

Α.Τ.Ε.Ι. Πειραιά – Σ.Τ.Ε.φ.

Τμήμα Ηλεκτρολογίας

Τομέας Ι (Σημάτων και συστημάτων)

Διανυσματικός έλεγχος τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου.



Πτυχιακή εργασία

ΤΟΥ

Αργυρόπουλου Παναγιώτη

Επιβλέπων: Βυλλιώτης Ηρακλής

Αθήνα 2012

Περίληψη

Στα πλαίσια αυτής της πτυχιακής εργασίας θα αναπτυχθεί το μοντέλο του διανυσματικού ελέγχου με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου του τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα. Αρχικά θα μελετηθεί η ασύγχρονη μηχανή (αρχή λειτουργίας, ισοδύναμο κύκλωμα, και τρόποι ελέγχου εκτός της μεθόδου διανυσματικού ελέγχου) και στην συνέχεια ο διανυσματικός έλεγχος του ασύγχρονου κινητήρα. Θα αναπτυχθεί το μαθηματικό μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής, καθώς και οι εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία της μηχανής. Θα αναλυθούν οι μετασχηματισμοί με τους οποίους είναι ευκολότερο να επιτευχθεί ο διανυσματικός έλεγχος, επίσης μετασχηματισμοί για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής. Επόμενο βήμα είναι αναφορά των ονομαστικών χαρακτηριστικών του ασύγχρονου κινητήρα, υπολογισμοί για το ισοδύναμο κύκλωμα, καθώς και προσομοίωση χαρακτηριστικών του ασύγχρονου κινητήρα με το πρόγραμμα *Matlab Simulink*.

Θα αναλύσουμε στα επόμενα το κύριο θέμα παρούσας πτυχιακής εργασίας, τον διανυσματικό έλεγχο με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου, στην αρχή θα αναλυθούν οι αρχές του διανυσματικού ελέγχου, καθώς και οι εξισώσεις που περιγράφουν τον έλεγχο αυτό. Και τέλος θα αναπτύξουμε την προσομοίωση του διανυσματικού ελέγχου με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου με το πρόγραμμα *Matlab Simulink*. Στην αρχή θα περιγράψουμε τα κύρια μπλοκ που προσομοιώνουν τον έλεγχο και την αρχή λειτουργίας τους, και στην συνέχεια θα γίνει η προσομοίωση.

Ευχαριστίες

Επιθυμώ να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα της πτυχιακής μου εργασίας τον κ. Ηρακλή Βυλλιώτη, καθηγητή εφαρμογών του τμήματος Ηλεκτρολογίας του Α.Τ.Ε.Ι. Πειραιά, για την πολύτιμη και ευχάριστη συνεργασία του, καθώς και την βοήθειά του, στην επίτευξη της παρούσας πτυχιακής εργασίας.

Πρόλογος

Είναι γνωστές οι υπεροχές των ασύγχρονων κινητήρων από τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος, λόγω απλότητας, αξίας κόστους και ευκολίας συντήρησης. Το θέμα του πολύπλοκου ελέγχου που συνδέεται με τον έλεγχο στροφών του ασύγχρονου κινητήρα έχει επιλυθεί σχετικά πρόσφατα με την θεωρία του διανυσματικού ελέγχου με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου, και με την βοήθεια ηλεκτρονικών ισχύος καθώς και με την βοήθεια εξέλιξης ψηφιακών επεξεργασιών.

Η μέθοδος προσανατολισμένου πεδίου είναι από τους πιο εξαιρετικούς μεθόδους ελέγχου των ασύγχρονων κινητήρων, στον έλεγχο ροπής και των στροφών του κινητήρα.

Στα παλιότερα χρόνια οι μηχανές συνεχούς ρεύματος είχαν σημαντική υπεροχή από της ασύγχρονες μηχανές. Ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα ήταν λόγω του ελέγχου ροπής, ο οποίος στις μηχανές συνεχούς ρεύματος ελεγχόταν με την ρύθμιση του ρεύματος σπλισμού. Σε αντίθεση στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος χρησιμοποιήθηκε η τεχνική PWM (διαμορφωτής εύρους παλμών), η οποία παρέχει ρυθμιζόμενη συχνότητα ημιτονοειδούς ρεύματος του στάτη της μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος, η οποία τεχνική είναι κατάλληλη για τον έλεγχο ταχύτητας, αλλά όμως δεν έχει απευθείας έλεγχο της ροπής. Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος παρέχουν την στιγμιαία ροπή η οποία είναι ανάλογη του γινομένου του ρεύματος σπλισμού και του ρεύματος πεδίου, ενώ οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος από την άλλη είναι πολύπλοκες και έχουν την μη γραμμικότητα σχέσεων τάσεων, ρευμάτων, ροής και ροπής. Μετά από κάποιες εξελίξεις οι επαγωγικές μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούσαν να πλησιάσουν τον έλεγχο ροπής αλλά ήταν περιορισμένες λόγω των περιορισμένων ικανοτήτων των μικροηλεκτρονικών συσκευών και αγνώστων παραμέτρων του μοντέλου. Ωστόσο στην εξέλιξη του πεδίου των ηλεκτρονικών ισχύος, μικροεπεξεργαστές και την θεωρία του ελέγχου έκανε δυνατόν να προσπεραστούν οι δυσκολίες στον έλεγχο των κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος, και να χρησιμοποιούνται οι κινητήρες αυτές όπου χρειάζεται υψηλή απόδοση στον έλεγχο της ταχύτητας.

Για πολλά χρόνια οι ασύγχρονες μηχανές παρείχαν την πιο κοινή μορφή των συστημάτων ηλεκτρομηχανικής οδήγησης για τις βιομηχανίες, εμπορικές και οικιακές συσκευές, οι οποίοι μπορούσαν να λειτουργούν σε βασικές και σταθερές ταχύτητες. Οι επαγωγικοί κινητήρες έχουν την πιο απλή και τραχύς μορφή, υψηλή συντηρητικότητα και είναι πιο οικονομικοί. Είναι επίσης εύρωστοι και αντέχουν μεγάλα φορτία.

Η παρούσα πτυχιακή εργασία θα παρουσιάσει τις πιο διάσημες στρατηγικές για τα συστήματα οδήγησης ασύγχρονων κινητήρων οι οποίες συγκεντρώνονται στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμένο πεδίο. Η έλεγχος αυτή βασίζεται σε διάφορα κριτήρια συμπεριλαμβανομένων βασικές χαρακτηριστικές ελέγχου, δυναμική απόδοση, οι οποίες εκτελούνται με την βοήθεια του προγράμματος *Matlab Simulink*.

Πίνακας Περιεχομένων

<u>1 Εισαγωγή στις Ασύγχρονες Μηχανές.....</u>	<u>6</u>
1.1 Η ασύγχρονη Μηχανή.....	6
1.2 Ιστορία.....	7
1.3 Δομή.....	7
1.4 Αρχές Λειτουργίας.....	9
1.5 Ισοδύναμο Κύκλωμα Ασύγχρονου Κινητήρα.....	13
1.6 Εξισώσεις Μόνιμης Κατάστασης Ασύγχρονου Κινητήρα.....	15
1.7 Χαρακτηριστικές Ροπής-Στροφών Ασύγχρονου Κινητήρα.....	18
1.8 Επίδραση Της Μεταβολής Της Τάσης Στη Χαρακτηριστική Ροπής-Στροφών Του Ασύγχρονου Κινητήρα.....	22
1.9 Επίδραση Της Μεταβολής Της Συχνότητας Στη Χαρακτηριστική Ροπής-Στροφών.....	24
1.10 Σταθερή Τάση Και Μεταβαλλόμενη Συχνότητα Στον Ασύγχρονο Κινητήρα.....	24
1.11 Επίδραση Της Ρύθμισης Του Λόγου V/F	27
1.12 Επίδραση Της Ρύθμισης Του Λόγου E/F	29
1.13 Έλεγχος Με Μεταβολή Της Αντίστασης Του Δρομέα.....	31
1.14 Εισαγωγή Τάσεως Στον Δρομέα.....	32
<u>2 Μαθηματικό Μοντέλο Ασύγχρονου Κινητήρα.....</u>	<u>34</u>
2.1 Περιγραφή Μαθηματικού Μοντέλου Του Ασύγχρονου Κινητήρα.....	34
2.2 Μοντέλο Ασύγχρονου Κινητήρα Στις Φυσικές Συντεταγμένες.....	34
2.3 Περιγραφή Των Εξισώσεων Του Ασύγχρονου Κινητήρα.....	41
2.4 Γραφή Των Εξισώσεων Σχετικά Με Την Διασύνδεση Ροής Στιητή Και Δρομέα.....	49
2.5 Γραφή Των Εξισώσεων Σχετικά Με Το Ρεύμα Του Στάτη Και Διασύνδεσης Ροής Του Δρομέα.....	51

2.6	Εξισώσεις Στις Μετασχηματισμένες Συντεταγμένες Για Ειδικές Περιπτώσεις.....	53
2.7	Μαθηματική Περιγραφή Ασύγχρονου Κινητήρα Λαμβάνοντας Υπόψη Την Μαγνήτιση Κορεσμού Του Κυκλώματος.....	54
2.8	Περιγραφή Μαθηματικού Μοντέλου Ασύγχρονου Κινητήρα Με Την Μέθοδο Ελέγχου Συχνότητας.....	56
<u>3 Βασικοί Μετασχηματισμοί Της Ασύγχρονης Μηχανής.....</u>		62
3.1	Μετασχηματισμοί Σε Στρεφόμενα Πλαίσια.....	62
3.2	Μετασχηματισμοί Σε Στρεφόμενα Πλαίσια Αναφοράς.....	63
3.3	Μετασχηματισμός Μεταβλητών Στάτη Σε Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς Με Αυθαίρετη Ταχύτητα.....	64
3.4	Μετασχηματισμός Μεταβλητών Δρομέα Σε στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς Με Αυθαίρετη Ταχύτητα.....	68
<u>4 Δυναμικό Μοντέλο Ασύγχρονης Μηχανής.....</u>		69
4.1	Δυναμικό Μοντέλο Ασύγχρονου Κινητήρα σε dq πλαίσια.....	69
4.2	Επιλογή Πλαισίου Αναφοράς.....	69
4.3	Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (Excitation Frame).....	69
4.4	Στατό Πλαίσιο Αναφοράς (Stationary Reference Frame).....	73
<u>5 Προσομοίωση Ασύγχρονου Κινητήρα Με Το Matlab Simulink.....</u>		76
5.1	Πειραματική Ανάλυση Τριφασικού Ασύγχρονου Κινητήρα.....	76
5.2	Προσομοίωση Του Ασύγχρονου Κινητήρα Με Το Πρόγραμμα Matlab Simulink.....	77
5.3	Προσομοίωση Μετασχηματισμού Από ABC Σε DQ Στο Matlab Simulink.....	89
5.4	Προσομοίωση Μετασχηματισμού DQ0 Σε ABC.....	93

6 Διανυσματικός Έλεγχος Με Την Μέθοδο Προσανατολισμένου Πεδίου.....96

6.1	Εισαγωγή.....	96
6.2	Παραγωγή Ροπής Και Έλεγχος Μηχανής Συνεχούς Και Ξένης Διέγερσης.....	97
6.3	Βασική Αρχή Διανυσματικού Ελέγχου Με Την Μέθοδο Προσανατολισμένου Πεδίου.....	99
6.4	Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος Με Προσανατολισμένο Πεδίο.....	101
6.5	Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος Με Προσανατολισμένο Πεδίο.....	104
6.6	Διανυσματικός έλεγχος Με Προσανατολισμένο Πεδίο Του Στάτη.....	110

7 Μοντελοποίηση Διανυσματικού Ελέγχου Στο Matlab Simulink.....116

7.1	Εισαγωγή.....	116
7.2	Περιγραφή Κινητήριου Συστήματος Οδήγησης Μηχανής.....	117
7.3	Μοντελοποίηση Του Διανυσματικού Ελέγχου Τριφασικού Ασύγχρονου Κινητήρα Με Μεταβλητή Ταχύτητα Και Προσανατολισμό Του Πεδίου.....	118
7.4	Μοντελοποίηση Ελέγχου Τριφασικού Ασύγχρονου Κινητήρα Με Την Μέθοδο Προσανατολισμένου Πεδίου.....	125

Συμπεράσματα.....137

Βιβλιογραφία.....138

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή στις ασύγχρονες μηχανές.

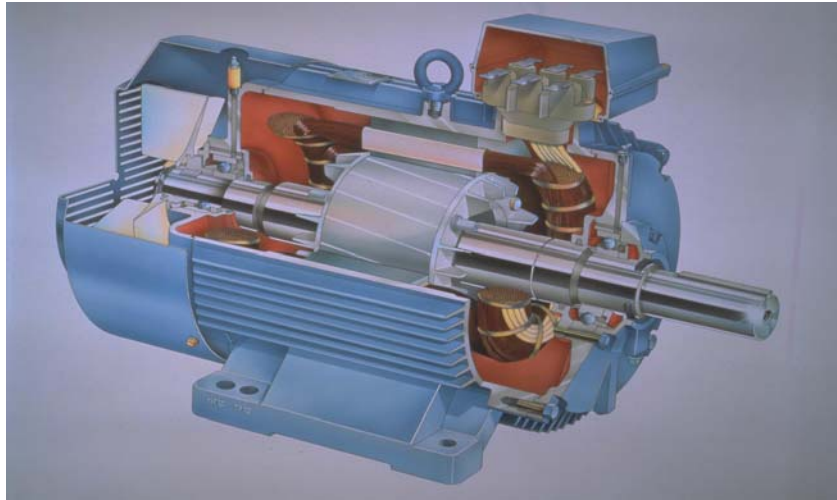
1.1. Η ΑΣΥΓΧΡΟΝΗ ΜΗΧΑΝΗ

Ο ασύγχρονος κινητήρας είναι ηλεκτρικός κινητήρας εναλλασσομένου ρεύματος, στον οποίο η συχνότητα περιστροφής του δρομέα δεν είναι ίση (στην φάση λειτουργίας) με την συχνότητα του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου, το οποίο δημιουργείται από το ρεύμα τυλιγμάτων του στάτη.

Ο ασύγχρονος κινητήρας συνήθως καλείται και επαγωγικός κινητήρας, και στις εποχές μας περιλαμβάνει το μεγαλύτερο ποσό των ηλεκτρικών κινητήρων οι οποίοι χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές συνήθως βιομηχανικές, όπου χρειάζεται η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική.



Σχήμα 1.1.1. Τυποποιημένη μορφή εμπορικού ασύγχρονου κινητήρα.



Σχήμα 1.2. Ασύγχρονος κινητήρας_σε τομή.

1.2 ΙΣΤΟΡΙΑ

Η ιδέα του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου αναπτύχθηκε από τον François Arago το 1824, και υλοποιήθηκε για πρώτη φορά από τον Walter Baily. Ο πρώτος επαγωγικός κινητήρας υλοποιήθηκε από τον Galileo Ferraris στην Ιταλία και στην συνέχεια από τον Nikola Tesla στις Η.Π.Α. Το 1888 ο Galileo Ferraris εκτύπωσε σε ένα άρθρο στην Βασιλική Ακαδημία των Επιστήμων στο Τουρίνο τις θεωρητικές δομές λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα. Την ίδια χρόνια ο Nikola Tesla έλαβε το U.S. Patent 381,968. Ένα χρόνο μετά ο Mikhail Dolivo-Dobronolsky πρόσφερε τον επαγωγικό κινητήρα με βραχυκυκλωμένο δρομέα.

1.3 ΔΟΜΗ

Η ασύγχρονη μηχανή αποτελείται από τον στάτη και τον δρομέα, οι οποίοι έχουν ένα κενό μεταξύ τους. Τα ενεργά τμήματα της μηχανής είναι τα τυλίγματα και ο μαγνητικός πυρήνας, τα υπόλοιπα μέρη είναι εποικοδομητικά που παρέχουν απαραίτητη αντοχή, ακαμψία, ψύξη, δυνατότητα περιστροφής κ.α.

Το τύλιγμα του στάτη αντιπροσωπεύει τριφασικό (σε γενική περίπτωση πολυφασικό) τύλιγμα, αγωγοί του οποίου είναι ομοιόμορφα καταμεμημένα γύρο από τον στάτη και τοποθετημένα στις αυλακώσεις του, κατά γωνία 120 μοίρες μεταξύ τους. Οι φάσεις του τυλίγματος του στάτη συνδέουν κατά "αστέρα" ή "τρίγωνο" και στην συνέχεια συνδέουν στο δίκτυο τριφασικού ρεύματος. Ο μαγνητικός πυρήνας του στάτη κατασκευάζεται από τα μεταλλικά ελάσματα για να αποφεύγονται όσο το δυνατόν οι μαγνητικές απώλειες.

Από την δομή του δρομέα οι ασύγχρονες μηχανές υποδιαιρούνται σε βασικές κατηγορίες:

- 1) ασύγχρονη μηχανή με κλωβό
- 2) ασύγχρονη μηχανή με δακτυλιοφόρο δρομέα
- 3) ασύγχρονη μηχανή με δρομέα χωρίς αυλακώσεις

1. Η ασύγχρονη μηχανή με κλωβό ή αλλιώς με βραχυκυκλωμένο δρομέα αποτελείται από χάλκινους ή αλουμινένιους αγωγούς των οποίων τα άκρα είναι βραχυκυκλωμένα μεταξύ τους με δύο δακτυλίδια. Οι αγωγοί αυτοί τοποθετούνται στις αυλακώσεις του πυρήνα του δρομέα.

Συχνά τις αυλακώσεις του στάτη ή του δρομέα κατασκευάζουν με μια κλίση για την μείωση των ανώτερων αρμονικών της Η.Ε.Δ. προκαλούμενων από τους παλμούς της μαγνητικής ροής λόγω των "δοντιών" που υπάρχουν, μαγνητική αντίσταση των οποίων είναι πολλές φορές μικρότερη της μαγνητικής αντίστασης του τυλίγματος και επίσης για την μείωση θορύβου προκαλούμενου από τις μαγνητικές αιτίες. Για τις καλύτερες χαρακτηριστικές της εκκίνησης του ασύγχρονου κινητήρα και συγκεκριμένα για την αύξηση της ροπής εκκίνησης και μείωση του ρεύματος εκκίνησης, στον δρομέα εφαρμόζεται ειδικό σχήμα αυλάκωσης. Ταυτόχρονα το εξωτερικό από τον άξονα περιστροφής, μέρος αυλάκωσης του δρομέα, έχει μικρότερη τομή από το εσωτερικό του μέρος. Αυτό επιτρέπει να χρησιμοποιηθεί το εκτόπισμα του ρεύματος, λόγω του οποίου αυξάνεται η ενεργή αντίσταση τυλίγματος του δρομέα στις μεγάλες ολισθήσεις (εκκίνησης).

Οι ασύγχρονοι κινητήρες με βραχυκυκλωμένο δρομέα δεν έχουν μεγάλη ροπή εκκίνησης, αλλά έχουν σημαντικά μεγάλο ρεύμα εκκίνησης, γεγονός το οποίο αποτελεί μειονέκτημα των κινητήρων αυτών. Γιατί χρησιμοποιούνται εκεί όπου δεν χρειάζεται μεγάλη ροπή εκκίνησης. Από τα πλεονεκτήματα αξίζει να σημειωθεί η ευκολία στη κατασκευή, και την απουσία μηχανικής επαφής με το στατικό μέρος της μηχανής, το οποίο εγγυείται μακροχρόνια λειτουργία και μειωμένες δαπάνες για την συντήρηση.

