



Πολυτεχνείο Κρήτης
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών
Υπολογιστών

Μεταπτυχιακή Διατριβή

Τίτλος:

“Διανυσματικός έλεγχος με ελαχιστοποίηση απωλειών
σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη”

Γεράσιμος Βασσάλος

Εξεταστική επιτροπή:

Σταυρακάκης Γεώργιος (επιβλέπων)
Καλαϊτζάκης Κωνσταντίνος
Πουλιέζος Αναστάσιος

Χανιά 2010

Περίληψη

Η ανάγκη σήμερα για εξοικονόμηση ενέργειας έχει οδηγήσει στην αναζήτηση μεθόδων που θα συμβάλουν στη μείωση των ενεργειακών απωλειών των κινητήρων και θα αυξήσουν την αποδοτικότητα τους. Στην παρούσα εργασία παρουσιάζεται ένα μοντέλο απωλειών του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, που περιλαμβάνει εκτός από τις απώλειες χαλκού του οπλισμού και τις απώλειες σιδήρου. Με βάση το μοντέλο αυτό, προτείνεται μια μέθοδος διανυσματικού ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα που παράλληλα ελαχιστοποιεί τις απώλειες του χαλκού και του σιδήρου. Για την ανάπτυξη και την προσομοίωση του συστήματος χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό πακέτο Matlab της Mathworks και συγκεκριμένα το εργαλείο Simulink. Το σύστημα προσομοίωσης περιλαμβάνει όλα τα πραγματικά στοιχεία ενός συστήματος οδήγησης κινητήρα. Προκειμένου να εξαχθούν τα κατάλληλα συμπεράσματα τα αποτελέσματα της προτεινόμενης μεθόδου συγκρίνονται με τα αποτελέσματα μιας ευρέως χρησιμοποιούμενης μεθόδου.

Πίνακας Περιεχομένων

Σημειογραφία.....	6
1. Εισαγωγή.....	7
2. Σύγχρονος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη	9
2.1 Μόνιμοι μαγνήτες	9
2.2 Ταξινόμηση κινητήρων μόνιμου μαγνήτη.....	10
2.2 Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη	11
3. Σύστημα οδήγησης σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη	12
3.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης.....	13
3.2 Έλεγχος Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη	15
3.2.1 Βαθμωτός έλεγχος.....	15
3.2.2 Διανυσματικός έλεγχος.....	16
3.2.2.1 Μέθοδος μηδενικού d-ρεύματος (ZDAC)	17
3.2.2.2 Μέθοδος εξασθένησης ροής	18
4. Μοντελοποίηση Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη	19
5. Ελαχιστοποίηση απωλειών του κινητήρα	24
5.1 Απώλειες ενέργειας του κινητήρα.....	24
5.2 Υπολογισμός βέλτιστου ρεύματος.....	26
6. Προσομοίωση Συστήματος Οδήγησης Κινητήρα	29
7. Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	35
• Ταχύτητα αναφοράς $w=900\text{rpm}$, ροπή φορτίου $T_m=2\text{ Nm}$	35
• Ταχύτητα αναφοράς $w=1800\text{rpm}$, ροπή φορτίου $T_m=3.96\text{ Nm}$	37
• Ταχύτητα αναφοράς $w=2.500\text{rpm}$, ροπή φορτίου $T_m=3.96\text{ Nm}$	39
• Μεταβαλλόμενη ταχύτητα - ροπή φορτίου $T_m=2\text{ Nm}$	41
• Ταχύτητα $w=1800\text{rpm}$ - μεταβαλλόμενη ροπή φορτίου	42
8. Συμπεράσματα	44
Βιβλιογραφία	45
Παράρτημα.....	47

Λίστα Εικόνων

Εικόνα 1.1 Ταξινόμηση ηλεκτρικών κινητήρων	8
Εικόνα 2.1 Κινητήρας επιφανειακού (αριστερά) και εσωτερικού (δεξιά) μόνιμου μαγνήτη	10
Εικόνα 3.1 Διάγραμμα τυπικής οδήγησης κινητήρα	12
Εικόνα 3.2 Κυκλωματική δομή του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.	13
Εικόνα 3.3 Μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμών.....	14
Εικόνα 3.4 Γενικό λειτουργικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου	16
Εικόνα 4.1 Άξονες Κινητήρα.....	19
Εικόνα 4.2 Ισοδύναμα κυκλώματα	23
Εικόνα 5.1 Ροη ισχύος κινητήρα	25
Εικόνα 5.2 Γενική μορφή πίνακα αναζήτησης του βέλτιστου ρεύματος id^*	28
Εικόνα 6.1 Διάγραμμα του προτεινόμενου διανυσματικού ελέγχου του κινητήρα	29
Εικόνα 6.2 Μονάδα μετασχηματισμού “ $V_{dq} \rightarrow V_{abc}$ ”	30
Εικόνα 6.3 Μονάδα του αντιστροφέα με PWM έλεγχο	30
Εικόνα 6.4 Μονάδα διαμόρφωσης εύρους παλμών	30
Εικόνα 6.5 Το μοντέλο του PMSM.....	31
Εικόνα 6.6 Μονάδα μετασχηματισμού “ $V_{abc} \rightarrow V_{dq}$ ”	31
Εικόνα 6.7 Μέσα στο block “PMSM1”.....	32
Εικόνα 6.8 Μέσα στο block “q_axis”	32
Εικόνα 6.9 Μέσα στο block “d_axis”	32
Εικόνα 6.10 Μέσα στο block “torque-speed”.....	33
Εικόνα 6.11 Μέσα στο Block “PMSM2”.....	33
Εικόνα 6.12 Μέσα στο block “ $i_{dq} \rightarrow i_{abc}$ ”	33
Εικόνα 6.13 Block υπολογισμού απωλειών	34
Εικόνα 7.1 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος	35
Εικόνα 7.2 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος id	36
Εικόνα 7.3 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος id στη μόνιμη κατάσταση	36
Εικόνα 7.4 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης.....	36
Εικόνα 7.5 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση	37
Εικόνα 7.6 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος	37
Εικόνα 7.7 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος id	38
Εικόνα 7.8 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος id στη μόνιμη κατάσταση	38
Εικόνα 7.9 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης.....	38
Εικόνα 7.10 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση	39
Εικόνα 7.11 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος	39
Εικόνα 7.12 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος id	40
Εικόνα 7.13 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης – προτεινόμενη μέθοδος.....	40
Εικόνα 7.14 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση	40
Εικόνα 7.15 Σύγκριση ταχύτητας αναφοράς – ταχύτητα δρομέα κινητήρα.....	41
Εικόνα 7.16 Διάγραμμα σφάλματος μεταξύ ταχύτητας δρομέα και ταχύτητας αναφοράς	41
Εικόνα 7.17 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c	41

Εικόνα 7.18. Διάγραμμα των ρευμάτων id και iq.....	42
Εικόνα 7.19 Σύγκριση ροπής φορτίου και αναπτυσσόμενης ροπής κινητήρα	42
Εικόνα 7.20 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων ia, ib και ic.....	43
Εικόνα 7.21 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος iq και ρεύματος id	43

Σημειογραφία

Σύμβολο	Μονάδα μέτρησης	Περιγραφή
R_a	Ωhm (Ω)	Αντίσταση χαλκού
R_c	Ωhm (Ω)	Αντίσταση σιδήρου
λ	Weber (Wb)	Μαγνητική ροή επαγομένη από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα (PM flux linkage)
λ_q	Weber (Wb)	Μαγνητική ροη q-άξονα
λ_d	Weber (Wb)	Μαγνητική ροη d-άξονα
P_n		Αριθμός ζευγών πόλων
L_q	Henry (H)	Αυτεπαγωγή q-άξονα
L_d	Henry (H)	Αυτεπαγωγή d-άξονα
ω	Radians per second (rad/sec)	Ηλεκτρική (σύγχρονη) ταχύτητα
ω_r	Radians per second (rad/sec)	Ταχύτητα περιστροφής δρομέα
J	Kilogram-meter ² (Kg.m ²)	Ροπή αδράνειας δρομέα-φορτίου
F		Συντελεστής τριβής
θ_r		Γωνιακή θέση δρομέα
θ_e		Ηλεκτρική γωνία
T_m	Newton-metre (Nm)	Ροπή φορτίου
V_d, V_q	Volt (V)	d , q τάσεις στάτορα
i_a, i_b, i_c	Ampere (A)	a, b, c φασικά ρεύματα
i_d, i_q	Ampere (A)	d ,q ρεύματα στάτορα
T	Newton-metre (Nm)	Ροπή κινητήρα
P	Watt (W)	Ισχύς εξόδου κινητήρα
W_{Cu}	Watt (W)	Απώλειες χαλκού
W_{Fe}	Watt (W)	Απώλειες σιδήρου
W_M	Watt (W)	Μηχανικές απώλειες
W_E	Watt (W)	Ηλεκτρικές απώλειες
W_L	Watt (W)	Συνολικές απώλειες
n	%	Συντελεστής απόδοσης
ρ		Λόγος στρέβλωσης (Saliency ratio)

1. Εισαγωγή

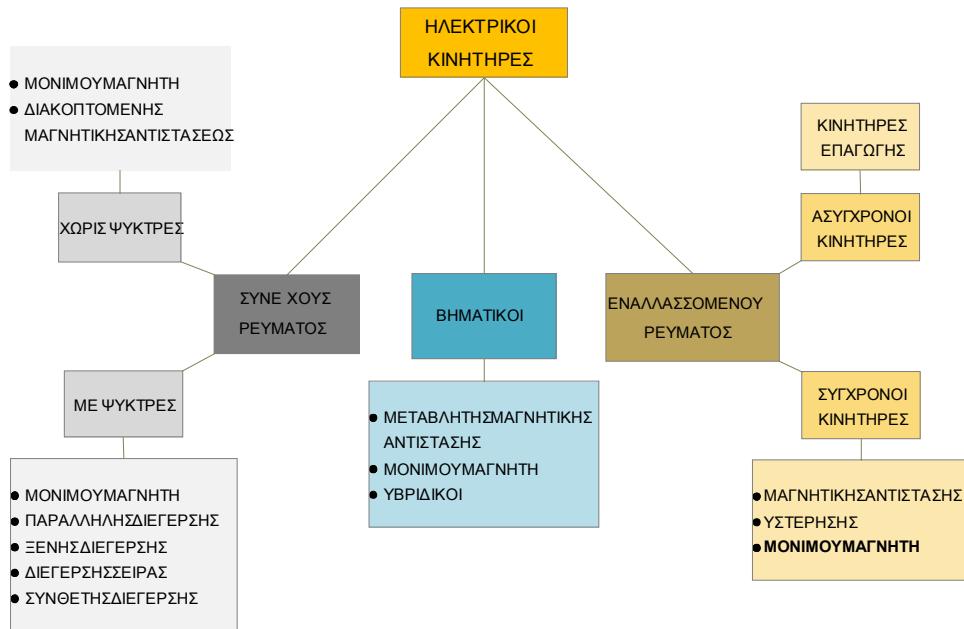
Ένας ηλεκτρικός κινητήρας είναι μια μηχανή που μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική ενέργεια χρησιμοποιώντας την αλληλεπίδραση μαγνητικών πεδίων και ρευματοφόρων αγωγών. Η αντίστροφη διαδικασία, η χρήση δηλαδή της μηχανικής ενέργειας για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, πραγματοποιείται μέσω των γεννητριών. Η φυσική αρχή της παραγωγής μηχανικής δύναμης από την αλληλεπίδραση του ηλεκτρικού ρεύματος και του μαγνητικού πεδίου ήταν γνωστή στις αρχές του 18^{ου} αιώνα. Ηλεκτρικοί κινητήρες αυξημένης αποδοτικότητας κατασκευάστηκαν στη διάρκεια του 19^{ου} αιώνα, αλλά η εμπορική εκμετάλλευση των ηλεκτρικών κινητήρων σε ευρεία κλίμακα απαιτούσε κατάλληλες ηλεκτρικές γεννήτριες και ηλεκτρικό δίκτυο διανομής. Σήμερα, οι ηλεκτρικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται σε δεκάδες εφαρμογές, όπως για παράδειγμα σε βιομηχανικούς ανεμιστήρες και αντλίες, στις οικιακές συσκευές, σε μηχανικά εργαλεία, στους οδηγούς δίσκων των υπολογιστών κ.α.

Κατασκευαστικά, οι κινητήρες αποτελούνται από δύο κύρια μέρη [19]:

- το στάτη (stator), που περιλαμβάνει πυρήνα και τυλίγματα ή μόνιμους μαγνήτες
- το δρομέα (rotor), που αποτελείται από πυρήνα και τυλίγματα ή από πυρήνα και αγωγούς ή από μόνιμο μαγνήτη ή από μαλακό σίδηρο.

Μεταξύ του στάτη και του στρεφόμενου ή γραμμικά μετατοπιζόμενου δρομέα, υπάρχει ένα διάκενο (air gap) που επιτρέπει τη σχετική κίνηση και ρυθμίζει τη μαγνητική ροη που διαρρέει το μαγνητικό κύκλωμα του κινητήρα. Οι πυρήνες κατασκευάζονται από σιδηρομαγνητικά υλικά, συνήθως σε μορφή παράλληλων ελασμάτων, έτσι ώστε να ελαττώνεται η μαγνητική αντίσταση του συνολικού δρόμου της ροής και να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες πυρήνα. Οι συνδέσεις των στρεφόμενων τυλιγμάτων, όταν αυτά υπάρχουν, γίνεται με δακτυλίους ολίσθησης ή με ψήκτρες και συλλέκτη.

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες μπορούν να ταξινομηθούν σε διάφορες κατηγορίες ανάλογα με την πηγή τροφοδοσίας τους, την εσωτερική κατασκευή τους και το είδος της εφαρμογή τους. Η πιο συνηθισμένη ταξινόμηση είναι σε κινητήρες συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος. Στην εικόνα 1.1 απεικονίζεται η ταξινόμηση των κινητήρων στις δύο αυτές κατηγορίες καθώς και οι σημαντικότερες υποκατηγορίες τους.



Εικόνα 1.1 Ταξινόμηση ηλεκτρικών κινητήρων

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες καταναλώνουν σήμερα ένα σημαντικό μέρος της βιομηχανικής ηλεκτρικής ισχύος (έχει υπολογιστεί ότι καταναλώνουν το 70% της ηλεκτρικής ενέργειας της βιομηχανίας των αναπτυγμένων χωρών) και λόγω του υψηλού κόστους της ηλεκτρικής ενέργειας, γίνονται σημαντικές προσπάθειες αύξησης της απόδοσης τους. Οι προσπάθειες κυρίως εστιάζονται στη βελτίωση των υλικών, του σχεδιασμού και γενικά της κατασκευής των μηχανών, καθώς και στην εύρεση τεχνικών ελέγχου που ελαχιστοποιούν τις απώλειες του κινητήριου συστήματος. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να οδηγήσουν τον κινητήρα να λειτουργεί με μέγιστη απόδοση, κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες και οποιοδήποτε φορτίο. Με τη χρησιμοποίηση των σύγχρονων ηλεκτρονικών ισχύος, η εφαρμογή των μεθόδων αυτών είναι αποδοτική και οικονομικότερη από τη βελτιστοποίηση του σχεδιασμού των μηχανών.

Αρχικά, το ενδιαφέρον για την κατασκευή αποδοτικών κινητήρων στράφηκε στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος και πιο πρόσφατα στους επαγωγικούς κινητήρες. Στη συνέχεια, με την εμφάνιση των νέων σιδηρομαγνητικών υλικών, το ενδιαφέρον στράφηκε στους σύγχρονους κινητήρες με μόνιμους μαγνήτες, οι οποίοι κυριαρχούν στον σχεδιασμό των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

Η παρούσα εργασία εξετάζει μια μέθοδο ελέγχου που ελαχιστοποιεί τις ηλεκτρικές απώλειες στο σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (το πεδίο διέγερσης παράγεται από μόνιμους μαγνήτες). Η βέλτιστη λειτουργία του κινητήρα, από την άποψη της ελαχιστοποίησης των απωλειών, επιτυγχάνεται με κατάλληλη διαμόρφωση των ρευμάτων του στάτη, δηλαδή με τη βέλτιστη διαμόρφωση της μαγνητικής ροής στο διάκενο, για οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας.

