έχει μια άποψη τόσο για τη μέγιστη κυμάτωση ενός σήματος όσο και για το πώς αυτή «απλώνεται» κατά τη διάρκεια ενός χρονικού διαστήματος. Οι δύο αυτοί δείκτες χρησιμοποιήθηκαν και για τη ροπή χρησιμοποιώντας στη θέση του πλάτους του ρεύματος τη μηχανική ροπή  $T_m$ . Οι εξισώσεις όλων των δεικτών δόθηκαν στη διακριτή τους μορφή όπως αυτή χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό τους.

## 5.3 Αποτελέσματα και συγκρίσεις

### 5.3.1 Σύγκριση τεχνικών PWM τάσης

Αρχικά, θεωρήθηκε ενδιαφέρον να γίνει μια απομονωμένη σύγκριση μεταξύ των τεχνικών PWM οι οποίες δέχονται σήματα τάσης προς διαμόρφωση. Οι τεχνικές αυτές όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενες ενότητες είναι οι SPWM, SVPWM, ABCPWM. Σ' αυτή τη περίπτωση αφού δεν υπάρχει κάποιος κινητήρας ώστε να μετρηθεί ρεύμα και ροπή χρησιμοποιείται μόνο ο δείκτης  $V_{THDw}$ . Συγκεκριμένα, έγινε υπολογισμός του δείκτη συναρτήσει τη διακοπτικής συχνότητας  $F_{sw}$ , της θεμελιώδους συχνότητας  $f$  και του δείκτη διαμόρφωσης  $m$ . Η περίοδος δειγματοληψίας που χρησιμοποιήθηκε σε όλες τις προσομοιώσεις για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων ήταν  $T_s=1e-6s$  και η dc τάση του αντιστροφέα  $V_{dc}=600V$ . Η γωνία  $\gamma$  των τεχνικών ABCPWM επιλέχθηκε ίση με  $\pi/6$  μετά από δοκιμές.

Στους πίνακες 5.1, 5.2 ,5.3 δίνονται τα αποτελέσματα του δείκτη  $V_{THDw}$  σε συνάρτηση της διακοπτικής συχνότητας, της θεμελιώδους συχνότητας και του δείκτη διαμόρφωσης αντίστοιχα.

<sup>4</sup> 5.4 D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zari, "A Space Vector Modulation Strategy for Matrix Converters Minimizing the RMS Value of the Load Current Ripple", 1-4244-0136-4/06, IEEE 2006

Αξίζει να αναφερθεί ότι οι γραφικές παραστάσεις των αποτελεσμάτων της τεχνικής SPWM δίνονται ξεχωριστά από τις τεχνικές διαμόρφωσης SpaceVector καθώς δε μπορεί να γίνει ακριβής σύγκριση λόγω διαφορετικών σε φιλοσοφία δεικτών διαμόρφωσης. Εντούτοις, το πλάτος του τριγωνικού φέροντος επιλέχθηκε σκόπιμα στα  $V_i=346.45V$  τα οποία αντιστοιχούν στο πλάτος του σήματος αναφοράς στο οποίο τερματίζει η γραμμική λειτουργία των τεχνικών SpaceVector ( $0.907*(2V_{dc}/\pi)$ ). Με αυτό τον τρόπο και οι τέσσερις τεχνικές PWM περνούν σε λειτουργία υπερδιαμόρφωσης στο ίδιο πλάτος τάσης αναφοράς. Ο δείκτης διαμόρφωσης  $m$  που αναφέρεται σε όλες τις γραφικές παραστάσεις είναι αυτός των τεχνικών SpaceVector ( $m=|V^*|/(2V_{dc}/\pi)$ ).

Επίσης, παρουσιάζονται φάσματα των τεχνικών σε 2 διαφορετικές τριάδες διακοπτικής συχνότητας, θεμελιώδους συχνότητας και δείκτη διαμόρφωσης.

Διακοπτική συχνότητα (kHz)	SPWM	SVPWM	ASBC	ACBC
1	2.4572	2.0170	1.8362	1.8683
2	1.2195	0.9866	0.8545	0.9032
3	0.8114	0.6826	0.5773	0.6210
4	0.6092	0.4965	0.4345	0.4464
5	0.4876	0.3944	0.3459	0.3588
6	0.4069	0.3317	0.2903	0.3011
7	0.3520	0.3087	0.2913	0.2598
8	0.3189	0.2539	0.2276	0.2410
9	0.2851	0.2353	0.2084	0.2096
10	0.2601	0.2082	0.1830	0.1837
11	0.2280	0.2309	0.1623	0.1706
12	0.2358	0.1751	0.1534	0.1640
13	0.2026	0.1949	0.1456	0.1541
14	0.1925	0.1892	0.1516	0.1636
15	0.1749	0.1752	0.1702	0.1472
16	0.1579	0.1527	0.1268	0.1408
17	0.2020	0.1634	0.1291	0.1195
18	0.1587	0.1617	0.1125	0.1206
19	0.1492	0.1568	0.1496	0.1434
20	0.17	0.1417	0.1233	0.1445

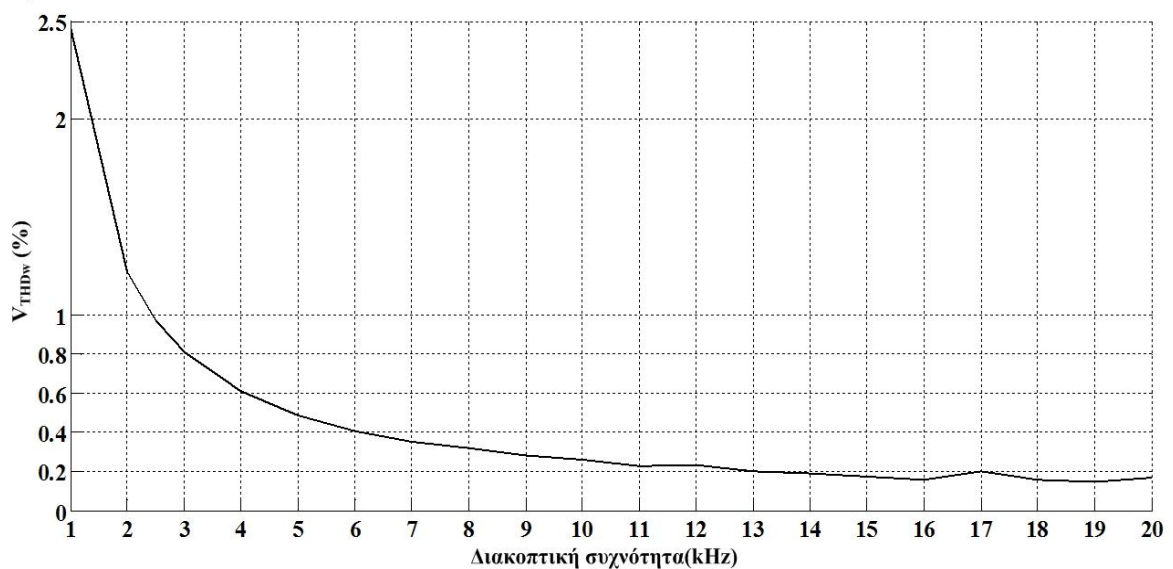
Πίνακας 5.1.  $V_{THDw}$  συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας  $F_{sw}$  ( $m=0.8$ ,  $f=50Hz$ )

Θεμελιώδης συχνότητα (Hz)	SPWM	SVPWM	ASBC	ACBC
20	0.1139	0.0916	0.0715	0.0764
25	0.1279	0.1123	0.0937	0.1069
30	0.1681	0.1358	0.1170	0.1164
35	0.1951	0.1774	0.1273	0.1329
40	0.2051	0.1741	0.1398	0.1479
45	0.2270	0.2185	0.1584	0.1742
50	0.2601	0.2082	0.1830	0.1837
55	0.2939	0.2398	0.2112	0.2053
60	0.3567	0.2605	0.2253	0.2337

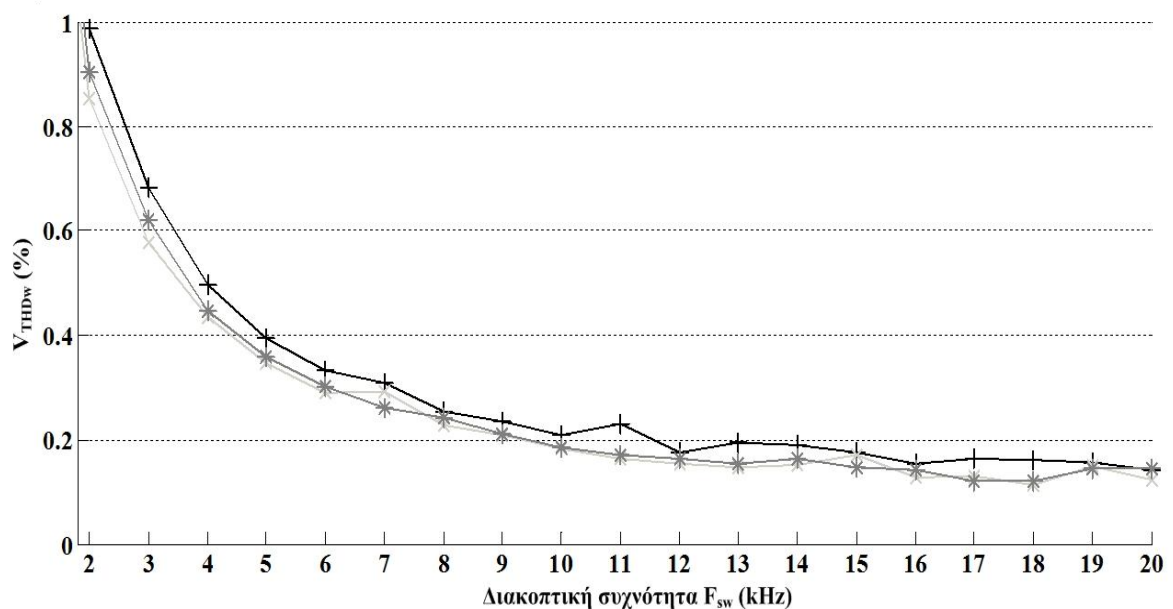
Πίνακας 5.2.  $V_{THDw}$  συναρτήσει της θεμελιώδους συχνότητας  $f$  ( $F_{sw}=10kHz, m=0.8$ )

Δείκτης διαμόρφωσης $m$	SPWM	SVPWM	ASBC	ACBC
0.1	1.1201	0.9891	0.9662	1.1638
0.2	0.4645	0.4589	0.7602	0.8204
0.3	0.4223	0.4706	0.6272	0.6578
0.4	0.3449	0.3405	0.5358	0.5633
0.5	0.3078	0.2985	0.4358	0.4455
0.6	0.2786	0.2449	0.3524	0.3938
0.7	0.2648	0.2915	0.2582	0.2654
0.8	0.2601	0.2082	0.1830	0.1837
0.9	0.2563	0.2051	0.1145	0.1222
1	0.5130			
1.25	0.6640			
1.75	0.8189			
2.5	2.1933			