2. Η ασύγχρονη μηχανή με δακτυλιοφόρο δρομέα έχει τριφασικό (σε γενική περίπτωση πολυφασικό) τύλιγμα, συνήθως σε συνδεσμολογία αστέρα, το οποίο έχει συναχθεί στα δακτυλίδια επαφής, περιστρεφόμενοι μαζί με τον άξονα της μηχανής. Με την βοήθεια των βουρτσών από μέταλλο και γραφίτη, οι οποίοι ολισθαίνουν σε αυτά τα δακτυλίδια, στο κύκλωμα του τυλίγματος του δρομέα:

- Βάζουν μπρος αντίσταση έρματος, το οποίο παίζει ρόλο της πρόσθετης ενεργής αντίστασης, όμοιο για κάθε φάση. Μειώνοντας το ρεύμα εκκίνησης, πετυχαίνουν αύξηση της ροπής μέχρι την μέγιστη τιμή του.

Αυτοί οι κινητήρες χρησιμοποιούνται για την οδήγηση μηχανισμών, τους οποίους βάζουν μπρος στην περίπτωση μεγάλης φόρτισης ή όπου χρειάζεται λείος έλεγχος ταχύτητας.

- Βάζουν μπρος τις επαγωγές σε κάθε φάση του δρομέα. Η επαγωγική αντίσταση εξαρτάται από την συχνότητα του τρέχοντος ρεύματος, και όπως είναι γνωστό, στον δρομέα, σε πρώτη φάση εκκίνησης, η συχνότητα των ρευμάτων ολίσθησης είναι μέγιστη. Δεδομένου περιστροφής του

δρομέα, η συχνότητα των επαγόμενων ρευμάτων μειώνεται, και μαζί της μειώνεται και η επαγωγική αντίσταση. Η επαγωγική αντίσταση στο κύκλωμα του δακτυλιοφόρου δρομέα επιτρέπει να αυτοματοποιηθεί η διαδικασία της εκκίνησης του κινητήρα, και στην ανάγκη να "πιάσεις" τον κινητήρα στον οποίο έχουν πέσει οι στροφές λόγω υπερφόρτισης. Η επαγωγή κρατά τα ρεύματα του δρομέα σε ένα συνεχές επίπεδο.

-Βάζουν μπρος την πηγή του συνεχούς ρεύματος, λαμβάνοντας έτσι σύγχρονη μηχανή.

-Βάζουν μπρος την τροφοδότηση από τον αντιστροφέα, που επιτρέπει τον έλεγχο των στροφών του κινητήρα. Αυτό είναι ειδική μεταχείριση λειτουργίας (μηχανή διπλής τροφοδοσίας)

3. Ασύγχρονη μηχανή με δρομέα χωρίς αυλακώσεις.

Ασύγχρονος κινητήρας ο οποίος επιτρέπει να ελέγχει λεία την ταχύτητα από την ελάχιστη μέχρι την διπλή σύγχρονη.

Κατασκευαστικά ο κινητήρας αντιπροσωπεύει την μηχανή με δακτυλιοφόρο δρομέα, στην οποία δίνεται η τροφοδότηση. Εκτός απ' αυτό η τροφοδοσία του τυλίγματος του στάτη πραγματοποιείται μέσω κόμβο των ψηκτρών και του συλλέκτη, ο οποίος αντιπροσωπεύει ένα συλλέκτη και δύο σετ ψήκτρων, περιστρεφόμενοι το ένα σχετικά με το άλλο. Αλλάζοντας θέση των ψηκτρών πετυχαίνουν διάφορες ταχύτητες περιστροφής. Η μεγαλύτερη ανάπτυξη τέτοιων κινητήρων ήταν το έτος 1930, 20-ου αιώνα.

1.4 ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.

Στα τυλίγματα του στάτη δίνεται τάση, επί την επίδραση της οποίας δημιουργείται ρεύμα σε αυτά τα τυλίγματα, το οποίο δημιουργεί με την σειρά του στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Το μαγνητικό πεδίο επιδρά στους αγωγούς του δρομέα, και από τον νόμο της μαγνητικής επαγωγής δημιουργεί σ' αυτά την Η.Ε.Δ. Στους αγωγούς του δρομέα από την επίδραση της Η.Ε.Δ αυτής δημιουργείται ρεύμα. Τα ρεύματα στους αγωγούς του δρομέα δημιουργούν δικό τους μαγνητικό πεδίο αγωγών, οι οποίοι μπαίνουν σε επαφή με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη. Με αποτέλεσμα σε κάθε αγωγό επιδρά δύναμη, η οποία προστιθέμενη επιφανειακά δημιουργεί στρεφόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή του δρομέα. Πιο συγκεκριμένα, στη τριφασική ασύγχρονη μηχανή το ρεύμα που διαρρέει τα τρία τυλίγματα του στάτη έχει συχνότητα f_s και δημιουργεί ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο μεταξύ στάτη και δρομέα. Το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο είναι μια κύμανση δηλαδή μια συνάρτηση χρόνου και τόπου που περιγράφεται από την εξίσωση:

$$B(x,t) = B_{\max} \cdot \sin(\omega t + \pi \cdot x / \tau_p) \quad (1.4.1)$$

τ_p = απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών πόλων.

x = απόσταση επί της περιφέρειας του εσωτερικού κύκλου, που σχηματίζεται κατά την εγκάρσια τομή του στάτη, υπολογισμένη από ένα σημείο που επιλέγεται ελεύθερα.

t = χρόνος.

$$\omega = 2f_s \quad (1.4.2)$$

Απαραίτητη, λοιπόν, προϋπόθεση για να έχουμε μέση ροπή διάφορη από το μηδέν σε έναν κινητήρα, είναι να υπάρχει σχετική κίνηση μεταξύ των δύο αλληλεπιδρώντων πεδίων στάτη και δρομέα. Αυτό σημαίνει ότι τα δύο πεδία είτε θα είναι ακίνητα στο χώρο (μηχανές Σ.Ρ.), είτε θα κινούνται με την ίδια ταχύτητα (μηχανές Ε.Ρ.). Το μέγεθος της παραγόμενης ροπής, είναι ανάλογο του γινομένου των μεγεθών των δύο πεδίων καθώς και της μεταξύ τους γωνίας.

Όταν λοιπόν τροφοδοτήσουμε το τύλιγμα στάτη με ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων, δημιουργείται στο διάκενο της μηχανής ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Η ταχύτητα περιστροφής (και η γωνιακή συχνότητα) του πεδίου, είναι συνάντηση της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας και του αριθμού των πόλων του τυλίγματος στάτη. Δηλαδή:

$$n_s = 120 \frac{f_1}{p} \quad (1.4.3)$$

$$\omega_s = 2\pi \frac{n_s}{60} = \frac{2}{p} 2\pi f_1 = \frac{2}{p} \omega_1 \quad (1.4.4)$$

Όπου:

n_s = σύγχρονη ταχύτητα, (rpm)

ω_s = σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα, (mech.r/s)

$\omega_1 = 2\pi f_1$ = ηλεκτρική κυκλική συχνότητα των τυλιγμάτων του στάτη, (r/s)

p = αριθμός των πόλων της μηχανής

Η συμπεριφορά του ασύγχρονου κινητήρα, όταν ο δρομέας είναι ακινητοποιημένος ($n_r = 0$), είναι όμοια με εκείνη ενός μετασχηματιστή (Μ/Σ), στο μαγνητικό κύκλωμα του οποίου παρεμβάλλεται και κάποιο διάκενο αέρος. Οι επαγόμενες τάσεις στο δρομέα στην περίπτωση αυτή, έχουν την ίδια συχνότητα με την τάση τροφοδοσίας. Σύμφωνα λοιπόν, με τα παραπάνω, οι επαγόμενες Α.Η.Ε.Δ. ανά φάση, των τυλιγμάτων στάτη και δρομέα, δίνονται από τις σχέσεις:

$$E_1 = 4.44K_1 f_1 N_1 \Phi_\delta \quad (1.4.5)$$

$$E_2 = 4.44K_2 f_1 N_2 \Phi_\delta \quad (1.4.6)$$

Όπου

K_1, K_2 = κατασκευαστικές συντελεστές των τυλιγμάτων

N_1, N_2 = συνολικοί αριθμοί σπείρων ανά φάση

Φ_{δ} = συνισταμένη ροή διακένου, (Wb)

Όταν λοιπόν ο δρομέας είναι ακινητοποιημένος, προκύπτει ότι

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{K_1 N_1}{K_2 N_2} \quad (1.4.7)$$

Το ρεύμα του τυλίγματος του στάτη (ανάλογα με το μετασχηματιστή, M/Σ), αποτελείται από δύο συνιστώσες, τη συνιστώσα φορτίου και τη συνιστώσα του ρεύματος μαγνήτισης, η οποία είναι υπεύθυνη για την εγκατάσταση του πεδίου. Σε αντίθεση δε με το M/Σ (που το ρεύμα μαγνήτισης είναι το 5-10% του ονομαστικού ρεύματος), στην ασύγχρονη μηχανή το αντίστοιχο ποσοστό είναι αρκετά μεγαλύτερο, της τάξης του 40-50%, λόγω της μαγνητικής αντίστασης του παρεμβαλλόμενου διακένου.

Στην περίπτωση του ακινητοποιημένου δρομέα, τα δύο πεδία στάτη και δρομέα στρέφονται με την ίδια ταχύτητα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία ροπής εκκίνησης διάφορη από το μηδέν.

Έστω τώρα ο κινητήρας λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση, σε κάποιο συγκεκριμένο αριθμό στροφών n_r , ($n_r < n_s$). Για κάποιον παρατηρητή στο δρομέα, το συνιστάμενο πεδίο διακένου φαίνεται να περιστρέφεται με ταχύτητα $(n_s - n_r)$. Ονομάζουμε ολίσθηση το λόγο της σχετικής ταχύτητας του πεδίου ως προς το δρομέα προς τη σύγχρονη ταχύτητα. Δηλαδή:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad \text{ή} \quad s\% = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100 \quad (1.4.8)$$

Συνηθισμένες τιμές της ολίσθησης για ονομαστική λειτουργία κινητήρων, είναι από 2-5%.

Για κανονική λειτουργία λοιπόν του κινητήρα, οι επαγόμενες Α.Η.Ε.Δ. στο τύλιγμα του στάτη έχουν τη συχνότητα του δικτύου (1.4.3), εφόσον για το στάτη το πεδίο συνεχίζει να στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Για το δρομέα τα πράγματα είναι διαφορετικά, καθώς οι επαγόμενες Α.Η.Ε.Δ., είναι πλέον ανάλογες της σχετικής κίνησης πεδίου και δρομέα. Η συχνότητα f_2 των επαγόμενων τάσεων. Συνδέεται με τη συχνότητα f_1 του δικτύου με τη σχέση:

$$f_2 = \frac{p}{2} \frac{(n_s - n_r)}{60} = \frac{p}{2} s \frac{n_s}{60} = s f_1 \quad (1.4.9)$$

Όπου

f_1 = συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας, (Hz)

f_2 = συχνότητα επαγόμενης τάσης του δρομέα, (Hz)

p = αριθμός των πόλων της μηχανής

Πράγματι, για $n_r = 0$, $s = 1$, και $f_2 = f_1$

Το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του δρομέα, το οποίο παράγεται από τις επαγόμενες Α.Η.Ε.Δ., θα στρέφεται ως προς το δρομέα, σύμφωνα με την (1.4.3), με ταχύτητα

$$\Delta n_r = 120 \frac{f_2}{p} = 120 s \frac{f_1}{p} = s n_r = n_s - n_r \quad (1.4.10)$$

Από την (1.4.10), είναι προφανές ότι και στην περίπτωση που στρέφεται ο δρομέας, τα δύο πεδία έχουν την ίδια ταχύτητα περιστροφής (σύγχρονη ταχύτητα), με αποτέλεσμα η μέση τιμή της ροπής να είναι διάφορη από το μηδέν. Η Α.Η.Ε.Δ. του δρομέα, προκύπτει από την (1.4.6), αν η f_1 αντικατασταθεί με την f_2 . Δηλαδή:

$$E_{2s} = 4.44 K_2 f_1 N_2 \Phi_\delta \quad (1.4.11)$$

Η ροή διακένου προκύπτει από το άθροισμα των δύο επιμέρους ροών των πεδίων στάτη και δρομέα. Δηλαδή:

$$\Phi_\delta = \Phi_1 + \Phi_2 \quad (1.4.12)$$

Όπου

Φ_δ = συνισταμένη ροή διακένου, (Wb)

Φ_1 = ροή τυλίγματος στάτη, (Wb)

Φ_2 = ροή τυλίγματος του δρομέα, (Wb)

Πρέπει, επίσης, να αναφέρουμε ότι η σύγχρονη ταχύτητα, είναι μια οριακή ταχύτητα για τον κινητήρα. Δηλαδή, για $n_r = n_s$, ο δρομέας δεν "βλέπει" καμιά μεταβολή στη ροή, επομένως δεν επάγονται τάσεις, ρεύματα και ροπή, με αποτέλεσμα η συγκεκριμένη λειτουργική κατάσταση να μην αντιστοιχεί σε λειτουργία κινητήρα. Κάτω από την επίδραση λοιπόν της ροπής του φορτίου, οι στροφές ελαττώνονται και η περιοχή λειτουργίας κυμαίνεται στα όρια $0 < n_r < n_s$.

1.5 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Λόγω της τριφασικής συμμετρίας, για τη μελέτη της μηχανής, είναι αρκετό το ισοδύναμο κύκλωμα της μιας φάσης. Έστω V_1 η ενεργός τιμή της φασικής τάσης του δικτύου. Από το νόμο του *Kirchhoff* για το τύλιγμα του στάτη, έχουμε την εξίσωση:

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1(R_1 + jX_1) + \bar{E}_1 \quad (1.5.1)$$

Όπου

I_1 = ενεργός τιμή του φασικού ρεύματος στάτη, (A)

R_1 = ωμική αντίσταση τυλίγματος στάτη, (Ω)

$X_1 = 2\pi f_1 L_1$ = αντίδραση σκέδασης τυλίγματος στάτη, (Ω)

Η (1.5.1), εναλλακτικά γράφεται και ως εξής:

$$\bar{V}_1 = (\bar{I}_0 + \bar{I}_L)(R_1 + jX_1) + \bar{E}_1 \quad (1.5.2)$$

Όπου

I_L = ρεύμα φορτίου, (A)

και

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_m + \bar{I}_h \quad (1.5.3)$$

Όπου

I_m = συνιστώσα του ρεύματος μαγνήτισης, (A)

I_h = συνιστώσα απωλειών και δινορεύματων, (A)

Σύμφωνα με τα παραπάνω, μέχρι στιγμής έχουμε την εξής εικόνα για το ισοδύναμο κύκλωμα της μιας φάσης.

Για το τυλίγμα του δρομέα, σύμφωνα με την (1.4.11), έχουμε:

$$\bar{E}_{2s} = \bar{I}_2(r_2 + j2\pi f_2 L_2) = \bar{I}_2(r_2 + jsx_2) \quad (1.5.4)$$

Όπου

I_2 = φασίκο ρεύμα δρομέα, (A)

r_2 = ωμική αντίσταση του τυλίγματος του δρομέα, (Ω)

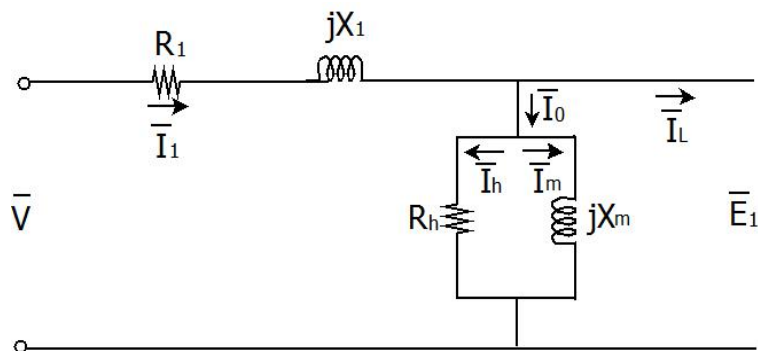
L_2 = αυτεπαγωγή σκέδασης του τυλίγματος του δρομέα, (H)

x_2 = αντίδραση σκέδασης στη συχνότητα του δικτύου, (Ω)

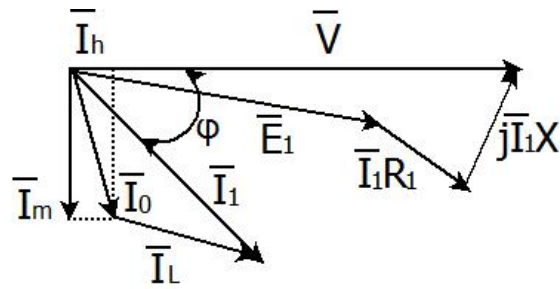
sx_2 = αντίδραση σκέδασης στη συχνότητα του δρομέα, (Ω)

Αν διαιρέσουμε κατά μέλη την (1.5.4) με την ολίσθηση s προκύπτει ότι:

$$\bar{E}_2 = \frac{\bar{E}_{2s}}{s} = \bar{I}_2 \left[\frac{r_2}{s} + jx_2 \right] \quad (1.5.5)$$



Σχήμα 1.5.1. Ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονου κινητήρα.



Σχήμα 1.5.2. Διανυσματικό διάγραμμα του ισοδύναμου κυκλώματος.

Όπου η (1.5.5) είναι ανηγμένη στη συχνότητα του στάτη. Αν τώρα λάβουμε υπόψη και την (1.4.7) μπορεί πλέον εύκολα να γίνει η αναγωγή του τυλίγματος του δρομέα στο τύλιγμα του στάτη.

Δηλαδή:

$$\bar{E}'_2 = \bar{E}_1 = \frac{K_1 N_1}{K_2 N_2} \bar{E}_2 = \frac{K_1 N_1 \bar{E}_2}{K_2 N_2 s} = \bar{I}'_2 \left[\frac{R_2}{s} + jX_2 \right] \quad (1.5.6)$$

Όπου

$$\bar{I}' = \bar{I}_L = \frac{K_2 N_2}{K_1 N_1} \bar{I}_2 \quad (1.5.7)$$

$$R_2 = \left[\frac{K_1}{K_2} \right]^2 \left[\frac{N_2}{N_1} \right]^2 r_2 \quad (1.5.8)$$

$$X_2 = \left[\frac{K_1}{K_2} \right]^2 \left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 x_2 \quad (1.5.9)$$

Βάσει λοιπόν των παραπάνω σχέσεων, η τελική μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος της μιας φάσης του ασύγχρονου κινητήρα, δειχνεται στο σχήμα (1.6.1)

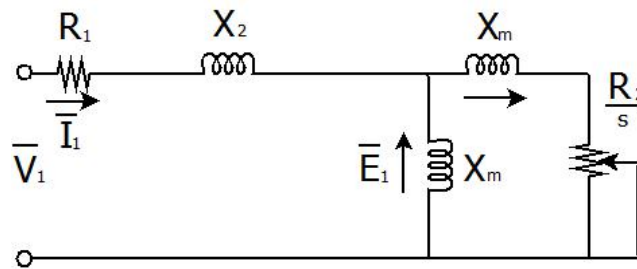
1.6 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΜΟΝΙΜΗΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.