2. Σύγχρονος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη

2.1 Μόνιμοι μαγνήτες

Οι μόνιμοι μαγνήτες (ΜΜ) χρησιμοποιούνται ως εναλλακτική πηγή πεδίου διέγερσης στις ηλεκτρικές μηχανές, αντικαθιστώντας το τύλιγμα πεδίου που τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα. Ο μόνιμος μαγνήτης έχει αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια, η οποία διατηρείται αν δεν επιβληθεί πολύ ισχυρό μαγνητικό πεδίο αντίθετα σε αυτόν. Ο μόνιμος μαγνήτης δεν παρέχει ισχύ αλλά την προϋπόθεση για ανάπτυξη ροπής, ενώ η ισχύς παρέχεται από τα τυλίγματα της μηχανής. Στο σημείο αυτό σημειώνεται ότι και στην περίπτωση χρήσης τυλίγματος για τη δημιουργία του πεδίου διεγέρσεως, η ενέργεια του πεδίου αυτού διατηρείται. Το μειονέκτημα όμως είναι ότι υπάρχουν ωμικές απώλειες λόγω της πεπερασμένης αντίστασης των ελιγμάτων. Γενικά, οι μόνιμοι μαγνήτες χρησιμοποιούνται στην κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών προσφέροντας μειωμένες απώλειες, ενώ καταργούν την ανάγκη για παροχή ρεύματος στο δρομέα μέσω ψηκτρών ή δακτυλίων. Ένα μειονέκτημα που συνδέεται με τη χρήση μονίμων μαγνητών είναι η σταθερή τιμή της μαγνήτισης τους, με αποτέλεσμα την αδυναμία μεταβολής της διέγερσης, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις που κρίνεται σκόπιμο να υπάρχει έλεγχος διέγερσης. Επιπρόσθιας, υπάρχει κίνδυνος απομαγνήτισης των μονίμων μαγνητών λόγω επιβολής εξωτερικού πεδίου, πολύ υψηλής θερμοκρασίας ή έπειτα από έντονη μηχανική καταπόνηση. Παρόλα αυτά η χρήση τους διαδίδεται όλο και περισσότερο, ιδιαίτερως λόγω της ανακάλυψης του κράματος NdFeB που ήρθε να αντικαταστήσει το ακριβότερο, SmCo. Η χρήση των μόνιμων μαγνητών στην κατασκευή των ηλεκτρικών μηχανών έχει φέρει πολλά πλεονεκτήματα [16]:

- Δεν χρειάζεται επιπλέον ηλεκτρική ενέργεια για την παραγωγή του πεδίου διέγερσης και επομένως δεν υπάρχουν απώλειες διέγερσης κάτι που σημαίνει σημαντική αύξηση της απόδοσης του κινητήρα
- Καλύτερη δυναμική συμπεριφορά από τους κινητήρες με ηλεκτρομαγνητική διέγερση (Μεγαλύτερη πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο αέρα)
- Απλοποίηση στην κατασκευή και στη συντήρηση του κινητήρα
- Μείωση των τιμών για ορισμένους τύπους κινητήρων
- Μεγαλύτερη ροπή και/ή ισχύς εξόδου σε σχέση με τη χρήση ηλεκτρομαγνητικής διέγερσης

2.2 Ταξινόμηση κινητήρων μόνιμου μαγνήτη

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη ταξινομούνται σε διάφορες κατηγορίες σύμφωνα με τα παρακάτω χαρακτηριστικά [18]:

Κατεύθυνση της ροής πεδίου

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη γενικά κατηγοριοποιούνται από την κατεύθυνση της μαγνητικής ροής πεδίου (field flux) σε κινητήρες ακτινοειδούς πεδίου (radial field motors), όπου η μαγνητική ροή είναι παράλληλη στην ακτίνα του κινητήρα και στους κινητήρες αξονικού πεδίου (axial field motors), όπου η μαγνητική ροή είναι κάθετη στην ακτίνα του κινητήρα. Οι κινητήρες ακτινοειδούς πεδίου είναι αυτοί που χρησιμοποιούνται συνήθως, ενώ οι κινητήρες αξονικού πεδίου αποτελούν θέμα μελέτης και χρησιμοποιούνται σε λίγες μόνο εφαρμογές.

Οι κινητήρες ακτινοειδούς πεδίου χωρίζονται επιμέρους στους κινητήρες επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη (Surface PM motor) και στους κινητήρες εσωτερικού μόνιμου μαγνήτη (Intrerior PM motor). Στους κινητήρες επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη κάθε μαγνήτης τοποθετείται στην επιφάνεια του δρομέα, διευκολύνοντας έτσι την κατασκευή του κινητήρα. Χρησιμοποιούνται για εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας εξαιτίας του κινδύνου που υπάρχει να ξεκολλήσουν οι μαγνήτες σε λειτουργίες μεγαλύτερης ταχύτητας. Οι κινητήρες αυτοί θεωρείται ότι έχουν μικρό λόγο στρέβλωσης (saliency ratio), κάτι που πρακτικά σημαίνει ίσες αυτεπαγωγές και στους δύο άξονες ($L_d = L_q$).

Στους κινητήρες εσωτερικού μόνιμου μαγνήτη κάθε μαγνήτης τοποθετείται εσωτερικά του δρομέα, γεγονός που καθιστά δύσκολη την κατασκευή τους. Είναι λιγότερο συνηθισμένοι από τους κινητήρες επιφανειακού μαγνήτη παρόλο που θεωρούνται ιδανική επιλογή για εφαρμογές που απαιτούν μεγάλες ταχύτητες λειτουργίας. Τέλος, έχουν λόγο στρέβλωσης μεγαλύτερο της μονάδας, με την αυτεπαγωγή στον q-άξονα να είναι μεγαλύτερη της αυτεπαγωγής στον d-άξονα ($L_q > L_d$)



Εικόνα 2.1 Κινητήρας επιφανειακό (αριστερά) και εσωτερικό (δεξιά) μόνιμου μαγνήτη

Κατανομή πυκνότητας ροής

Οι MM κινητήρες ταξινομούνται επίσης βάση της κατανομής της πυκνότητας μαγνητικής ροής (flux density distribution) και το σχήμα της καμπύλης του ρεύματος διέγερσης (current excitation) σε σύγχρονους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και σε κινητήρες μόνιμου μαγνήτη συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες (BLDC).

Οι μεν **PMSM** έχουν:

- Ημιτονοειδή κατανομή της μαγνητικής ροής στο διάκενο
- Ημιτονοειδείς κυμματομορφές ρευμάτων
- Ημιτονοειδή κατανομή του αγωγού (των τυλιγμάτων) του στάτορα.

Οι **BLDC** έχουν:

- Ορθογώνια κατανομή της μαγνητικής ροής στο διάκενο
- Ορθογώνιες κυμματομορφές ρεύματος
- Συγκεντρωμένα τυλίγματα στάτορα

2.2 Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη

Οι σύγχρονοι κινητήρες είναι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, όπου στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας η ταχύτητα περιστροφής τους είναι ίση με την ταχύτητα του πεδίου του στάτη (σύγχρονη ταχύτητα). Δηλαδή, η ταχύτητα περιστροφής τους και η ηλεκτρική συχνότητα του πεδίου του στάτη είναι ευθέως ανάλογες, με συντελεστή αναλογίας που εξαρτάται μόνο από τον αριθμό πόλων της μηχανής.

Ένας σύγχρονος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet Synchronous Motor-PMSM) είναι ένας κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος, που χρησιμοποιεί μόνιμους μαγνήτες (αντί περιέλιξη) για τη διέγερση του πεδίου του δρομέα.

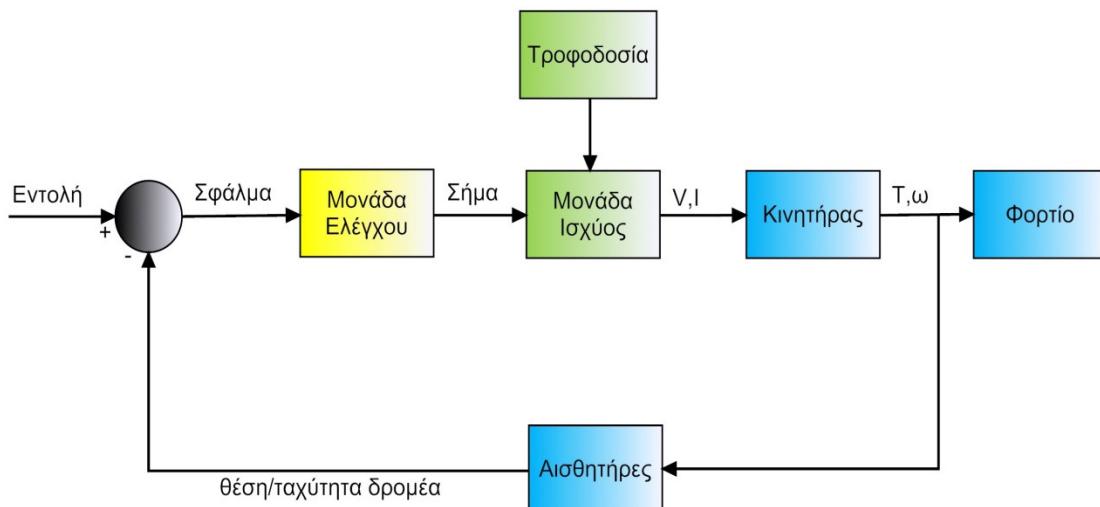
Οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές χαμηλής και μεσαίας ισχύς, όπως είναι ο περιφερειακός εξοπλισμός των υπολογιστών, η ρομποτική, τα ηλεκτρικά οχήματα κ.α. αλλά και σε εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος στον τομέα της βιομηχανίας, της αεροναυπηγικής κτλ.

Στο επόμενο κεφάλαιο αναλύεται το σύστημα οδήγησης του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, ενώ στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται το μαθηματικό του μοντέλο.

3. Σύστημα οδήγησης σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη

Σύστημα οδήγησης ενός κινητήρα ονομάζεται το συνολικό σύστημα τροφοδοσίας και ελέγχου λειτουργίας του κινητήρα. Τα κυριότερα γνωρίσματα ενός βέλτιστου συστήματος οδήγησης είναι η ακρίβεια και η γρήγορη απόκριση του συστήματος στα σήματα εντολής, ο υψηλός βαθμός απόδοσης, η πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά του συστήματος σε απότομες μεταβολές του φορτίου, η εύκολη υλοποίηση του ελεγκτή χωρίς να αυξάνει η πολυπλοκότητα και το συνολικό κόστος της διάταξης και τέλος η εύκολη ρύθμιση των παραμέτρων του ελεγκτή χωρίς να απαιτείται η ακριβής γνώση του μοντέλου του κινητήρα [20].

Ένα τυπικό σύστημα οδήγησης κινητήρα σε μορφή διαγράμματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.1. Η μονάδα ισχύος παράγει το ρεύμα ή την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα βάσει του σήματος που στέλνει η μονάδα ελέγχου. Η μονάδα ελέγχου έχει σαν είσοδο το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής (εντολή) και της πραγματικής κατάστασης μιας μεταβλητής, π.χ. των στροφών. Η έξοδος της είναι το σήμα που χρειάζεται να σταλεί στη μονάδα ισχύος έτσι ώστε το σφάλμα να μειωθεί.



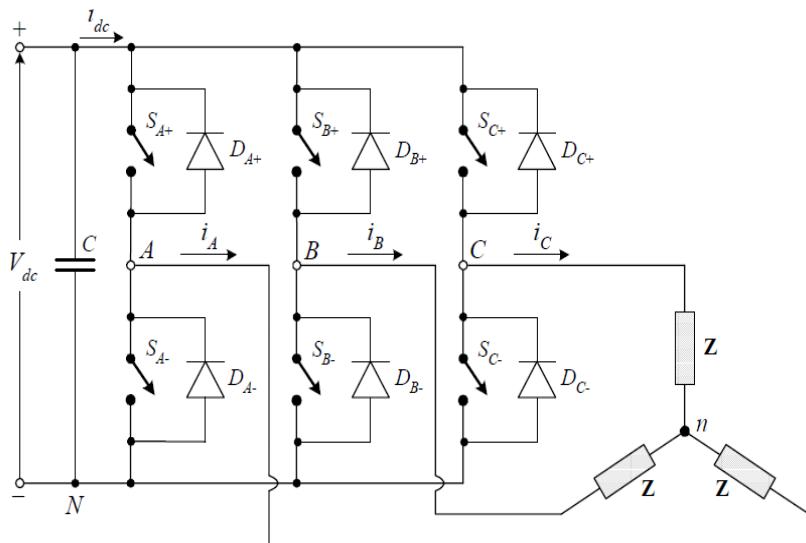
Εικόνα 3.1 Διάγραμμα τυπικής οδήγησης κινητήρα

Παρακάτω παρουσιάζεται αναλυτικά το εξεταζόμενο σύστημα οδήγησης που αποτελείται εκτός από τον σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, από τον αντιστροφέα πηγής τάσης (μονάδα ισχύος) και από τον ελεγκτή ρεύματος (μονάδα ελέγχου).

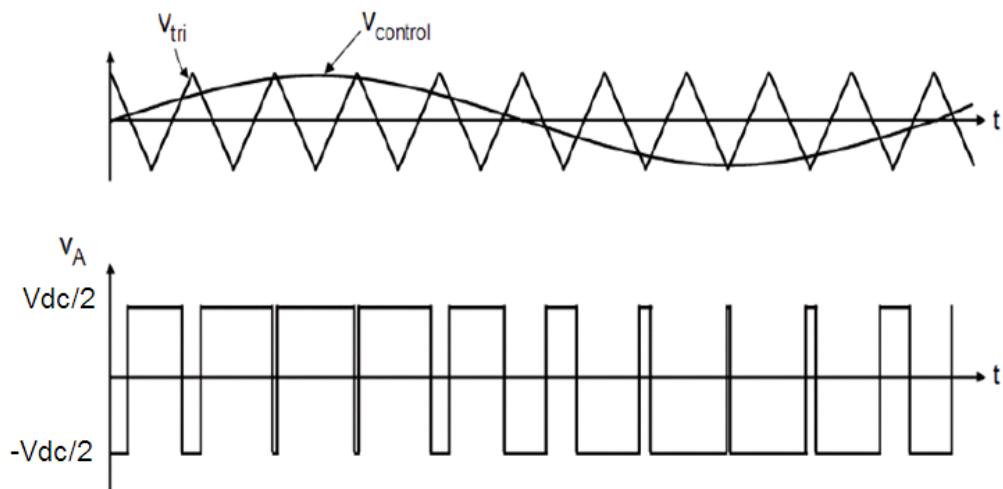
3.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

Ο κινητήρας τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα πηγής τάσης (Voltage Source Inverter-VSI). Ο αντιστροφέας αντίστοιχα, τροφοδοτείται από μια πηγή συνεχούς τάσης, ιδανικά με μηδενική εσωτερική σύνθετη αντίσταση, που προέρχεται από μπαταρίες, φωτοβολταϊκά στοιχεία, ή συνηθέστερα από την ανόρθωση (μέσω ανορθωτικής γέφυρας έξι διόδων) μιας τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης. Αποτελείται από έξι ελεγχόμενους ηλεκτρονικούς διακόπτες (IGBTs) με αντιπαράλληλες διόδους για την αμφίδρομη ροή ισχύος. Ανάμεσα στον ανορθωτή και τον αντιστροφέα υπάρχει ένα ηλεκτρολυτικός πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας για να διατηρείται σταθερή η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα.

Για τον έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα πηγής τάσης χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation-PWM) όπως είναι η ημιτονοειδής PWM (Sine-PWM), ο έλεγχος υστέρησης ρεύματος (Hysteresis Current Control), η διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation) κ.α. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε η ημιτονοειδής PWM τεχνική, κατά την οποία συγκρίνονται τρία ημιτονοειδή σήματα ελέγχου ίσου πλάτους και με διαφορά φάσης 120° , με μια τριγωνική περιοδική κυματομορφή, προκειμένου να παραχθούν οι κατάλληλοι παλμοί. Η διαδικασία περιγράφεται παραστατικά στην Εικόνα 3.3, για την περίπτωση της A φάσης.



Εικόνα 3.2 Κυκλωματική δομή του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.



Εικόνα 3.3 Μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμών

3.2 Έλεγχος Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη

3.2.1 Βαθμωτός έλεγχος

Μια από τις πρώτες και πιο κλασικές μεθόδους ελέγχου που εφαρμόστηκαν, κυρίως λόγω της απλής και εύκολης λειτουργίας του, ήταν ο βαθμωτός έλεγχος. Με την μέθοδο αυτή, επιτυγχάνεται ο έλεγχος της ταχύτητας των ηλεκτρικών κινητήρων μέσω της συχνότητας και ταυτόχρονα της τάσης ή του ρεύματος τροφοδοσίας αντίστοιχα. Δηλαδή, για την αύξηση της ταχύτητας (αύξηση της συχνότητας) απαιτείται αναλογική αύξηση της τάσης (που οδηγεί σε σταδιακή αύξηση της ροπής, δηλαδή επιτάχυνση της μηχανής) και το αντίστροφο για την μείωση. Ο σταθερός λόγος μεταξύ της συχνότητας και της τάσης προκύπτει με βάση τα ονομαστικά στοιχεία του κάθε κινητήρα.

Ο βαθμωτός έλεγχος με διατήρηση σταθερής αναλογίας τάσης προς συχνότητα (V/f) δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα σε εφαρμογές όπου δεν υπάρχουν ειδικές απαιτήσεις ως προς την δυναμική συμπεριφορά του συστήματος (όχι απότομες μεταβολές της ταχύτητας). Κύριο χαρακτηριστικό και ταυτόχρονα μειονέκτημα του ελέγχου αυτού είναι ότι η ροπή και η μαγνητική ροή διακένου ελέγχονται από κοινού, μέσω του λόγου τάσης προς συχνότητα και δεν υπάρχει η δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου. Για παράδειγμα σε έναν ελεγκτή όπου διατηρείται σταθερή αναλογία τάσης προς συχνότητα (σταθερή μαγνητική ροή), αν αυξηθεί απότομα η ταχύτητα αναφοράς τότε η μαγνητική ροή τείνει να μειωθεί. Ο βρόχος της ροής θα προσπαθήσει να αντισταθμίσει την μείωση που θα παρατηρηθεί αυξάνοντας την τάση. Ωστόσο, θα μεσολαβήσει ένα σημαντικό χρονικό διάστημα μέχρι που να μπορέσει ο κινητήρας να αναπτύξει ροπή και να επιταχυνθεί μέχρι να φτάσει την επιθυμητή ταχύτητα. Έτσι, όταν εφαρμόζεται ο βαθμωτός έλεγχος, ο κινητήρας δεν μπορεί να αναπτύξει γρήγορα ροπή και δεν έχει πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά ώστε να επιτύχει γρήγορες επιταχύνσεις και επιβραδύνσεις και να ακολουθεί ικανοποιητικά τις μεταβολές των σημάτων αναφοράς. Αποτέλεσμα αυτού είναι και η αδυναμία ουσιαστικά του βαθμωτού ελέγχου να λειτουργήσει σε έλεγχο θέσης. Στις μέρες μας ο βαθμωτός έλεγχος χρησιμοποιείται μόνο σε απλές εφαρμογές όπου λόγω της εύκολης και φθηνής υλοποίησης του υπερτερεί έναντι των άλλων μεθόδων.