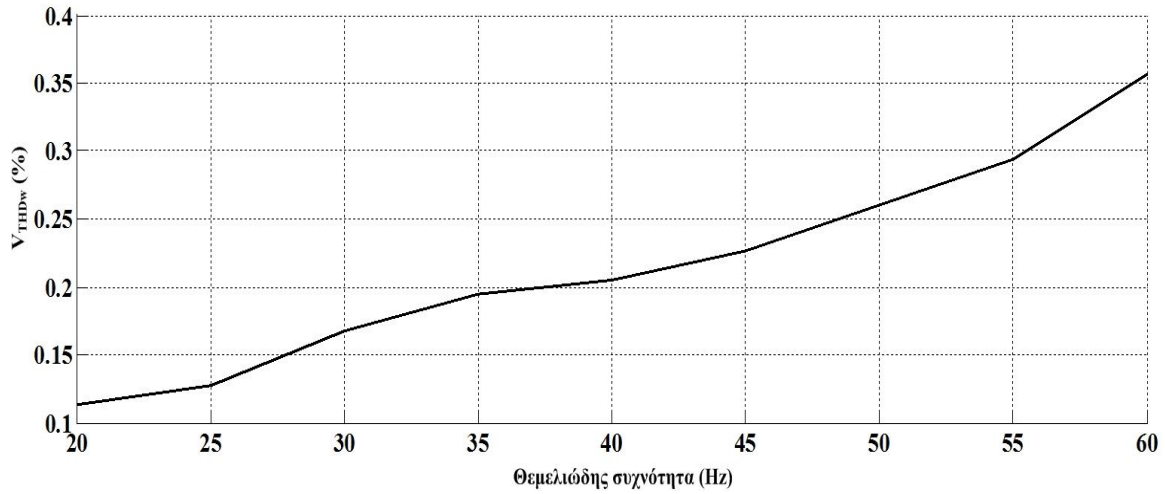
Πίνακας 5.3.  $V_{THDw}$  συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης  $m$  ( $F_{sw}=10kHz$ ,  $f=50Hz$ )



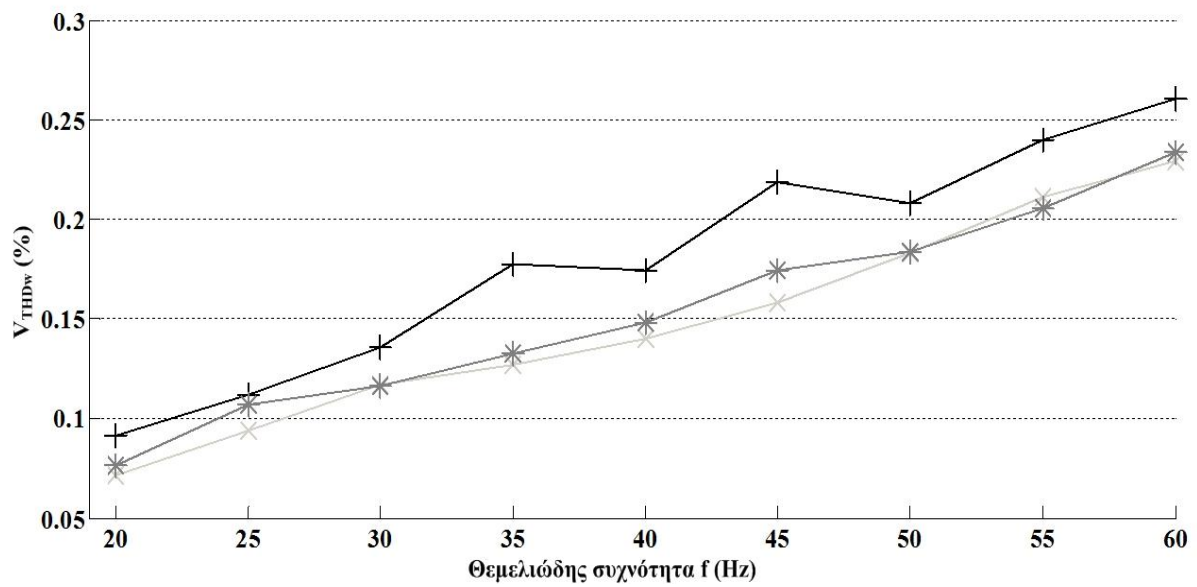
Σχήμα 5.1.  $V_{THDw}$  τεχνικής SPWM συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας  $F_{sw}$ ,  $m=0.8$ ,  $f=50Hz$



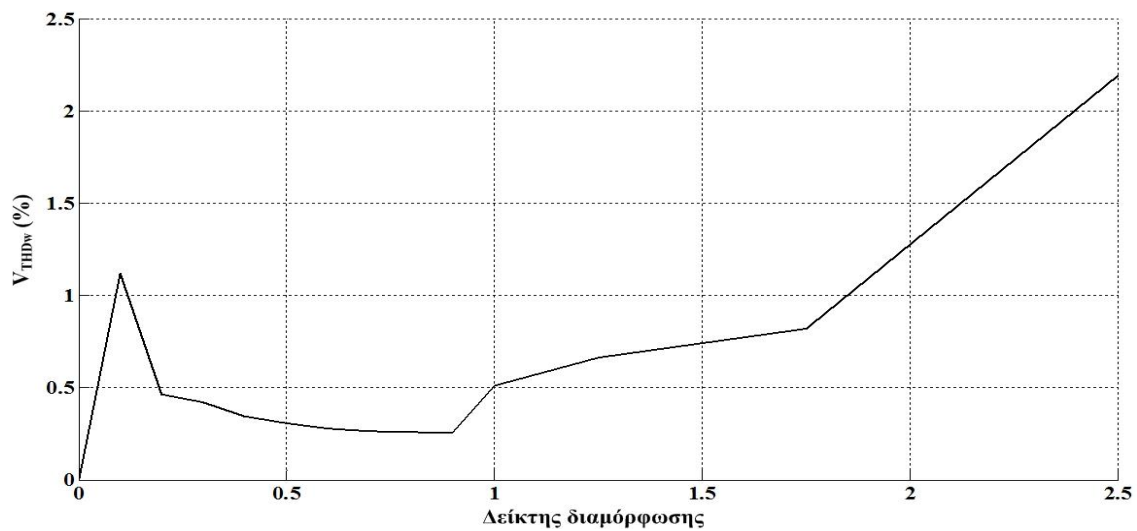
Σχήμα 5.2.  $V_{THDw}$  τεχνικών SpaceVector συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας  $F_{sw}$ ,  $m=0.8$ ,  $f=50Hz$ . (+ CSVPWM, \* ACBCPWM, xASBCPWM)



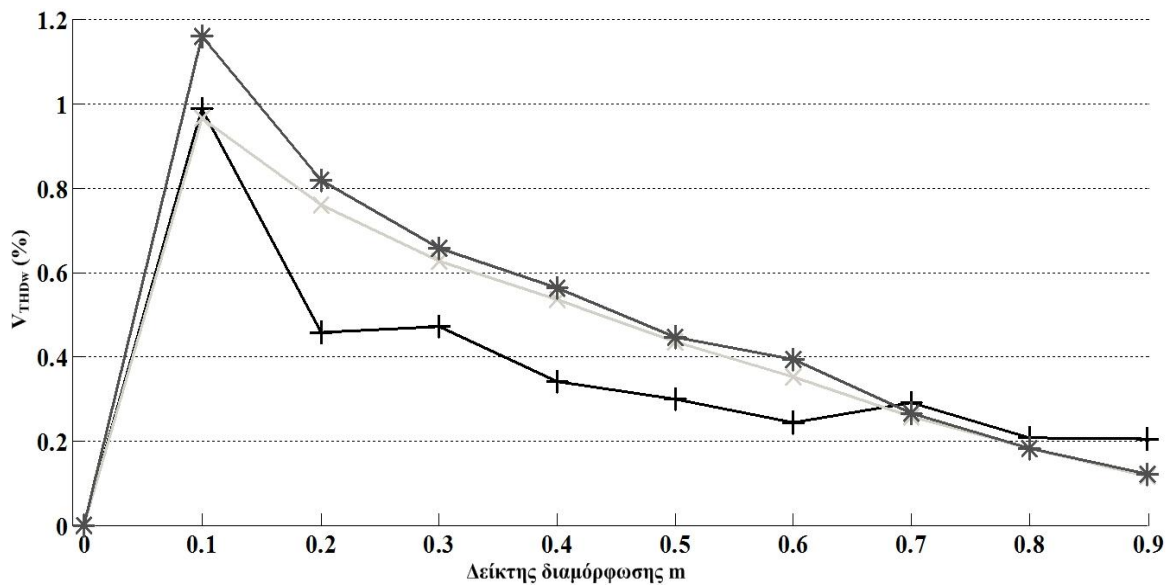
Σχήμα 5.3.  $V_{THDw}$  τεχνικής SPWM συναρτήσει της θεμελιώδους συχνότητας  $f$ ,  $F_{sw}=10kHz$ ,  $m=0.8$



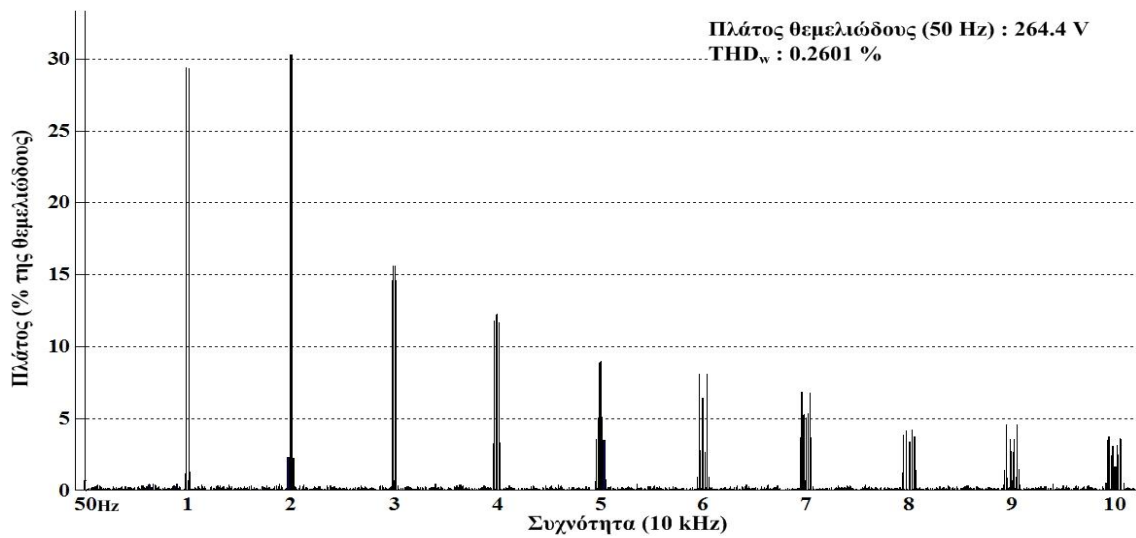
Σχήμα 5.4.  $V_{THDw}$  τεχνικών SpaceVector συναρτήσει της θεμελιώδους συχνότητας  $f$ ,  $m=0.8$ ,  $F_{sw}=50Hz$ . (+ CSVPWM, \* ACBCPWM, xASBCPWM)



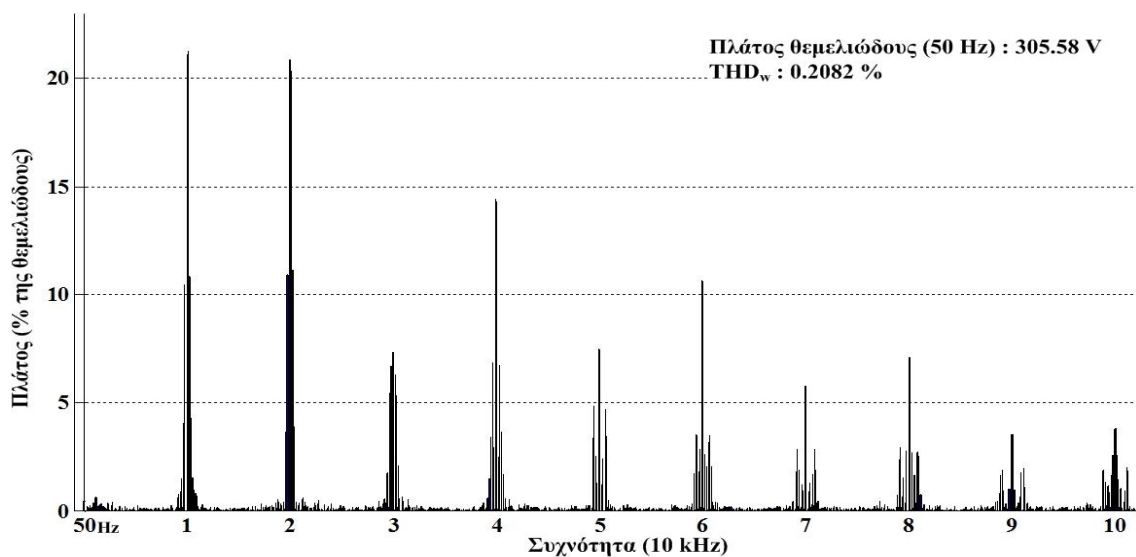
Σχήμα 5.5.  $V_{THDw}$  τεχνικής SPWM συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης  $m$ ,  $F_{sw}=10kHz$ ,  $f=50Hz$