Σύμφωνα με το σχήμα 1.6.1. η συνολική ισχύς που απορροφά ο κινητήρας από το δίκτυο για συγκεκριμένο φορτίο, είναι :

$$\bar{S}_{\epsilon\iota\sigma.} = P_{\epsilon\iota\sigma.} + jQ_{\epsilon\iota\sigma.} = q\bar{V}_1\bar{I}_1^* \quad (1.6.1)$$

q = αριθμός των φάσεων του κινητήρα

\bar{I}_1^* = συζυγής μιγαδικός αριθμός του \bar{I}_1



Σχήμα 1.6.1. Τελική μορφή ισοδύναμου κυκλώματος μιας φάσης τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα.

Από την ισχύ αυτή, ένα ποσοστό καταναλίσκεται ως θερμότητα στις ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων στάτη και δρομέα, ένα ποσοστό, P_h , ως απώλειες υστέρησης και δυνωρεύματων, ένα ποσοστό, P_f , ως μηχανικές απώλειες τριβών και ανεμισμού και το υπόλοιπο ποσοστό, P_L , μετατρέπεται σε χρήσιμη μηχανική ισχύ. Δηλαδή:

$$P_{\epsilon\iota\sigma.} = P_{Cu} + P_h + P_f + P_L \quad (1.6.2)$$

όπου

$$P_{Cu} = P_{Cu,s} + P_{Cu,r} = q(I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2) \quad (1.6.3)$$

$P_{Cu,s}$ = απώλειες χαλκού του τυλιγματος του στάτη, (W)

$P_{Cu,r}$ = απώλειες του χάλκου του τυλιγματος του δρομέα, (W)

Αν ονομάσουμε, P_g τη συνολική ισχύ διακένου (ισχύς που μεταφέρεται στο διάκενο), τότε σύμφωνα με το σχ. 1.6.1 έχουμε:

$$P_g = P_{\text{εισ.}} - P_{Cu,s} - P_h = qI'^2_2 \left[\frac{R'_2}{s} \right] \quad (1.6.4)$$

Αν από την ισχύ διάκενου αφαιρέσουμε τις απώλειες χαλκού του δρομέα, το υπόλοιπο ποσοστό αντιπροσωπεύει τη λεγόμενη εσωτερική ισχύ, P . Επομένως:

$$P = P_g - P_{Cu,r} = qI'^2_2 \frac{R'_2}{s} - qI'^2_2 R'_2 = (1 - s)P_g \quad (1.6.5)$$

και

$$P_{Cu,r} = sP_g \quad (1.6.6)$$

Δηλαδή, από τη συνολική ισχύ διακένου, ένα ποσοστό $(1 - s)P_g$ μετατρέπεται σε μηχανική ισχύ και το υπόλοιπο ποσοστό sP_g καταναλίσκεται ως θερμότητα στα τυλίγματα του δρομέα. Από τα παραπάνω βγαίνει το συμπέρασμα, ότι σε όσο μικρή ολίσθηση λειτουργεί ο κινητήρας, τόσο ο βαθμός απόδοσης είναι καλύτερος.

Για την αναπτυσσόμενη ροπή έχουμε:

$$P = T\omega_r = (1 - s)\omega_s T = (1 - s)P_g \quad (1.6.7)$$

οπότε

$$T = \frac{P}{\omega_r} = \frac{q}{\omega_r} I'^2_2 R'_2 \left[\frac{1-s}{s} \right] = \frac{q}{\omega_r} I'^2_2 \frac{R'_2}{s} \quad (1.6.8)$$

Η διαθέσιμη ή ωφέλιμη μηχανική ισχύς (και αντίστοιχα η ροπή), βρίσκεται αν από την εσωτερική ισχύ, αφαιρεθούν οι μηχανικές απώλειες τριβών και ανεμισμού. Επομένως:

$$P_L = P - P_{\text{μηχ.απ.}} \quad (1.6.9)$$

και για τη ροπή αντίστοιχα

$$T_L = T - T_{\text{μηχ.απ.}} \quad (1.6.10)$$

Συνήθως για την απλούστερη του ισοδύναμου κυκλώματος, παραλείπουμε την αντίσταση R_h του παράλληλου κλάδου, (σχ. 1.6.1), με την προϋπόθεση ότι και οι απώλειες αυτές θα ληφθούν

υπόψη και θα αφαιρεθούν από τις (1.6.9) και (1.6.10), έτσι ώστε να προκύψουν οι αντίστοιχες τελικές εκφράσεις.

1.7.ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΡΟΠΗΣ-ΣΤΡΟΦΩΝ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.

Για την διερεύνηση της χαρακτηριστικής ροπής-στροφών, μας εξυπηρετεί να υπολογίσουμε το ισοδύναμο κατά Thevenin του κυκλώματος του σχ.1.7.1. Η αντίσταση R_h του παράλληλου κλάδου έχει αφαιρεθεί, σύμφωνα με τις παραπάνω παρατηρήσεις.

$$\bar{V}_{TH} = jX_m \bar{I}_m = jX_m \frac{\bar{V}_1}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = \bar{V} \frac{jX_m}{R_1 + jX_{11}} \quad (1.7.1)$$

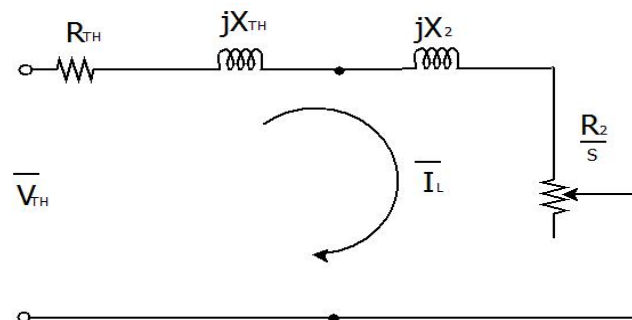
όπου $X_{11} = X_1 + X_m \quad (1.7.2)$

Η ισοδύναμη αντίσταση κατά *Thevenin*, βρίσκεται από την σχέση:

$$\bar{Z}_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} = jX_m // (R_1 + jX_1) = jX_m \frac{(R_1 + jX_1)}{(R_1 + jX_{11})} \quad (1.7.3)$$

Ολοκληρώνοντας τις πράξεις, καταλήγουμε στις εκφράσεις:

$$R_{TH} = \frac{X_m^2 R_1}{R_1^2 + X_{11}^2} \quad \text{και} \quad X_{TH} = \frac{X_m (R_1^2 X_{11})}{R_1^2 + X_{11}^2} \quad (1.7.4.)$$



Σχήμα 1.7.1. Ισοδύναμο κύκλωμα κατά *Thevenin* της μιας φάσης του ασύγχρονου κινητήρα.

Το ρεύμα φορτίου, $I'_2 = I_L$, είναι :

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_L = \frac{\bar{V}_{TH}}{\bar{Z}_{o\lambda}} = \frac{\bar{V}_{TH}}{(R_{TH} + \frac{R_2}{s}) + j(X_{TH} + X_2)} \quad (1.7.5.)$$

και

$$\bar{I}_2^2 = \frac{V_{TH}^2}{(R_{TH} + \frac{R_2}{s})^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \quad (1.7.6.)$$

Σύμφωνα λοιπόν, με τις παραπάνω σχέσεις, η εξίσωση της ροπής (1.6.8) παίρνει την μορφή:

$$T = \frac{q}{\omega_s} \frac{V_{TH}^2 (\frac{R_2}{s})}{(R_{TH} + \frac{R_2}{s})^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \quad (1.7.7.)$$

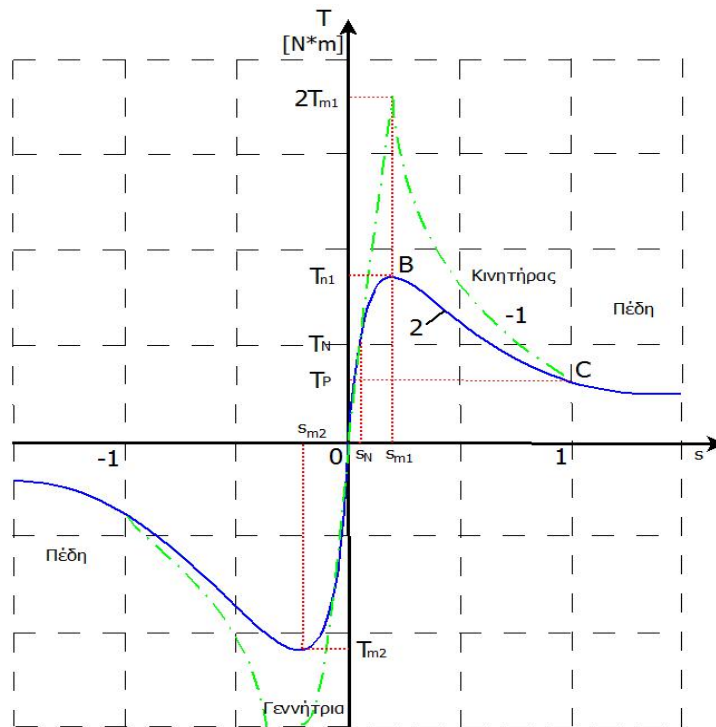
Η γραφική παράσταση της χαρακτηριστικής, $T = T(n_r)$ ή $T = T(s)$, για σταθερή τάση τροφοδοσίας, παρουσιάζεται στο σχήμα 1.7.2, η περιοχή λειτουργίας της μηχανής ως κινητήρια είναι, για $0 < n_r < n_s$ ή για $1 < s < 0$.

Τώρα με την βοήθεια κινητήριας μηχανής στρέψουμε τον άξονα πάνω από το σύγχρονο αριθμό στροφών ($n_r > n_s$), η ολίσθηση σύμφωνα με την (1.4.8) γίνεται αρνητική με αποτέλεσμα και η εσωτερική ισχύς (1.6.5) καθώς και η αντίστοιχη ροπή (1.7.7), να γίνονται αρνητικές.

Δηλαδή, για λειτουργία της μηχανής σε υπερσύγχρονο αριθμό στροφών ($s < 0$), έχουμε λειτουργία γεννήτριας αποδίδοντας πραγματική ισχύ στο δίκτυο. Φυσικά στη λειτουργική αυτή κατάσταση, η μηχανή εξακολουθεί να απορροφά για τη διέγερσή της, άεργη ισχύ από το δίκτυο.

Μια από τις πλέον σημαντικές εφαρμογές της ασύγχρονης γεννήτριας είναι παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από τον άνεμο (ανεμογεννήτρια).

Αν τώρα μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας και ξαφνικά αλλάξουμε τη διαδοχή των φάσεων του δικτύου, θα αντιστραφεί η φορά του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου του τυλίγματος του στάτη. Στην κατάσταση αυτή, η παραγόμενη ηλεκτρική ροπή αλλάζει πρόσημο, γίνεται δηλαδή αντιρροπή, με αποτέλεσμα το απότομο φρενάρισμα του κινητήρα. Εάν ο κινητήρας παραμείνει υπό τάση δε θα σταματήσει, αλλά μετά το μηδενισμό των στροφών θα αλλάξει τεταρτημόριο λειτουργίας και θα εξακολουθεί να λειτουργεί ως κινητήρας με αντίθετη όμως φορά περιστροφής.



Σχήμα 1.7.2. Χαρακτηριστική ροπής-στροφών ασύγχρονου κινητήρα.

Αν εξετάσουμε τώρα την παραπάνω χαρακτηριστική, από την σκοπιά της ευσταθούς λειτουργίας του κινητήρα, παρατηρούμε τα εξής.

Υπάρχει μια τιμή της ολίσθησης, s_{maxT} , για την οποία έχουμε τη μέγιστη ροπή. Η τιμή αυτή της ολίσθησης, βρίσκεται από την παραγώγιση ως προς s της (1.7.7). Επομένως:

$$\frac{dT}{ds} = 0 \rightarrow s_{maxT} = \frac{R_2}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad (1.7.8)$$

Δηλαδή η ολίσθηση για την οποία έχουμε τη μέγιστη ροπή, είναι μια σταθερή ποσότητα εξαρτώμενη από τις εσωτερικές κατασκευαστικές παραμέτρους της μηχανής.

Αντικαθιστώντας την (1.7.8) στην (1.7.7), έχουμε τη έκφραση της μέγιστης ροπής ή ροπής ανατροπής (ή αποσυγχρονισμού).

$$T_{max} = \frac{q}{2\omega_s} \frac{V_{TH}^2}{R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad (1.7.9)$$

Από την τελευταία σχέση, είναι προφανές ότι για σταθερή τάση και συχνότητα τροφοδοσίας, η μέγιστη ροπή είναι μια ποσότητα.

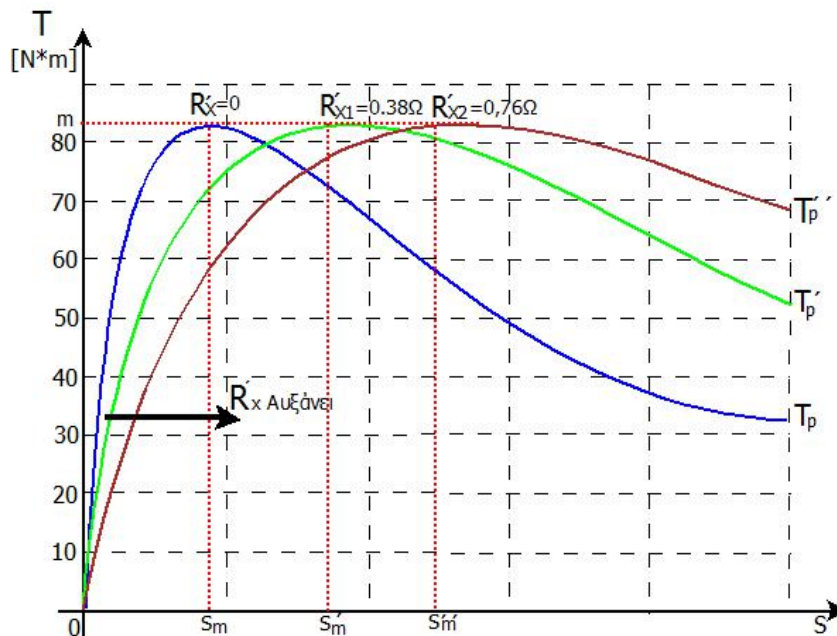
Τώρα, η περιοχή λειτουργίας, $s_{maxT} < s < 0$, χαρακτηρίζεται ως ευσταθής περιοχής λειτουργίας για τον κινητήρα, διότι σύμφωνα με το σχ.1.7.2, κάθε αύξηση του φορτίου προκαλεί μείωση των στροφών, δηλαδή αύξηση της ολίσθησης, με αποτέλεσμα την αύξηση της παραγόμενης ηλεκτρικής ροπής.

Αντίθετα στην περιοχή, $1 < s < s_{maxT}$, κάθε αύξηση του φορτίου προκαλεί την ελάττωση της παραγόμενης ηλεκτρικής ροπής, με αποτέλεσμα ο κινητήρας να μην μπορεί πλέον να αντεπεξέλθει στο φορτίο με αποτέλεσμα τη σταδιακή μείωση των στροφών. Η περιοχή αυτή για την οποία, $T_L < T_{max}$, είναι γνωστή ως ασταθής περιοχή λειτουργίας.

Η ροπή εκκίνησης, βρίσκεται από την (1.7.7), εάν θέσουμε όπου $s = 1$. Επομένως:

$$T_{εκκ.} = \frac{q}{\omega_s} \frac{V_{TH}^2 R_2}{(R_{TH} + R_2)^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \quad (1.7.10)$$

Από τις (1.7.8) και (1.7.10), βγαίνει το πολύ βασικό συμπέρασμα ότι για μηχανές τυλιγμένου δρομέα, μπορούμε να μεταβάλλουμε την αντίσταση R_2 , μεταβάλλοντας με αυτόν τον τρόπο κατά βούληση τις στροφές για τις οποίες θέλουμε τη μέγιστη ροπή, (1.7.3).



Σχήμα 1.7.3. Παρεμβολή αντίστασης στο δρομέα του ασύγχρονου κινητήρα.

Προσθέτοντας δηλαδή αντίσταση στο δρομέα, επιτυγχάνουμε τη μετακίνηση του σημείου ανατροπής προς τα αριστερά, δηλαδή σε μικρότερο αριθμό στροφών, π.χ. αν θέλουμε η μέγιστη ροπή να είναι κατά εκκίνηση (π.χ. στην ηλεκτρική έλξη), τότε η απαιτούμενη εξωτερική αντίσταση βρίσκεται από την εξ. (1.7.8), εάν θέσουμε $S_{maxT} = 1$.

Δηλαδή:

$$\Delta R_2(S_{maxT} = 1) = \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2} - R_2 \quad (1.7.11)$$

Η μορφή της συνάρτησης, $T=T(s)$, στην ονομαστική περιοχή λειτουργίας, δηλαδή κοντά στο ασύγχρονο αριθμό στροφών, σύμφωνα με το σχ.(1.7.2), είναι περίπου γραμμική. Πράγματι αν

$$n_r \rightarrow n_s \quad \text{τότε} \quad s \rightarrow 0 \quad \text{και} \quad \frac{R_2}{s} \rightarrow \infty$$

Επομένως η (1.7.7) παίρνει τη μορφή:

$$T(n_r \rightarrow n_s) \approx \frac{q}{\omega_s} \frac{V_{TH}^2}{R_2} s = Ks \quad (1.7.12)$$

Δηλαδή, για λειτουργία της μηχανής κοντά στο σύγχρονο αριθμό στροφών, η ροπή είναι γραμμική συνάρτηση της ολίσθησης.

1.8. ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ-ΣΤΡΟΦΩΝ ΤΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ .

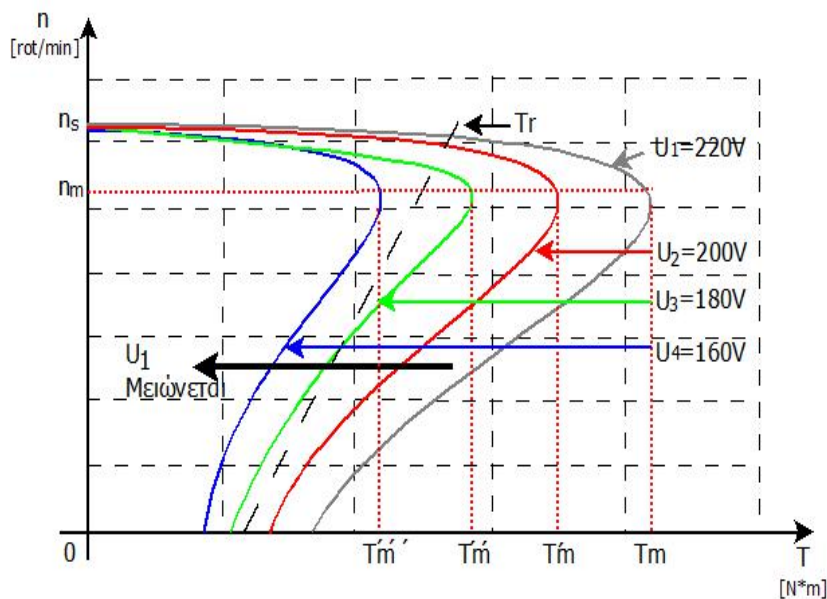
Μια από τις μεθοόδους ελέγχου των στροφών του ασύγχρονου κινητήρα, όχι ιδιαίτερα αποδοτική, όπως θα δειχθεί στη συνέχεια είναι με τη μεταβολή του μέτρου της τάσης τροφοδοσίας. Η επίδραση της μεταβολής της τάσης (διατηρώντας τη συχνότητα σταθερή), στη χαρακτηριστική ροπής-στροφών μπορεί εύκολα να φανεί από μια περαιτέρω διερεύνηση των σχέσεων των § 1.6 και 1.7. Πράγματι, από απλή εμποπτεία των (1.7.1), (1.7.7) και (1.7.9), για σταθερή συχνότητα, προκύπτει

$$V_{TH} = V_1 \quad (1.7.13)$$

$$T = V_{TH}^2 = V_1^2 \quad (1.7.14)$$

$$T_{max} = V_{TH}^2 = V_1^2 \quad (1.7.15)$$

Επίσης, από την (1.7.8), είναι προφανές ότι η ολίσθηση, για την οποία έχουμε τη μέγιστη ροπή (για σταθερή συχνότητα), είναι σταθερή ανεξάρτητη της τάσης τροφοδοσίας. Σύμφωνα λοιπόν με τις παρατηρήσεις αυτές, η χαρακτηριστική ροπής-στροφών του ασύγχρονου κινητήρα, για διάφορες τιμές τάσεις τροφοδοσίας ($f = \text{σταθ.}$) θα έχει τις μορφές του σχ.1.7.4. Από το σχ.1.7.4. είναι προφανής η συμαντική εξάρτηση του σημείου ανατροπής (μέγιστη ροπή) από τη μεταβολή της τάσης. Εάν π.χ. η τάση υποδιπλασιαστεί, το σημείο ανατροπής ελαττώνεται στο 1/4.