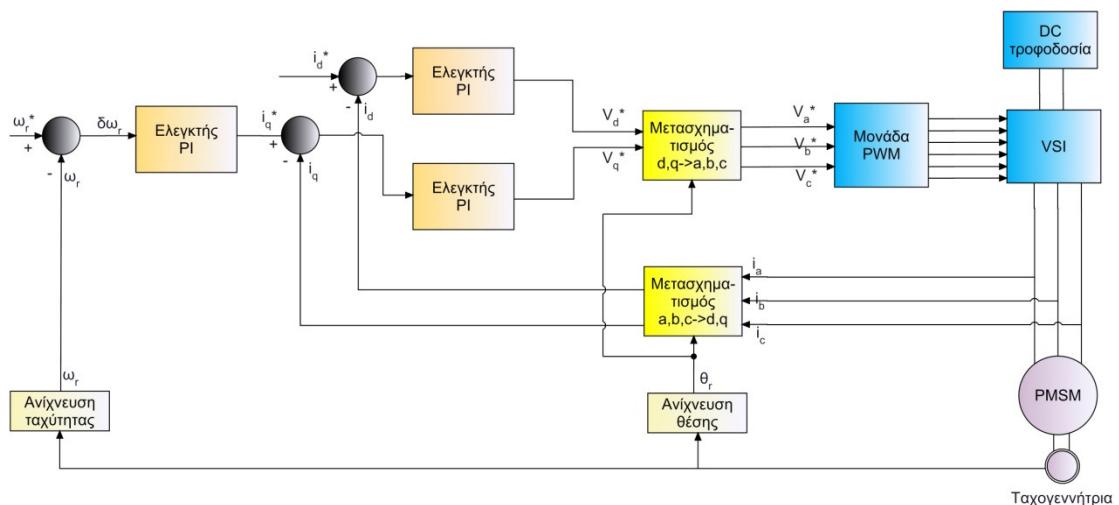
3.2.2 Διανυσματικός έλεγχος

Ο διανυσματικός έλεγχος (Vector control ή Field Oriented Control- FOC) μπορεί να εφαρμοστεί σε όλους τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος. Η αρχή λειτουργίας του βασίζεται στον ξεχωριστό έλεγχο της ροπής της (άρα και της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα) και της μαγνητικής ροής του κινητήρα. Μπορεί δηλαδή να ελέγξει ανεξάρτητα τόσο τη μαγνητική ροή όσο και την ταχύτητα του δρομέα του κινητήρα, χωρίς η μεταβολή του ενός μεγέθους να επιδρά στην τιμή του άλλου. Αυτή η ιδιότητα αποτελεί το κυριότερο πλεονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου αφού επιτρέπει τον έλεγχο του PMSM σαν να ήταν μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης.

Ο διανυσματικός έλεγχος διενεργείται αποκλειστικά στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Πρέπει επομένως τόσο το μοντέλο του κινητήρα όσο και τα μετρούμενα μεγέθη να μετασχηματιστούν αλγεβρικά από το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς των τυλιγμάτων του στάτορα στο περιστρεφόμενο dq σύστημα αναφοράς του δρομέα. Οι άξονες d και q είναι μεταξύ τους κάθετοι. Με το ρεύμα οριζόντιου άξονα, id, ελέγχεται το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα του κινητήρα, ενώ με το ρεύμα κάθετου άξονα, iq, ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή και συνεπώς η ταχύτητα του δρομέα του κινητήρα.

Τα συστήματα οδήγησης των κινητήρων που χρησιμοποιούν την εν λόγω τεχνική ελέγχου χαρακτηρίζονται από την υψηλή τους απόδοση και την μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής τόσο σε μόνιμες όσο και σε δυναμικές συνθήκες, ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες. Η απόκριση, είναι ιδιαίτερα γρήγορη και χωρίς ιδιαίτερη ταλαντωτική συμπεριφορά, γεγονός που χαρακτηρίζει την επίδοση και την ακρίβεια συστημάτων που χρησιμοποιούν αυτή την τεχνική ελέγχου ως ιδιαίτερα καλή.

Παρόλο αυτά, ο διανυσματικός έλεγχος είναι περισσότερο πολύπλοκος και πιο δαπανηρός στην υλοποίηση σε σχέση με τον βαθμωτό έλεγχο και χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές που απαιτούν υψηλή ακρίβεια στην κίνηση και πολύ καλή δυναμική απόκριση. Παρακάτω παρουσιάζεται το γενικό λειτουργικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου και περιγράφεται η διαδικασία ελέγχου.



Εικόνα 3.4 Γενικό λειτουργικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου

Αρχικά μέσω της ταχογεννήτριας (αισθητήρας ταχύτητας) υπολογίζεται η πραγματική ταχύτητα του δρομέα, ω_r , και συγκρίνεται με την ταχύτητα αναφοράς, ω_r^* . Το σφάλμα, $\delta\omega$, εισέρχεται σε ένα PI (Proportional-Integral) ελεγκτή με κατάλληλα ρυθμισμένα κέρδη. Η έξοδος του ελεγκτή αυτού δίνει το ρεύμα αναφοράς για τον q-άξονα, iq^* . Το τελευταίο σε συνδυασμό με το ρεύμα αναφοράς για τον d-άξονα, id^* και τις πραγματικές τιμές τους, iq και id , εισέρχονται σε PI ελεγκτές προκειμένου να παράγουν τις τάσεις αναφοράς Vq^* και Vd^* . Οι τάσεις αυτές μετασχηματίζονται στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς του στάτορα, στις τάσεις Va^* , Vb^* , Vc^* και εφαρμόζονται στη μονάδα διαμόρφωσης εύρους παλμών προκειμένου να παραχθούν τα έξι σήματα ελέγχου των διακοπών του αντιστροφέα πηγής τάσης. Ο αντιστροφέας με τη σειρά του τροφοδοτεί τον κινητήρα. Οι πραγματικές τιμές των ρευμάτων, iq και id που αναφέρθηκαν παραπάνω, προκύπτουν από το μετασχηματισμό των ρευμάτων του κινητήρα ia , ib , ic , στο d-q πλαίσιο αναφοράς.

Το ρεύμα αναφοράς id^* , υπολογίζεται με διάφορες μεθόδους. Η πιο απλή και συνηθισμένη μέθοδος είναι να θέσουμε $id^*=0$. Μια άλλη μέθοδος που χρησιμοποιείται προκειμένου να αυξήσουμε τα όρια λειτουργιάς του κινητήρα είναι η εξασθένιση μαγνητικής ροής. Και οι δύο αυτές μέθοδοι παρουσιάζονται συνοπτικά παρακάτω.

Στην παρούσα εργασία προτείνεται μια μέθοδος διανυσματικού ελέγχου που ελαχιστοποιεί παράλληλα τις απώλειες ισχύος του κινητήρα. Η μέθοδος αυτή βασίζεται στην εξασθένηση της μαγνητικής ροής και προτάθηκε από τους Morimoto, Takeda και Hirasa στο [1]. Αναλυτικά παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 5.

3.2.2.1 Μέθοδος μηδενικού d-ρεύματος (ZDAC)

Ως γωνία ροπής, ορίζεται η γωνία μεταξύ των ρευμάτων iq και id στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα. Στην περίπτωση του ελέγχου με μηδενικό ρεύμα στο d-άξονα (Zero d-axis Current Control-ZDAC), το ρεύμα id διατηρείται στο μηδέν και η γωνία ροπής στις 90° . Η συγκεκριμένη μέθοδος είναι η περισσότερο διαδεδομένη μέθοδος ελέγχου στη βιομηχανία. Το κύριο πλεονέκτημα της μεθόδου ZDAC είναι ότι απλοποιεί τον μηχανισμό ελέγχου της ροπής (και επομένως της ταχύτητας) γραμματικοποιώντας τη σχέση μεταξύ της αναπτυσσόμενης ροπής και του ρεύματος στον κινητήρα. Αυτό σημαίνει πως ένας γραμμικός ελεγκτής ρεύματος έχει σαν αποτέλεσμα το γραμμικό έλεγχο της ροπής.

Στους DC κινητήρες το ρεύμα και το μαγνητικό πεδίο διατηρούνται πάντα σε γωνία 90° . Οπότε, με τη μέθοδο ελέγχου ZDAC ο κινητήρας PMSM λειτουργεί με παρόμοιο τρόπο με αυτόν που λειτουργεί ο DC κινητήρας. Αυτός είναι και ο λόγος που η συγκεκριμένη μέθοδος ελέγχου είναι πολύ ελκυστική στους βιομηχανικούς σχεδιαστές, που έχουν συνηθίσει να εργάζονται με συστήματα οδήγησης DC κινητήρων.

3.2.2.2 Μέθοδος εξασθένησης ροής

Όπως είδαμε στη μέθοδο ZDAC, προκειμένου να παράγουμε την μέγιστη ροπή (που εξαρτάται κυρίως από το ρεύμα iq), είναι βολικό να ελέγχουμε τον κινητήρα κρατώντας το ρεύμα id ίσο με 0, μέχρι η τάση εξόδου του αντιστροφέα φτάσει στο μέγιστο όριο. Στο σημείο αυτό ο κινητήρας έχει μέγιστη ταχύτητα (rated speed). Πέρα από αυτό το όριο, η ροπή του κινητήρα μειώνεται απότομα στην ελάχιστη τιμή της, που εξαρτάται από το φορτίο. Για να αυξήσουμε την ταχύτητα πάνω από την μεγίστη τιμή, είναι απαραίτητο να μειωθεί η ροπή του κινητήρα. Μια κοινή μέθοδος ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων, είναι η μείωση του ρεύματος μαγνητίσεως (magnetizing current) που παράγει τη μαγνητική ροή. Μέθοδος γνωστή και ως εξασθένηση πεδίου (field-weakening). Στους σύγχρονους κινητήρες μονίμων μαγνητών όμως, η παραπάνω μέθοδος δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Ανταυτού, η ροή στο διάκενο αέρα (air gap flux) μειώνεται, παράγοντας ένα μικρό αρνητικό ρεύμα id . Επειδή τίποτα δεν συμβαίνει στο μαγνητικό πεδίο διέγερσης (παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες), αλλά η ροή στο διάκενο αέρα -οπότε και η ροπή του κινητήρα- μειώνεται, η μέθοδος αυτή ελέγχου ονομάζεται εξασθένηση ροής (flux-weakening). Η μέθοδος αυτή πρέπει να εφαρμόζεται με προσοχή γιατί μεγάλες αρνητικές τιμές του ρεύματος id , μπορεί να οδηγήσουν σε απομαγνήτιση των μόνιμων μαγνητών του κινητήρα.

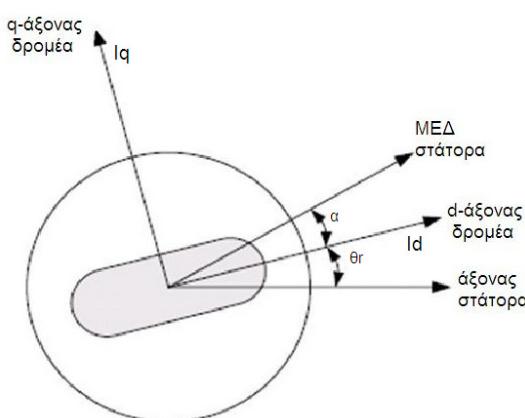
4. Μοντελοποίηση Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη

Προκειμένου να γίνει η προσομοίωση του συστήματος οδήγησης του κινητήρα, είναι απαραίτητη η λεπτομερής μαθηματική μοντελοποίηση του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη. Παρακάτω παρουσιάζονται τόσο το συμβατικό μαθηματικό μοντέλο που συναντάμε συνήθως στη βιβλιογραφία, όπως και το μαθηματικό μοντέλο που θεωρεί τις απώλειες σιδήρου. Κατά τη θεώρηση των δύο αυτών μοντέλων, έχουν γίνει οι ακόλουθες υποθέσεις:

- Ο κορεσμός των κατασκευαστικών υλικών του κινητήρα δε λαμβάνεται υπόψη
- Η κατανομή του διάκενου αέρα θεωρείται ομοιόμορφη
- Η μαγνητική ροή που προέρχεται από τους μόνιμους μαγνήτες είναι ημιτονοειδής, όπως ημιτονοειδείς είναι και οι επαγόμενες ΗΕΔ
- Τα δινορρεύματα και οι απώλειες υστέρησης θεωρούνται αμελητέα μεγέθη

Συμβατικό Μοντέλο Κινητήρα

Το μοντέλο του κινητήρα είναι αναπτυγμένο στους στο d-q σύστημα αναφοράς του δρομέα, όπως αυτό φαίνεται στην Εικόνα 4.1 [18]. Κάθε χρονική στιγμή t , ο περιστρεφόμενος d-άξονας του δρομέα σχηματίζει γωνία ϑ , με το σταθερό άξονα της φάσης του στάτορα και η περιστρεφόμενη μαγνητεγερτική δύναμη (ΜΕΔ) του στάτορα σχηματίζει γωνία α με τον d-άξονα του δρομέα. Η μαγνητεγερτική δύναμη του στάτορα και ο δρομέας περιστρέφονται με την ίδια ταχύτητα



Εικόνα 4.1 Άξονες Κινητήρα

Προκειμένου να γίνει η μετατροπή των μεταβλητών των φασικών τάσεων V_a , V_b , και V_c , στις αντίστοιχες μεταβλητές V_q , V_d , και V_o του συστήματος αναφοράς του δρομέα χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις του Park:

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120) & \cos(\theta_r + 120) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - 120) & \sin(\theta_r + 120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Αντίστοιχα, για τον αντίστροφο μετασχηματισμό, χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - 120) & \sin(\theta_r - 120) & 1 \\ \cos(\theta_r + 120) & \sin(\theta_r + 120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_o \end{bmatrix}$$

Οι εξισώσεις των τάσεων στους d-q άξονες είναι:

$$V_d = R_d i_d - \omega \lambda_q + \frac{d \lambda_d}{dt} \quad (4.1)$$

$$V_q = R_d i_q + \omega \lambda_d + \frac{d \lambda_q}{dt} \quad (4.2)$$

$$\text{όπου } \lambda_q = L_q \dot{i}_q \quad (4.3)$$

$$\text{και } \lambda_d = L_d \dot{i}_d + \lambda \quad (4.4)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.3) και (4.4) στις (4.1) και (4.2), προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις τάσεων:

$$V_d = R_d i_d - \omega L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt}$$

$$V_q = R_d i_q + \omega L_d i_d + \omega \lambda + L_q \frac{di_q}{dt}$$

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή του κινητήρα δίνεται από τη σχέση:

$$T = 1.5 P_n (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (4.5)$$

Ομοίως, με αντικατάσταση των εξισώσεων (4.3) και (4.4) στην (4.5), προκύπτει η εξίσωση:

$$T = 1.5 P_n [\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

Το Ηλεκτρικό σύστημα επομένως του κινητήρα αποτελείται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}V_d - \frac{R_a}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega i_q$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}V_q - \frac{R_a}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega i_e - \frac{\lambda\omega}{L_q}$$

$$T = 1.5P_n \left[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q \right]$$

Όσον αφορά το μηχανικό σύστημα, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα του κινητήρα δίνεται από την εξίσωση:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\omega_r &= \frac{1}{J}(T - F\omega_r - T_m) \\ \frac{d}{dt}\theta_r &= \omega_r \end{aligned}$$

Η μηχανική ταχύτητα του δρομέα ω_r και η ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα ω συνδέονται με τη σχέση:

$$\omega = P_n \omega_r$$

Μοντέλο Απωλειών

Όσον αφορά το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα που περιλαμβάνει τις απώλειες του σιδήρου, πρόεκυψαν με ανάλογη διαδικασία, οι παρακάτω εξισώσεις για το ηλεκτρικό σύστημα του κινητήρα (το μηχανικό σύστημα παραμένει ίδιο) :

$$\frac{di_{oq}}{dt} = \frac{1}{L_q \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)} V_q - \frac{R_a}{L_q \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)} i_{oq} - \frac{\omega L_d}{L_q} i_{od} - \frac{\omega \lambda}{L_q}$$

$$\frac{di_{od}}{dt} = \frac{1}{L_d \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)} V_d - \frac{R_a}{L_d \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)} i_{od} + \frac{\omega L_q}{L_d} i_{oq}$$

$$T = 1.5P_n \left[\lambda i_{oq} + (L_d - L_q)i_{od} i_{oq} \right] \quad (4.6)$$

Σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης λειτουργίας του κινητήρα ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$V_d = R_a i_{od} - \omega L_q i_{oq} \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)$$

$$V_q = R_a i_{oq} + \omega L_d i_{od} \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right) + \omega \lambda \left(1 + \frac{R_a}{R_c} \right)$$

$$i_{od} = i_d - i_{cd} \quad (4.7)$$

$$i_{oq} = i_q - i_{cq} \quad (4.8)$$

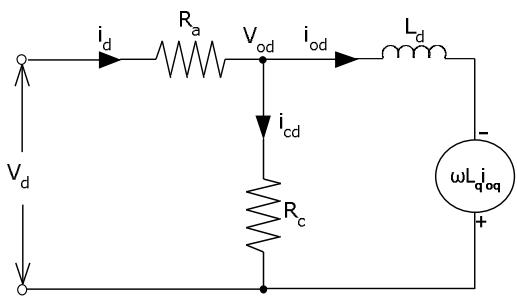
$$i_{cd} = -\frac{\omega \rho L_d i_{oq}}{R_c} \quad (4.9)$$

$$i_{cq} = \frac{\omega (\lambda + L_d i_{od})}{R_c} \quad (4.10)$$

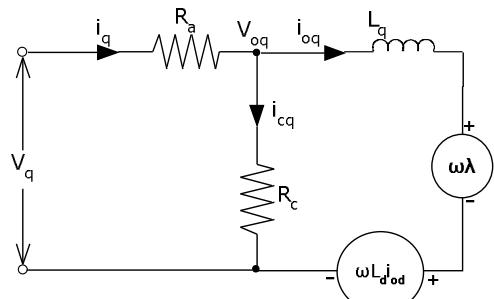
Ισοδύναμα Κυκλώματα

Τα ισοδύναμα ηλεκτρικά κυκλώματα των κινητήρων χρησιμοποιούνται για την μελέτη και την προσομοίωση των τελευταίων. Από την μοντελοποίηση του κινητήρα στο σύστημα αναφοράς του δρομέα και χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις τάσεων του στάτορα, παράγεται το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του κινητήρα. Στην Εικόνα 4.2 παρουσιάζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα για τα δυο μοντέλα του κινητήρα, στη μεταβατική και μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του.