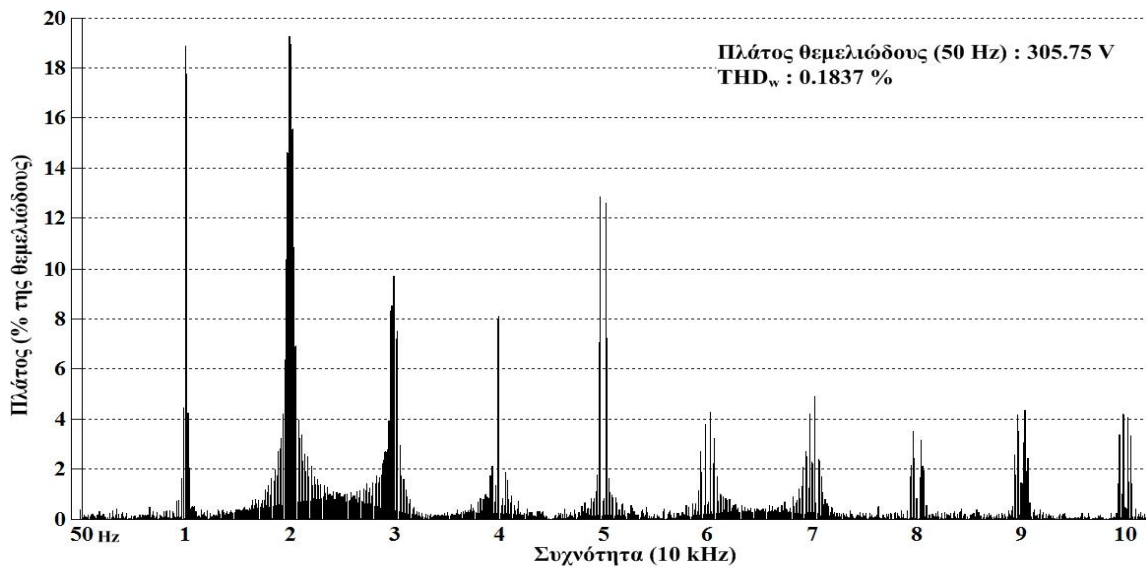
Σχήμα 5.6.  $V_{THDw}$  τεχνικών SpaceVector συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης  $m$ ,  $F_{sw}=10\text{kHz}$ ,  $f=50\text{Hz}$  (+ CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM)



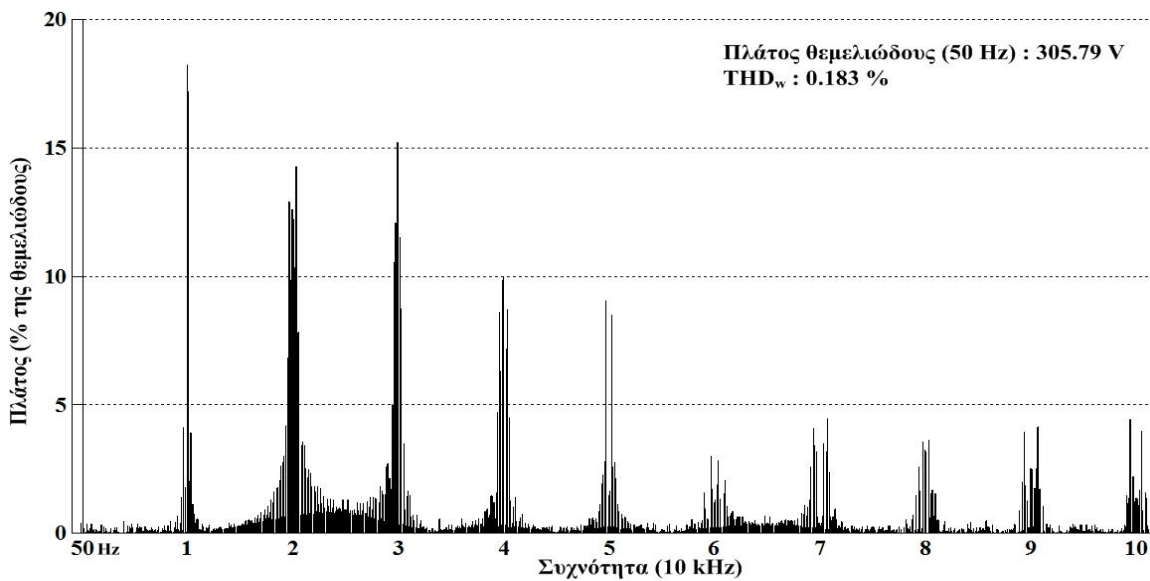
Σχήμα 5.7. Φάσμα SPWM,  $F_{sw}=10\text{kHz}$ ,  $m=0.8$



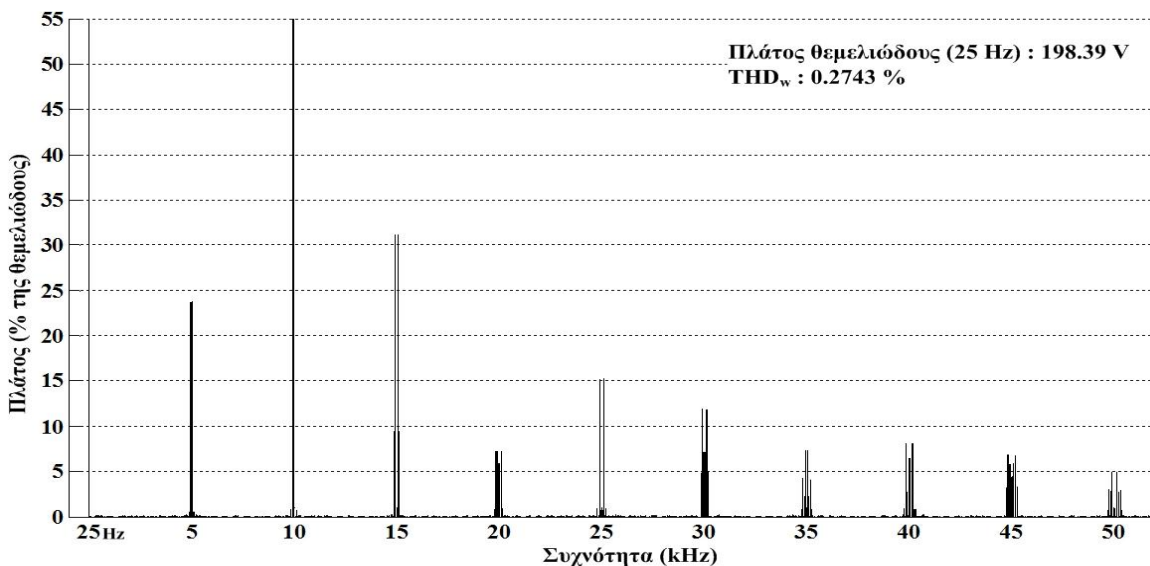
Σχήμα 5.8. Φάσμα CSVPWM,  $F_{sw}=10\text{kHz}$ ,  $m=0.8$



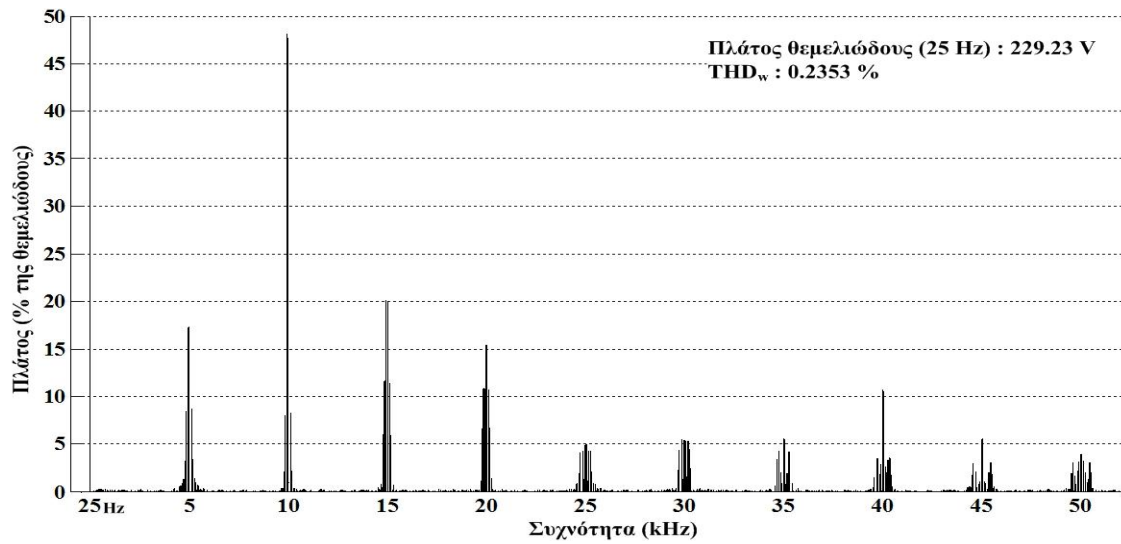
Σχήμα 5.9. Φάσμα ACBCPWM,  $F_{sw}=10\text{kHz}$ ,  $m=0.8$



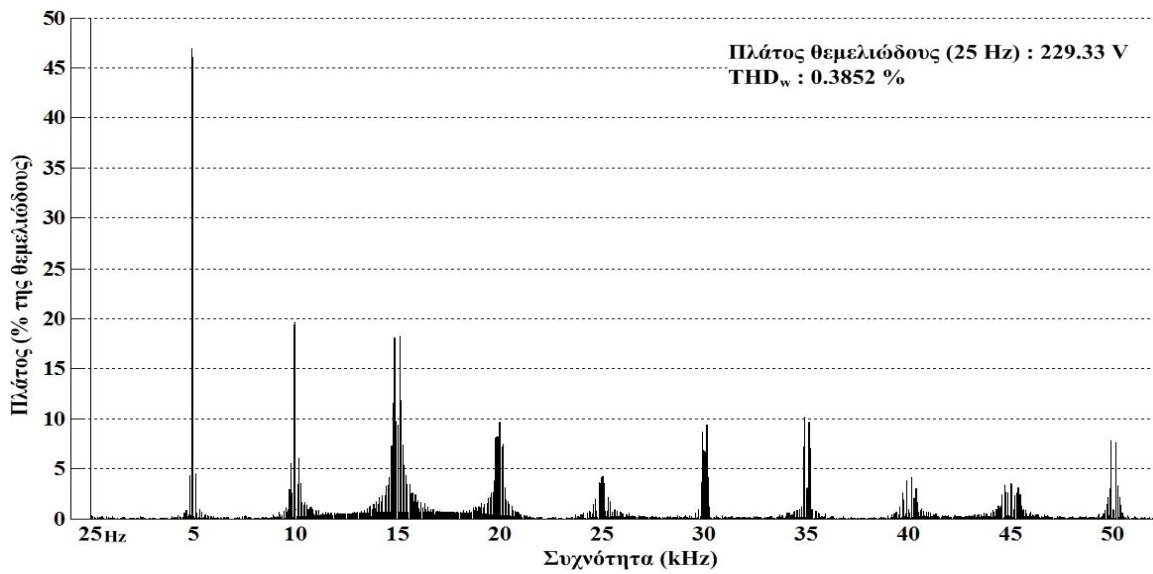
Σχήμα 5.10. Φάσμα ASBCPWM,  $F_{sw}=10\text{kHz}$ ,  $m=0.8$