Σχήμα 1.8.1. Επίδραση του μεγέθους της τάσης τροφοδοσίας στη χαρακτηριστική ροπής στροφών του ασύγχρονου κινητήρα.

Επίσης, από την εξέταση μιας τυχαίας χαρακτηριστικής φορτίου (π.χ. ενός φυγοκεντρικού ανεμιστήρα, διακεκομμένη γραμμή, σχ.3.18), είναι προφανές ότι η ελάχιστη δυνατή ταχύτητα αντιστοιχεί σε κάποια τάση, έστω V , για την οποία η χαρακτηριστική ροπής του φορτίου τέμνει την αντίστοιχη χαρακτηριστική του κινητήρα, στο σημείο ανατροπής. Δηλαδή, η περιοχή ρύθμισης, περιορίζεται στο διάστημα

$$S_{maxT} \leq s \leq 0 \quad (1.7.16)$$

ή

$$(1 - S_{maxT})n_s \leq n_r \leq n_s \quad (1.7.17)$$

Οι περισσότερο κατάλληλοι κινητήρες, για τον έλεγχο των στροφών με τη μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας είναι εκείνοι που ανήκουν στην κλάση "D" (σύμφωνα με τους Αμερικάνικους κανονισμούς, ANSI/NEMA), διότι το σημείο ανατροπής παύρουσιάζεται σε πολύ υψηλότερη ολίσθηση έναντι των υπόλοιπων κατηγοριών. Βέβαια η αύξηση αυτή του εύρους ρύθμισης,

γίνεται σε βάρος της απόδοσης του κινητήρα, αφού λόγω της (1.6.6.), έχουμε σημαντικά αυξημένες απώλειες χαλκού στο δρομέα.

Επάνω σ' αυτή την αρχή, βασίζεται και η αρκετά απλή και διαδεδομένη μέθοδος εκκίνησης των κινητήρων με διακόπτη Υ/Δ. Δηλαδή ξεκινώντας τον κινητήρα σε συνδεσμολογία ``Υ``, η φασική τάση των τυλιγμάτων (και κατ' αντιστοιχία και το ρεύμα) είναι 13 φορές μικρότερη της αντίστοιχης στην κανονική λειτουργία. Μόλις ο κινητήρας αναπτύξει σχεδόν την ονομαστική του ταχύτητα, γίνεται η μεταγωγή στο ``Δ``, όπου πλέον λειτουργεί με την ονομαστική τάση λειτουργίας. Βέβαια, με τη συγκεκριμένη μέθοδο εκκίνησης πρέπει και το φορτίο αρχικά να είναι ελαττωμένο, διότι η ροπή εκκίνησης ελαττώνεται στο 1/3.

1.9.ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΣΤΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ-ΣΤΡΟΦΩΝ.

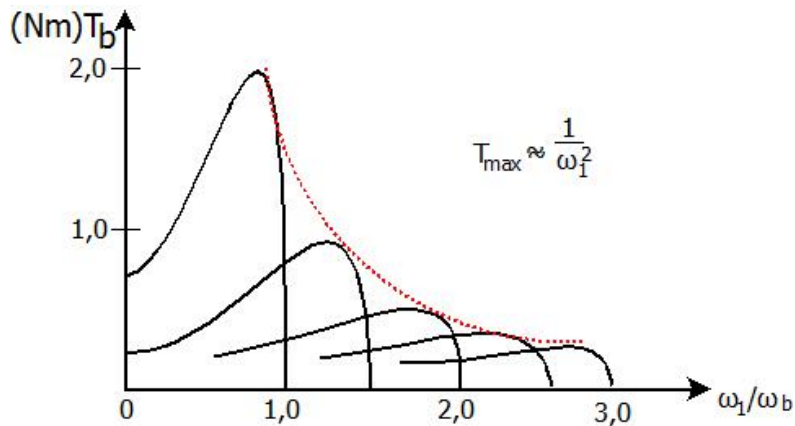
Σύμφωνα με τη θεμελιώδη σχέση (1.4.3), οι στροφές του ασύγχρονου κινητήρα εξαρτώνται από τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας και από τον αριθμό των πόλων τυλιγμάτων.

Οι κινητήρες, των οποίων η ρύθμιση των στροφών γίνεται με την αλλαγή των πόλων (κινητήρες *Dahlander*), είναι συνήθως δύο ταχυτήτων και χρησιμοποιούνται ευρύτατα στους ηλεκτρικούς ανελκυστήρες.

Με τη μεταβολή της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας (συνηθέστερος και πλέον αποδοτικός τρόπος), επιτυγχάνεται συνεχής ρύθμιση σε μια ευρεία περιοχή λειτουργίας.

1.10. ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΚΑΙ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΜΕΝΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣΤΟΝ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.

Με τη μέθοδο αυτή ο έλεγχος των στροφών επιτυγχάνεται με τη μεταβολή της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας, διατηρώντας το μέγεθός της σταθερό. Οι προκύπτουσες χαρακτηριστικές ροπής στροφών συχνότητες λειτουργίας έχουν τη μορφή του σχ. 1.10.1



Σχήμα 1.10.1 Χαρακτηριστικές ροπής-στροφών ασύγχρονου κινητήρα. Σταθερή τάση μεταβαλλόμενη συχνότητα.

Πράγματι, για λειτουργία της μηχανής σε συχνότητες μεγαλύτερες της ονομαστικής ($f_1 > f_{1,ov}$, $V = ct$), έχουμε αύξηση των επαγωγικών αντιδράσεων των τυλιγμάτων και προφανώς ελάττωση του ρεύματος μαγνήτισης. Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα, σύμφωνα με τις προηγούμενες παρατηρήσεις, παίρνει τη μορφή

$$X = \omega_1 L = 2\pi f_1 L = \frac{f_1}{f_{1,ov}} X(f_{1,ov}) \quad (1.10.1)$$

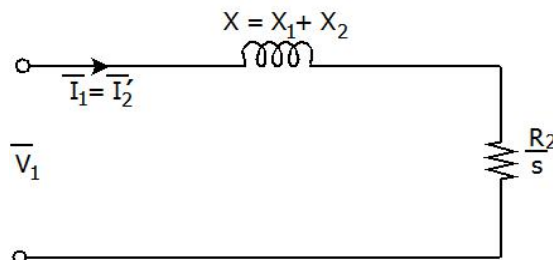
και

$$I_m = \frac{V_i}{X_m} = \frac{f_{1,ov}}{f} \frac{V_1}{X_m(f_{1,ov})} = \frac{f_{1,ov}}{f_1} I_m(f_{1,ov}) \quad (1.10.2)$$

Επίσης, η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του δρομέα, στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας, είναι αρκετά μικρότερη των αντίστοιχων επαγωγικών αντιδράσεων σκέδασης. Δηλαδή

$$R_1 \ll X_1, X_2 \quad (1.10.3)$$

Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας, μπορούμε να αφαιρέσουμε, χωρίς κανένα σημαντικό σφάλμα από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.1.7.1 την ωμική αντίσταση R_1 και την αντίδραση μαγνήτισης X_m .



Σχήμα 1.10.2 Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονου κινητήρα $V_1 = ct$, $f_1 > f_{1,ov}$.

Επομένως

$$\bar{I}_1 = \bar{I}'_2 = \frac{\bar{V}_1}{\frac{R_2}{s} + j(X_1 + X_2)} \quad (1.10.4)$$

Και

$$\bar{I}'_2 = \frac{V_1}{\sqrt{\left[\frac{R_2}{s}\right]^2 + (X_1 + X_2)^2}}$$

Αντικαθιστώντας την (1.10.4) στην (1.6.8), προκύπτει η εξής έκφραση για την εσωτερική ροπή

$$T = \frac{q}{\omega_s} I'_2 \frac{R_2}{s} = \frac{q}{\omega_s} \frac{V_1^2 \left(\frac{R_2}{s}\right)}{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (1.10.5)$$

Λαμβάνοντας δε υπόψη τις (1.4.4) και (1.4.9), η (1.10.5) γίνεται:

$$T = \frac{qP}{2\omega_1^2} \frac{V_1^2 \omega_2 R_2}{R_2^2 + \omega_2^2 (L_1 + L_2)^2} \quad (1.10.6)$$

όπου

$(L_1 + L_2)$ = συνολική αντίδραση σκέδασης

$\omega_2 = s\omega_1$ = ηλεκτρική κυκλική συχνότητα του δρομέα

ω_1 = γωνιακή συχνότητα του στητή

Η ταχύτητα για την οποία έχουμε τη μέγιστη ροπή, είναι:

$$\frac{dT}{d\omega_2} = 0 \rightarrow \omega_{2b} = \frac{R_2}{L_1 + L_2} \quad (1.10.7)$$

Από τη Εξ. (1.10.7) είναι προφανές ότι το σημείο ανατροπής είναι σταθερό και ανεξάρτητο της τάσης και της συχνότητας τροφοδοσίας.

Η μέγιστη ροπή ή ροπή ανατροπής βρίσκεται από την αντικατάσταση της Εξ. (1.10.6) στην (1.10.7). Επομένως

$$T_{max} = T(\omega_2 = \omega_{2b}) = \frac{2P}{3\omega_1^2} \frac{V_1^2}{(L_1 + L_2)} \frac{1}{\omega_1^2} \quad (1.10.8)$$

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση της συχνότητας, ελαττώνεται και η ικανότητα φόρτισης σε ροπή του κινητήρα.

Για λειτουργία στη περιοχή, $f_1 < f_{1,ov}$, δηλαδή σε χαμηλές συχνότητες, έχουμε ελάττωση των επαγωγικών αντιδράσεων και αύξηση των επιμέρους ρεύματων.

Η ροπή αντροπή αυξάνει, αυξάνοντας ταυτόχρονα και η ικανότητα φόρτισης του κινητήρα.

Βέβαια, στην περιοχή των πολύ χαμηλών συχνοτήτων, η μηχανή λειτουργεί στον κόρο λόγω της σημαντικής αύξησης της ροής διακένου, με αποτέλεσμα την εμφάνιση σημαντικά αυξημένων ρεύματων.

Γενικά η συγκεκριμένη μέθοδος ρύθμισης, είναι κατάλληλη σε συστήματα τα οποία απαιτούν υψηλές ροπές κατά την εκκίνηση και σε χαμηλές ταχύτητες και αρκετά μικρότερες ροπές σε υψηλές ταχύτητες (π.χ. συστήματα κίνησης, έλξης). Οπωσδήποτε όμως, ο κινητήρας πρέπει να είναι ειδικού τύπου (εφοδιασμένος με ειδικά συστήματα ψύξης), έτσι ώστε να προστατεύεται από τις υπερθερμάνσεις λόγω των αυξημένων ρεύματων στις χαμηλές συχνότητες λειτουργίας.

1.11. ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΤΟΥ ΛΟΓΟΥ V/F.

Για την αποδοτικότερη χρησιμοποίηση των μαγνητικών χαρακτηριστικών του σιδηρομαγνητικού κυκλώματος, στα συστήματα ελέγχου των στροφών των ασύγχρονων κινητήρων, η μεταβολή της συχνότητας συνοδεύεται από ανάλογη μεταβολή του μεγέθους της τάσης τροφοδοσίας, έτσι ώστε η μαγνητική ροή στο διάκενο να διατηρείται στη μέγιστη δυνατή τιμή.

Πράγματι, στις συνήθεις λειτουργικές καταστάσεις, η πτώση τάσης του τυλίγματος τυμπάνου είναι αρκετά μικρότερη της επαγόμενης Α.Η.Ε.Δ., με αποτέλεσμα πάρα πολύ καλή προσέγγιση να ισχύει ότι

$$I_1(R_1 + jX_1) < \bar{E}_1 \rightarrow V_1 \approx \bar{E}_1 = 4.44K_1f_1N_1\Phi_\delta \quad (1.11.1)$$

Από την (1.11.1), είναι προφανής η αναλογία της ροπής διακένου από το λόγο V_1/f_1 . Μια εναλλακτική έκφραση της εσωτερικής ροπής, σε συνάρτηση του λόγου τάση-συχνότητα, είναι:

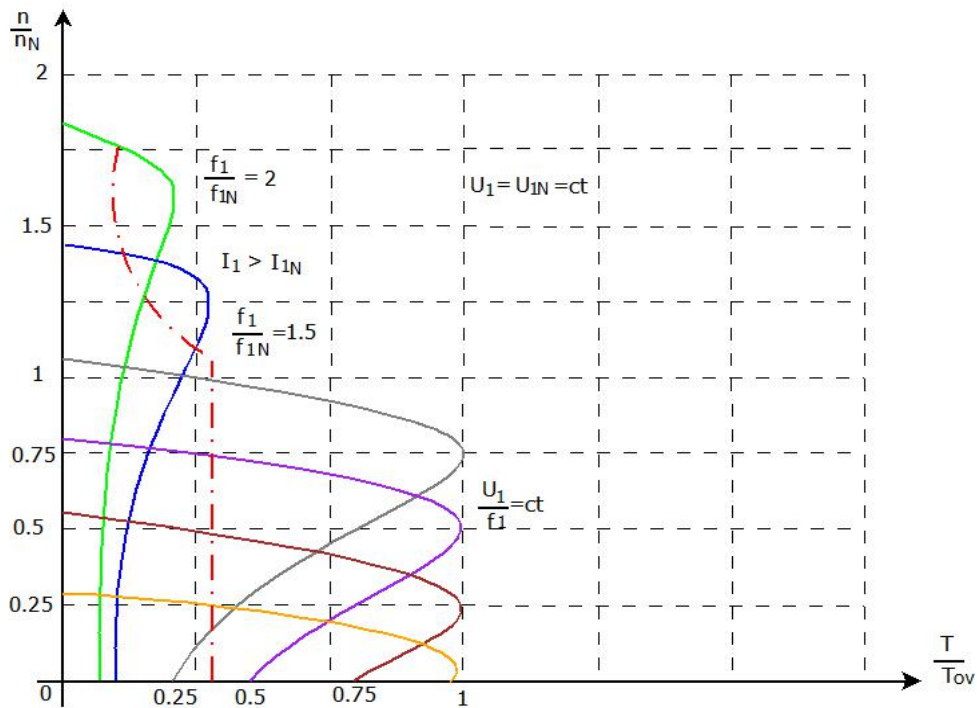
$$T = \frac{qP}{2} \left(\frac{V_1}{\omega_1} \right) \frac{\omega_2 \left(\frac{X_m^2}{R_2} \right)}{\left[R_1 - \frac{\omega_1}{\omega_2 R_2} (X_{11}X_{22} - X_m^2) \right]^2 + \left[X_{11} + \frac{\omega_2 R_1 X_{22}}{\omega_1 R_2} \right]^2} \quad (1.11.2)$$

όπου

$$X_{11} = X_1 + X_m \quad \text{και} \quad X_{22} = X_2 + X_m \quad (1.11.3)$$

Από τη γραφική παράσταση της (1.11.2), για $V_1/f_1 = V_{1,ov}/f_{1,ov}$, προκύπτουν οι

χαρακτηριστικές του σχ. 1.11.1.



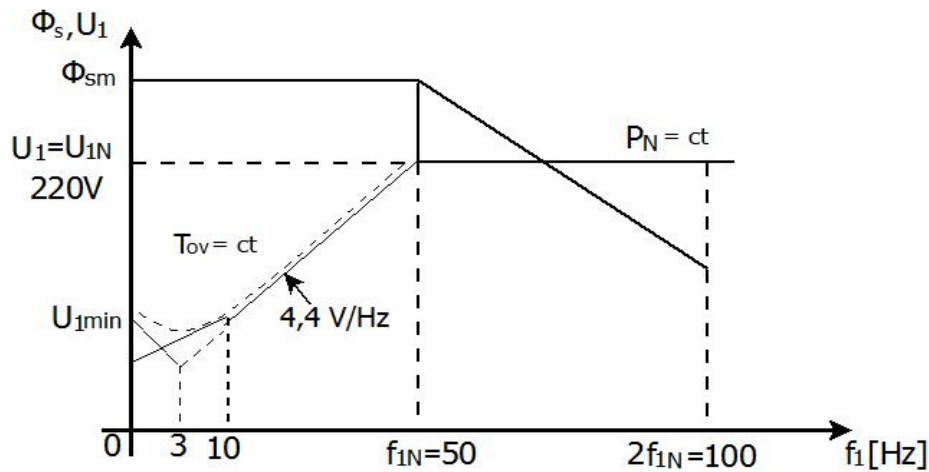
Σχήμα 1.11.1. Χαρακτηριστικές ροπής-στροφών $V_1/f_1 = V_{1,ov}/f_{1,ov}$ του ασύγχρονου κινητήρα.

Από το σχ.1.11.1, είναι εμφανής η μείωση της ροπής ανατροπής στις χαμηλές συχνότητες λειτουργίας (πρακτικά κάτω των 10 Hz). Η μείωση αυτή οφείλεται στη μείωση της ροής διακένου, λόγω της επίδρασης της ωμικής αντίστασης του τυλίγματος τυμπάνου. Πράγματι σε χαμηλές συχνότητες, η πτώση τάσης στην αντίσταση R_1 (η οποία είναι ανεξάρτητη της συχνότητας) γίνεται συγκρίσιμη με την Α.Η.Ε.Δ., με αποτέλεσμα να μην ισχύει η αναλογία του V/f και να απαιτείται επιπρόσθετη αύξηση της τάσης εισόδου για τη διατήρηση της μαγνητικής ροής στα επιθυμητά όρια (σχ. 1.11.2)

Είναι άξιο παρατήρησης, ότι η ροπή εκκίνησης αυξάνει ελαττούμενης της συχνότητας. Πράγματι κατά την εκκίνηση, η συχνότητα του δρομέα είναι ίση με τη συχνότητα του στάτη.

$$T = K\Phi_\delta I_2 \sin\delta \quad (1.11.4)$$

Όσο λοιπόν ελαττώνεται η συχνότητα, τόσο περισσότερο υπερिσχύει ο ωμικός χαρακτήρας στο δρομέα ($R_2 \gg X_2$), με αποτέλεσμα η γωνία των πεδίων διακένου και δρομέα να πλησιάζει τις 90° , δηλαδή τη συνθήκη για τη βέλτιστη ροπή.