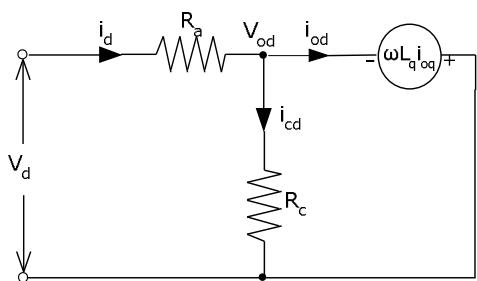
Μοντέλο απωλειών



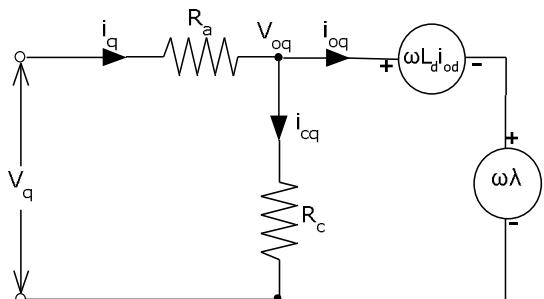
Δυναμικό μοντέλο απωλειών, d -άξονας



Δυναμικό μοντέλο απωλειών, q -άξονας

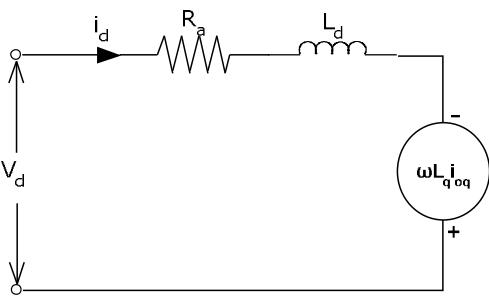


Μόνιμη κατάσταση μοντέλου απωλειών,
 d -άξονας

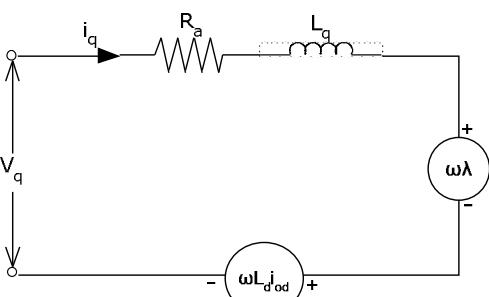


Μόνιμη κατάσταση μοντέλου απωλειών,
 q -άξονας

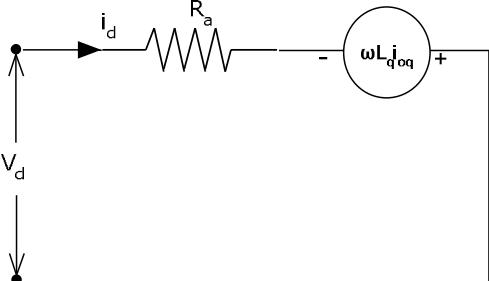
Συμβατικό μοντέλο



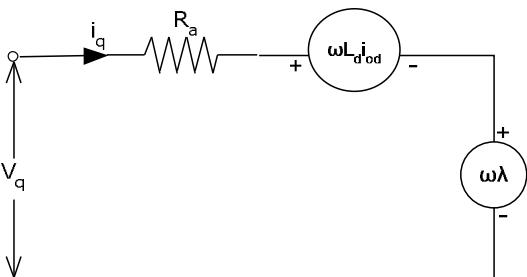
Δυναμικό συμβατικό μοντέλο, d -άξονας



Δυναμικό συμβατικό μοντέλο, q -άξονας



Μόνιμη κατάσταση συμβατικού μοντέλου,
 d -άξονας



Μόνιμη κατάσταση συμβατικού μοντέλου,
 q -άξονας

Εικόνα 4.2 Ισοδύναμα κυκλώματα

5. Ελαχιστοποίηση απωλειών του κινητήρα

5.1 Απώλειες ενέργειας του κινητήρα

Θεωρούμε ότι ο κινητήρας λειτουργεί σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Οι απώλειές του διακρίνονται σε [1]-[6]:

Απώλειες Χαλκού (Chopper losses): Προκαλούνται από τη θέρμανση λόγω της ροής του ρεύματος μέσω της αντίστασης της περιέλιξης του στάτορα. Οι απώλειες χαλκού εξαρτώνται από το μέγεθος της αντίστασης των τυλιγμάτων και το μέγεθος του ρεύματος στο στάτη, τα οποία είναι συνάρτηση της ροπής του φορτίου. Οι απώλειες χαλκού συμβάλλουν στο μεγαλύτερο ποσοστό στις ολικές απώλειες του κινητήρα. Υπολογίζονται σύμφωνα με τη σχέση

$$W_{Cu} = R_a (i_d^2 + i_q^2) \quad (5.1)$$

Απώλειες σιδήρου ή μαγνητικές απώλειες (Core losses): Οι απώλειες σιδήρου προκύπτουν από το άθροισμα των απωλειών υστέρησης και δινορευμάτων στο στάτη και το δρομέα. Εξαρτώνται από το μέγεθος της ολικής μαγνητικής ροής στο διάκενο, ενώ είναι ανεπηρέαστες από τη ροπή του φορτίου. Υπολογίζονται προσεγγιστικά από τη σχέση

$$W_{Fe} = R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \quad (5.2)$$

Κατανεμημένες απώλειες (stray losses): Πρόκειται για πρόσθετες απώλειες του κινητήρα, οι οποίες αυξάνονται με την αύξηση του φορτίου. Ο προσδιορισμός των κατανεμημένων απωλειών είναι εξαιρετικά δύσκολος. Έτσι, συνήθως λαμβάνονται ίσες με το 1% της ισχύος εξόδου της μηχανής στη λειτουργία με το ονομαστικό φορτίο. Οι κατανεμημένες απώλειες αποτελούν το 8–20% των ολικών απωλειών, ανάλογα με την υποδύναμη του κινητήρα.

Αρμονικές απώλειες (harmonic losses): Προκύπτουν από την μη ημιτονοειδή τάση του στάτορα που τροφοδοτεί τον κινητήρα. Η παρουσία αρμονικών ρευμάτων αυξάνει τις απώλειες χαλκού του στάτορα και η παρουσία αρμονικών τάσεων αυξάνει τις απώλειες σιδήρου.

Μηχανικές απώλειες (mechanical losses): Οι μηχανικές απώλειες περιλαμβάνουν τις απώλειες τριβών (friction), λόγω της περιστροφής του άξονα και τις απώλειες εξαερισμού (windage losses), που είναι οι απώλειες λόγω της τριβής μεταξύ των κινούμενων μερών της μηχανής και του αέρα που βρίσκεται στο εσωτερικό του κινητήρα, κυρίως στο διάκενο. Είναι ανάλογες της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα. Στην παρούσα εργασία θεωρήσαμε αμελητέο μέγεθος τις απώλειες εξαερισμού.

$$W_M = F \omega_r$$

Ως ηλεκτρικές απώλειες ορίζουμε το άθροισμα των απωλειών χαλκού και σιδήρου

$$W_E = W_{Cu} + W_{Fe} \quad (5.3)$$

Οι **συνολικές απώλειες** υπολογίζονται προσεγγιστικά (οι υπόλοιπες απώλειες θεωρούνται συγκριτικά μικρές) από το άθροισμα των ηλεκτρικών απωλειών και των μηχανικών απωλειών

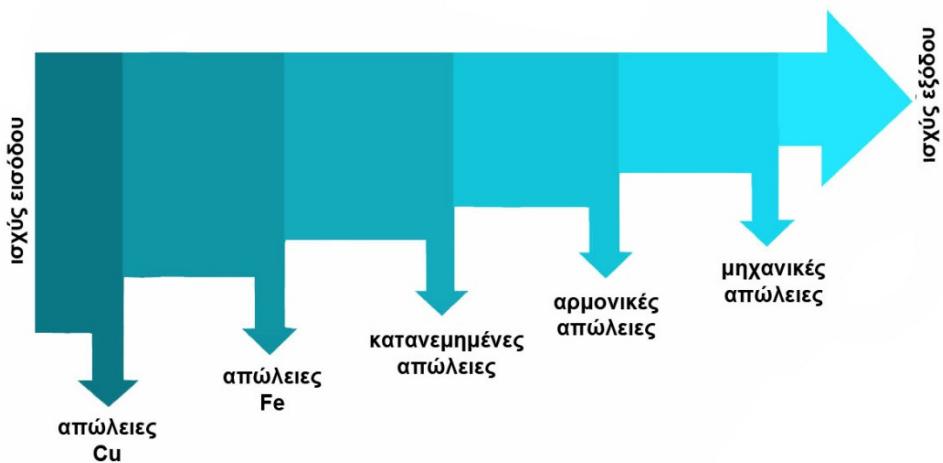
$$W_L = W_E + W_M$$

Οι μηχανικές απώλειες είναι ανεξάρτητες από τις ηλεκτρικές μεταβλητές και συνεπώς δεν μπορούν να ελεγχθούν και να μειωθούν με διατάξεις βέλτιστου ελέγχου της ροής διέγερσης. Επίσης, στην παρούσα εργασία δεν λαμβάνονται υπόψη οι αρμονικές και οι κατανεμημένες απώλειες εφόσον δεν μπορούν να ελεχθούν με το διανυσματικό έλεγχο ρεύματος. Οι απώλειες επομένως που μπορούν να ελαχιστοποιηθούν μέσω του διανυσματικού ελέγχου ρεύματος είναι οι ηλεκτρικές απώλειες. Εάν οι απώλειες αυτές ελαχιστοποιηθούν τότε ο συντελεστής απόδοσης μεγιστοποιείται.

Ο **συντελεστής απόδοσης** του κινητήρα ορίζεται σαν το λόγο της ισχύος εξόδου προς την ισχύ εισόδου του κινητήρα ή σαν το λόγο της ισχύος εξόδου προς την ισχύ εξόδου συν την ισχύ που καταναλώνεται σε απώλειες [19],

$$\eta = \frac{P}{P + W_L} \times 100$$

Γενικά, οι κινητήρες χαμηλής ισχύος έχουν πιο χαμηλούς συντελεστές απόδοσης από τους κινητήρες υψηλής ισχύος. Τυπικοί συντελεστές απόδοσης είναι 75% για κινητήρες χαμηλής ισχύος και 98% για κινητήρες υψηλής ισχύος.



Εικόνα 5.1 Ροή ισχύος κινητήρα

5.2 Υπολογισμός βέλτιστου ρεύματος

Όπως είδαμε προηγουμένως οι ηλεκτρικές απώλειες συνιστούν το άθροισμα των απωλειών του σιδήρου και του χαλκού. Με αντικατάσταση των σχέσεων (5.1) και (5.2) στη (5.3) προκύπτει η παρακάτω σχέση των ηλεκτρικών απωλειών:

$$W_E = R_a (i_d^2 + i_q^2) + R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \quad (5.4)$$

Στην (5.4) αντικαθιστούμε τις μεταβλητές των ρευμάτων από τις σχέσεις (4.7), (4.8), (4.9) και (4.10):

$$W_E = R_a \left\{ \left(i_{od} - \frac{\omega \rho L_d i_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oq} + \frac{\omega (\lambda + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \right\} + \frac{\omega^2 (\rho L_d i_{oq})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\lambda + L_d i_{od})^2}{R_c} \quad (5.6)$$

Από τη σχέση (5.6) βλέπουμε ότι οι ηλεκτρικές απώλειες είναι συνάρτηση των μεταβλητών ω , i_{od} και i_{oq} . Θεωρούμε λειτουργία του κινητήρα στη μόνιμη κατάσταση όπου η ταχύτητα περιστροφής και η ροπή του κινητήρα είναι περίπου σταθερές, με τις τιμές των τελευταίων προσεγγιστικά να θεωρούνται σταθερές και ίσες με τις επιθυμητές τιμές εισόδου της ταχύτητας και της ροπής του κινητήρα. Σε αυτήν την περίπτωση οι ηλεκτρικές απώλειες είναι συνάρτηση των ρευμάτων i_{od} και i_{oq} .

Από τη σχέση (4.6) όμως προκύπτει ότι το ρεύμα i_{oq} είναι συνάρτηση του i_{od} :

$$i_{oq} = \frac{2T}{3P_n [\lambda + (1-\rho)L_d i_{od}]} \quad (5.7)$$

Επομένως, μπορούμε να καταλήξουμε σε μια σχέση για τις ηλεκτρικές απώλειες που θα είναι συνάρτηση μόνο της μεταβλητής ρεύματος i_{od} .

Μετά από αναλυτικές πράξεις στη (5.6) καταλήγουμε στη σχέση:

$$W_E = \frac{1}{R_c^2} \left\{ \begin{array}{l} i_{od}^2 (R_c^2 R_a + R_a \omega^2 L_d^2 + R_c \omega^2 L_d^2) + i_{od} (R_a \omega^2 2\lambda L_d + R_c \omega^2 2\lambda L_d) + \\ + i_{oq}^2 (R_a \omega^2 \rho^2 L_d^2 + R_c^2 R_a + R_c \omega^2 \rho^2 L_d^2) + i_{oq} (R_c R_a 2\omega \lambda) + \\ + i_{od} i_{oq} (-R_c R_a 2\omega \rho L_d + R_c R_a 2\omega L_d) + R_a \omega^2 \lambda^2 + R_c \omega^2 \lambda^2 \end{array} \right\} \quad (5.8)$$

Προκειμένου να απλοποιήσουμε τους υπολογισμούς μας ορίζουμε:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = R_c^2 R_a + R_a \omega^2 L_d^2 + R_c \omega^2 L_d^2 \\ \beta = R_a \omega^2 2\lambda L_d + R_c \omega^2 2\lambda L_d \\ \gamma = R_a \omega^2 \rho^2 L_d^2 + R_c^2 R_a + R_c \omega^2 \rho^2 L_d^2 \\ \delta = R_c R_a 2\omega \lambda \\ \varepsilon = -R_c R_a 2\omega \rho L_d + R_c R_a 2\omega L_d \\ \zeta = R_a \omega^2 \lambda^2 + R_c \omega^2 \lambda^2 \end{array} \right\} \quad (5.9)$$

Η σχέση (5.8) επομένως γράφεται

$$W_E = \frac{1}{R_c^2} (i_{od}^2 \alpha + i_{od} \beta + i_{oq}^2 \gamma + i_{oq} \delta + i_{od} i_{oq} \varepsilon + \zeta) \quad (5.10)$$

Προκειμένου να βρούμε τη συνθήκη που θα ελαχιστοποιήσει τις ηλεκτρικές απώλειες, παραγωγίζουμε την (5.10) ως προς το ρεύμα i_{od} και εξισώνουμε με το μηδέν.

$$\frac{dW_E}{di_{od}} = 0 \Leftrightarrow 2\alpha i_{od} + \beta + 2\gamma i_{oq} \frac{di_{oq}}{di_{od}} + \delta \frac{di_{oq}}{di_{od}} + \varepsilon i_{oq} + \varepsilon i_{od} \frac{di_{oq}}{di_{od}} = 0 \quad (5.11)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (5.7) υπολογίζουμε

$$\frac{di_{oq}}{di_{od}} = \frac{d \left(\frac{2T}{3P_n [\lambda + (1-\rho)L_d i_{od}]} \right)}{di_{od}} = -\frac{2T(1-\rho)L_d}{3P_n [\lambda + (1-\rho)L_d i_{od}]^2} \quad (5.12)$$

Αντικαθιστούμε τις (5.7) και (5.12) στην (5.11) και μετά από πράξεις προκύπτει η παρακάτω εξίσωση 4^{ου} βαθμού:

$$\alpha_4 i_{od}^4 + \alpha_3 i_{od}^3 + \alpha_2 i_{od}^2 + \alpha_1 i_{od} + \alpha_0 = 0 \quad (5.13)$$

όπου

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_0 = 9\beta P_n^2 \lambda^3 - 8\gamma T^2 (1-\rho) L_d - 6\delta P_n \lambda T (1-\rho) L_d + 6\varepsilon P_n T \lambda^2 \\ \alpha_1 = 18\alpha P_n^2 \lambda^3 + 27\beta P_n^2 \lambda^2 (1-\rho) L_d - 6\delta P_n (1-\rho)^2 L_d^2 T + 6\varepsilon P_n T \lambda (1-\rho) L_d \\ \alpha_2 = 54\alpha P_n^2 \lambda^2 (1-\rho) L_d + 27\beta P_n^2 \lambda (1-\rho)^2 L_d^2 \\ \alpha_3 = 54\alpha P_n^2 \lambda (1-\rho)^2 L_d^2 + 9\beta P_n^2 (1-\rho)^3 L_d^3 \\ \alpha_4 = 18\alpha P_n^2 (1-\rho)^3 L_d^3 \end{array} \right. \quad (5.14)$$

Τα $\alpha, \beta, \gamma, \delta, \varepsilon, \zeta$ δίνονται από τη σχέση (5.9)

Η εξίσωση (5.13) μπορεί να επιλυθεί μόνο αριθμητικά, από όπου προκύπτει η βέλτιστη τιμή του ρεύματος i_{od} που ελαχιστοποιεί τις ηλεκτρικές απώλειες. Χρησιμοποιώντας την τιμή αυτή και τις σχέσεις (4.7), (4.9) και (5.7) βρίσκουμε το βέλτιστο ρεύμα i_d , που είναι και η πραγματική μεταβλητή ελέγχου (με * συμβολίζουμε τις βέλτιστες τιμές).

$$i_d^* = i_{od}^* - \frac{2T\omega\rho L_d}{3R_c P_n [\lambda + (1-\rho)L_d i_{od}^*]}$$

Η μόνη περίπτωση που η εξίσωση (5.13) έχει αναλυτική λύση, είναι όταν ο κινητήρας έχει λόγο στρέβλωσης ίσο με τη μονάδα (Surface PMSM). Σε αυτήν την περίπτωση η (5.13) μετασχηματίζεται σε μια πρωτοβάθμια εξίσωση με την παρακάτω λύση:

$$i_{od}^* = \frac{\omega^2 L_d (R_a + R_c) \lambda}{R_a R_c^2 + \omega^2 L_d^2 (R_a + R_c)} \quad (5.15)$$

Όπως είδαμε παραπάνω, η εύρεση του βέλτιστου ρεύματος i_{od} (στην περίπτωση όπου $\rho \neq 1$) γίνεται αριθμητικά με επαναληπτικούς υπολογισμούς. Η διαδικασία αυτή επίλυσης δεν μπορεί να εφαρμοστεί στον έλεγχο πραγματικού χρόνου (real time control). Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιούμε έναν πίνακα αναζήτησης (lookup table) προκειμένου να αποθηκεύσουμε τις τιμές i_d^* (που προέρχονται από την επίλυση της (5.13)) και σε συνδυασμό με τις (4.7), (4.9), (5.7)), για ένα μεγάλο εύρος τιμών ταχύτητας και ροπής του κινητήρα. Προκύπτει ένα δυσδιάστατος πίνακας αναζήτησης με την παρακάτω μορφή:

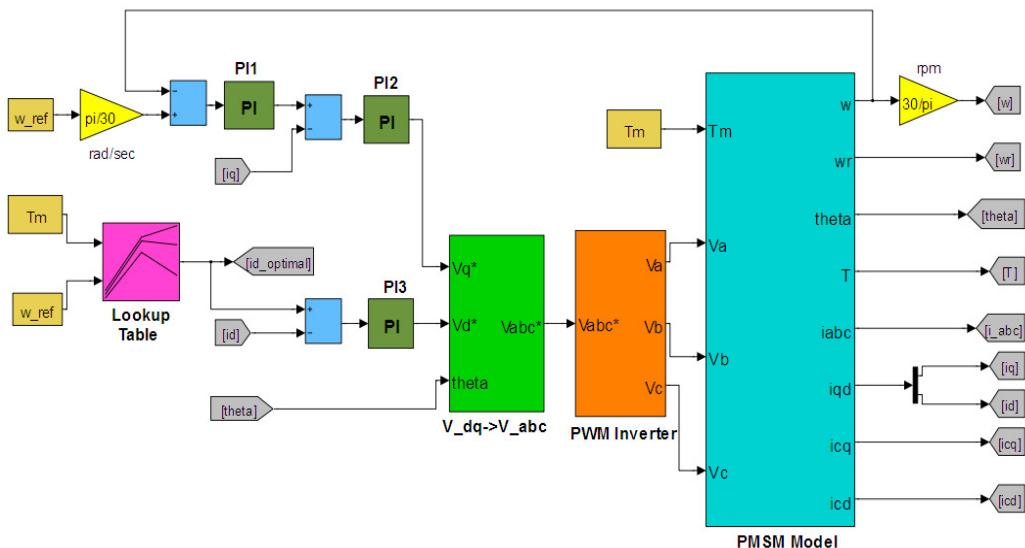
		Ταχύτητα περιστροφής, ω					
		1	2	3	4	5	...
Τιμές Point, T	1	$i_d^*(1,1)$	$i_d^*(2,1)$			
	2	$i_d^*(2,1)$	$i_d^*(2,2)$			
	3		
	4						
	5						
	...						