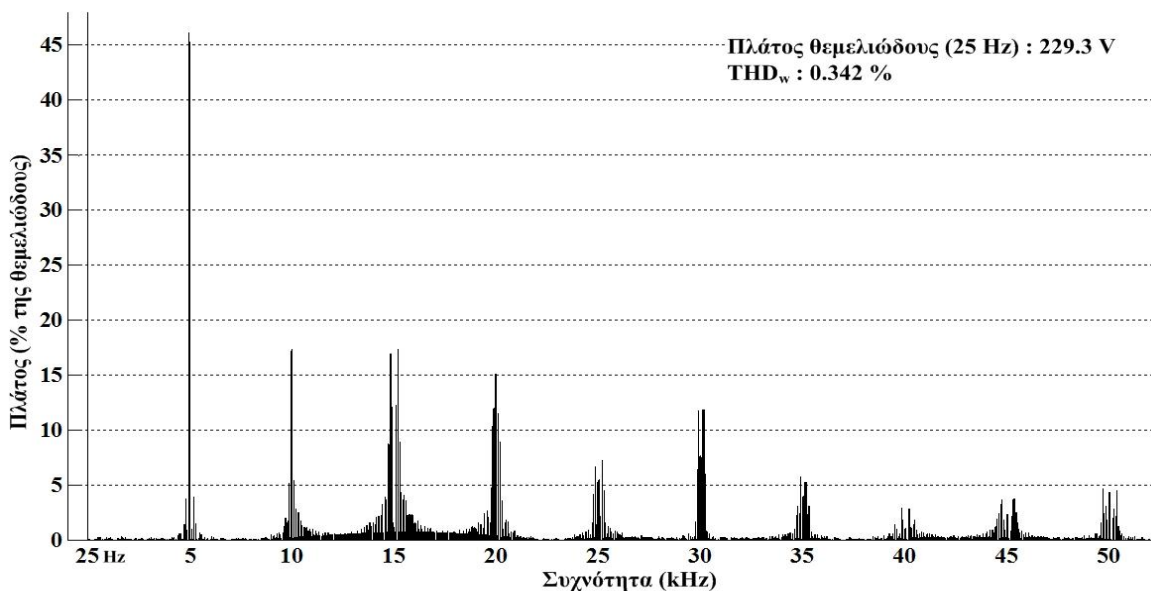
Σχήμα 5.11. Φάσμα SPWM,  $F_{sw}=5\text{kHz}$ ,  $m=0.6$



Σχήμα 5.12. Φάσμα SVPWM,  $F_{sw}=5$  kHz,  $m=0.6$



Σχήμα 5.13. Φάσμα ACBCPWM,  $F_{sw}=5$  kHz,  $m=0.6$



Σχήμα 5.14. Φάσμα ASBCPWM,  $F_{sw}=5$  kHz,  $m=0.6$

### 5.3.2 Σύγκριση τεχνικών ελέγχου αντιστροφέα σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

Διαθέτοντας δυο λεπτομερή συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας θεωρήθηκε ενδιαφέρον και χρήσιμο να αξιολογηθεί η συμπεριφορά τους όσον αφορά τα χαρακτηριστικά ποιότητας ισχύος σε διαφορετικές ταχύτητες και φορτία. Το συγκεκριμένο πλαίσιο αξιολόγησης και σύγκρισης κρίθηκε ότι είναι αντιπροσωπευτικό των πραγματικών συνθηκών λειτουργίας ενός VSD. Στη συνέχεια λοιπόν, δίνεται ο 1 συγκεντρωτικοί πίνακες των αποτελεσμάτων της σύγκρισης και μια σειρά γραφικών παραστάσεων στις οποίες γίνεται οπτική παρουσίαση των πολυπληθών αποτελεσμάτων.

Σε όλες τις προσομοιώσεις που χρησιμοποιήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων επιλέχθηκε περίοδος δειγματοληψίας  $T_s=1e-6s$ . Επίσης, η περίοδος λειτουργίας του αλγορίθμου ελέγχου που επιλέχθηκε και στα δύο συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι  $TPWM=5e-5s$ . Η σκοπιμότητα της επιλογής κοινής περιόδου δειγματοληψίας και ελέγχου είναι η όσο το δυνατόν ανεξαρτητοποίησης της σύγκρισης από αυτές τις παραμέτρους. Ο κύκλος ελέγχου  $TPWM=5e-5s$  οδηγεί τους αντιστροφείς που ελέγχονται από τις τεχνικές *SPWM*, *SVPWM*, *ABCPWM* σε διακοπτική συχνότητα  $F_{sw}=20kHz$ . Η ίδια τακτική ακολουθήθηκε και στις υπόλοιπες παραμέτρους των συστημάτων όπως τα κέρδη των PID ελεγκτών και το εύρος ζώνης των ελεγκτών ζώνης υστέρησης. Επίσης, οι εντολές ροής και στους δύο αλγορίθμους ελέγχου είναι ίσες με τις ονομαστικές τους τιμές και ο κινητήρας διαθέτει τις παραμέτρους του κινητήρα 2hp του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος ΕΜΠ (Πίνακες 2.1, 2.2).

Όσον αφορά τον υπολογισμό των δεικτών ποιότητας ισχύος αυτός έγινε κάθε φορά δειγματοληπτώντας τα απαραίτητα μεγέθη στη χρονική διάρκεια μιας περιόδου του ρεύματος στάτη. Η δειγματοληψία έγινε ενώ το σύστημα βρισκόταν σε κατάσταση ισορροπίας.

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στους πίνακες 5.1, 5.2, 5.3. Η μηχανική ταχύτητα του δρομέα δίνεται σε στροφές ανά λεπτό (ΣΑΛ), οι συντελεστές αρμονικής παραμόρφωσης τάσης και ρεύματος είναι καθαροί αριθμοί επί τοις εκατό, η κυμάτωση ρεύματος δίνεται σε A και η κυμάτωση ροπής σε Nm. Μετά τους πίνακες ακολουθούν χαρακτηριστικές γραφικές παραστάσεις που εξυπηρετούν την ευκολότερη ερμηνεία των αποτελεσμάτων.



$w_m$	Δείκτης	HBPWM	SPWM	CSVPWM	ASBC	ACBC	CDTC	ADTC
500	$V_{THDw}$	14.7298	0.1293	0.1551	0.1644	0.1861	2.0907	1.0294
	$I_{THD}$	44.224	1.8959	1.9471	2.1435	2.2703	14.5401	10.332
	$I_{ripple\_pp}$	42.7521	0.237	0.2921	0.3113	0.3301	7.9307	1.2859
	$I_{ripple\_rms}$	5.77E-02	2.31E-04	2.36E-04	2.43E-04	2.53E-04	7.60E-03	9.54E-04
	$T_{ripple\_pp}$	0.6612	0.2214	0.4389	0.4911	0.449	3.2779	2.0838
	$T_{ripple\_rms}$	4.28E-04	2.13E-04	2.63E-04	4.19E-04	4.14E-04	2.30E-03	1.90E-03
	1000	$V_{THDw}$	2.6869	0.3086	0.3026	0.3387	0.3393	1.3727
$I_{THD}$		19.6518	5.5599	5.5076	5.6323	5.6239	9.1128	5.4109
$I_{ripple\_pp}$		8.4863	0.7921	0.7868	0.8061	0.8325	7.6898	1.0441
$I_{ripple\_rms}$		1.82E-02	1.40E-03	1.40E-03	1.40E-03	1.40E-03	1.04E-02	1.20E-03
$T_{ripple\_pp}$		0.1745	0.3246	0.4427	0.5733	0.5366	3.0946	2.2261
$T_{ripple\_rms}$		2.20E-04	4.01E-04	4.25E-04	7.45E-04	7.48E-04	3.30E-03	1.40E-03
1500		$V_{THDw}$	0.4906	0.2063	0.1809	0.2004	0.2126	1.5956
	$I_{THD}$	3.5456	1.9758	1.797	1.8169	1.8607	5.6104	3.3023
	$I_{ripple\_pp}$	1.5331	0.4873	0.4608	0.4322	0.4623	2.8685	0.9314
	$I_{ripple\_rms}$	3.40E-03	8.67E-04	7.95E-04	7.94E-04	8.12E-04	3.90E-03	1.10E-03
	$T_{ripple\_pp}$	0.1579	0.3647	0.3632	0.5018	0.4874	2.9442	1.3146
	$T_{ripple\_rms}$	2.30E-04	4.99E-04	4.58E-04	7.54E-04	7.72E-04	4.70E-03	1.40E-03
	1700	$V_{THDw}$	1.422	0.553	0.5441	0.536	0.5607	1.4484
$I_{THD}$		10.4796	6.0895	6.002	5.9728	6.0697	6.9962	4.5624
$I_{ripple\_pp}$		4.6195	1.7007	1.6585	1.6103	1.6288	4.2951	1.504
$I_{ripple\_rms}$		1.23E-02	4.20E-03	4.10E-03	4.00E-03	4.10E-03	7.30E-03	2.60E-03
$T_{ripple\_pp}$		0.1652	0.3888	0.3305	0.4503	0.4053	3.0492	1.1821
$T_{ripple\_rms}$		2.15E-04	5.33E-04	4.08E-04	6.07E-04	6.33E-04	5.20E-03	1.40E-03

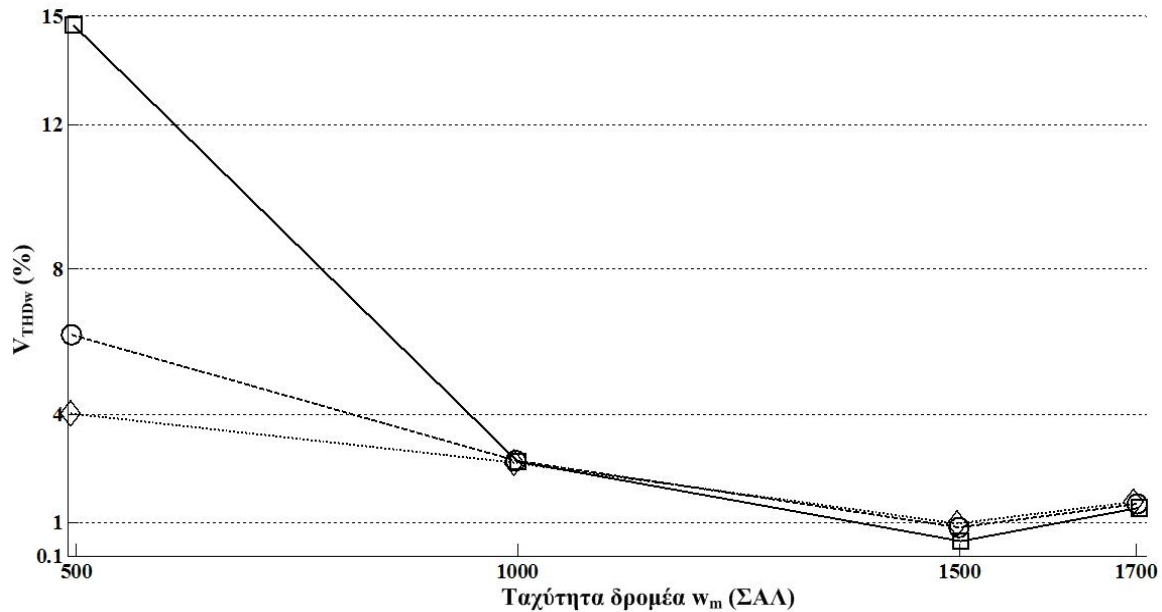
Πίνακας 5.4. Δείκτες ποιότητας ισχύος για φορτίο  $0.5T_{nom}$