Σχήμα 1.11.2. Διόρθωση του λόγου V/f στις χαμηλές συχνότητες για τη διατήρηση της μαγνητικής ροής του ασύγχρονου κινητήρα.

Για υψηλές συχνότητες λειτουργίας, η συνιστώσα της πτώσης τάσης του τυλίγματος τυμπάνου $\bar{I}_1(R_1 + jX_1)$ μπορεί να αμεληθεί, οπότε με πάρα πολύ καλή προσέγγιση ισχύουν οι σχέσεις

$$T = \frac{3P}{4\pi} \left(\frac{V_1}{f_1}\right)^2 \frac{\frac{R_2}{f_2}}{\left(\frac{R_2}{f_2}\right)^2 + 4\pi^2 L_2^2} \quad (1.11.5)$$

Δηλαδή, στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας και για $V/f = \text{σταθ.}$, η ροπή και γενικότερα η συμπεριφορά του κινητήρα, εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τη συχνότητα του δρόμεα. Για τον λόγο αυτό και οι χαρακτηριστικές ροπής-στροφών, για την συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας είναι σχεδόν όμοιες. Αυτό επαληθεύεται και από το ότι για λειτουργία της μηχανής κοντά στο σύγχρονο αριθμό στροφών (ανεξάρτητα του ποιος είναι), ισχύει ότι

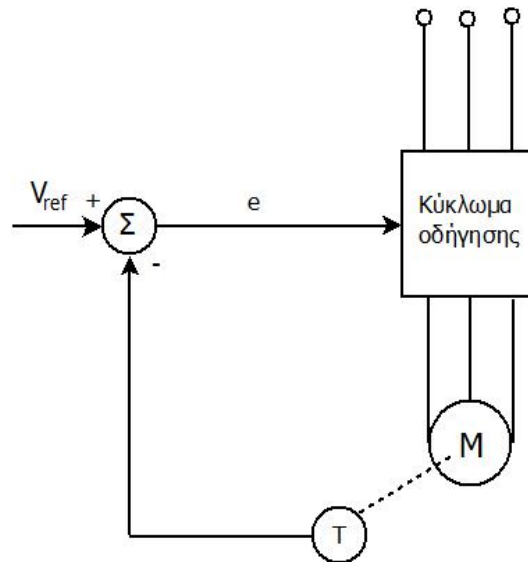
$$s \rightarrow 0 \Rightarrow \frac{R_2}{s} \rightarrow \infty \Rightarrow T(s \rightarrow 0) = \frac{3P}{4\pi} \left(\frac{V_1}{f_1}\right)^2 \frac{f_2}{R_2} \quad (1.11.6)$$

Η παραπάνω μέθοδος ελέγχου, είναι σχετικά απλή και εφαρμόζεται πάρα πολύ στην πράξη σε συστήματα ρύθμισης στροφών ανοικτού βρόχου, κοινών βιομηχανικών εφαρμογών.

1.12. ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΤΟΥ ΛΟΓΟΥ E/f.

Με βάση λοιπόν τα προηγούμενα, είναι λοιπόν προφανές ότι για τον ακριβή έλεγχο της ροής διακένου, απαιτούνται συστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου με ανατροφοδότηση, στα οποία σε κάθε χρονική στιγμή γίνεται σύγκριση της πραγματικής ροής διακένου με μια σταθερή τάση αναφοράς, η οποία αντιστοιχεί στην επιθυμητή τιμή της ροής (σχ.1.12.1)

Η μέτρηση της μαγνητικής ροής είναι πρακτικά δύσκολη, μπορεί να γίνει είτε άμεσα εισάγοντας αισθητήρες στο εσωτερικό της μηχανής (π.χ. *Hall-effect αισθητήρες*), είτε έμμεσα υπολογίζοντας την βάσει μετρήσεων άλλων μεγεθών (π.χ. τάση, ρεύμα).



Σχήμα 1.12.1. Δομικό διάγραμμα κυκλώματος κλειστού βρόχου για την οδήγηση ασύγχρονου κινητήρα με έλεγχο της διακένου.

Η πρώτη μέθοδος είναι πιο ακριβής, με τη διαφορά όμως ότι απαιτεί ειδική κατασκευή στον κινητήρα για την τοποθέτηση των αισθητήρων, καθώς και επιπρόσθετα κυκλώματα υψηλής ανάλυσης για την επεξεργασία των σημάτων. Επομένως, για κυκλώματα οδήγησης κινητήρων κοινών βιομηχανικών εφαρμογών, χρησιμοποιείται κατά κόρον η έμμεση μέθοδος.

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα (σχ.1.6.1) έχουμε

$$\bar{E}_1 = jX_m \bar{I}_m = j\omega_1 L_m \bar{I}_m \quad (1.12.1)$$

Η ροή διακένου είναι ανάλογη του λόγου E/f , επομένως ανάλογη και του γινομένου $L_m I_m$.

Εάν αμελήσουμε τον κορεσμό, η αυτεπαγωγή μαγνητισής είναι σταθερή. Επομένως, για τη σταθερότητα της ροής, απαιτείται ρεύμα μαγνήτισης σταθερό για όλα τα φορτία και τις ταχύτητες.

Το ρεύμα στο δρομέα δίνεται από τη σχέση

$$\bar{I}'_2 = \frac{E_1}{\sqrt{[(\frac{R_2}{s})^2 + X_2^2]}} = \left(\frac{E_1}{\omega_1}\right) \frac{\omega_1}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2}} \quad (1.12.2)$$

Παρατηρούμε ότι για λειτουργία με σταθερή ροή, το ρεύμα στο δρομέα είναι ανεξάρτητο της συχνότητας ροτ στάτη.

Η εσωτερική ροπή του κινητήρα στη συγκεκριμένη περίπτωση, δίνεται από τη σχέση

$$T = \frac{qP}{2\omega_1} \left(\frac{E_1}{\omega_1}\right)^2 \left(\frac{\omega_2 R_2}{R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2}\right) \quad (1.12.3)$$

Από την (1.12.3), είναι προφανές ότι η εσωτερική ροπή για δεδομένη συχνότητα ω_2 του δρομέα, είναι ανάλογη του τετραγώνου της ροής διακένου, αφού η τελευταία είναι ανάλογη του λόγου E_1/ω_1 . Επομένως, για σταθερή ροή και η ροπή εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τη συχνότητα $\omega_2 = \omega_1 - \omega_{re}$ (όπου ω_{re} η ανοιγμένη "ηλεκτρική" γωνιακή συχνότητα του άξονα) του δρομέα και είναι ανεξάρτητη της συχνότητας ω_1 του στάτη.

Δηλαδή, η εσωτερική ροπή εξαρτάται αποκλειστικά από την ταχύτητα ολίσθησης, με αποτέλεσμα οι αντίστοιχες χαρακτηριστικές για τις διάφορες συχνότητες του στάτη να έχουν την ίδια μορφή και να διαφέρουν ως προς μετάθεση τους στον κάθετο άξονα των στροφών (περιοχή σταθερής συχνότητας- σχ.1.11.1).

Παραγωγίζοντας την (1.12.3) ως προς τη συχνότητα ω_2 , έχουμε τη συχνότητα της μέγιστης ροπής ω_{2b} .

$$\omega_{2b} = \frac{R_2}{L_2} \quad (1.12.4)$$

Αντίστοιχα, η ροπή ανατροπής είναι

$$T_{max} = \frac{qP}{2} \left[\frac{E_1}{\omega_1}\right] \frac{1}{2L_2} \quad (1.12.5)$$

Δηλαδή, η ροπή ανατροπής είναι ανάλογη του τετραγώνου της ροής διακένου και αντίστροφα ανάλογη της αυτεπαγωγής σκέδασης των τυλιγμάτων του δρομέα.

Για λειτουργία της μηχανής κοντά στον εκάστοτε σύγχρονο αριθμό στροφών, ισχύει ότι:

$$s^2 X_2^2 \ll R_2^2 \rightarrow T(s \rightarrow 0) \approx \frac{qP}{2\omega_1} \frac{E_1^2}{R_2} s \quad (1.12.6)$$

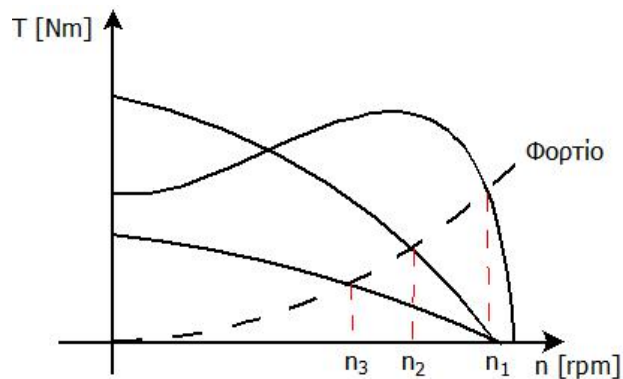
Επίσης, από το συνδυασμό των (1.12.3), (1.12.4) και (1.12.5), προκύπτει η εξής βασική σχέση

$$\frac{T}{T_{max}} = \frac{2}{\frac{\omega_2}{\omega_{2b}} + \frac{\omega_{2b}}{\omega_2}} \quad (1.12.7)$$

Η εξίσωση αυτή ισχύει για οποιαδήποτε συχνότητα λειτουργίας του κινητήρα.

1.13. ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ.

Οι χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας για τρεις διαφορετικές τιμές αντιστάσεως του δρομέα δείχνονται στο σχ.1.13.1.



Σχήμα 1.13.1. Έλεγχος ταχύτητας μέσω αντιστάσεως του δρομέα.

Εάν το φορτίο έχει την χαρακτηριστική ροπής-φορτίου που δείχνεται με την διακεκομμένη γραμμή, οι ταχύτητες οι οποίες αντιστοιχούν σε κάθε τιμή της αντιστάσεως του δρομέα είναι n_1 , n_2 , και n_3 . Η μέθοδος αυτή έλεγχου της ταχύτητας έχει χαρακτηριστικές όμοιες προς εκείνες ενός κινητήρα Σ.Ρ. παραλλήλου διεγέρσεως μέσω αντιστάσεως εν σειρά με το τύλιγμα τύμπανου.

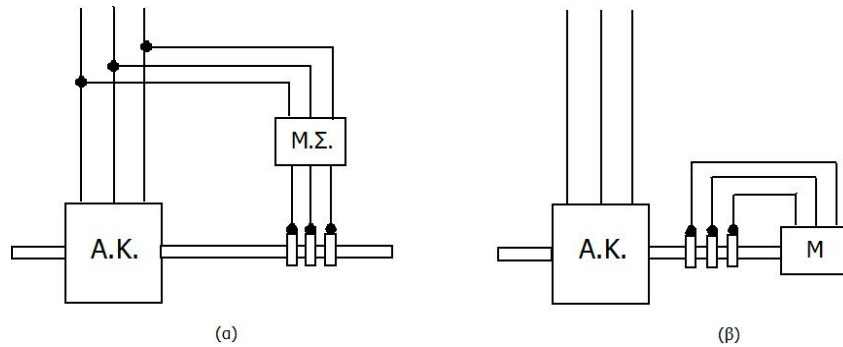
Τα κύρια μειωνεκτήματα του ελέγχου δια της αντιστάσεως του δρομέα όπως και με τον έλεγχο δια της τάσεως της γραμμής είναι μικρή απόδοση σε χαμηλές ταχύτητες και η μικρή μεταβολή ταχύτητας σε σχέση με την μεταβολή του φορτίου. Αν και αντισοικονομικός ο έλεγχος ταχύτητας με αντίσταση στο κύκλωμα του δρομέα, χρησιμοποιείται ευρέως στην πρακτική κυρίως για κινητήρες χαμηλής ισχύος.

1.14. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΤΑΣΕΩΣ ΣΤΟΝ ΔΡΟΜΕΑ.

Η εισαγωγή τάσεων στο κύκλωμα του δρομέα από εξωτερικές πηγές έχει ως αποτέλεσμα την ρύθμιση της ολισθήσεως ενός ασύγχρονου κινητήρα με τυλιγμένο δρομέα και λόγω αυτού, την ρύθμιση της ταχυτητάς του. Για την μελέτη διατάξεως ελέγχου ταχύτητας μέσω μεταβολής της ολισθήσεως, πρέπει να έχει κανείς υπ'όψη τους βασικούς νόμους οι οποίοι διέπουν την ροή ισχύος στις επαγωγικές μηχανές. Σύμφωνα με την εξίσωση $P_{g2} = sP_{g1}$, το κλάσμα s της ισχύος η οποία απορροφείται από τον στάτη, μετασχηματίζεται δια της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής σε ηλεκτρική ισχύ στα κυκλώματα του δρομέα. Εάν τα κυκλώματα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένα, η ισχύς αυτή καταναλώνεται ως απώλεια στον χαλκό του δρομέα και η λειτουργία σε μειωμένες ταχύτητες έχει εγγενώς μικρή απόδοση.

Πολλές διατάξεις έχουν εφευρεθεί προς ανάκτηση της ηλεκτρικής ισχύος στη συχνότητα ολισθήσεως. Αν και ορισμένες απ'αυτές είναι μάλλον πολύπλοκες στις λεπτομέρειες τους, όλες περιλαμβάνουν ένα μέσο εισαγωγής ρυθμιζόμενης τάσεων συχνότητας ολισθήσεως στα κυκλώματα του δρομέα σ'ένα ασύγχρονο κινητήρα με τυλιγμένο δρομέα. Θεωρούμενες υπό ευρεία έννοια, οι διατάξεις αυτές μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο τύπους, όπως δείχνεται στο

Σχ.1.14.1, όπου Α.Κ. παριστά τριφασικό κινητήρα επαγωγής με τυλιγμένο δρομέα του οποίου η ταχύτητα πρέπει να ρυθμισθεί.



Σχήμα 1.14.1 Βασικές διατάξεις για έλεγχο ταχύτητας ασύγχρονου κινητήρα μέσω βοηθητικών μηχανών. Α.Κ. = Ασύγχρονος κινητήρας, Μ.Σ. = μετατροπέας συχνότητας, Μ = μετατροπέας.

Στο σχήμα 1.14.1(α) τα κυκλώματα του δρομέα του κινητήρα Α.Κ. συνδέονται σε βοηθητική διάταξη αλλαγής συχνότητας, η οποία παριστάται από το κουτί Μ.Σ., στην οποία η ηλεκτρική ισχύς συχνότητας ολισθησεως η αναπτυσσόμενη στο δρομέα του κύριου κινητήρα, μετατρέπεται σε ηλεκτρική ισχύ συχνότητας γραμμής και επιστρέφεται στο δίκτυο. Στο Σχ.1.14.1(β), τα κυκλώματα δρομέα του Α.Κ. συνδέονται σε βοηθητική διάταξη η οποία παριστάται από το κουτί Μ, στην οποία η ηλεκτρική ισχύς συχνότητας ολισθησεως μετατρέπεται σε μηχανική ισχύ και προστίθεται στην ισχύ του άξονα η οποία αναπτύσσεται υπό του κύριου κινητήρος. Τα κουτιά Μ.Σ. και Μ περιέχουν μηχανές τύπου συλλέκτη κάποιου είδους. Σε αμφότερα τα συστήματα η ταχύτητα και ο Συντελεστής ισχύος του κύριου κινητήρα μπορεί να ρυθμισθεί με έλεγχο του μέτρου και της φάσεως των Η.Ε.Δ. συχνότητος ολισθησεων των βοηθητικών μηχανών. Οι βοηθητικές διατάξεις μπορούν να είναι αρκετά πολύπλοκα συστήματα στρεφόμενων μηχανών και μετασχηματιστών με ρυθμιζόμενη σχέση μεταφοράς. Εν τούτοις συνήθως είναι σχετικώς μικρές συγκρινόμενες με τον κύριο κινητήρα, διότι χειρίζονται μόνον το κλάσμα s της ισχύος του στάτη στον κύριο κινητήρα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Μαθηματικό μοντέλο ασύγχρονου κινητήρα.

2.1. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΤΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.

Ένας από τους βασικούς στόχους δημιουργίας μοντέλου του ασύγχρονου κινητήρα, αποτελεί η επιλογή του συστήματος των συντεταγμένων, στο οποίο παρατηρούνται οι ηλεκτρομαγνητικές λειτουργίες στον κινητήρα. Όμως η επιλογή κάποιου από τα συστήματα συντεταγμένων αξόνων, προφανώς, δεν επιδρά στις πραγματικές φυσικές διαδικασίες στον κινητήρα, αλλά αποτελεί μόνο τον τρόπο περιγραφής αυτών. Ανάλογα με το πρόβλημα που πρέπει να επιλυθεί, εφαρμόζονται μαθηματικά μοντέλα στις φυσικές συντεταγμένες της μηχανής, σε ορθογώνιες συντεταγμένες, ακίνητες ή περιστρεφόμενες με ορισμένη συχνότητα, στις πολικές συντεταγμένες ή και μοντέλα χωρίς συντεταγμένες. Ας δούμε αυτά τα μοντέλα και την αμοιβαία αντιστοιχία αυτών. Στην σύνταξη των εξισώσεων της ασύγχρονης μηχανής, ας αφήσουμε τις ακόλουθες παραδοχές:

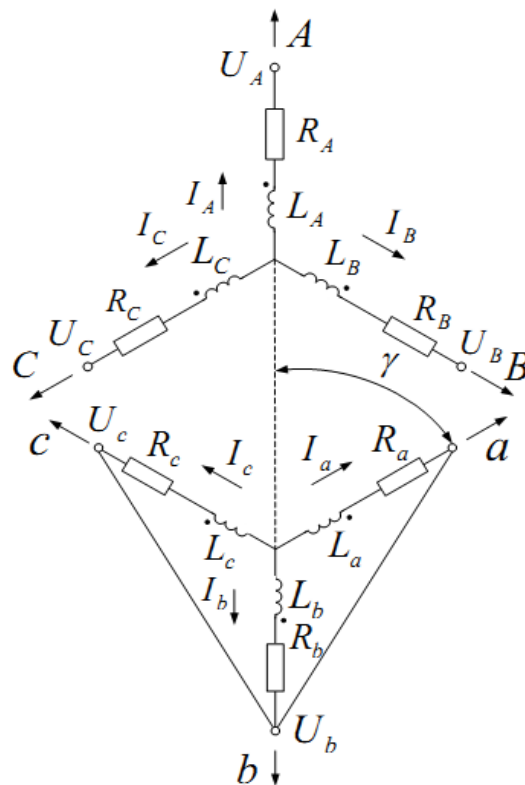
- 1) Αμέληση των απωλειών του σιδήρου, π.χ. φαινόμενω υστέρησης και δινορεύματα.
- 2) Δεν αντιλαμβάνεται μαγνητικός κορεσμός (ο κορεσμός μπορεί να λαμβάνεται υπόψη με έμμεσο τρόπο χρησιμοποίησης ας τα πούμε "κορεσμένων" παραμέτρων, δηλαδή των παραμέτρων που ορίζονται στην κατάσταση κορεσμού).
- 3) Αμέληση της ανισότητας του διακένου ανάμεσα στον δρομέα και στάτη, και αλλαγής της μαγνητικής αγωγιμότητας, λόγω των υπάρχοντων αυλακιών σε σχετική μετακίνηση των πυρήνων.
- 4) Αμέληση των υψηλότερων αρμονικών του μαγνητικού πεδίου, δηλαδή την διανομή του μαγνητικού πεδίου κάθε τυλίγματος στη περιφέρεια του δρομέα και στάτη, αποδεκτή ημιτονοειδές.
- 5) Δεχόμαστε ότι ο δρομέας και ο στάτης έχουν συμμετρικά τριφασικά τυλίγματα. Ο αριθμός των σπειρών του δρομέα και του στάτη είναι ίδιος.