Εικόνα 5.2 Γενική μορφή πίνακα αναζήτησης του βέλτιστου ρεύματος i_d^*

6. Προσομοίωση Συστήματος Οδήγησης Κινητήρα

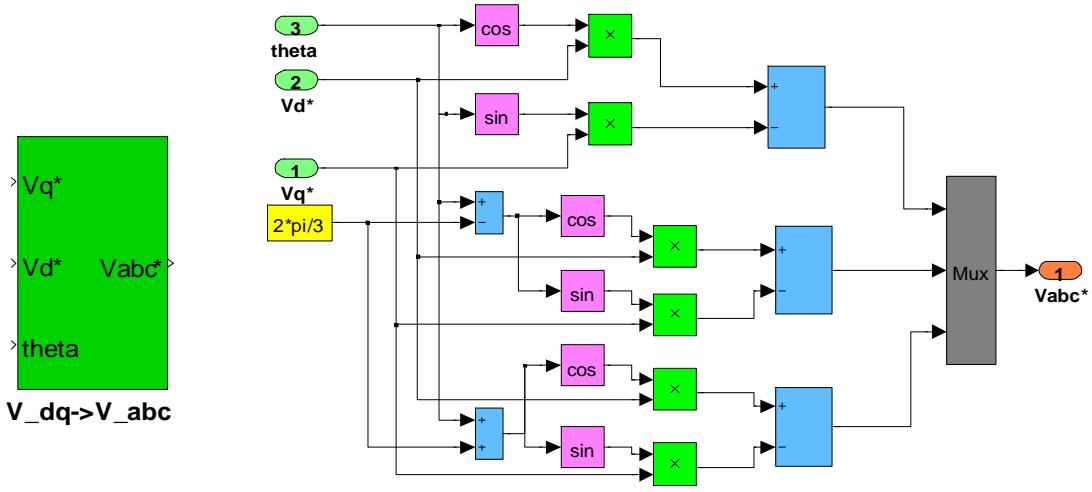
Για την υλοποίηση της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα με ελαχιστοποίηση απωλειών, που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, χρησιμοποιήσαμε το προγραμματιστικό πακέτο Simulink της Matlab. Το πρόγραμμα αυτό δίνει τη δυνατότητα του παραστατικού σχεδιασμού και εκτέλεσης των θεωρητικών μοντέλων σε ένα ιδιαίτερα εύχρηστο προς το χρήστη γραφικό περιβάλλον. Το σύστημα οδήγησης του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη περιλαμβάνει διάφορα στάδια υλοποίησης, που παριστάνονται με δομικά blocks στο Simulink και παρουσιάζονται αναλυτικά παρακάτω.

Το συνολικό λειτουργικό διάγραμμα περιλαμβάνει σαν κύριες δομικές μονάδες τον πίνακα αναζήτησης (lookup table) για τον καθορισμό του βέλτιστου ρεύματος id^* , τους PI (Proportional-Integral) ελεγκτές για τον καθορισμό των σημάτων αναφοράς Vq^* και Vd^* , τη μονάδα μετασχηματισμού ($V_{dq} \rightarrow V_{abc}$) των δυο τελευταίων σημάτων στο τριφασικό ακίνητο πλαίσιο αναφοράς του στάτορα, τη μονάδα του αντιστροφέα πηγής τάσης με την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM Inverter) και τέλος τη μονάδα που μοντελοποιεί το σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM Model). Η διαδικασία του ελέγχου είναι αυτή που περιγράφηκε στο 3.2.2, με τη διαφορά ότι ρεύμα αναφοράς id^* επιλέγεται μέσω του πίνακα αναζήτησης ανάλογα με την ταχύτητα και τη ροπή εισόδου του κινητήρα.



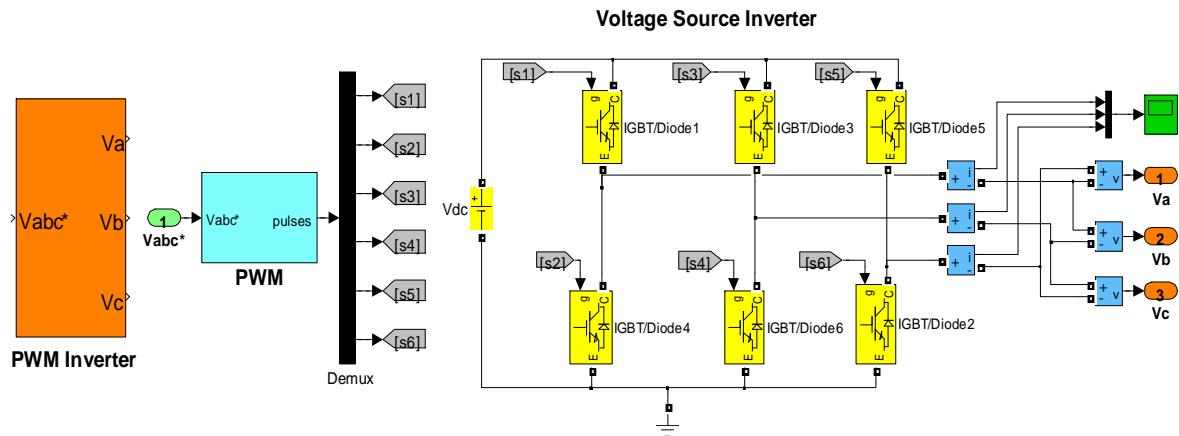
Εικόνα 6.1 Διάγραμμα του προτεινόμενου διανυσματικού ελέγχου του κινητήρα

Η μονάδα μετασχηματισμού “ $V_{dq} \rightarrow V_{abc}$ ” μετασχηματίζει τα σήματα ελέγχου Vq^* και Vd^* στα σήματα Va^* , Vb^* και Vc^* κατασκευάστηκε χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις του αντιστροφού μετασχηματισμού Park (Κεφ. 4). Η γωνία ϑ_r (theta) προκύπτει από την ολοκλήρωση της ταχύτητας του δρομέα, ω_r , του κινητήρα.

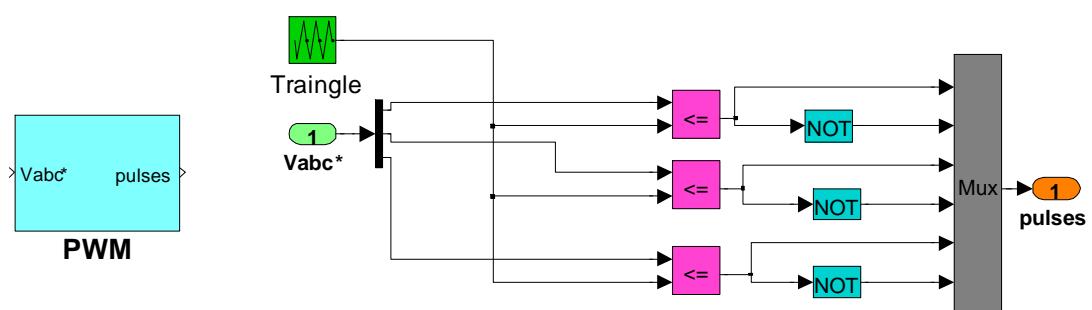


Εικόνα 6.2 Μονάδα μετασχηματισμού “ $V_{dq} \rightarrow V_{abc}$ ”

Η μονάδα “PWM Inverter”, περιλαμβάνει τον αντιστροφέα πηγής τάσης που αποτελείται από την πηγή τροφοδοσίας, τις πύλες και τη μονάδα διαμόρφωσης εύρους παλμών που παρέχει τα σήματα ελέγχου (s_1-s_6) των διακοπτών του αντιστροφέα.

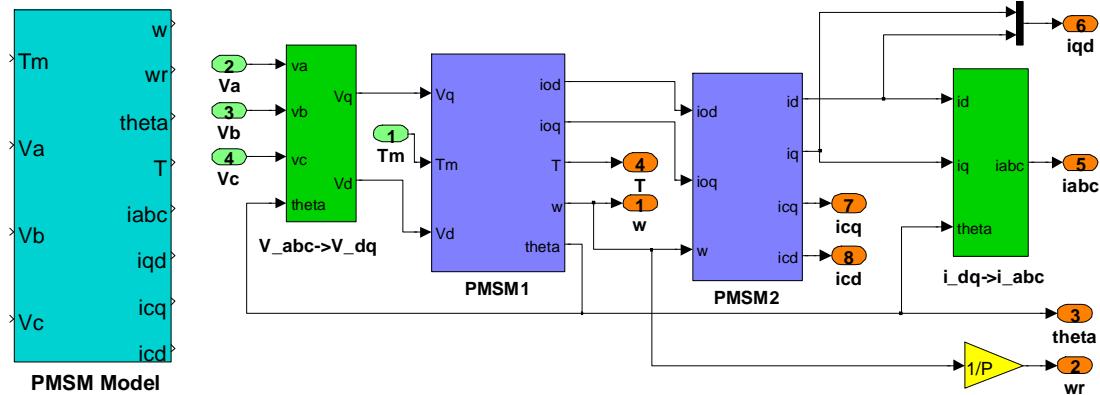


Εικόνα 6.3 Μονάδα του αντιστροφέα με PWM έλεγχο

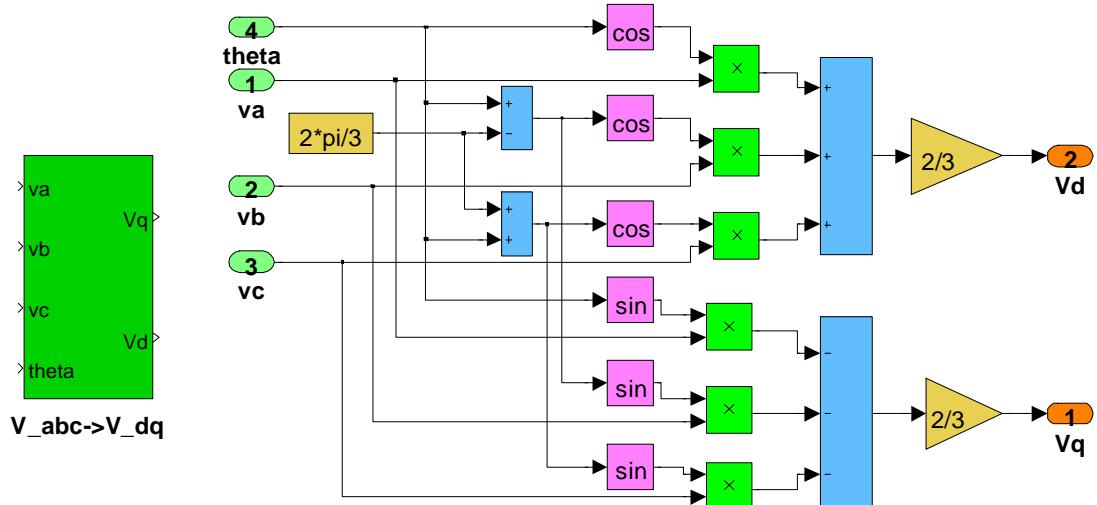


Εικόνα 6.4 Μονάδα διαμόρφωσης εύρους παλμών

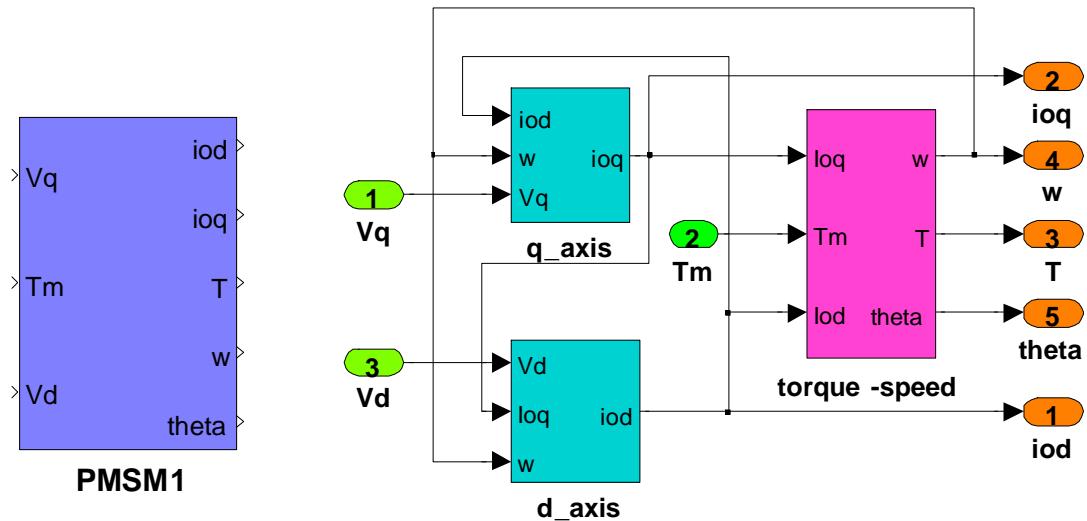
To block “PMSM Model” μοντελοποιεί τον κινητήρα. Περιλαμβάνει τα blocks “V_{abc}->V_{dq}”, “i_{dq}->i_{abc}” για τους κατάλληλους μετασχηματισμούς των σημάτων από το ένα πλαίσιο αναφοράς στο άλλο και τα blocks “PMSM1”, “PMSM2”, που κατασκευάστηκαν σύμφωνα με τις εξισώσεις που περιγράφουν το μοντέλο απωλειών του κινητήρα (Κεφ. 4)



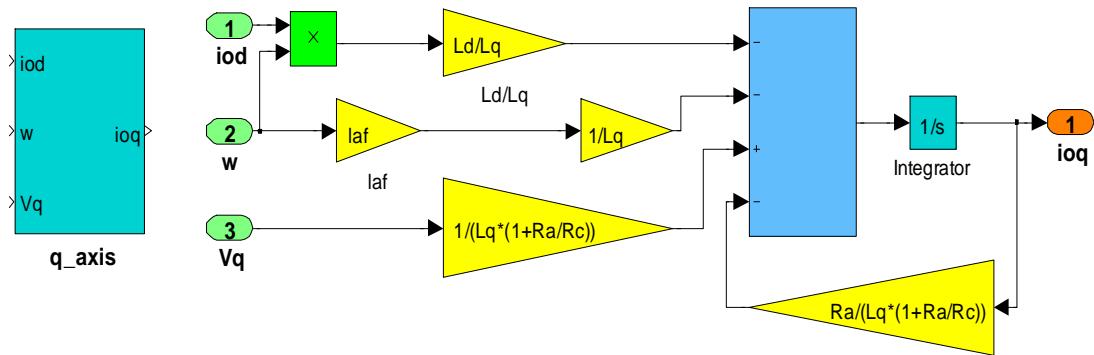
Εικόνα 6.5 Το μοντέλο του PMSM



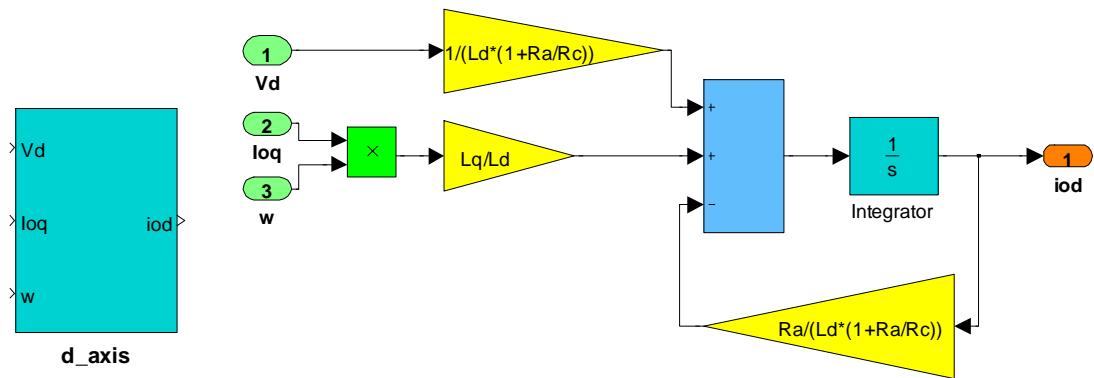
Εικόνα 6.6 Μονάδα μετασχηματισμού “V_{abc}->V_{dq}”