$w_m$	Δείκτης	HBPWM	SPWM	CSVPWM	ASBC	ACBC	CDTC	ADTC
500	$V_{THDw}$	6.1825	0.1226	0.1319	0.1878	0.1775	2.0147	0.9257
	$I_{THD}$	28.1357	1.3166	1.3635	1.6365	1.5915	11.1943	6.16
	$I_{ripple\_pp}$	18.7303	0.2154	0.2668	0.314	0.3014	6.234	1.1458
	$I_{ripple\_rms}$	2.47E-02	2.06E-04	2.11E-04	2.48E-04	2.50E-04	6.00E-03	8.06E-04
	$T_{ripple\_pp}$	0.2477	0.2533	0.4494	0.5003	0.4783	3.1487	2.2328
	$T_{ripple\_rms}$	2.09E-04	2.46E-04	2.97E-04	4.83E-04	4.78E-04	2.50E-03	1.80E-03
	1000	$V_{THDw}$	2.7161	0.3735	0.384	0.4353	0.391	1.5296
$I_{THD}$		17.439	4.9852	5.0148	5.1758	5.0287	9.4758	5.1063
$I_{ripple\_pp}$		10.2337	0.8953	0.8893	0.9336	0.9385	5.9368	1.1636
$I_{ripple\_rms}$		2.05E-02	1.70E-03	1.70E-03	1.70E-03	1.70E-03	8.50E-03	1.40E-03
$T_{ripple\_pp}$		0.2195	0.3412	0.4559	0.5839	0.5441	3.0476	1.3642
$T_{ripple\_rms}$		2.56E-04	4.19E-04	4.35E-04	7.62E-04	7.68E-04	3.60E-03	1.10E-03
1500		$V_{THDw}$	0.8802	0.3262	0.2987	0.308	0.308	1.6106
	$I_{THD}$	6.1495	3.257	3.0763	3.0986	3.0986	6.6683	3.617
	$I_{ripple\_pp}$	2.6999	0.829	0.8063	0.7984	0.7984	3.9111	1.163
	$I_{ripple\_rms}$	6.10E-03	1.80E-03	1.70E-03	1.70E-03	1.70E-03	6.40E-03	1.70E-03
	$T_{ripple\_pp}$	0.1686	0.3683	0.3587	0.4729	0.4729	2.8273	1.2612
	$T_{ripple\_rms}$	2.21E-04	5.10E-04	4.28E-04	6.77E-04	6.77E-04	4.80E-03	1.40E-03
	1700	$V_{THDw}$	1.52	0.7751	0.7417	0.7463	0.7753	1.5768
$I_{THD}$		10.5463	6.9464	6.7937	6.821	6.9102	7.197	4.7299
$I_{ripple\_pp}$		5.4709	2.4139	2.3632	2.3112	2.3633	4.3088	1.8041
$I_{ripple\_rms}$		1.44E-02	6.30E-03	6.20E-03	6.20E-03	6.20E-03	8.80E-03	3.40E-03
$T_{ripple\_pp}$		0.1622	0.3802	0.3195	0.3799	0.3688	3.0031	1.2132
$T_{ripple\_rms}$		2.11E-04	5.58E-04	3.76E-04	4.76E-04	5.03E-04	5.40E-03	1.50E-03

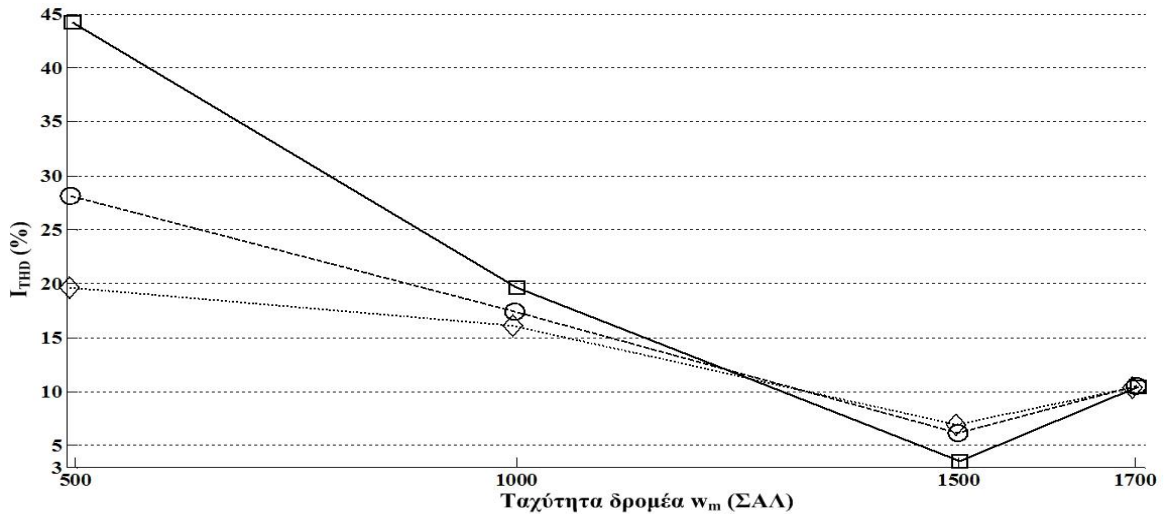
Πίνακας 5.5. Δείκτες ποιότητας ισχύος για φορτίο  $T_{nom}$

$w_m$	Δείκτης	HBPWM	SPWM	CSVPWM	ASBC	ACBC	CDTC	ADTC
500	$V_{THDw}$	4.0312	0.122	0.1362	0.1854	0.1917	1.9051	0.9431
	$I_{THD}$	19.6175	0.1319	1.206	1.4046	1.4134	8.2219	5.6933
	$I_{ripple\_pp}$	10.6984	0.208	0.2602	0.2992	0.3003	4.9291	1.1397
	$I_{ripple\_rms}$	1.53E-02	1.97E-04	2.06E-04	2.49E-04	2.50E-04	5.30E-03	8.45E-04
	$T_{ripple\_pp}$	0.2102	0.2688	0.4683	0.5044	0.499	2.9569	2.417
	$T_{ripple\_rms}$	1.93E-04	2.61E-04	3.01E-04	5.06E-04	5.06E-04	2.60E-03	1.90E-03
1000	$V_{THDw}$	2.6782	0.3866	0.3958	0.4222	0.4226	1.3575	0.8507
	$I_{THD}$	16.1424	4.6453	4.7004	4.7654	4.742	8.7892	4.9717
	$I_{ripple\_pp}$	10.4533	0.9245	0.9295	0.9557	0.9661	5.1585	1.2618
	$I_{ripple\_rms}$	2.05E-02	1.80E-03	1.80E-03	1.80E-03	1.80E-03	8.00E-03	1.40E-03
	$T_{ripple\_pp}$	0.2408	0.3608	0.4259	0.5764	0.5401	3.0106	1.299
	$T_{ripple\_rms}$	2.81E-04	4.28E-04	4.41E-04	7.67E-04	7.74E-04	3.80E-03	1.10E-03
1500	$V_{THDw}$	0.991	0.3767	0.3632	0.3702	0.3503	1.468	0.7157
	$I_{THD}$	6.9614	3.4298	3.4022	3.3941	3.3427	5.9159	3.56
	$I_{ripple\_pp}$	2.9897	0.9796	0.9805	0.9986	0.9902	4.0848	1.2266
	$I_{ripple\_rms}$	7.20E-03	2.20E-03	2.10E-03	2.10E-03	2.10E-03	6.80E-03	1.80E-03
	$T_{ripple\_pp}$	0.1765	0.3789	0.346	0.4635	0.4283	2.8252	1.4957
	$T_{ripple\_rms}$	2.24E-04	5.14E-04	4.11E-04	6.29E-04	6.50E-04	4.80E-03	1.50E-03
1700	$V_{THDw}$	1.5677	1.0174	0.9916	0.9913	1.0056	1.6466	0.8205
	$I_{THD}$	10.3619	7.8076	7.7548	7.7505	7.8043	7.5824	4.5995
	$I_{ripple\_pp}$	5.834	3.2284	3.3423	3.3069	3.3036	4.7139	2.0822
	$I_{ripple\_rms}$	1.52E-02	8.80E-03	9.00E-03	8.90E-03	9.00E-03	9.60E-03	3.80E-03
	$T_{ripple\_pp}$	0.1723	0.4015	0.3782	0.3505	0.3336	3.5283	1.2729
	$T_{ripple\_rms}$	2.97E-04	5.76E-04	3.85E-04	3.95E-04	4.18E-04	5.90E-03	1.50E-03

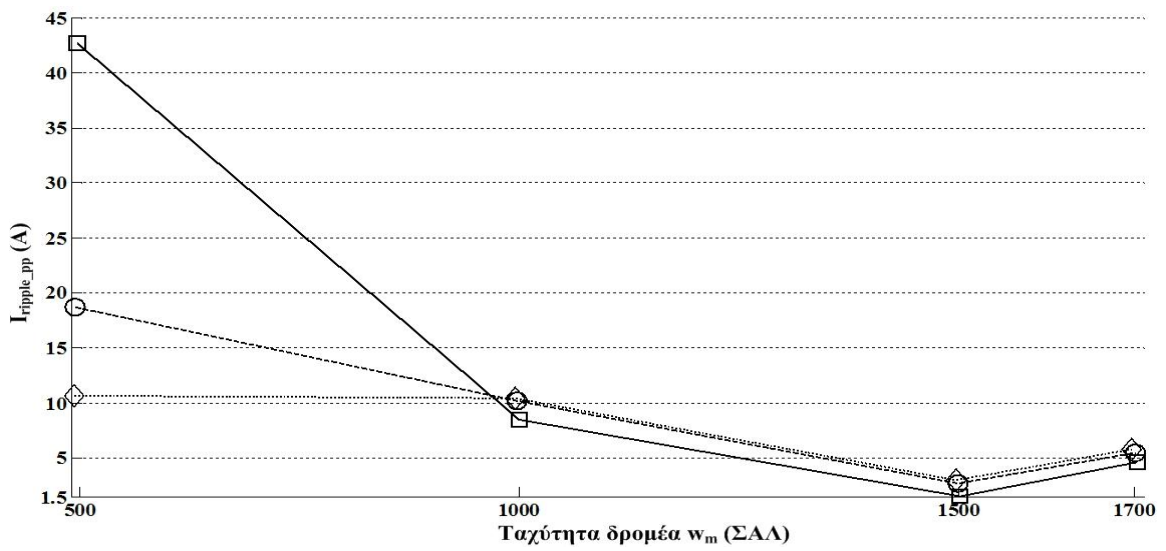
Πίνακας 5.6. Δείκτες ποιότητας ισχύος για φορτίο  $1.25 T_{nom}$