2.2. ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΤΙΣ ΦΥΣΙΚΕΣ ΣΥΝΤΕΤΑΓΜΕΝΕΣ.

Η γραφή των διαφορικών εξισώσεων ισορροπίας των τάσεων στις φασικές συντεταγμένες παρέχει μια σειρά πλειωνεκτημάτων.

1. Όλα τα συστήματα διαφορικών εξισώσεων έχουν την δική τους φυσική έννοια και πραγματικές αξίες (αυτό αφορά μόνο τις μεταβλητές των τυλιγμάτων του στάτη, επειδή το βραχυκυκλωμένο τύλιγμα του δρομέα δεν έχει τρεις ξεχωριστές φάσεις).

2. Αυτού του είδους γραφή των εξισώσεων επιτρέπει να λάβουμε υπόψη όλα τα είδη ασυμμετρίας των παραμέτρων τυλιγμάτων και των τροφοδοτούμενων τάσεων.
3. Υπάρχει δυνατότητα εκτέλεσης υπολογισμών των ηλεκτρομαγνητικών και ηλεκτρομηχανικών επεξεργασιών στους στατικούς και δυναμικούς τρόπους λειτουργίας με την τροφοδοσία από το δίκτυο και πηγές με μη ημιτονοειδών μορφών τάσης εξόδου. Το ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.1.



Σχήμα 2.2.1. Ισοδύναμο σχήμα ασύγχρονου κινητήρα.

Εξισώσεις ισορροπίας των τάσεων για τις φάσεις στάτη και δρομέα θα γραφτούν σε μορφή

$$\begin{cases} U_A = I_A R_A + d\Psi_A/dt \\ U_B = I_B R_B + d\Psi_B/dt \\ U_C = I_C R_C + d\Psi_C/dt \end{cases} \quad \begin{cases} U_a = I_a R_a + d\Psi_a/dt \\ U_b = I_b R_b + d\Psi_b/dt \\ U_c = I_c R_c + d\Psi_c/dt \end{cases} \quad (2.2.1.)$$

ΟΠΟΥ

U_A - στιγμιαίες τιμές στους ακροδέκτες τις φάσης A

I_A (I_a) – ρεύμα της φάσης A (φάσης a)

Ψ_A (Ψ_a) – πλήρης μαγνητική ροή φάσης A (φάσης a)

R_A (R_a) – αντίσταση φάσης A του στάτη (φάσης a, του δρομέα)

Οι σχέσεις για τιν μαγνητική ροή στάτη και δρομέα έχουν την μορφή

$$\begin{aligned}
 \Psi_A &= L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + M_{Aa} I_a \cos \gamma + M_{Ab} I_b \times \\
 &\times \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right) + M_{Ac} I_c \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right); \\
 \Psi_B &= M_{BA} I_A + L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{Ba} I_a \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right) + \\
 &+ M_{Bb} I_b \cos \gamma + M_{Bc} I_c \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right); \\
 \Psi_C &= M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + L_C I_C + M_{Ca} I_a \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right) + \\
 &+ M_{Cb} I_b \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right) + M_{Cc} I_c \cos \gamma;
 \end{aligned} \tag{2.2.2}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_a &= M_{aA} I_A \cos \gamma + M_{aB} I_B \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right) + M_{aC} I_C \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right) + \\
 &+ L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c; \\
 \Psi_b &= M_{bA} I_A \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right) + M_{bB} I_B \cos \gamma + M_{bC} I_C \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right) + \\
 &+ M_{ba} I_a + L_b I_b + M_{bc} I_c; \\
 \Psi_c &= M_{cA} I_A \cos\left(\gamma - \frac{2p}{3}\right) + M_{cB} I_B \cos\left(\gamma + \frac{2p}{3}\right) + \\
 &+ M_{cC} I_C \cos \gamma + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + L_c I_c,
 \end{aligned} \tag{2.2.3}$$

όπου

γ – γωνία μεταξύ των αξόνων τυλιγμάτων A και a

L_A, L_B, L_C - επαγωγές των φάσεων του στάτη

L_a, L_b, L_c – επαγωγές των φάσεων του δρομέα

$M_{AB}, M_{AC}, M_{BC}, M_{BA}, M_{CA}, M_{CB}$ – αλληλεπαγωγές μεταξύ τυλιγμάτων του στάτη

$M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$ – αλληλεπαγωγές μεταξύ τυλιγμάτων του δρομέα

$M_{Aa}, M_{Ba}, M_{bA} \dots$ - μέγιστη τιμή αλληλεπαγωγής μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα

Ας παρατηρήσουμε ότι οι εξισώσεις (2.2.1), (2.2.2), (2.2.3) είναι χρήσιμες για την περιγραφή των λειτουργιών στη μηχανή με την προϋπόθεση ασυμμετρίας στους παραμέτρους των τυλιγμάτων και στο σύστημα τροφοδοσίας.

Προϋποθέτοντας την συνθήκη συμμετρίας των τυλιγμάτων του κινητήρα και την συνθήκη συμμετρίας των ρεύματων στάτη και δρομέα:

$$I_A + I_B + I_C = 0; I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.2.4)$$

Με την συνθήκη συμμετρίας των τυλιγμάτων

$$\begin{aligned} R_A &= R_B = R_C = R_s; R_a = R_b = R_c = R_r; \\ L_A &= L_B = L_C = L_s; L_a = L_b = L_c = L_r; \\ M_{AB} &= M_{BA} = M_{BC} = M_{CB} = M_{CA} = M_{AC} = M_1; \\ M_{ab} &= M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M_2; \\ M_{Aa} &= M_{aA} = M_{Ba} = \dots = M_{12}. \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

Ας δούμε την μαγνητική ροή φάσης A του στάτη, η οποία δημιουργείται μόνο από τα τυλίγματα του στάτη, με την προϋπόθεση συνθήκης συμμετρίας των ρεύματων του στάτη (βλέπουμε μόνο ένα μέρος της γενικής ροής, συμπλεκόμενο με την φάση του στάτη. Αυτή η λειτουργία γίνεται με την προϋπόθεση, ότι τα τυλίγματα του δρομέα είναι αποσυνδεδεμένα):

$$\begin{aligned} \Psi_{sA} &= L_s I_A + M_1 I_B + M_s I_C = L_s I_A + M_1 (I_B + I_C) = \\ &= I_A (L_s - M_1) = I_A (L_{s\sigma} + L_{s\mu} - M_1), \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

όπου

$L_{s\sigma}, L_{s\mu}$ – επαγωγές φασικού τυλιγματος στάτη από το πεδίο σκέδασης και πεδίο της κυρίας ροής. Η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ οποιονδήποτε τυλιγμάτων του στητή, υπολογίζεται με την προϋπόθεση χωρικής θέσης τυλιγμάτων, από την έκφραση

$$M_1 = L_{s\mu} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_{s\mu}}{2} \quad (2.2.7)$$

Με αποτέλεσμα

$$\Psi_{sA} = I_A \left(L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_{s\mu} \right) = L_s I_A, \quad (2.2.8)$$

όπου $L_s = L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_{s\mu}$ πλήρης ισοδύναμη επαγωγή φάσης στάτη συμπεριλαμβανομένης της επαγωγής από το πεδίο σκέδασης, από την κύρια ροή, η οποία δημιουργείται από το ρεύμα του ίδιου τυλιγματος, και από τις ροές, εμφανιζόμενες από την επίδραση των ρεύματων των δυο άλλων τυλιγμάτων του στάτη. Έτσι η αμοιβαία επαγωγή ή επαγωγή από την κύρια μαγνητική ροή, μίας φάσης τριφασικής μηχανής, με αποτέλεσμα επίδρασης των ρεύματων στις άλλες δυο

φάσεις, 23 φορές μεγαλύτερη επαγωγής μίας φάσης, αν την πάρουμε ξεχωριστά. Ανάλογα για τις φάσεις B και C του στάτη, θα πάρουμε

$$\Psi_{sB} = L_s I_B, \Psi_{sC} = L_s I_C \quad (2.2.9)$$

και για τις φάσεις του δρομέα θα έχουμε

$$\Psi_{ra} = L_r I_a; \Psi_{rb} = L_r I_b, \Psi_{rc} = L_r I_c \quad (2.2.10)$$

όπου $L_r = L_{r\sigma} \frac{3}{2} L_{r\mu}$ - πλήρης ισοδύναμη επαγωγή φάσης του δρομέα περιλαμβανόμενη επαγωγή από το πεδίο σκέδασης, από την κύρια ροή, η οποία δημιουργήθηκε από το ίδιο το τύλιγμα, και από τις ροές, οι οποίες δημιουργούνται από την επίδραση των ρευμάτων των άλλων δυο τυλιγμάτων του δρομέα. Δεδομένου αναγωγής τυλιγμάτων δρομέα σε αριθμό των σπειρών τυλιγματος του στάτη, μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{3}{2} L_{s\mu} = \frac{3}{2} L_{r\mu} = \frac{3}{2} M_{12} = L_m \quad (2.2.11) \text{ -ισοδύναμη αμοιβαία επαγωγή}$$

Παρατηρούμε ότι $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}, L_m$ - είναι παράμετροι της παραδοσιακής T- ισοδύναμου σχήματος αντικατάστασης ασύγχρονου κινητήρα. Ως αποτέλεσμα οι εκφράσεις (2.2.2) και (2.2.3) για την σύμπλεξη της ροής του στάτη και του δρομέα μπορούν να παρουσιαστούν με την έκφραση:

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \\ M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \\ M_{12} \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) \\ M_{12} \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.2.12)$$

Ηλεκτρομαγνητική ροπή, του ασύγχρονου κινητήρα μπορεί να βρεθεί ως μερική παράγωγος της γεωμετρικής γωνίας από το γενικό απόθεμα ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας της μηχανής. Η Ηλεκτρομαγνητική ενέργεια των τυλιγμάτων του ασύγχρονου κινητήρα μπορεί να βρεθεί από την σχέση

$$W_E = \frac{1}{2}[\Psi_A I_A + \Psi_B I_B + \Psi_C I_C + \Psi_\alpha I_\alpha + \Psi_b I_b + \Psi_c I_c] \quad (2.2.13)$$

Από εδώ η ηλεκτρομαγνητική ροπή του ασύγχρονου κινητήρα

$$M = \frac{\partial W_E}{\partial \gamma} Z_p \quad (2.2.14)$$

όπου Z_p – αριθμός των πόλων του κινητήρα.

Η εξίσωσης κίνησης του κινητήρα γράφεται ως εξής

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.2.15)$$

όπου M_c – στατική ροπή φόρτωσης

ω - γωνιακή ταχύτητα του δρομέα rad/s

J – ροπή αδράνειας του κινητήρα, που είναι στον άξονα του κινητήρα

Οι εκφράσεις (2.2.1), (2.2.12)-(2.2.15) δημιουργούν πλήρες σύστημα εξισώσεων, της ασύγχρονης μηχανής, εκφραζόμενη στις φυσικές συντεταγμένες. Περαιτέρω απλοποίηση του συστήματος που έχουμε γίνεται με τον εξής τρόπο:

1. Από τις εξισώσεις εξαιρούνται οι φασικές τιμές των τάσεων (οι χρησιμοποιήση αυτών δεν είναι πάντα εύκολο, λόγω των διαφόρων τρόπων ενεργοποίησης των τυλιγμάτων και αβεβαιότητας του δυναμικού, του κοινού σημείου, με την μη ουδετέρωση αυτής στο κύκλωμα ενεργοποίησης των τυλιγμάτων σε "αστέρα").
2. Με την τήρηση της συνθήκης συμμετρίας των ρευμάτων, από τις εξισώσεις εξαιρούνται, όλες μεταβλητές, που έχουν σχέση με μια από τις φάσεις του στάτη και δρομέα, π.χ. στην φάση C.

Εάν τις εξισώσεις που θα πάρουμε, να τις γράψουμε σε σχέση με τα ρεύματα των δύο φάσεων του στάτη, και των δύο φάσεων του δρομέα, τότε σαν αποτέλεσμα θα πάρουμε ένα σύστημα εξής εξισώσεων:

$$\begin{aligned}
\frac{di_A}{dt} &= \frac{8L_r}{3M_3}U_{AC} - \frac{4L_r}{3M_3}U_{BC} + \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega - 4R_sL_r}{M_3}I_A + \\
&+ \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega}{M_3}I_B + \\
&+ 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_rZ_p\omega(\sqrt{3}\sin\gamma + \cos\gamma) + R_r(\sqrt{3}\cos\gamma - \sin\gamma)}{M_3}I_a + \\
&+ 4\sqrt{3}M_{12} \frac{L_rZ_p\omega\cos\gamma - R_r\sin\gamma}{M_3}I_b; \\
\frac{di_B}{dt} &= -\frac{4L_r}{3M_3}U_{AC} + \frac{8L_r}{3M_3}U_{BC} - \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega}{M_3}I_A - \\
&- \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega + 4R_sL_r}{M_3}I_B + \\
&+ 4\sqrt{3}M_{12} \frac{R_r\sin\gamma - L_rZ_p\omega\cos\gamma}{M_3}I_a + \\
&+ 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_rZ_p\omega(\sqrt{3}\sin\gamma - \cos\gamma) + R_r(\sqrt{3}\cos\gamma + \sin\gamma)}{M_3}I_b; \\
\frac{di_a}{dt} &= -\frac{4M_{12}\cos\gamma}{M_3}U_{AC} + 2M_{12} \frac{\cos\gamma - \sqrt{3}\sin\gamma}{M_3}U_{BC} + \\
&+ 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_sZ_p\omega(\sqrt{3}\sin\gamma - \cos\gamma) + R_s(\sqrt{3}\cos\gamma + \sin\gamma)}{M_3}I_A + \\
&+ 4\sqrt{3}M_{12} \frac{R_s\sin\gamma - L_sZ_p\omega\cos\gamma}{M_3}I_B - \\
&- \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega + 4R_rL_s}{M_3}I_a - \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2Z_p\omega}{M_3}I_b;
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_b}{dt} = & 2M_{12} \frac{\cos \gamma + \sqrt{3} \sin \gamma}{M_3} U_{AC} - \frac{4M_{12} \cos \gamma}{M_3} U_{BC} + \\
& + \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega}{M_3} I_a + 4\sqrt{3}M_{12} \frac{L_s Z_p \omega \cos \gamma - R_s \sin \gamma}{M_3} I_A + \\
& + \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega - 4R_r L_s}{M_3} I_b + \\
& + 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_s Z_p \omega (\sqrt{3} \sin \gamma + \cos \gamma) + R_s (\sqrt{3} \cos \gamma - \sin \gamma)}{M_3} I_B, \quad (2.2.16)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M = & \frac{2}{3} M_{12} Z_p \sqrt{3} [(I_B I_a - I_A I_b) \cos \gamma - \\
& - (2I_A I_a + 2I_B I_b + I_A I_b + I_B I_a)] \sin \gamma \\
\text{όπου } M_3 = & 4L_s L_r - 9M_{12}^2 \quad (2.2.17)
\end{aligned}$$

Το μηχανικό μέρος του κινητήρα εκφράζεται με τις σχέσεις

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \quad (2.2.18)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = Z_p \omega \quad (2.2.19)$$

Το κύριως μειωνέκτημα των μαθηματικών μοντέλων στις φυσικές συντεταγμένες, είναι η σχετική τους δυσκολία, που έχει να κάνει με την ύπαρξη των περιοδικών συντελεστών στις διαφορικές εξισώσεις.

2.3 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΤΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΤΡΑ.

Η παρουσία των περιοδικών συντελεστών μποροστά από τις μεταβλητές στις εξισώσεις τριφασικής μηχανής, ανεγκασέ στην αναζήτηση των τρόπων απλοποίησης των συστημάτων, για να βρεθούν διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς συντελεστές. Για να γίνει αυτό, θα πρέπει να εφαρμοστεί η αλλαγή των μεταβλητών, με τον τρόπο μετατροπής συντεταγμένων. Ας υποθέσουμε, ότι το σύστημα εξισώσεων, γραμμένη σχετικά με τις νέες μεταβλητές, περιγράφει κάποια ιδανική ασύγχρονη μηχανή, για την οποία οι τάσεις, ρεύματα και σύμπλεξη των ροών, έχουν να κάνουν με τις τάσεις ρεύματα και σύμπλεξη ροών, της πραγματικής ασύγχρονης

μηχανής αναζητούμενων τύπων αλλαγής μεταβλητών (μετατροπή συντετεγμένων). Επειδή οι διαφορικές εξισώσεις ιδανικής ασύγχρονης μηχανής, δεν έχουν περιοδικούς συντελεστές, μπορούμε να υποθέσουμε, ότι ο δρομέας αυτού του είδους μηχανής, είναι ακίνητος σχετικά με τον στάτη. Πραγματικά, οι περιοδικοί συντελεστές εμφανίζονται, λόγω αλλαγών της αμοιβαίας τοποθεσίας τυλιγμάτων στάτη και δρομέα.

Μετά, ας υποθέσουμε ότι, ο στάτης και ο δρομέας ιδανικής ασύγχρονης μηχανής, περιστρέφονται στο κενό, με την αυθαίρετη ταχύτητα ω_k . Μπορούμε να υποθέσουμε ότι, το μέγεθος της ταχύτητας ω_k , αλλάζει την μορφή των εξισώσεων, απλοποιώντας ή δυσκολευοντάς τις.

Ας υποθέσουμε ότι η εισαγόμενη ιδανική μηχανή είναι διφασική (σχ.2.3.1) και ισοδύναμη μιας τριφασικής πραγματικής μηχανής από τις δυνάμεις μαγνήτισης, οι οποίες δημιουργούνται από τα ρεύματα των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα. Τα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα είναι ακίνητα σχετικά το ένα με το άλλο, και βρίσκονται κατά μήκος των αξόνων συστήματος συντεταγμένων (x,y) , και οι δύο άξονες στην γενική περίπτωση, μπορούν να περιστρέφονται στο κενό με αυθαίρετη ταχύτητα ω_k . Κάθε τύλιγμα περιλαμβάνει επιπλέον ηλεκτροκινούμενες δυνάμεις, οι οποίες λαμβάνουν υπόψη, την περιστροφή του δρομέα σχετικά του στάτη, στη πραγματική ασύγχρονη μηχανή, επίσης και το μέγεθος ταχύτητας περιστροφής ω_k συστήματος συντεταγμένων (x,y) . Για την μετατροπή του συστήματος διαφορικών εξισώσεων τριφασικής πραγματικής ασύγχρονης μηχανής, θα πρέπει να απαντήσουμε σε εξής απορίες:

- - πρώτο πράγμα που πρέπει να κάνουμε, είναι να βρούμε τους αναζητούμενους τύπους για να γράψουμε τις μεταβλητές.
- -μετά ακολουθεί, χρησιμοποιώντας τους τύπους μετατροπής, να έχουμε ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων των νέων μεταβλητών. Για το αρχικό θα πάρουμε σύστημα εξισώσεων στις φυσικές συντεταγμένες:

$$U^{Fs} = R_s I_s^{Fs} + \frac{d\Psi_s^{Fs}}{dt}; \quad 0 = R_r I_r^{Fr} + \frac{d\Psi_r^{Fr}}{dt},$$

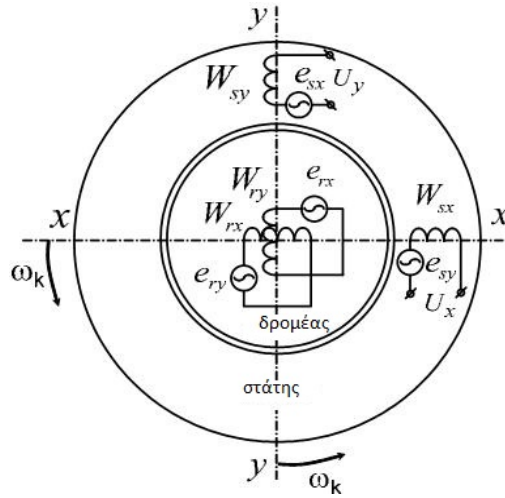
$$U^{Fs} = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix}; \quad I_s^{Fs} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; \quad I_r^{Fr} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix};$$

όπου U^{Fs} :

$$(2.3.1)$$

$$\Psi_s^{Fs} = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix}; \quad \Psi_r^{Fr} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}.$$

$$(2.3.2)$$



Σχήμα 2.3.1 Ισοδύναμο σχήμα ιδανικής ασύγχρονης μηχανής.