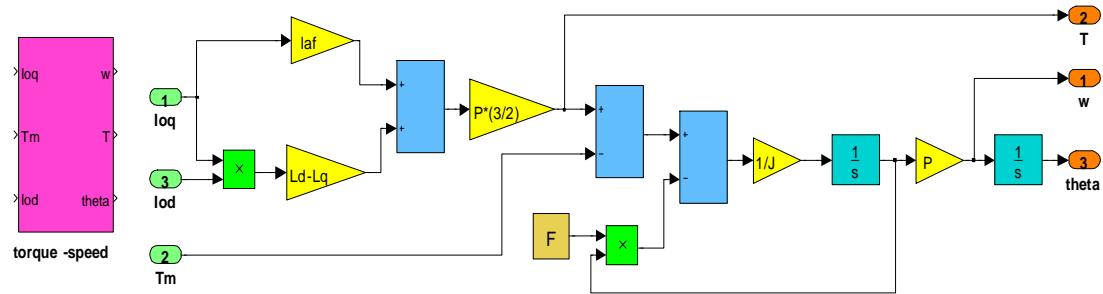
Εικόνα 6.7 Μέσα στο block "PMSM1"



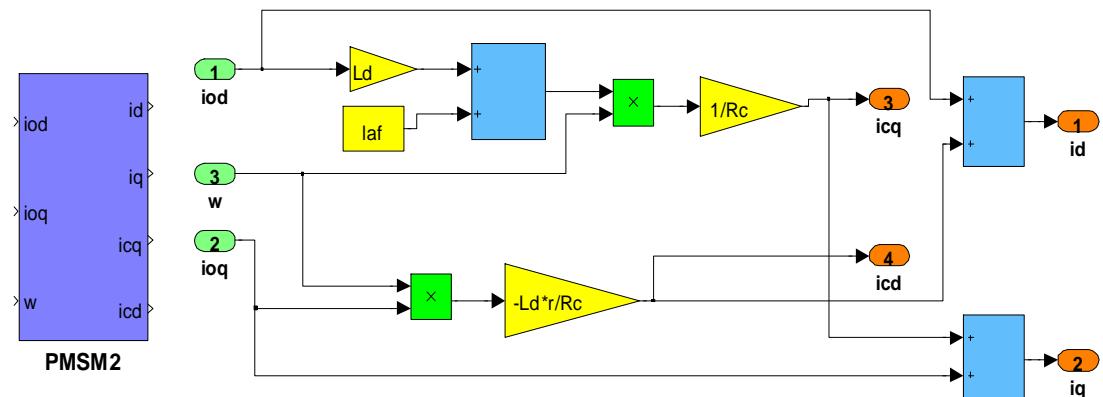
Εικόνα 6.8 Μέσα στο block "q_axis"



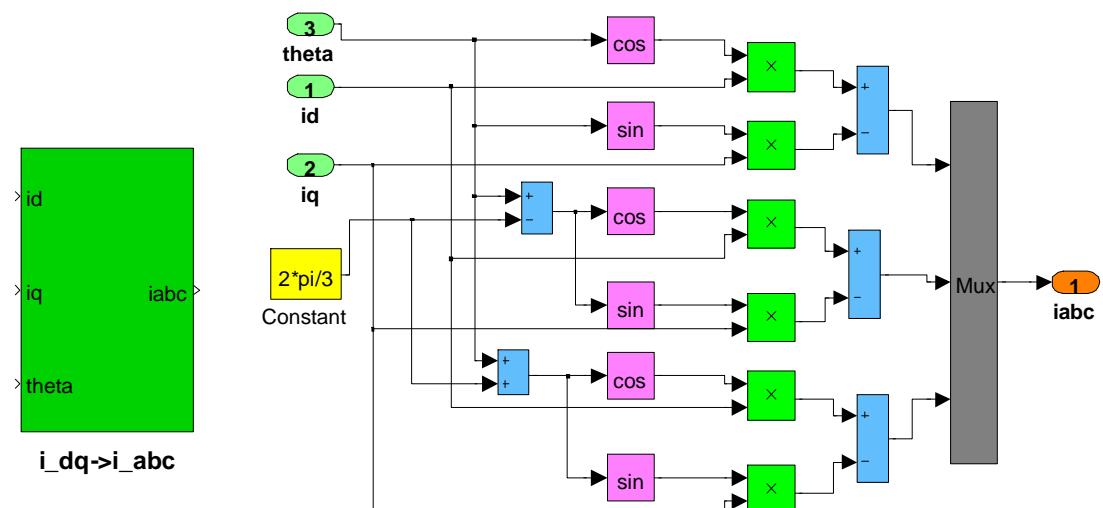
Εικόνα 6.9 Μέσα στο block "d_axis"



Εικόνα 6.10 Μέσα στο block “torque-speed”

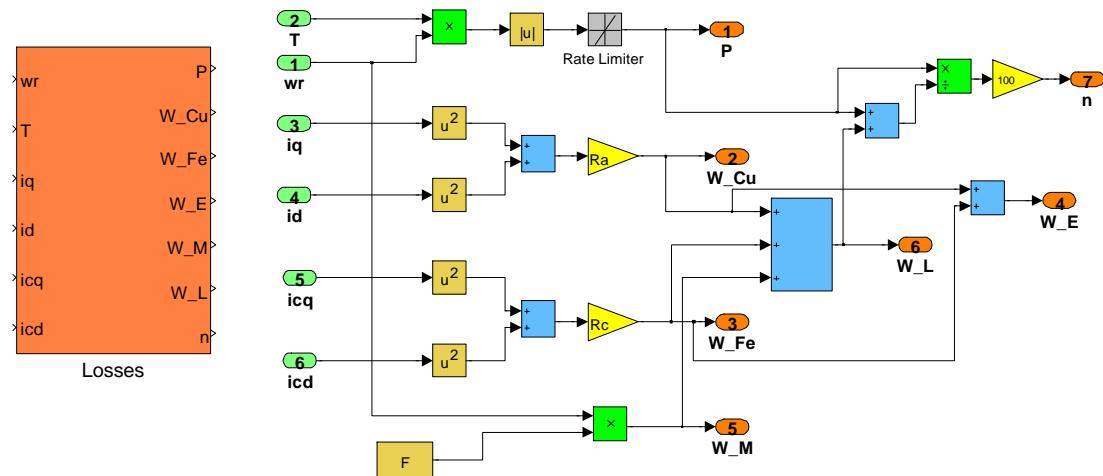


Εικόνα 6.11 Μέσα στο Block “PMSM2”



Εικόνα 6.12 Μέσα στο block “i_dq->i_abc”

Για τις ανάγκες τέλος της προσομοίωσης, προκειμένου να μετρήσουμε τις απώλειες και το βαθμό απόδοσης της προτεινόμενης μεθόδου, χρησιμοποιήσαμε το block της εικόνας 6.13, που κατασκευάστηκε σύμφωνα με τις εξισώσεις απωλειών του κεφαλαίου 5.1



Εικόνα 6.13 Block υπολογισμού απωλειών

7. Αποτελέσματα Προσομοίωσης

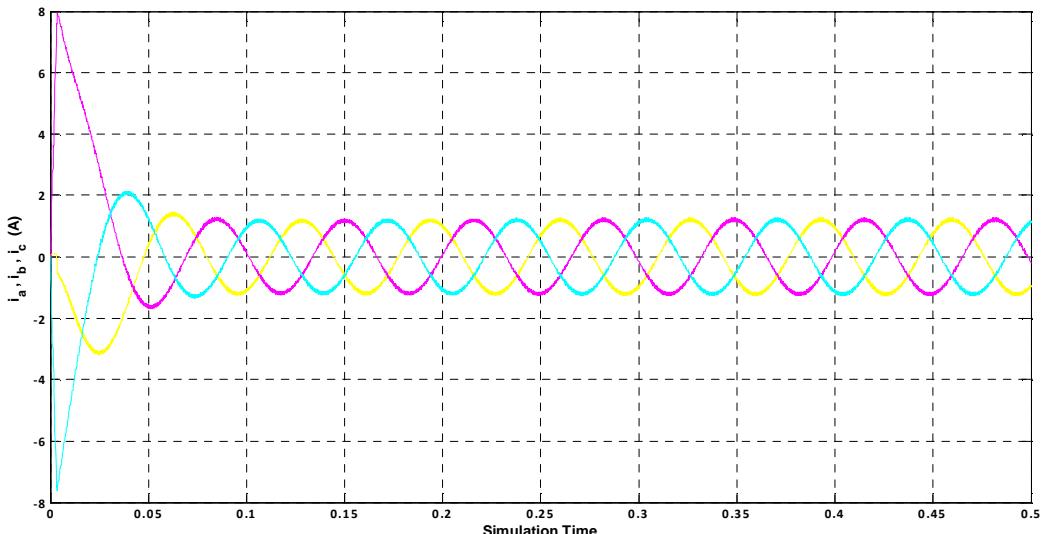
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συστήματος οδήγησης του κινητήρα που χρησιμοποιεί την προτεινόμενη μέθοδο ελέγχου, καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της μεθόδου ZDAC (κεφ. 3.2.2.1). Εξετάζεται η περίπτωση κινητήρα με έκτυπους πόλους ($\rho \neq 1$) και με τις παρακάτω προδιαγραφές [2]:

Rated speed, ω (rpm)	1800
Rated torque, T (Nm)	3.96
Pole pairs, P_n	2
R_a (Ω)	1.93
R_c (Ω)	330
L_d (H)	0.04244
L_q (H)	0.07957
λ (Wb)	0.314
J (Kg.m²)	0.003
F	0.0008

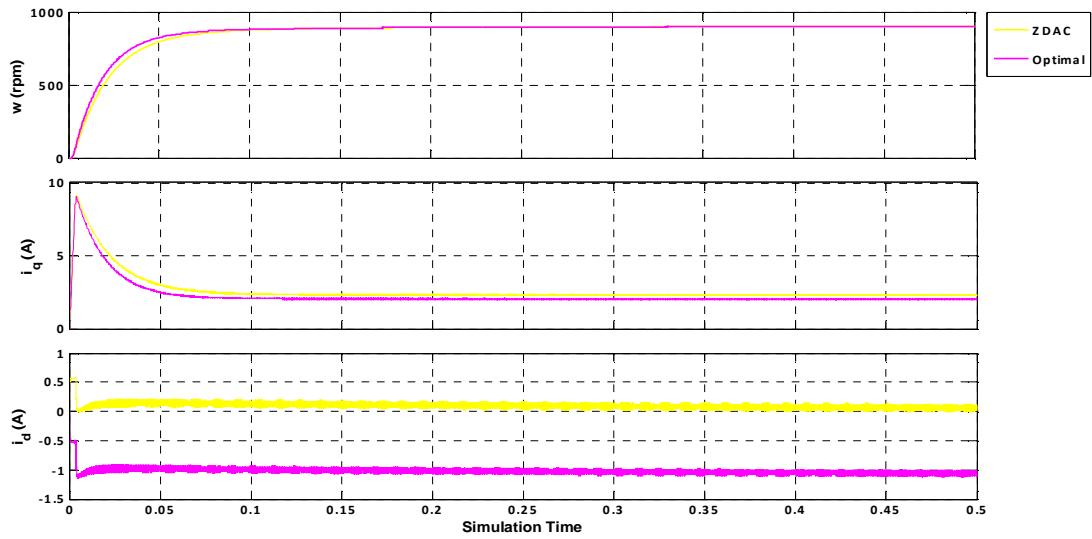
Πίνακας 7.1 Παράμετροι κινητήρα προσομοίωσης

Για να έχουμε καλύτερη εικόνα της προτεινόμενης μεθόδου, “τρέξαμε” το μοντέλο σε διάφορες συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα, καθώς επίσης και σε συνθήκες μεταβολής της ταχύτητας και της ροπής του. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με αυτά της μεθόδου ZDAC, προκειμένου να εξαχθούν τα κατάλληλα συμπεράσματα για την απόδοση της προτεινόμενης μεθόδου.

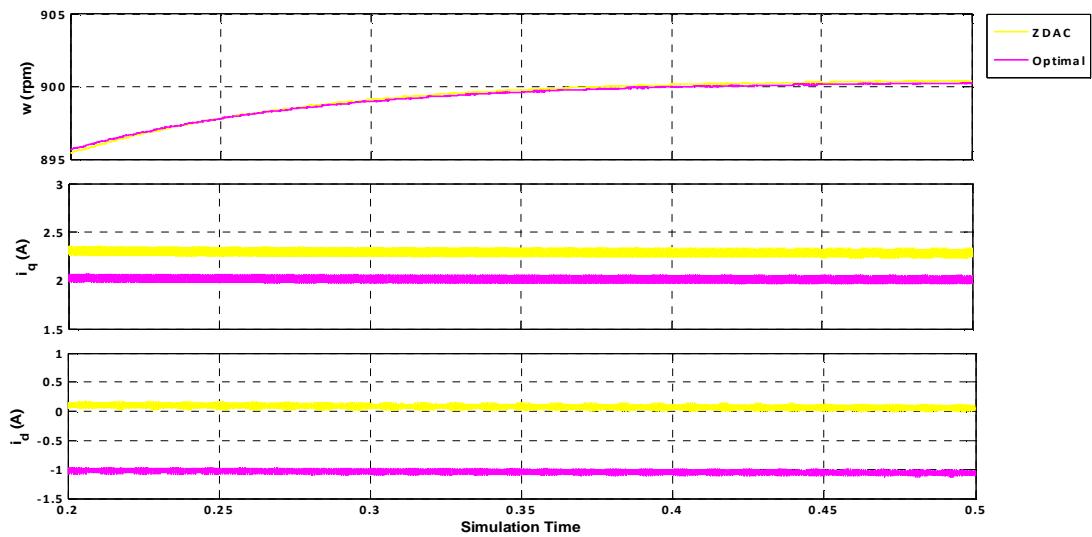
- Ταχύτητα αναφοράς $w=900$ rpm , ροπή φορτίου $T_m=2$ Nm



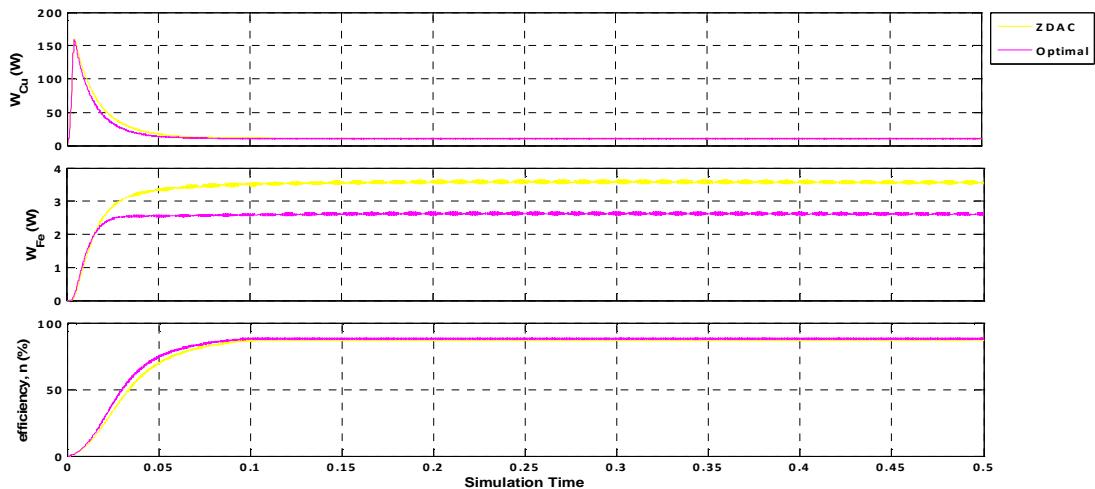
Εικόνα 7.1 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος



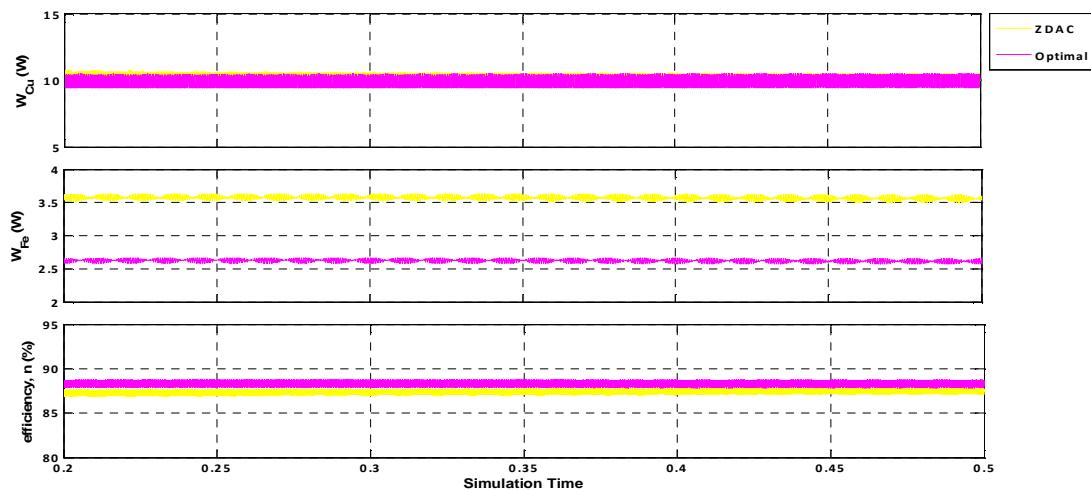
Εικόνα 7.2 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d



Εικόνα 7.3 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d στη μόνιμη κατάσταση