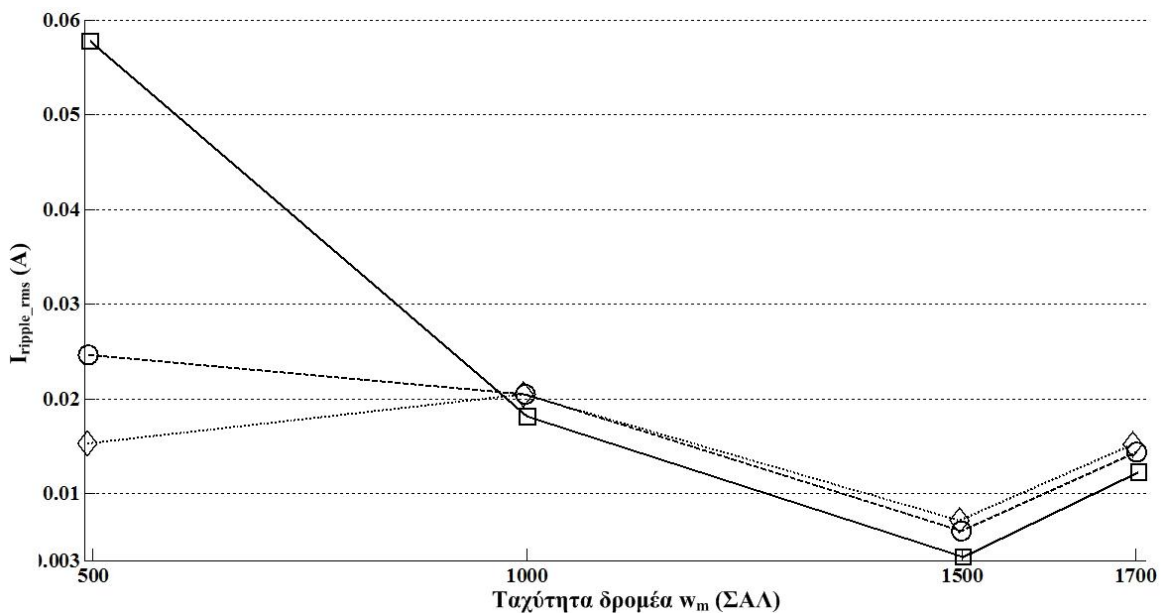
Σχήμα 5.15.  $V_{THDw}$  HBPWM συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτία : □  $0.5T_{nom}$ , ○  $T_{nom}$ , ◇  $1.25T_{nom}$



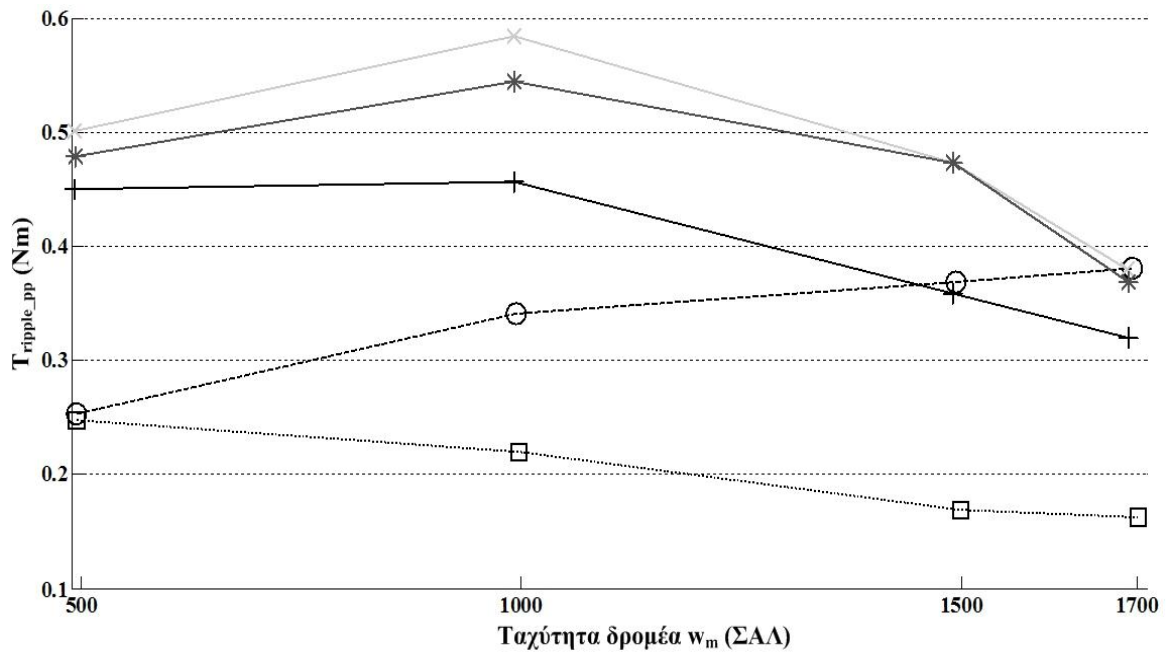
Σχήμα 5.16.  $I_{THD}$  HBPWM συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτία : □  $0.5T_{nom}$ , ○  $T_{nom}$ , ◇  $1.25T_{nom}$



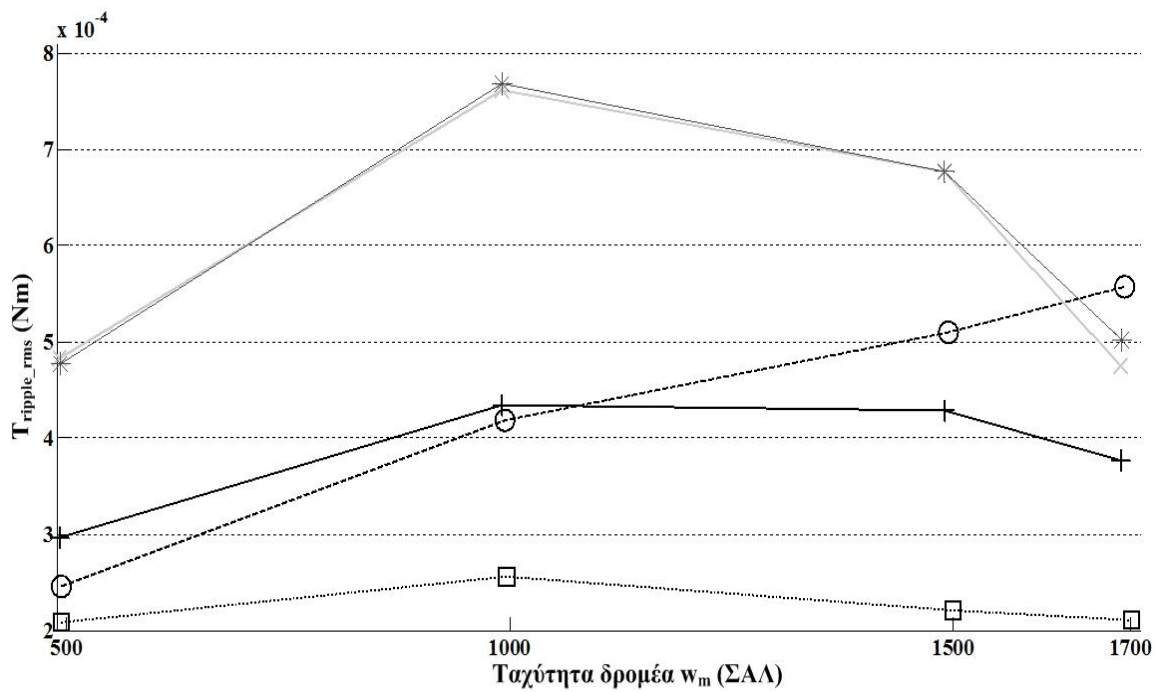
Σχήμα 5.17.  $I_{ripple\_pp}$  HBPWM συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτία : □  $0.5T_{nom}$ , ○  $T_{nom}$ , ◇  $1.25T_{nom}$



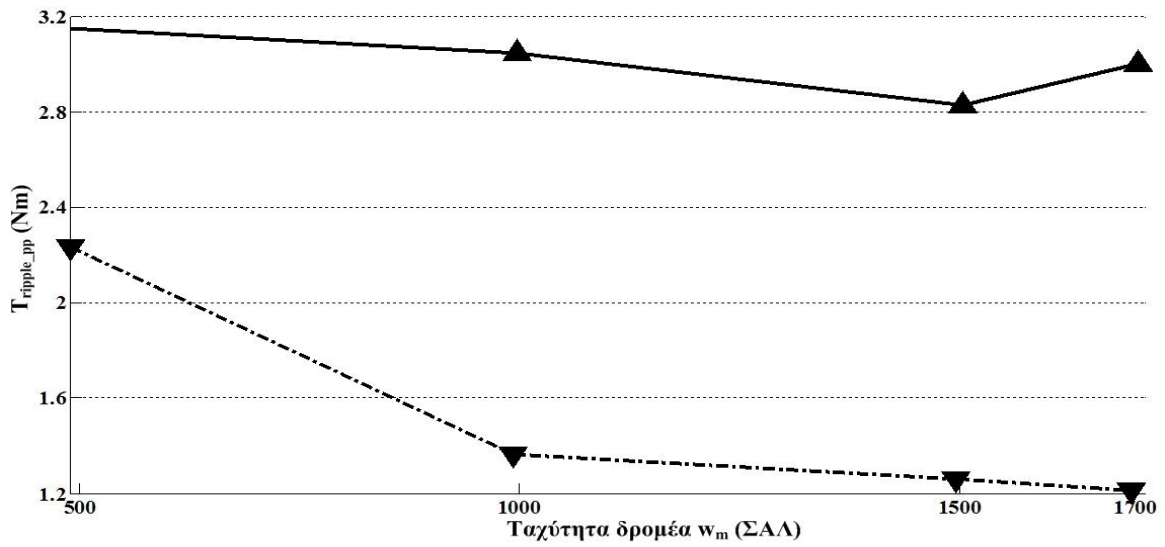
Σχήμα 5.18.  $I_{ripple\_rms}$  HBPWM συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτία : □  $0.5T_{nom}$ , ○  $T_{nom}$ , ◇  $1.25T_{nom}$



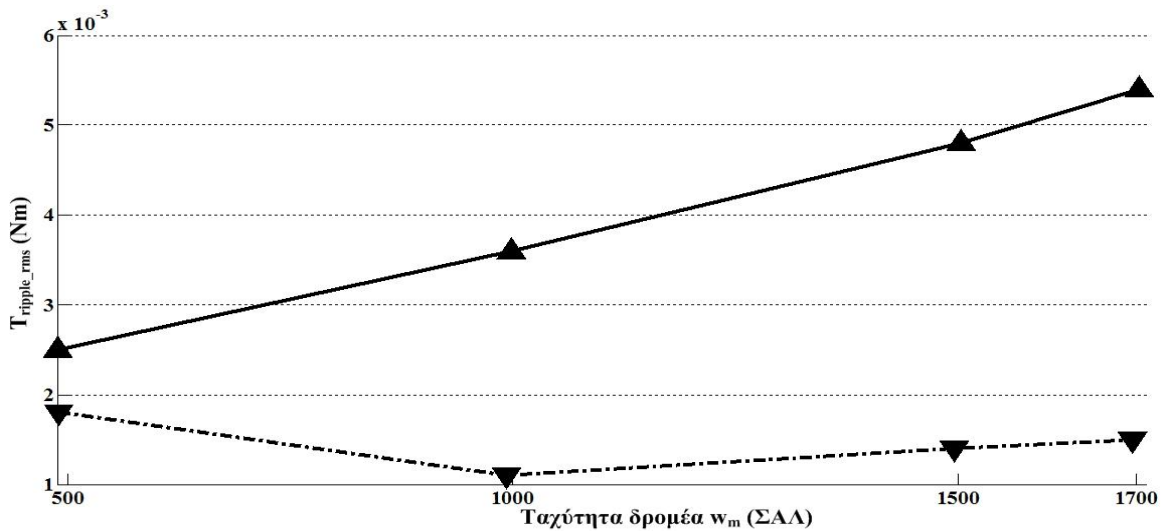
Σχήμα 5.19.  $T_{ripple\_pp}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, □ HBPWM, ○ SPWM