Την εξίσωση των τάσεων κυκλώματος του στάτη αριστερά θα πολλαπλασιάσουμε επί την οριζούσα μητροπής συντεταγμένων, από το σύστημα (A,B,C) στο σύστημα (x,y,z):

$$A_1 U^{Fs} = R_s A_1 I_s^{Fs} + A_1 \frac{d\Psi_s^{Fs}}{dt},$$

$$\text{όπου } A_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \varphi_k & -\sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix};$$

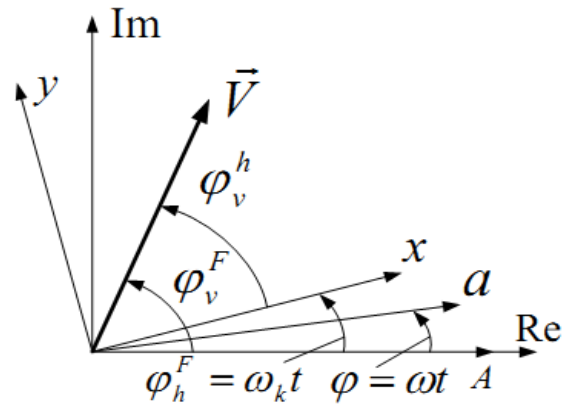
$$\varphi_k = \omega_k t.$$

$$A_1 U^{Fs} = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} = U^h; \quad A_1 I_s^{Fs} = \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \\ I_{sz} \end{bmatrix} = I_s^h. \quad (2.3.3)$$

Ο πάνω δείκτης "h" σημαίνει ότι μέλος διανυσματικής μεταβλητής που ανήκει στο ορθωγωνικό σύστημα συντεταγμένων (x,y,z), περιστρεφόμενου με την αυθαίρετη ταχύτητα ω_k .

Το τελευταίο στοιχείο μετασχηματισμένης εξίσωσης κυκλώματος του στάτη θα δούμε αναλυτικά. Η φυσική σημασία της παραγώγου φαίνεται πιο καλά, εάν χρησιμοποιήσουμε το όργανο εκπροσώπησης διανυσματικής μεταβλητής στο μιγαδικό επίπεδο (αν και μετασχηματισμός μπορεί να ληφθεί άμεσα από την εκτέλεση αλγεβρικών πράξεων με τα στοιχεία διανύσματος).

Ας κοιτάξουμε την εκπροσώπηση του προκύπτοντος διανύσματος στο μιγαδικό επίπεδο (σχ.2.3.2).



Σχήμα 2.3.2 Εκπροσώπηση προκύπτοντος διανύσματος στο μιγαδικό επίπεδο.

Θα συνδυάσουμε τον πραγματικό άξονα με τον άξονα φάσης A , τότε το διάνυσμα \vec{V} , μπορεί να εκπροσωπηστεί στη ακόλουθη μορφή:

$$\begin{aligned} \vec{V}^F &= V e^{j\varphi_v^F} = V e^{j\varphi_h^F + j\varphi_v^h} = V e^{j\varphi_v^h} \cdot e^{j\varphi_h^F} = \vec{V}^h \cdot e^{j\varphi_h^F}; \\ \vec{V}^h &= \vec{V}^F e^{-j\varphi_h^F}, \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

όπου: \vec{V}^F, \vec{V}^h - εκπροσώπηση διανύσματος \vec{V} στο φυσικό και μετασχηματισμένο σύστημα συντεταγμένων.

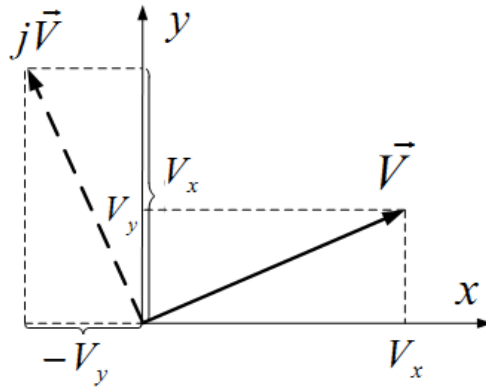
$e^{-j\varphi_h^F}, e^{j\varphi_h^F}$ - εκθέτες ευθείας και μετασχηματισμένης αντίστοιχα, από την βάση (A, B, C) στην (x, y) .

Για την παράγωγο του διανύσματος \vec{V} στην βάση (x, y) , μπορούμε να γράψουμε

$$\begin{aligned} \left(\frac{d\vec{V}}{dt} \right)^h &= \left(\frac{d\vec{V}}{dt} \right)^F e^{-j\varphi_h^F} = \frac{d(\vec{V}^h e^{j\varphi_h^F})}{dt} e^{-j\varphi_h^F} = \\ &= \left(\frac{d\vec{V}^h}{dt} e^{j\varphi_h^F} + \vec{V}^h \frac{d(e^{j\varphi_h^F})}{dt} \right) e^{-j\varphi_h^F} = \\ &= \left(\frac{d\vec{V}^h}{dt} e^{j\varphi_h^F} + j\omega_k \vec{V}^h e^{j\varphi_h^F} \right) e^{-j\varphi_h^F} = \frac{d\vec{V}^h}{dt} + j\omega_k \vec{V}^h. \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

Πολλαπλασιασμός του διανύσματος επι του εκθέτη j , αντιστοιχεί στην περιστροφή του, κατά γωνία $\pi/2$ (σχ.2.3.3) και μπορούν να παρουσιαστούν στην μορφή

$$j\vec{V} = j \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_y \\ V_x \end{bmatrix}. \quad (2.3.6)$$



Σχήμα 2.3.3 Στροφή του εκθέτη j κατά $\pi/2$.

Με αυτή την προϋπόθεση μετασχηματισμένες εξισώσεις του κυκλώματος του στάτη στις συντεταγμένες (x,y) θα λάβουν την μορφή

$$U_x = R_s I_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_k \Psi_{sy} \quad (2.3.7)$$

$$U_y = R_s I_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_k \Psi_{sx}. \quad (2.3.8)$$

Η εξίσωση μηδενικής ακολουθίας φάσης (άξονας z), γράφεται έτσι:

$$U_z = R_s I_{sz} + \frac{d\Psi_{sz}}{dt}. \quad (2.3.9)$$

Ανάλογοι μετασχηματισμοί, που έχουν εκτελεστεί για το κύκλωμα του δρομέα, είναι γραμμένες στις φυσικές συντεταγμένες δρομέα, μας επιτρέπουν να λάβουμε τις εξής εξισώσεις στο μετασχηματισμένο σύστημα συντεταγμένων (x,y,z) :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r I_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{ry}; \\ 0 &= R_r I_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx}; \\ 0 &= R_r I_{rz} + \frac{d\Psi_{rz}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

Σε διανυσματική μορφή-μήτρα της εξισώσεις στάτη και δρομέα θα αποτελέσουν:

$$\begin{aligned} U_s^h &= R_s I_s^h + \frac{d\Psi_s^h}{dt} + \omega_k B \Psi_s^h; \\ 0 &= R_r I_r^h + \frac{d\Psi_r^h}{dt} + (\omega_k - \omega) B \Psi_r^h, \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

όπου $B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ - συντελεστής μήτρας.

Στη συγκεκριμένη περίπτωση συμμετρίας φασικών ρευμάτων, από το σύστημα εξαιρούνται εξισώσεις, για την μηδενική ακολουθία των φάσεων (άξονας z), και μπορούν σύντομα να γραφτούν σε διανυσματική μορφή:

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r, \\ \text{όπου } \bar{U}_s &= \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix}; \bar{I}_s = \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix}; \bar{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{sx} \\ \Psi_{sy} \end{bmatrix}; \bar{I}_r = \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix}; \bar{\Psi}_r = \begin{bmatrix} \Psi_{rx} \\ \Psi_{ry} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.3.12)$$

Ας κάνουμε μετάβαση στο νέο σύστημα συντεταγμένων για τις εξισώσεις διασύνδεσης ροής στάτη και δρομέα. Για τις διασυνδέσεις ροής του στάτη, την έκφραση Ψ_A θα πολλαπλασιάσουμε επί $\frac{2}{3} \cos(\omega_K t)$, Ψ_B - επί $\frac{2}{3} \cos(\omega_K t - 120^\circ)$, Ψ_C - επί $\frac{2}{3} \cos(\omega_K t + 120^\circ)$.

Στη συνέχεια, προστίθενται και οι τρεις εξισώσεις. Μετά το μετασχηματισμό θα πάρουμε διασύνδεση ροής, επί τον άξονα x:

$$\Psi_{sx} = (L_1 - M_1) I_{sx} + \frac{3}{2} M_{12} I_{rx} = L_s I_{sx} + L_m I_{rx}, \quad (2.3.13)$$

όπου $L_s = L_1 - M_1 = L_{\sigma s} + L_m$ - συνολική ισοδύναμη αυτεπαγωγή της φάσης στάτη

$L_{\sigma s}$ - συνολική αυτεπαγωγή διαρροής φάσης στάτη (με τις άλλες δύο φάσεις του)

$L_m = \frac{3}{2} M_{12}$ - ισοδύναμη αμοιβαία επαγωγή.

Με ανάλογο τρόπο μπορούμε να λάβουμε διασύνδεση ροής στάτη επί τον άξονα y:

$$\Psi_{sy} = (L_1 - M_1) I_{sy} + \frac{3}{2} M_{12} I_{ry} = L_s I_{sy} + L_m I_{ry}, \quad (2.3.14)$$

Για την μηδενική ακολουθία των φάσεων (επί το άξονα z) θα έχουμε:

$$\Psi_{sz} = (L_1 - M_1) I_{sz} + \frac{3}{2} M_{12} I_{rz} = L_s I_{sz} + L_m I_{rz}, \quad (2.3.15)$$

όπου $L_{\sigma s}^0$ - επαγωγή διαρροής φάσης του δρομέα για την μηδενική ακολουθία των φάσεων. Είναι λίγο μικρότερη από την συνολική επαγωγή διαρροής φάσης στάτη $L_{\sigma s}$, επειδή δεν συμπεριλαμβάνει ροές διαρροής του στάτη, διασυνδεδεμένα με τις άλλες δύο φάσεις του στάτη.

Για τις επαγωγές διαρροής μπορούμε να γράψουμε $L_{\sigma s} = L_{\sigma s}^0 + L_{\sigma s}^m$, όπου $L_{\sigma s}^m$ – συνιστώσα συνολικής επαγωγής διαρροής του στάτη, έχοντας μαγνητική σύζευξη με άλλες περιελίξεις στάτη. Αντίστοιχα $L_{\sigma s}^0$ - συνιστώσα συνολικής επαγωγής διαρροής στάτη, η οποία δημιουργείται από τις μαγνητικές ροές διαρροής φάσης στάτη, δεν έχοντας την μαγνητική σύνδεση με άλλα τυλίγματα του στάτη. Κάνοντας ανάλογους μετασχηματισμούς εκφράσεων διασύνδεσης ροής του δρομέα, θα βρούμε τις σχέσεις για τις διασυνδέσεις ροής δρομέα, αντίστοιχα επί των αξόνων (x,y,z):

$$\begin{aligned}\Psi_{rx} &= L_r I_{rx} + L_m I_{sx} ; \\ \Psi_{ry} &= L_r I_{ry} + L_m I_{sy} ; \\ \Psi_{rz} &= L_{\sigma r}^0 I_{rz} ,\end{aligned}\quad (2.3.16)$$

όπου $L_r = L_2 - M_1 = L_{\sigma r} + L_m$ – συνολική ισοδύναμη επαγωγή φάσης δρομέα

$L_{\sigma r} = L_{\sigma r}^0 + L_{\sigma r}^m$ – συνολική επαγωγή διαρροής φάσης δρομέα, αποτελώντας τιν συνιστώσα, από τις ροές διαρροής του δρομέα (μη συνδεδεμένους και συνδεδεμένους με τις άλλες φάσεις του δρομέα).

Η σχέση για την ηλεκτρομαγνητική ροπή, είναι γραμμένη αντίστοιχα με τα μετασχηματισμένα ρεύματα στάτη και δρομέα, θα έχει την μορφή:

$$M = \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{sy} I_{rx} - I_{sx} I_{ry}). \quad (2.3.17)$$

Με βάση των εξισώσεων περιορισμού μπορεί να γραφτεί η σχέση για την ροπή, σε σχέση με κάθε ζεύγος μεταβλητών διανυσμάτων που αποτελούνται από την εξής σειρά:

$$\bar{I}_s, \bar{I}_r, \bar{I}_m, \bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r, \bar{\Psi}_m.$$

Για παράδειγμα, σχετικά με το ρεύμα του στάτη και διασύνδεσης ροής του δρομέα

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rx} I_{sy} - \Psi_{ry} I_{sx}).$$

Συμπληρώνοντας τις εξισώσεις που έχουμε με τις εξισώσεις κίνησης, θα πάρουμε το συνολικό σύστημα των εξισώσεων, οι οποίες περιγράφουν την ασύγχρονη μηχανή στις μετασχηματισμένες συντεταγμένες, στην μορφή μήτρας-διανύσματος, οι τύποι:

$$\begin{aligned}
U_s^h &= R_s I_s^h + \frac{d\Psi_s^h}{dt} + \omega_k B \Psi_s^h; \\
0 &= R_r I_r^h + \frac{d\Psi_r^h}{dt} + (\omega_k - \omega) B \Psi_r^h; \\
\Psi_s^h &= L_s I_s^h + L_m I_r^h; \\
\Psi_r^h &= L_r I_r^h + L_m I_s^h; \\
M &= \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{sy} I_{rx} - I_{sx} I_{ry}); \\
\frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c,
\end{aligned} \tag{2.3.18}$$

$$\begin{aligned}
\text{όπου: } L_S &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma}^0 \end{bmatrix}; L_R = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma}^0 \end{bmatrix}; \\
L_M &= \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; R_S = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; R_R = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.3.19}$$

- μήτρες αυτεπαγωγών του στάτη, δρομέα, μαγνήτισης, αντιστάσεις του στάτη και δρομέα.

Για την ειδική περίπτωση συμμετρικών λειτουργιών, είναι πιο εύκολο να γράφουμε την εξής μορφή των εξισώσεων:

$$\begin{aligned}
\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\
0 &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r; \\
\bar{\Psi}_s &= L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r; \\
\bar{\Psi}_r &= L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s; \\
M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \\
\frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c.
\end{aligned} \tag{2.3.20}$$

Τις διαφορικές εξισώσεις ηλεκτρομαγνητικών λειτουργιών συνήθως απλοποιούν, γραφοντάς τις σε σχέση με κάποιες δύο διανυσματικές μεταβλητές καταστάσεις, εξαιρώντας τις άλλες με την βοήθεια εξίσωσης σύνδεσης. Ας δούμε μερικές περιπτώσεις γραφής των εξισώσεων οι οποίες είναι πιο άνετες στην γραφή.

2.4. ΓΡΑΦΗ ΤΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΣΧΕΤΙΚΑ ΜΕ ΤΗΝ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ ΡΟΗΣ ΣΤΑΤΗ ΚΑΙ ΔΡΟΜΕΑ.

Από τις εξισώσεις περιορισμού (τρίτη και τέταρτη εξίσωση συστήματος (2.3.20)), ως εκφράσουμε τα διανύσματα του στάτη και δρομέα, θα τις αντικαταστήσουμε στη πρώτη, δεύτερη και πέμπτη εξίσωση του συστήματος (2.3.20).

$$\begin{bmatrix} \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_s \\ \bar{I}_r \end{bmatrix};$$

$$\bar{I}_s = \frac{\begin{vmatrix} \bar{\Psi}_r & L_m \\ L_s & L_r \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix}} = \frac{(L_r \bar{\Psi}_s - L_m \bar{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2}; \quad \bar{I}_r = \frac{\begin{vmatrix} L_s & \bar{\Psi}_s \\ L_m & \bar{\Psi}_r \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix}} = \frac{(L_s \bar{\Psi}_r - L_m \bar{\Psi}_s)}{L_s L_r - L_m^2};$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \frac{(L_r \bar{\Psi}_s - L_m \bar{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \frac{(L_s \bar{\Psi}_r - L_m \bar{\Psi}_s)}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

είτε με την μορφή του *Cauchy*

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} &= -\frac{R_s L_r}{K_m} \bar{\Psi}_s + \frac{R_s L_m}{K_m} \bar{\Psi}_r + \bar{U}_s - j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\ \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= \frac{R_r L_m}{K_m} \bar{\Psi}_s - \frac{R_r L_s}{K_m} \bar{\Psi}_r - j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r, \end{aligned} \quad (2.4.2)$$

όπου $K_m = L_s L_r - L_m^2$.