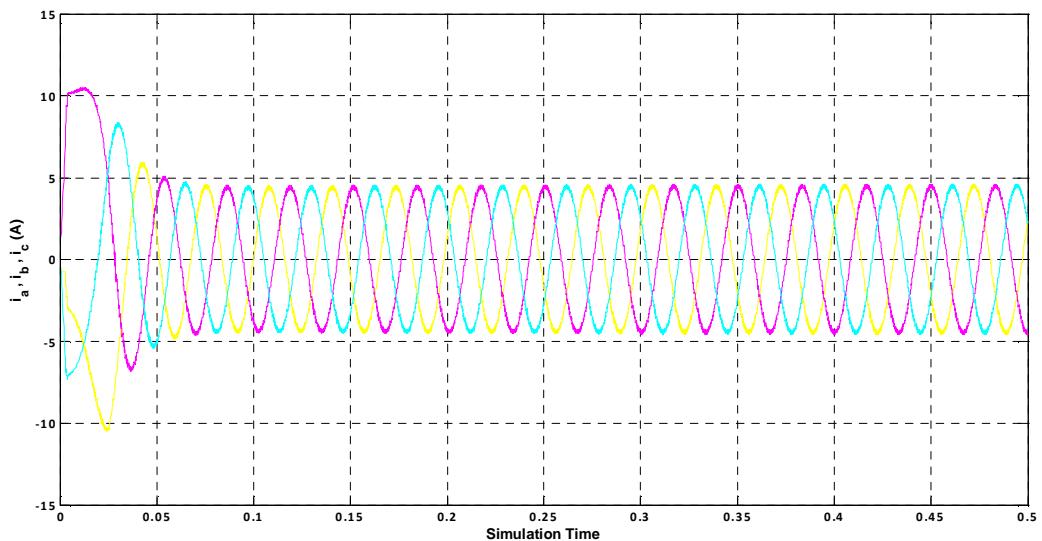


Εικόνα 7.4 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης

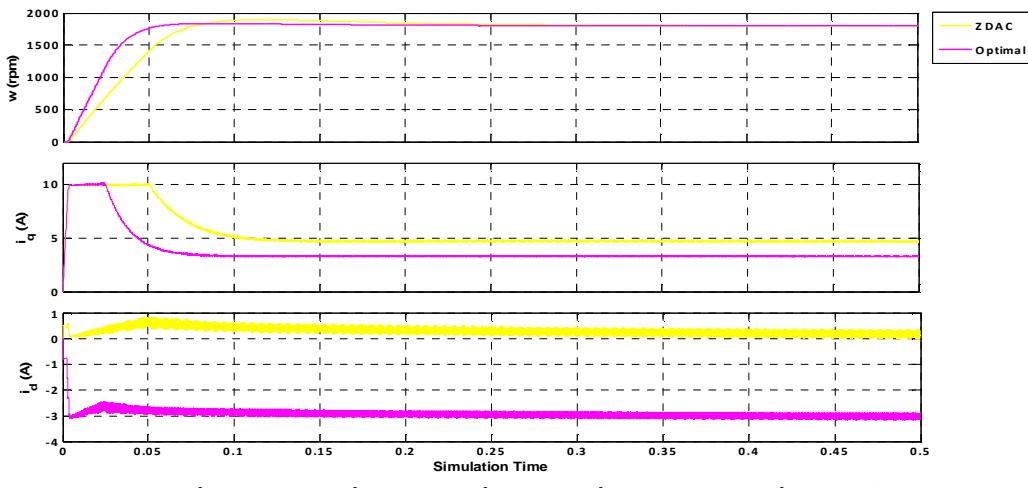


Εικόνα 7.5 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση

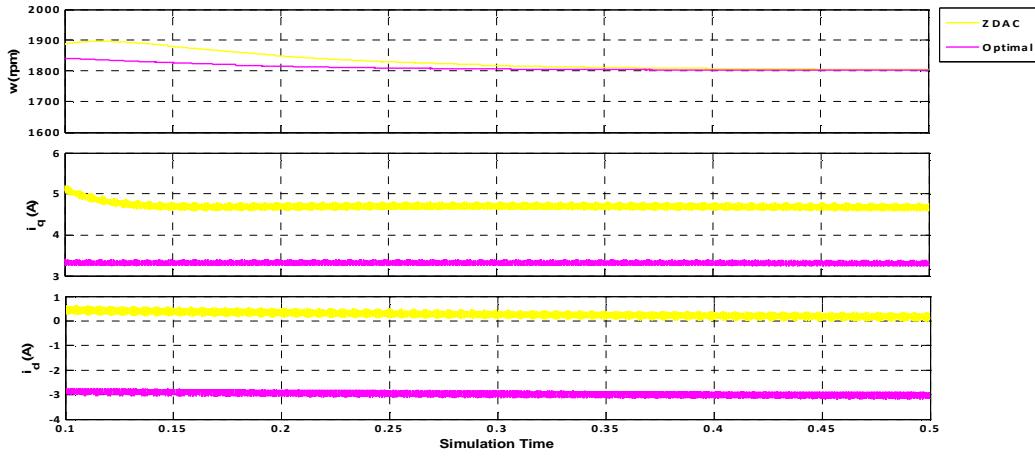
- Ταχύτητα αναφοράς $w=1800\text{rpm}$, ροπή φορτίου $T_m=3.96 \text{ Nm}$



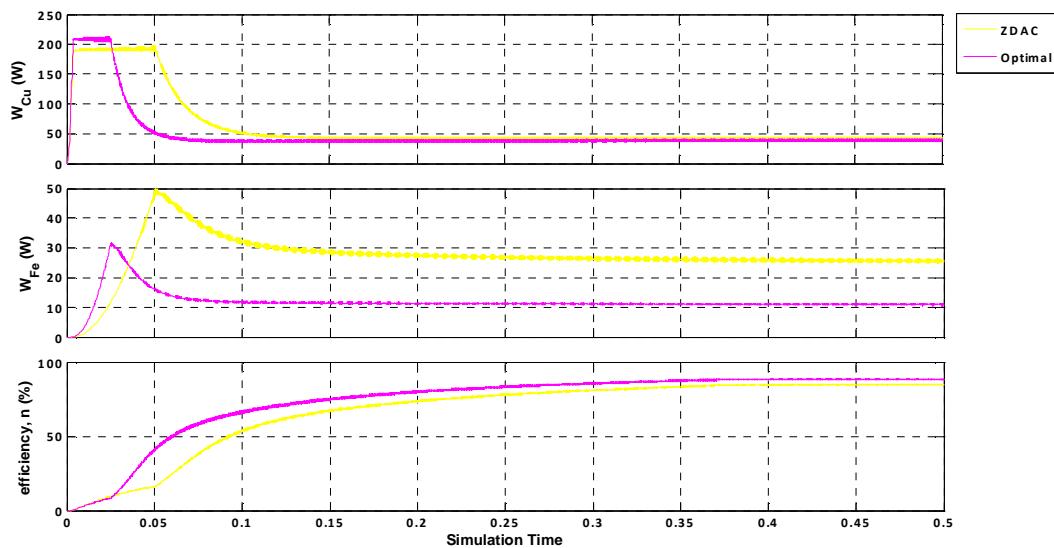
Εικόνα 7.6 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος



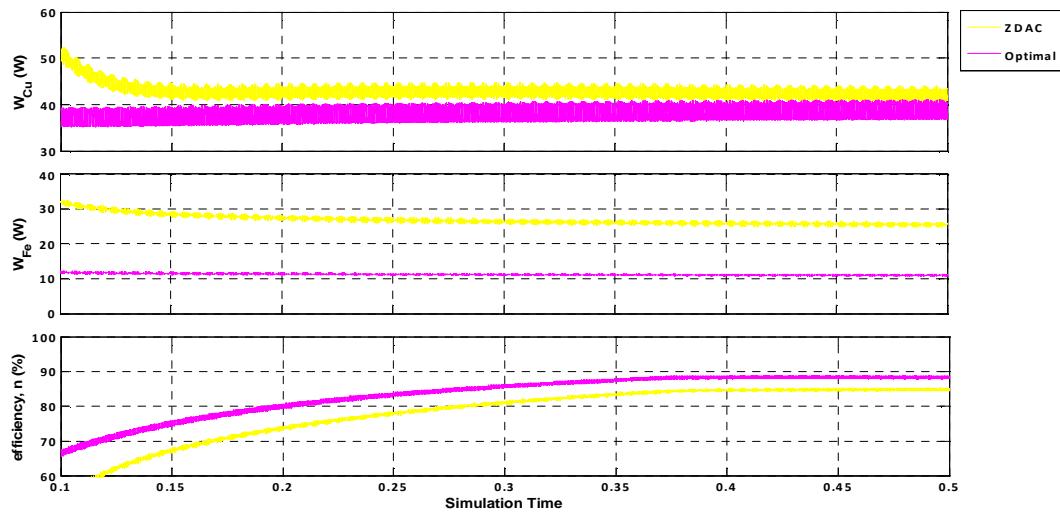
Εικόνα 7.7 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d



Εικόνα 7.8 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d στη μόνιμη κατάσταση

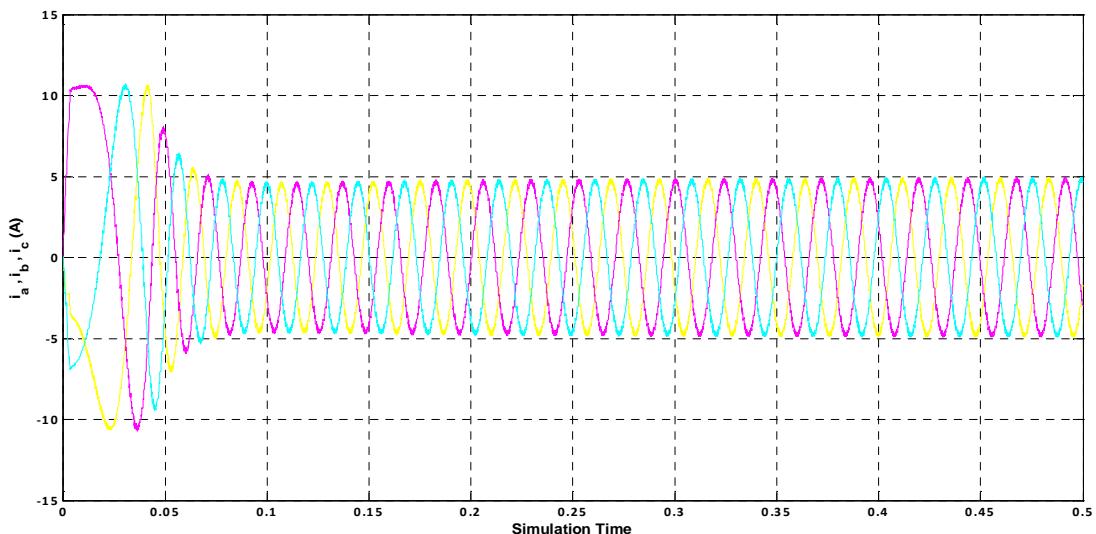


Εικόνα 7.9 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης

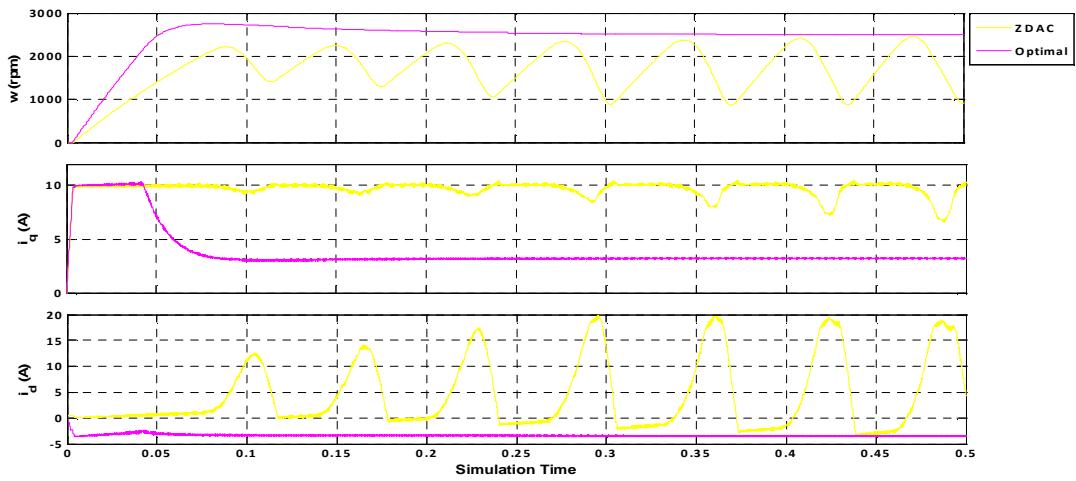


Εικόνα 7.10 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση

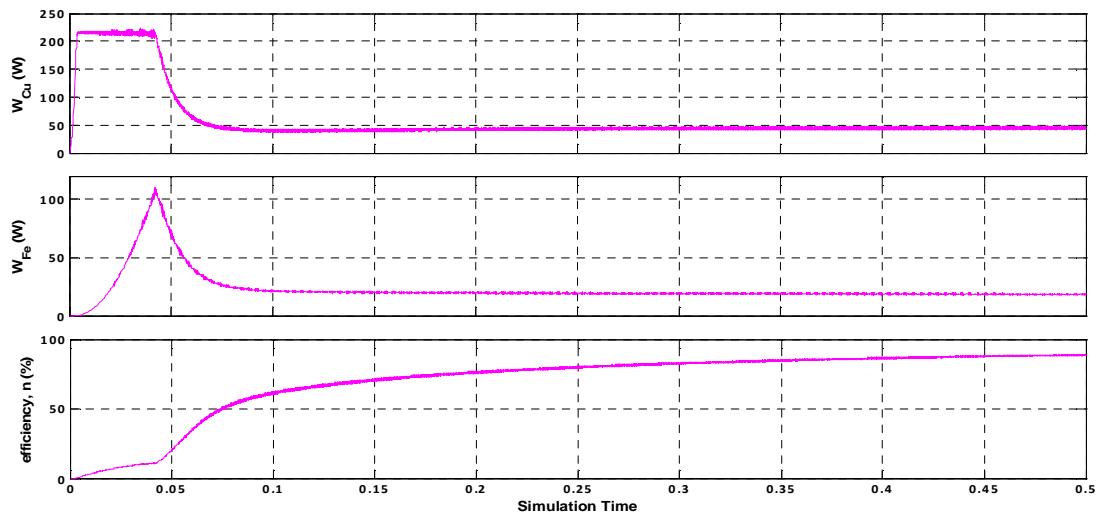
- Ταχύτητα αναφοράς $w=2.500\text{rpm}$, ροπή φορτίου $T_m=3.96\text{ Nm}$



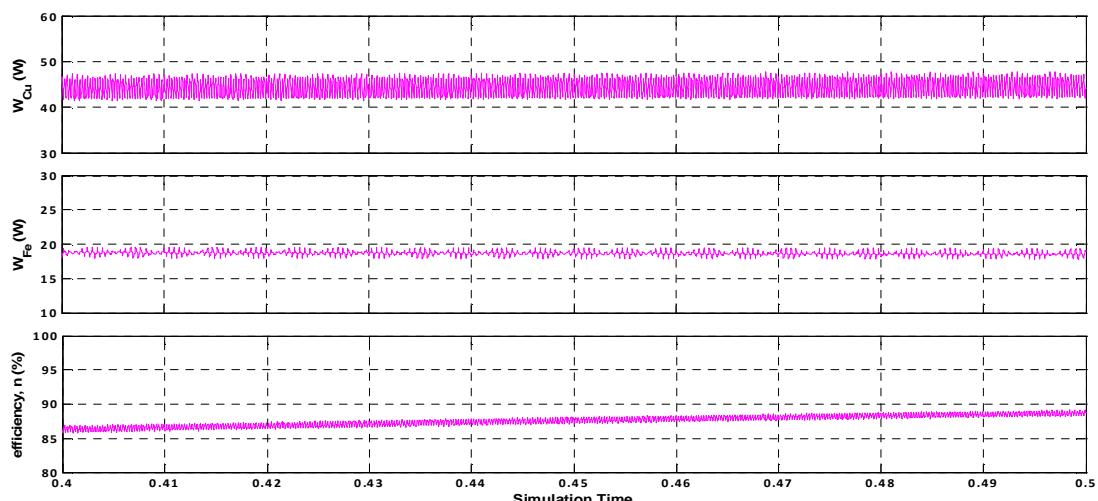
Εικόνα 7.11 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c - προτεινόμενη μέθοδος



Εικόνα 7.12 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d

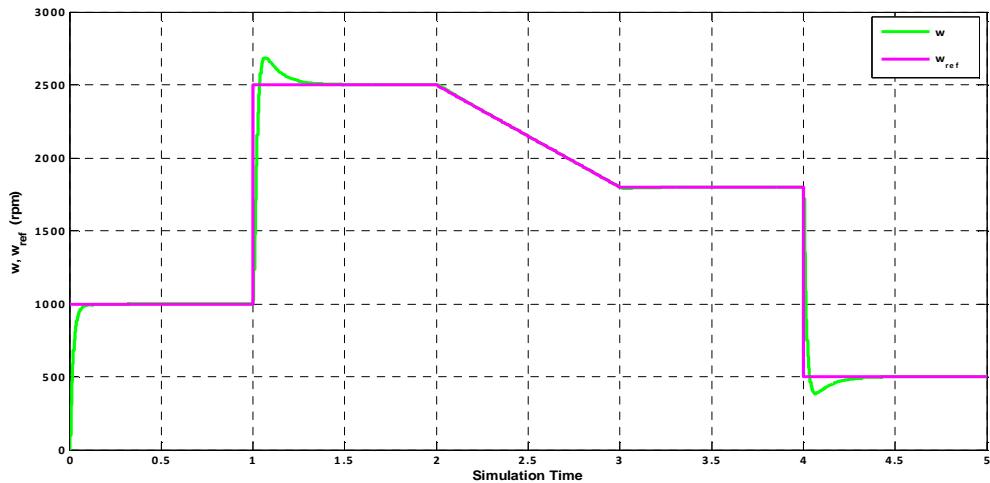


Εικόνα 7.13 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης – προτεινόμενη μέθοδος