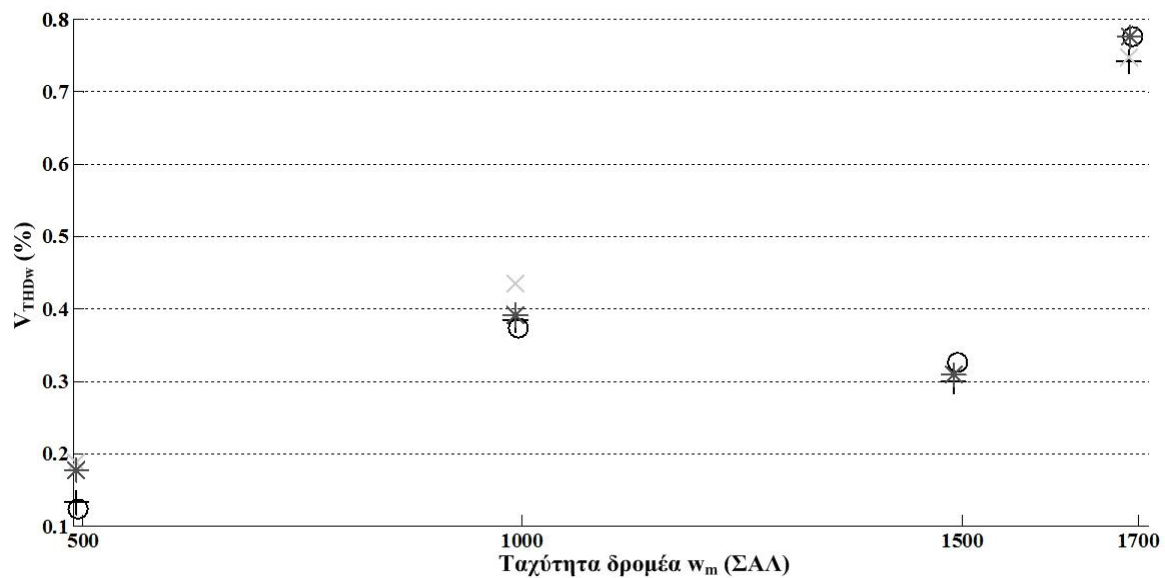
Σχήμα 5.20.  $T_{ripple\_rms}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, □ HBPWM, ○ SPWM



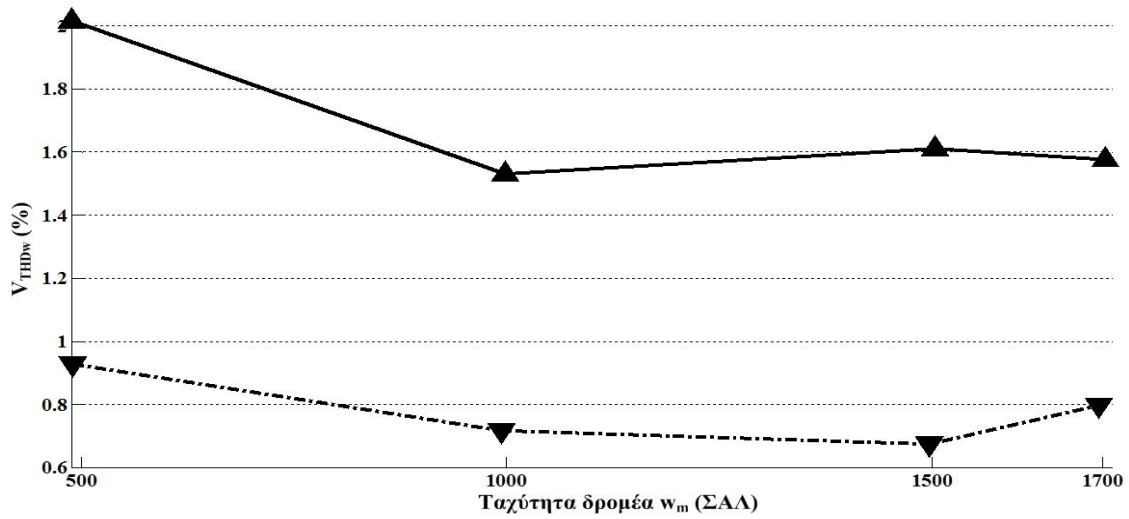
Σχήμα 5.21.  $T_{ripple\_pp}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : ▲ CDTC, ▼ ADTC



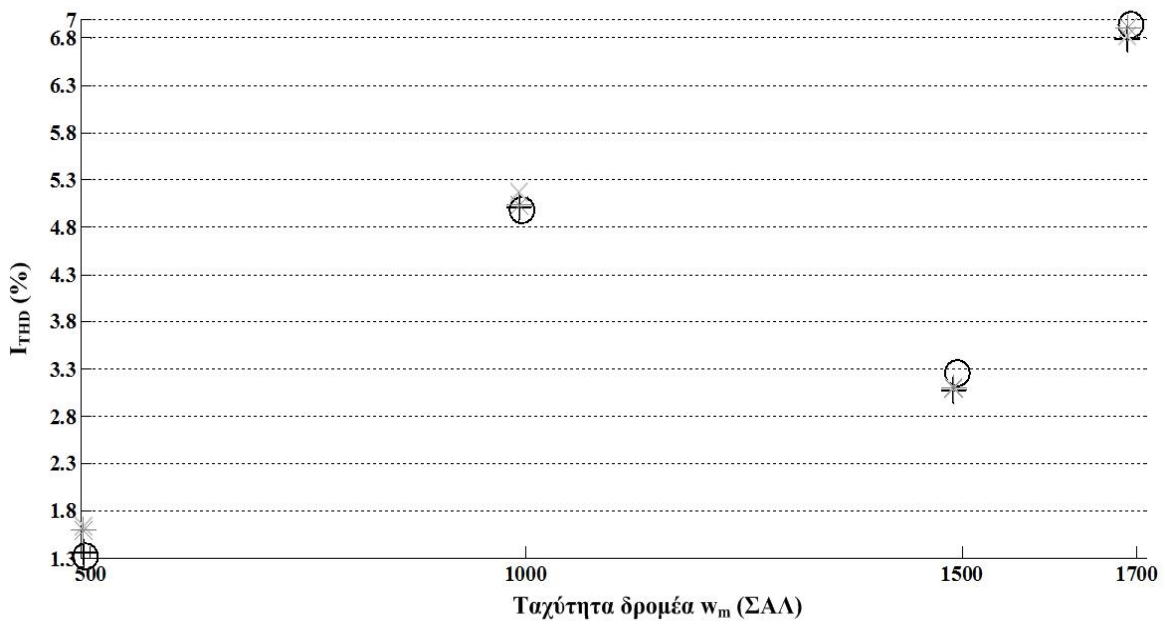
Σχήμα 5.22.  $T_{ripple\_rms}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : ▲ CDTC, ▼ ADTC



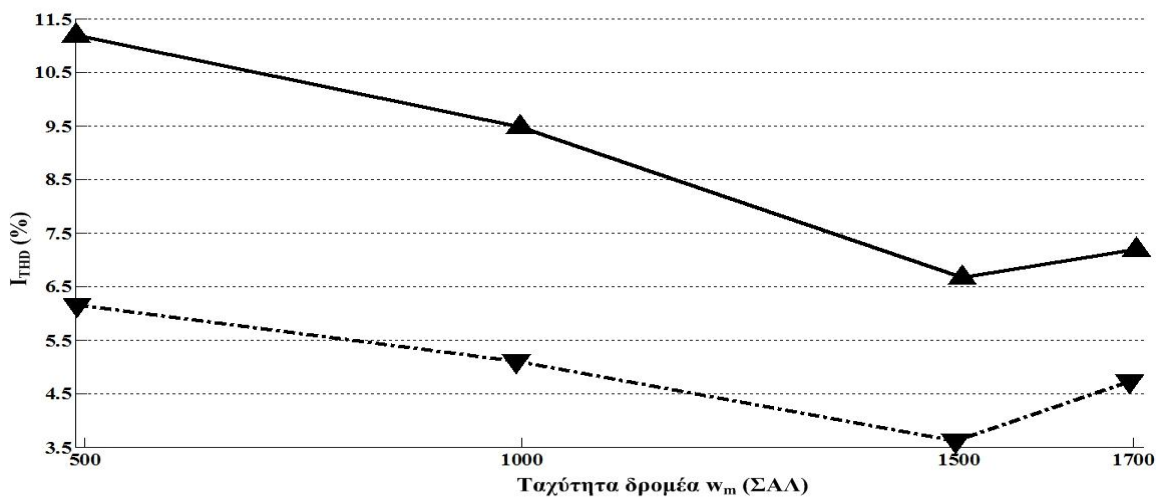
Σχήμα 5.23  $V_{THDw}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, o SPWM



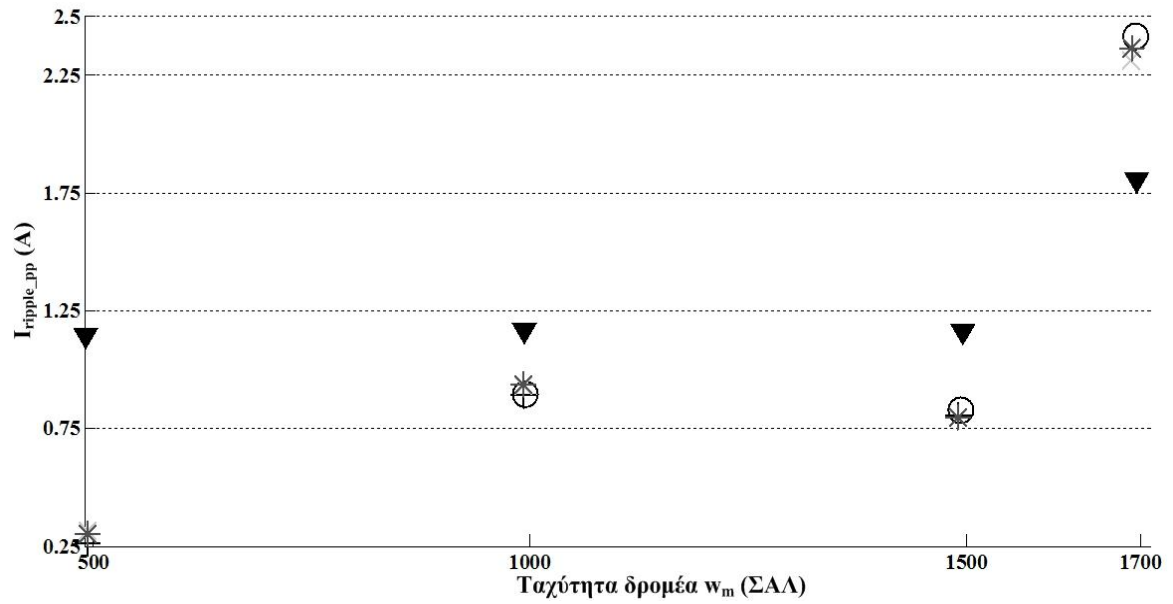
Σχήμα 5.24.  $V_{THDw}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : ▲ CDTC, ▼ ADTC



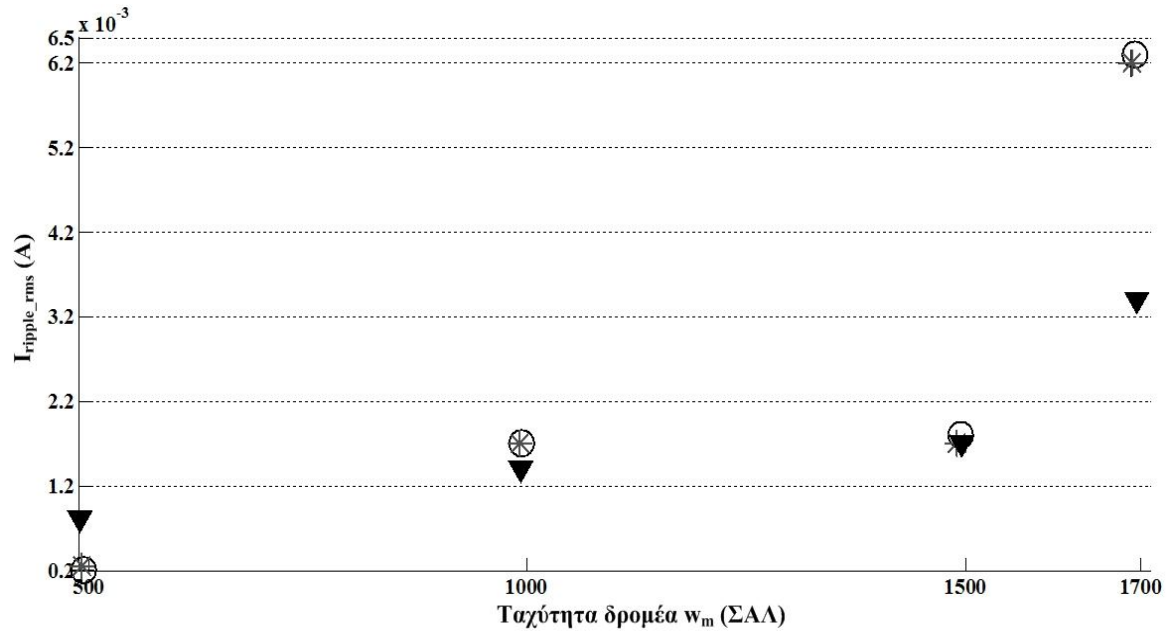
Σχήμα 5.25.  $I_{THD}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, o SPWM



Σχήμα 5.26.  $I_{THD}$  συναρτήσει ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$  : ▲ CDTC, ▼ ADTC



Σχήμα 5.27.  $I_{ripple\_pp}$  συναρτήσεως ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$ : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, o SPWM, ▼ ADTC



Σχήμα 5.28.  $I_{ripple\_rms}$  συναρτήσεως ταχύτητας δρομέα για φορτίο  $T_{nom}$ : + CSVPWM, \* ACBCPWM, x ASBCPWM, o SPWM, ▼ ADTC

## 5.4 Πίνακας βιβλιογραφίας

- [5.1] Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook 3<sup>rd</sup> edition*”, Elsevier Inc., 2011
- [5.2] Bimal K. Bose, “*Modern Power Electronics and AC Drives*”, Prentice Hall PTR, 2002
- [5.3] G. Narayanan, V. T. Ranganathan, “*Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple*”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 20, NO. 2, MARCH 2005
- [5.4] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, “*A Space Vector Modulation Strategy for Matrix Converters Minimizing the RMS Value of the Load Current Ripple*”, 1-4244-0136-4/06, IEEE 2006



## 6 Συμπεράσματα και εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση

### 6.1 Συμπεράσματα

Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάστηκε μια εκτενής και λεπτομερής μελέτη των τεχνικών PWM που υλοποιήθηκαν βασισμένη σε κριτήρια ποιότητας ισχύος. Η αξιολόγηση έγινε σε δύο σκέλη. Στο πρώτο σκέλος επιχειρήθηκε αξιολόγηση των τεχνικών SPWM, SVPWM, ABCPWM (Split και Continuous) ως ανεξάρτητων συστημάτων. Έγινε ουσιαστικά αξιολόγηση της διαμορφωμένης τάσης εξόδου υπολογίζοντας το δείκτη συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης  $V_{THDw}$  αλλάζοντας τις παραμέτρους του υπό εξέταση συστήματος.

Όπως προκύπτει οι τεχνικές ABCPWM έχουν σε όλο το φάσμα των διακοπτικών και θεμελιωδών συχνοτήτων που εξετάστηκαν μικρότερο  $V_{THDw}$ , με την τεχνική Split Bus Clamping να παρουσιάζει συνήθως ένα μικρό προβάδισμα (σχήματα 5.2, 5.4). Επίσης, παρατηρώντας το σχήμα 5.6 βλέπει κανείς ότι οι τεχνικές ABCPWM μειονεκτούν σε χαμηλές τιμές του δείκτη διαμόρφωσης αλλά βελτιώνονται καθώς αυτός αυξάνεται φτάνοντας στη μέγιστη βελτίωση κατά 0.08% και 0.09%, αντίστοιχα για την Continuous και την Split, για τη τιμή 0.9. Μπορεί κανείς λοιπόν να εξάγει το ασφαλές συμπέρασμα ότι οι ασυνεχείς τεχνικές ABCPWM παρουσιάζουν, συμβαδίζοντας και με τη θεωρία, βελτιωμένο αρμονικό περιεχόμενο σε σχέση με την CSVPWM σε δείκτες διαμόρφωσης οι οποίοι είναι μεγαλύτεροι του 0.7. Το ζήτημα που προκύπτει είναι κατά πόσο αυτή η βελτίωση στον δείκτη  $V_{THDw}$  μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα βελτιωμένα χαρακτηριστικά ρεύματος και ροπής σε ένα VSD. Ζήτημα το οποίο καλύφθηκε στο δεύτερο σκέλος της αξιολόγησης των τεχνικών PWM.

Τέλος, η SPWM, λαμβάνοντας υπόψη και το θέμα του δείκτη διαμόρφωσης που αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα, υπολείπεται των Space Vector τεχνικών στις περισσότερες μετρήσεις. Η μόνη περίπτωση που εμφανίζει μικρότερο  $V_{THDw}$  είναι σε μικρές τιμές του δείκτη διαμόρφωσης συγκριτικά μόνο με τις τεχνικές ABCPWM.

Στο δεύτερο σκέλος, χρησιμοποιήθηκαν όλα τα υποσυστήματα που υλοποιήθηκαν στο πλαίσιο της διπλωματικής ώστε να γίνει αξιολόγηση και σύγκριση των ολοκληρωμένων συστημάτων ηλεκτρικής μεταβλητής ταχύτητας (VSD). Όσον αφορά το VSD που είναι βασισμένο στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο φαίνεται ότι τεχνικές ABCPWM παρουσιάζουν αμελητέα καλύτερη ποιότητα ρεύματος σε υψηλές ταχύτητες (υψηλές τιμές δείκτη διαμόρφωσης) και εμφανώς χειρότερη στις περισσότερες χαμηλές ταχύτητες, σε σχέση με την CSVPWM. Επίσης, μειονεκτούν στην ποιότητα της μηχανικής ροπής καθώς διαθέτουν μεγαλύτερες τιμές κυμάτωσης ροπής (rms και p-p) σε όλο το εύρος των πραγματοποιηθέντων υπολογισμών.

Η SPWM εμφανίζει εξαιρετικά χαρακτηριστικά σε χαμηλές ταχύτητες καθώς παρουσιάζει τις καλύτερες τιμές σε όλους δείκτες ποιότητας ισχύος. Τα καλά

χαρακτηριστικά διατηρούνται σε όλο το φάσμα των υπολογισμών αλλά με την αύξηση της ταχύτητας και του φορτίου οι τιμές των δεικτών αυξάνουν.

Τέλος, αξίζει κανείς να σημειώσει την ακαταλληλότητα της τεχνικής HBPWM (με εύρος ζώνης  $HB=0.2$ ) σε χαμηλές ταχύτητες και φορτία καθώς παρουσιάζει ιδιαίτερα αυξημένες τιμές αρμονικής παραμόρφωσης και κυμάτωσης ρεύματος. Αξιοπρόσεκτο όμως είναι το γεγονός ότι σημειώνει εξαιρετικά χαμηλή κυμάτωση ροπής σε όλο το φάσμα των υπολογισμών.

Στη περίπτωση του VSD που βασίστηκε στον αλγόριθμο άμεσου ελέγχου ροπής και ροής οι υπολογισμοί είναι πιο ξεκάθαροι. Ο κλασικός DTC εμφανίζει τα μειονεκτήματα που αναφέρονται εκτενώς στη βιβλιογραφία όπως η υψηλή κυμάτωση ροπής σε όλο το εύρος των ταχυτήτων και φορτίων και υψηλή αρμονική παραμόρφωση και κυμάτωση ρεύματος ιδιαίτερα σε χαμηλές ταχύτητες και φορτία. Από την άλλη ο προηγμένος αλγόριθμος που υλοποιήθηκε παρουσιάζει εμφανή βελτίωση σε όλους τους δείκτες υπό όλες τις συνθήκες. Η ποιότητα του ρεύματος, χαρακτηριστικά, βελτιώνεται τόσο πολύ που υπερτερεί σε σχέση μ' αυτή που παράγει το VSD διανυσματικού ελέγχου (σχήματα 5.28, 5.29) ενώ η κυμάτωση της ροπής γίνεται πλέον συγκρίσιμη.

## 6.2 Συνεισφορά της εργασίας

Στην εργασία αυτή επιχειρήθηκε συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με κριτήρια ποιότητας ισχύος κάτω από ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς. Ιδιαίτερη συνεισφορά στην επιστήμη εντοπίζεται στα εξής σημεία:

- Η ανάπτυξη ενός πλήρους δυναμικού μοντέλου κινητήρα επαγωγής το οποίο περιλαμβάνει τις απώλειες πυρήνα και υστέρησης καθώς και του φαινομένου του κορεσμού
- Η συγκριτική διερεύνηση τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών όπως η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση των διανυσμάτων χώρου του αντιστροφέα (SVPWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBPWM) και προηγμένες ασυνεχείς τεχνικές διαμόρφωσης ASBCPWM, ACBCPWM σε ένα ολοκληρωμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης διανυσματικού ελέγχου
- Άμεση σύγκριση συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης διανυσματικού ελέγχου και συστημάτων ηλεκτρικής με άμεσο έλεγχο ροπής και ροής

## 6.3 Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας αναδείχθηκαν τα παρακάτω σημεία, τα οποία είναι σημαντικό να διερευνηθούν περαιτέρω:

- Στις προσομοιώσεις των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης που πραγματοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των δεικτών ποιότητας ισχύος η εντολή ροής που χρησιμοποιήθηκε ήταν η ονομαστική της τιμή. Η πρακτική αυτή δεν επιφέρει βέλτιστα αποτελέσματα στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, όμως κρίθηκε

αναγκαία έτσι ώστε να υπάρχει μια ενιαία βάση σύγκρισης μεταξύ των τεχνικών. Η εισαγωγή ενός μπλοκ προγραμματισμού ροής σε συνάρτηση της ταχύτητας δρομέα και η επαναξιολόγηση των τεχνικών μπορεί να αποτελέσει θέμα προς μελέτη. Έτσι, θα μπορούσε να κανείς να εκτιμήσει τις τεχνικές που αναπτύχθηκαν σε δύο ακόμα πιο πλήρη συστήματα ηλεκτρικής κίνησης καθώς επίσης και την επίδραση του προγραμματισμού ροής.

Επίσης, ενδιαφέροντα θέματα προς ανάπτυξη είναι η σύγκριση των τεχνικών με χρησιμοποίηση διαφορετικών κριτηρίων αξιολόγησης :

- Το μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής που υλοποιήθηκε μοντελοποιεί τις απώλειες πυρήνα και υστέρησης (Κεφάλαιο 2) και έχει τη δυνατότητα υπολογισμού των επιμέρους και συνολικών απωλειών. Συνεπώς, μια σύγκριση των τεχνικών με κριτήρια απώλειας ισχύος εκτός από ενδιαφέροντα είναι και άμεσα εφικτή.
- Μία ακόμη ομάδα κριτηρίων αξιολόγησης που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί είναι η δυναμική απόκριση και τα χαρακτηριστικά σταθερής κατάστασης του συστήματος οδήγησης. Η εξέταση του εάν και κατά πόσο οι τεχνικές, που έχουν αναπτυχθεί με γνώμονα τη βελτίωση της ποιότητας ισχύος του συστήματος οδήγησης, επηρεάζουν την απόκριση του συστήματος σε μια σειρά από μεταβολές φορτίων και ταχυτήτων δρομέα αποτελεί ένα σημαντικό ζήτημα.