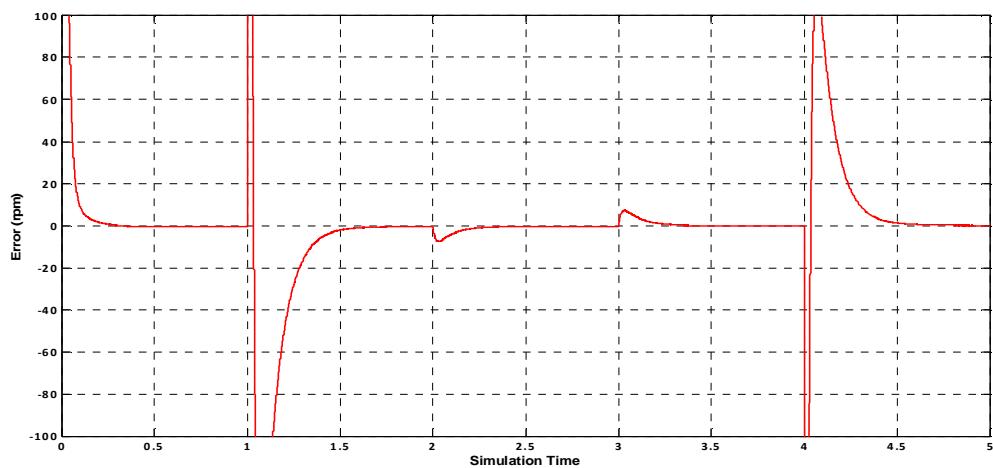


Εικόνα 7.14 Διαγράμματα απωλειών χαλκού, απωλειών σιδήρου και συντελεστή απόδοσης στη μόνιμη κατάσταση

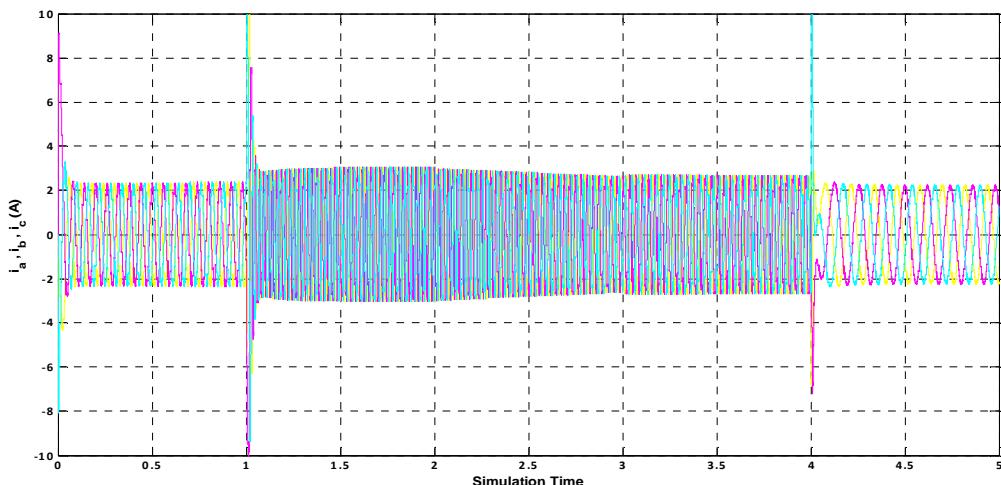
- Μεταβαλλόμενη ταχύτητα - ροπή φορτίου $T_m=2 \text{ Nm}$



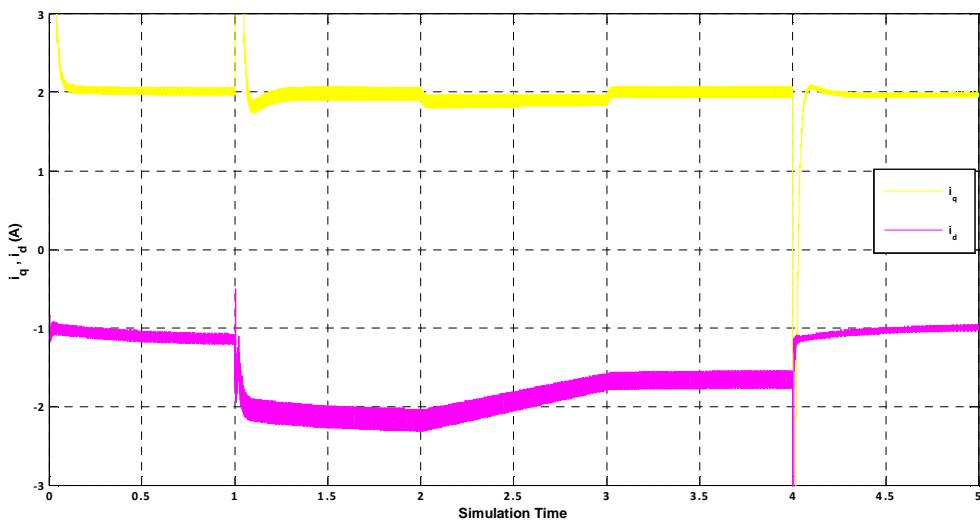
Εικόνα 7.15 Σύγκριση ταχύτητας αναφοράς – ταχύτητα δρομέα κινητήρα



Εικόνα 7.16 Διάγραμμα σφάλματος μεταξύ ταχύτητας δρομέα και ταχύτητας αναφοράς

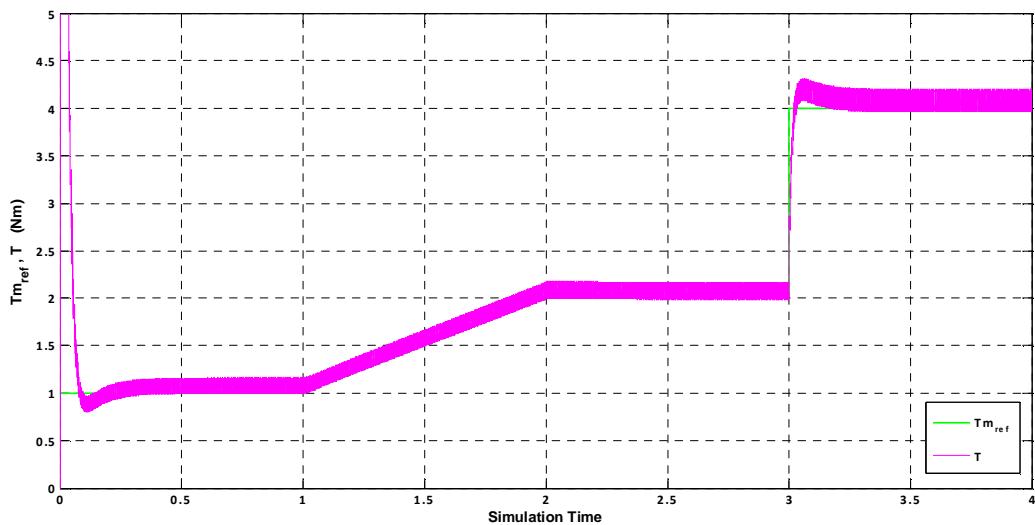


Εικόνα 7.17 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c

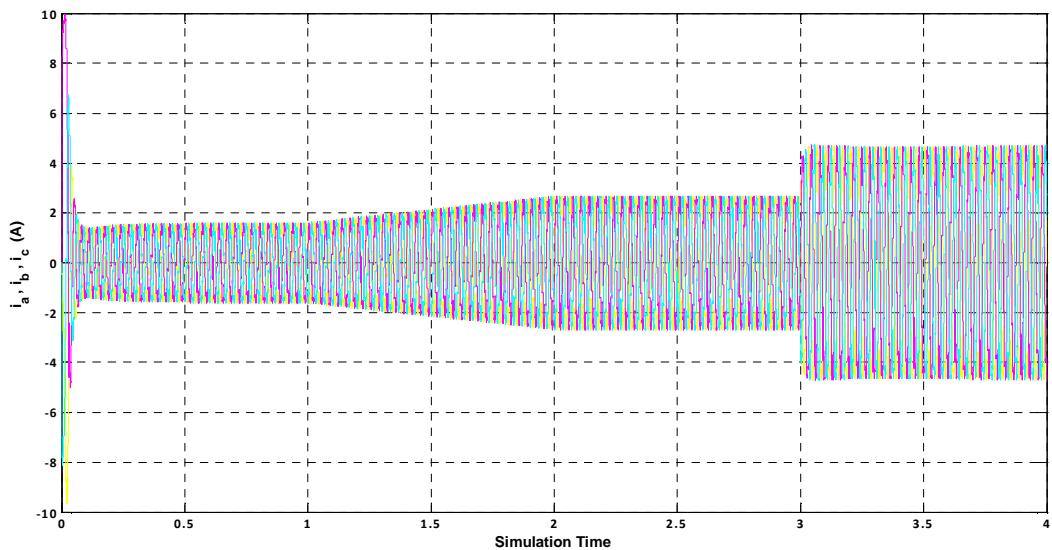


Εικόνα 7.18. Διάγραμμα των ρευμάτων i_d και i_q

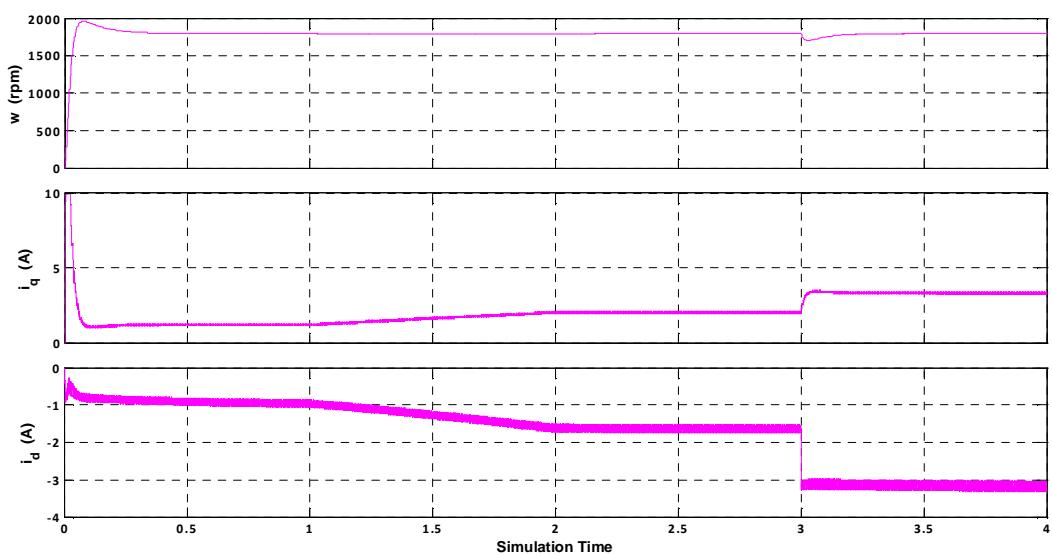
- Ταχύτητα $w=1800\text{rpm}$ - μεταβαλλόμενη ροπή φορτίου



Εικόνα 7.19 Σύγκριση ροπής φορτίου και αναπτυσσόμενης ροπής κινητήρα



Εικόνα 7.20 Διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c



Εικόνα 7.21 Διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος i_q και ρεύματος i_d

8. Συμπεράσματα

Όσον αφορά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, βλέπουμε ότι η προτεινόμενη μέθοδος έχει σαφώς καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τη μέθοδο ZDAC. Οι απώλειες σιδήρου μειώνονται σε σημαντικό βαθμό σε όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις ενώ σε μικρότερο βαθμό μειώνονται οι απώλειες του χαλκού. Ο συντελεστής απόδοσης του κινητήρα αυξάνεται από 1% περίπου στις μικρές ταχύτητες, έως 6% για μεγαλύτερες ταχύτητες και φορτία (Πίνακας 8.1). Αξίζει να αναφερθεί ότι η προτεινόμενη μέθοδος επιτυγχάνει λειτουργία του κινητήρα σε συνθήκες πέρα των ονομαστικών, ενώ αντίθετα η μέθοδος ZDAC αποτυγχάνει (Εικόνα 7.12).

Όσον αφορά συνθήκες απότομης μεταβολής της ταχύτητας εισόδου ή του φορτίου του κινητήρα, η προτεινόμενη μέθοδος είχε επίσης πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά με γρήγορες αποκρίσεις (Εικόνες 7.15 & 7.19).

Επομένως, η προτεινόμενη μέθοδος διανυσματικού ελέγχου ελαχιστοποιεί τις ηλεκτρικές απώλειες του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, μεγιστοποιώντας έτσι το βαθμό απόδοσης του. Η αύξηση της απόδοσης του κινητήρα είναι ανάλογη των συνθηκών λειτουργίας και των παραμέτρων του κινητήρα, με μεγαλύτερη αύξηση να παρουσιάζεται κοντά στις ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα.

Τιμές Αναφοράς		ZDAC			Προτεινόμενη μέθοδος			
W	T _m	W _{Cu}	W _{Fe}	n	i _d	W _{Cu}	W _{Fe}	n
900	2	10	3,6	87,4	-1,115	10	2,6	88,4
900	3.96	38	6	81	-2,56	34	3	83,5
1800	2	11,5	15	88	-1,64	12,5	9,5	90
1800	3.96	42	25	84,9	-3,14	39	11	88,4
1800	6	94	43	80,5	-4,62	76	14,2	86,5
2500	3.96	-	-	-	-3,72	45,5	18	89,3

Πίνακας 8.1 Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων προσομοίωσης

Βιβλιογραφία

- [1] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 511-517, 1994
- [2] S. Vaez-Sadegh, V. I. John, M. A. Rahman, "An On-Line Loss Minimization Controller for Interior Permanent Magnet Motor Drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Dec. 1999, pp. 1435-1440
- [3] F. F. Bernal, A. Garcia-Cerrada, and R. Faure, "Loss-minimization control of synchronous machines with constant excitation," in *PESC Record - IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1998, pp. 132-8
- [4] R. Sharma, V. Sanadhya, L. Behera, S. Bhattacharya, "Vector Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Conference & Exhibition on Control, Communication and automation*, Kanpur, India, 1998
- [5] C. Mademlis and N. Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1344-1347, 2002
- [6] C. Mademlis, I. Kioskeridis and N. Margaris, "Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 4, pp. 715-723, Dec. 2004
- [7] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considereing inverter capacity", *IEEE Trans. Industry Applications*, 26, 1990, 866-871
- [8] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, "Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. on Power Electr.*, April 1990, Vol. 5, No.2, pp. 133-139
- [9] T.M. Jahns, G.B. Kliman, T.W. Neumann, "Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable speed drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, 22, 1986, 738-747
- [10] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-23, pp. 681–689, July/Aug. 1987.
- [11] M.T Wishart, G Diana, R.G. Harley, "Controller design for applying field oriented control to the permanent magnet synchronous machine", *Electric Power Systems Research*, 1990, pp. 219-227
- [12] M. Stulrajter, V. Hrabovcova, M. Franko, "Permanent Magnets Synchronous Motor Control Theory", *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, VOL. 58, NO. 2, 2007, 79–84
- [13] N. Urasaki, T. Senju, and K. Uezato, "An accurate modeling for permanent magnet synchronous motor drives", in *Proc. APEC 2000*, New Orleans, 2000, pp. 387-392
- [14] S. Van Haute, G. Terorde, K. Hameyer, R. Belmans, "Modelling and implementation of a permanent magnet synchronous motor drive using a DSP development

- environment", 8th International Power Electronics & Motion Control conference (PEMC), Vol.4, Prague, Czech Republic, September 8-10, 1998; pp. 476-481
- [15] A. Dehkordi, A. Gole, T. Maguire, "Permanent Magnet Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation", IPST 2005, No. IPST05 - 159.
- [16] J. K. Gieras and M. Wing, Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications. New York: Marcel Dekker, 1997
- [17] Chee-Mun Ong, "Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK", ISBN: 0-13-723785-5, Prentice Hall, 1998.
- [18] Enrique L. Carrillo Arroyo, "Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system", Thesis, Puerto Rico, 2006
- [19] Ε. Παπαδόπουλος, "Ηλεκτρομηχανικά Συστήματα Μετατροπής Ενέργειας", ΕΜΠ, Αθήνα 2001
- [20] N. Μάργαρης, X. Μαδεμλής, I. Κιοσκερίδης, "Τεχνικές Βελτιστοποίησης Διατάξεων Ελέγχου Για Κινητήρια Συστήματα Μεταβλητής Ταχύτητας", ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη 2006

Παράρτημα

Παρακάτω δίνεται ο κώδικας σε Matlab που αρχικοποιεί το μοντέλο του Simulink και υπολογίζει τον πίνακα αναζήτησης. Οι τιμές των παραμέτρων είναι αυτές του κινητήρα που χρησιμοποιήσαμε στην προσομοίωση (Πίνακας 7.1).

```
%parametroi kinhthra
Rc=330; %antistash sidhrou
Ra=1.93; %antistash xalkou
Ld=0.04244; %d-aftepagwgh
Lq=0.07957; %q-aftepagwgh
laf=0.314; %magnhtikh roh
J=0.003; %roph adraneias
P=2; %zevgh polwn
r=Lq/Ld; %logos streblwshs
F=0.0008; %syntelesths tribhs

Tmax=8; %Megisth timh rophs fortiou
wmax=3000; %Megisth timh taxythtas anaforas

w_ref=1800; %taxythta anaforas (rpm)
Tm=3.96; %roph fortiou (Nm)

T=0.1:0.1:Tmax; %times eisodou gia th roph
%fortiou sto lookup table
w_array=100:10:wmax; %times eisodou gia thn
%taxythta(rpm) sto lookup table
w=w_array*pi/30; %metatroph ths taxythtas se
%rad/sec

[A B] = meshgrid(T,w);
m = reshape(cat(2,A(:),B(:)).',1,[ ]);

%Epanalhptika ypologizontai oi times id kai
%gemizei to lookup table

for i=1:2:(length(m)-1)
    a=(P^2)*Ra*(Rc)^2;
    b=P^2*m(i+1)^2*Ld*(Ra+Rc)*Ld;
    c=P^2*m(i+1)^2*Ld*(Ra+Rc)*laf;
    d=laf;
    e=(1-r)*Ld;
```

```

K=m(i)^2*(Ra*Rc^2+(Ra+Rc)*(m(i+1)*r*Ld)^2)*(1-
r)*Ld;
a1=(a+b)*e^3;
a2=(a+b)*3*d*e^2+c*e^3;
a3=(a+b)*3*d^2*e+c*3*d*e^2;
a4=(a+b)*d^3+c*3*d^2*e;
a5=c*d^3-K;

p1= [a1 a2 a3 a4 a5];
r1 = roots(p1);
iod=r1(4);
ioq=(2*m(i))/(3*(P*laf+P*(1-r)*Ld*iod));
icd=-m(i+1)*r*Ld*ioq/Rc;
icq=m(i+1)*(laf+Ld*iod)/Rc;
id=iod+icd;
iq=ioq+icq;
k(i)=id;
Z(i,:)=k(i);
end

Z1=Z(1:2:end,:);
Table_temp=reshape(Z1,length(w_array),length(T));
Table=Table_temp';

```