Η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής θα γραφτεί ως εξής

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \left(\frac{(L_r \bar{\Psi}_s - L_m \bar{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2} \right); \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{K_m} \bar{\Psi}_r \times \bar{\Psi}_s. \end{aligned} \quad (2.4.3)$$

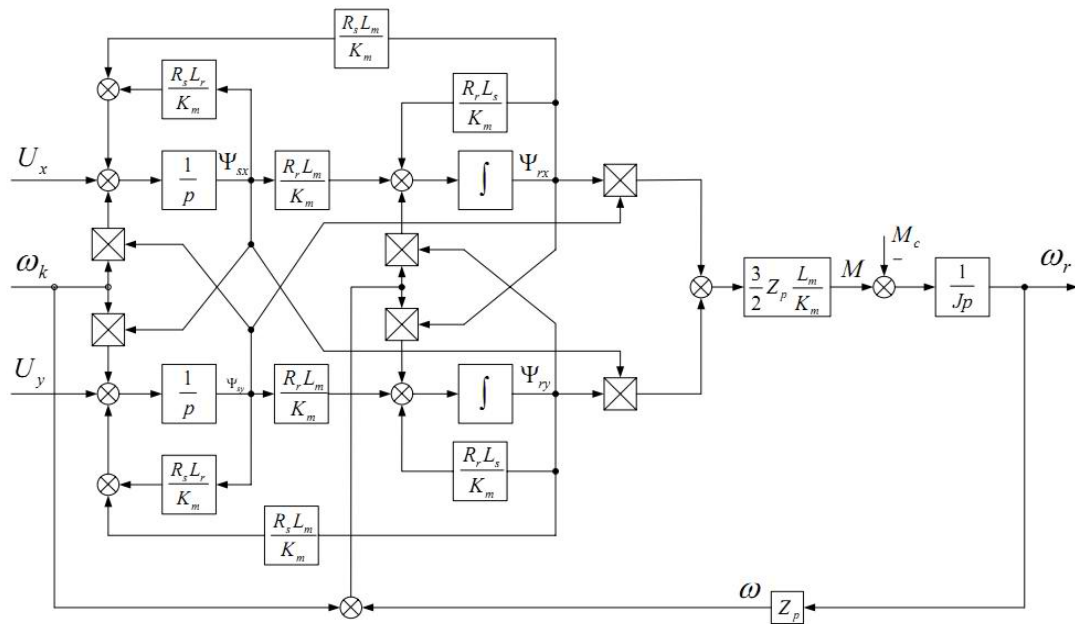
Η εξίσωση της κίνησης θα μείνει αμετάβλητη. Αν περάσουμε στις προβολές στο σύστημα συντεταγμένων (x,y) , θα πάρουμε

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{sx}}{dt} &= -\frac{R_s L_r}{K_m} \Psi_{sx} + \frac{R_s L_m}{K_m} \Psi_{rx} + U_x + \omega_k \Psi_{sy}; \\
 \frac{d\Psi_{sy}}{dt} &= -\frac{R_s L_r}{K_m} \Psi_{sy} + \frac{R_s L_m}{K_m} \Psi_{ry} + U_y - \omega_k \Psi_{sx}; \\
 \frac{d\Psi_{rx}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{K_m} \Psi_{sx} - \frac{R_r L_s}{K_m} \Psi_{rx} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ry}; \\
 \frac{d\Psi_{ry}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{K_m} \Psi_{sy} - \frac{R_r L_s}{K_m} \Psi_{ry} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rx}; \\
 M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{K_m} (\Psi_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{ry} \Psi_{sx}); \\
 \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c.
 \end{aligned} \tag{2.4.4}$$

Σύστημα εξισώσεων (2.4.4) παρουσιάζει το μαθηματικό μοντέλο του ασύγχρονου κινητήρα, η οποία είναι γραμμένη στο ορθογωνικό σύστημα (x,y) , σχετικά με την διασύνδεσης ροής στάτη και δρομέα. Είναι αρκετά χρήσιμο για τους υπολογισμούς στο Η/Υ. Όλες άλλες μεταβλητές στην μηχανή: ρεύματα του στάτη, δρομέα, μαγνήτισης, διασύνδεσης ροής μαγνήτισης – υπολογίζονται βάσει αλγεβρικών εξισώσεων σύνδεσης αυτών των μεταβλητών με διασύνδεση ροής στάτη και δρομέα.

$$\begin{aligned}
 I_{sx} &= \frac{1}{K_m} (L_r \Psi_{sx} - L_m \Psi_{rx}); \quad I_{sy} = \frac{1}{K_m} (L_r \Psi_{sy} - L_m \Psi_{ry}); \\
 I_{rx} &= \frac{1}{K_m} (L_s \Psi_{rx} - L_m \Psi_{sx}); \quad I_{ry} = \frac{1}{K_m} (L_s \Psi_{ry} - L_m \Psi_{sy}); \\
 I_{mx} &= (I_{sx} + I_{rx}); \quad I_{my} = (I_{sy} + I_{ry}); \quad \Psi_{mx} = L_m I_{mx}; \quad \Psi_{my} = L_m I_{my}.
 \end{aligned} \tag{2.4.5}$$

Σχηματικό διάγραμμα του ασύγχρονου κινητήρα, έχει σχηματιστεί από τις εξισώσεις (2.4.4), σχηματίζεται στο σχ. 2.4.1.



Σχήμα 2.4.1. Σχηματικό διάγραμμα του ασύγχρονου κινητήρα.

2.5. ΓΡΑΦΗ ΤΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΣΧΕΤΙΚΑ ΜΕ ΤΟ ΡΕΥΜΑ ΤΟΥ ΣΤΑΤΗ ΚΑΙ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ.

Από τις εξισώσεις σύνδεσης του αρχικού συστήματος εξισώσεων (2.3.20), ας εκφράσουμε το ρεύμα του δρομέα, και την διασύνδεση ροής του στάτη, και να αντικαταστήσουμε αυτά στις υπόλοιπες εξισώσεις.

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_r &= \frac{1}{L_r} (\bar{\Psi}_r - L_m \bar{I}_s); \quad \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + \frac{L_m}{L_r} (\bar{\Psi}_r - L_m \bar{I}_s) = \\
 &= L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \bar{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r = \sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r, \quad (2.5.1)
 \end{aligned}$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ - συντελεστής διαρροής.

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j\omega_k (\sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r); \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\bar{\Psi}_r - L_m \bar{I}_s) + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r\end{aligned}\quad (2.5.2)$$

ή

$$\begin{aligned}\sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -R_s \bar{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + \bar{U}_s - j\sigma L_s \omega_k \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega_k \bar{\Psi}_r; \\ \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \bar{\Psi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_s - j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r.\end{aligned}\quad (2.5.3)$$

Από την πρώτη εξίσωση μπορούμε να εξαιρέσουμε την παράγωγο διασύνδεσης ροής του δρομέα, αντικαθιστώντας στη πρώτη εξίσωση:

$$\begin{aligned}\sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -R_s \bar{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_r}{L_r} \bar{\Psi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_s - j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r \right) + \\ &+ \bar{U}_s - j\sigma L_s \omega_k \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega_k \bar{\Psi}_r = \\ &= -(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r) \bar{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \bar{\Psi}_r - j\sigma L_s \omega_k \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega \bar{\Psi}_r + \bar{U}_s; \\ \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -K_r R_s \bar{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \bar{\Psi}_r - j\sigma L_s \omega_k \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega \bar{\Psi}_r + \bar{U}_s,\end{aligned}\quad (2.5.4)$$

όπου

$$K_r = 1 + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \frac{R_r}{R_s}.$$

Παρουσιάζοντας το συμβολισμό για τις σταθερές χρόνου του κυκλώματος δρομέα και στάτη

$$T_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r},$$

Θα πάρουμε

$$\begin{aligned}T_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -K_r \bar{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2 R_s} \bar{\Psi}_r + \frac{1}{R_s} \bar{U}_s - jT_s \omega_k \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_r R_s} \omega \bar{\Psi}_r; \\ T_r \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= -\bar{\Psi}_r + L_m \bar{I}_s - jT_r (\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \quad \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} = M - M_c.\end{aligned}\quad (2.5.5)$$

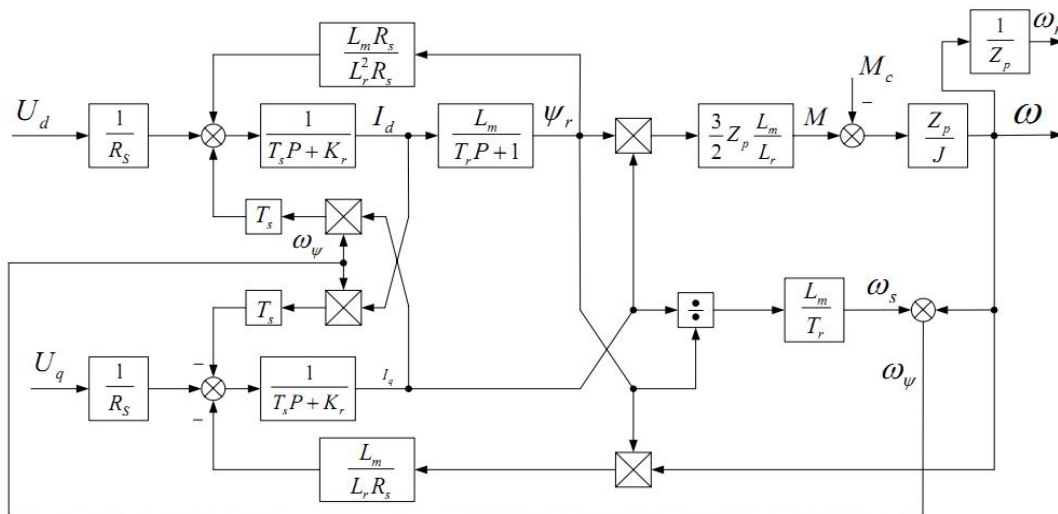
Με το ανάλογο τρόπο μπορούμε να έχουμε εξισώσεις ασύγχρονου κινητήρα, γραμμένες σχετικά με το άλλο ζεύγος διανυσματικών μεταβλητών, π.χ. σχετικά με τα ρεύματα στάτη και δρομέα, ρεύματος στάτη και διασύνδεσης ροής μαγνήτισης κ.α.

2.6. ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΣΤΙΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΕΝΕΣ ΣΥΝΤΕΤΑΓΜΕΝΕΣ ΓΙΑ ΕΙΔΙΚΕΣ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ.

Μετασχηματισμός από τις εξισώσεις στο ορθογωνικό σύστημα συντεταγμένων (x,y) , περιστρεφόμενο με την αυθαίρετη ταχύτητα ω_k στις εξισώσεις στο ορθογωνικό σύστημα συντεταγμένων (α,β) , ακίνητου σε σχέση με τον στάτη, πραγματοποιείται με την βοήθεια αντικατάστασης $\omega_k=0$ και αντικατάστασης του δείκτη "x" στο "α", και δείκτη "y" στο "β". Για το σύστημα εξισώσεων, γραμμένη σχετικά με το ρεύμα του στάτη και διασύνδεσης ροής του δρομέα στις συντεταγμένες (x,y) , ας πραγματοποιήσουμε την μετάβαση στο ορθογωνικό σύστημα συντεταγμένων (d,q) , προσανατολισμένο επί το διάνυσμα διασύνδεσης ροής του δρομέα. Σε αυτή την περίπτωση $\omega_k=\omega\psi$, $\Psi_{rq}=0$, $\Psi_{rd}=\Psi_r$

$$\begin{aligned} T_s \frac{dI_d}{dt} &= -K_r I_d + \frac{L_m R_r}{L_r^2 R_s} \Psi_r + T_s \omega_\psi I_q + \frac{1}{R_s} U_d ; \\ T_s \frac{dI_q}{dt} &= -K_r I_q - T_s \omega_\psi I_d - \frac{L_m}{L_r R_s} \omega \Psi_r + \frac{1}{R_s} U_q ; \\ T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_d ; \\ \omega_\psi &= \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r} ; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q , \\ \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c . \end{aligned} \tag{2.6.1}$$

Ας παρατηρήσουμε ότι σε αυτό το σύστημα εξισώσεων, απλοποιήθηκε ουσιαστικά το μοντέλο του κυκλώματος του δρομέα, έκφραση για την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Η ποσότητα των διαφορικών εξισώσεων μειώθηκε κατά μονάδα. Στις καταστάσεις λειτουργίας κινητήρα, όλες μετασχηματισμένες μεταβλητές γίνονται σταθερά μεγέθη. Με αποτέλεσμα το σύστημα αυτό είναι πολύ βολικό για τον υπολογισμό των επεξεργασιών στην μηχανή, και για την σύνθεση διανυσματικού συστήματος ελέγχου στις συντεταγμένες (d,q) . Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται σχηματικό διάγραμμα ασύγχρονου κινητήρα στις συντεταγμένες (d,q) .



Σχήμα 2.6.1. Σχηματικό διάγραμμα ασύγχρονου κινητήρα στις συντεταγμένες (d,q).

2.7. ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΛΑΜΒΑΝΟΝΤΑΣ ΥΠΟΨΗ ΤΗΝ ΜΑΓΝΗΤΙΣΗ ΚΟΡΕΣΜΟΥ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ.

Τα εξεταζόμενα πάνω μοντέλα ασύγχρονου κινητήρα έχουν την ευρεία εφαρμογή για την ανάλυση και την σύνθεση λειτουργιών στις ηλεκτροκινήσεις με διανυσματικό έλεγχο. Όμως εάν υπο συνθήκη λειτουργίας ασύγχρονου κινητήρα, διασυνδέσης ροής υποβάλλονται ουσιαστικές αλλαγές, τότε είναι επιθυμητό να λάβουμε υπόψη αλλαγή των παραμέτρων μαθηματικού μοντελου, που σχετίζεται με την επίδραση κορεσμού μαγνητικού συστήματος. Για τους ασύγχρονους κινητήρες οι οποίοι τροφοδοτούνται από μετατροπείς συχνότητας, συνήθως υποθέτουν ότι πολλαπλότητα των ρευμάτων εξόδου στις λειτουργίες κινητήρα είναι περιορισμένη (δεν αποτελεί πάνω από 2-3 τιμές ονομαστικού ρεύματος του κινητήρα) και η επίδραση σκέδασης κορεσμού του κυκλώματος, μπορεί να αγνοηθεί. Πολύ περισσότερο, όπως δείχνουν έρευνες, αυτές αλλαγές έχουν μικρή επίδραση στις δυναμικές διεργασίες. Πιο πολύ σημαντικά γίνεται η επίδραση της μαγνήτισης κορεσμού του κυκλώματος.

Στον ασύγχρονο κινητήρα ο έλεγχος διασύνδεσης ροής χρειάζεται στις εξής λειτουργίες:

1. Στη λειτουργία κινητήρα στις ταχύτητες, μεγαλύτερες ονομαστικής (στην δεύτερη περιοχή ελέγχου ταχύτητας στην λειτουργία σταθερής ισχύος), γίνεται εξασθένιση του πεδίου.
2. Στην βελτιστοποίηση ενεργειακών χαρακτηριστικών του κινητήρα, απαιτείται έλεγχος ροής μαγνήτισης που εξαρτάται από το φορτίο.
3. Στην βελτιστοποίηση δυναμικών χαρακτηριστικών του κινητήρα, ειδικότερα στην ταχύτητα διεργασιών "στο μεγάλο" επίσης απαιτείται έλεγχος διασύνδεσης ροής. Για να ληφθεί υπόψη η επίδραση του κορεσμού χρησιμοποιείται μια από τις ακόλουθες

μεθόδους: μέθοδος στατικών επαγωγών ή και μέθοδος δυναμικών επαγωγών. Η τελευταία μέθοδος είναι ιδιαίτερα δύσκολη. Για την σύνθεση συστημάτων ελέγχου συνήθως χρησιμοποιείται πιο απλός τρόπος στατικών επαγωγών, ο οποίος δίνει αρκετά υψηλή ακρίβεια στη περιγραφή δυναμικών επεξεργασιών. Σ' αυτή την μέθοδο η μη γραμμικότητα του κυκλώματος μαγνήτισης λαμβάνεται υπόψη με στατική εξάρτηση ανάμεσα στην διασύνδεσης ροής και του ρεύματος μαγνήτισης, δίνεται σε μορφή πίνακα ή χρησιμοποιώντας την αναλυτική προσέγγιση:

$$\vec{\Psi}_m = L_m(I_m)\vec{I}_m \text{ ή } \vec{I}_m = \frac{\vec{\Psi}_m}{L_m(\Psi_m)} \quad (2.7.1)$$

Ειδικότερα εάν η χαρακτηριστική μαγνήτισης δίνεται σε μορφή πίνακα σύνολο σημείων $(\Psi_{m,n}, I_{m,n})$, $(n=1, \dots, N)$, τότε για την προσέγγιση της είναι εύκολοτερο να χρησιμοποιούμε την εξής ομαλή αναλυτική συνάρτηση:

$$I_m(\Psi_m) = \sum_{i=1}^k g_i \Psi_m^{2i-1}, i = 1, 2, \dots, k. \quad (2.7.2)$$

Η επιλογή των περριτων εκθετών του πολυώνυμου (2.7.2) παρέχει την συμμετρία των χαρακτηριστικών σχετικά με την αρχή των συντεταγμένων. Σε σχέση με την πιθανή σειρά εξάπλωσης των σημείων με αρχική σειρά συντελεστών των δεδομένων, πολυωνυμικής προσέγγισης g_i , βρίσκονται με την μέθοδο ελάχιστων τετραγώνων. Για ικανοποιητική προσέγγιση των χαρακτηριστικών μαγνήτισης για τις μηχανές κανονικής λειτουργίας (στην περιοχή της $I_{g,nom}$, $\Psi_m = (0 \dots 1,3) \Psi_{m,nom}$, περιλαμβανομένου την περιοχή ουσιαστικού κορεσμού) πρακτικά αρκετό στο τύπο (2.7.2) να περιοριστούμε με $k = 4$, δηλαδή

$$I_m(\Psi_m) = g_1 \Psi_m + g_2 \Psi_m^3 + g_3 \Psi_m^5 + g_4 \Psi_m^7$$

Η χρήση αυτής της λειτουργίας, δηλαδή, διαδικασία πολυωνυμικής παλινρόμησης, οδηγεί στην ακόλουθη εξίσωση πινάκων:

$$\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_2 & c_3 & c_4 & c_5 \\ c_3 & c_4 & c_5 & c_6 \\ c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix}$$

όπου

$$c_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j})_n; n = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, 2k - 1;$$

$$d_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j-1})_n (I_m)_n; k = 4;$$

n – αύξων αριθμός και συνολικός αριθμός των σημείων από μια σειρά αρχικών δεδομένων.

Αποτέλεσμα επίλυσης αυτής της εξίσωσης, βρίσκονται οι συντελεστές πολυωνύμου g_i και ορίζεται αναλυτική εξάρτηση καμπύλης μαγνήτισης.

Ας σημειώσουμε ότι για μηχανές με άγνωστο αριθμό πόλων, στους οποίους ανήκει ο ασύγχρονος κινητήρας, η μη γραμμική χρήση εξαρτάται μόνο από το εύρος διανυσματικών μεταβλητών, και δεν εξαρτάται από την κατεύθυνσή τους. Διανύσματα του ρεύματος και της ροής μαγνήτισης παραμένουν να έχουν την ίδια κατεύθυνση. Έχοντας λάβει υπόψη αυτό το μαθηματικό μοντέλο ασύγχρονου κινητήρα μετασχηματισμένο στις ορθογωνικές συντεταγμένες, περιστρεφόμενη με την αυθαίρετη ταχύτητα ω_k , θα πάρει την μορφή

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s ; \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r ; \\ \bar{\Psi}_s &= L_{\sigma s} \bar{I}_s + \bar{\Psi}_m ; \\ \bar{\Psi}_r &= L_{\sigma r} \bar{I}_r + \bar{\Psi}_m ; \\ \bar{\Psi}_m &= L_m (I_m) \bar{I}_m ; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s ; \\ \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c .\end{aligned}\tag{2.7.3}$$

Με την αναλογία εξαταζόμενων πάνω μετασχηματισμούς μοντέλου (2.3.20), το ίδιο μοντέλο επίσης μπορούμε να μετασχηματίσουμε, γραφοντάς την σχετικά με το ζεύγος διανυσματικών μεταβλητών που θα επιλέξουμε π.χ. I_s και Ψ_r , Ψ_s και Ψ_r κτλ. Στην γενική περίπτωση το σύστημα μη γραμμικών, διαφορικών και αλγεβρικών εξισώσεων (2.7.3) λύνονται επαναληπτικά. Όμως, εάν υποθέσουμε, ότι ανάμεσα στα βήματα υπολογισμού, το ρεύμα μαγνήτισης αλλάζει ασήμαντα, τότε οι επαναλήψεις μπορούν να εξαιρεθούν. Μερικές φορές για τις περιγραφές των διεργασιών στην μηχανή είναι πιο εύκολο να χρησιμοποιούμε όχι τις απόλυτες τιμές, αλλά τις σχετικές τιμές των μεταβλητών. Η μετάβαση στα συστήματα σχετικών μεταβλητών και παραμέτρων, πραγματοποιείτε βάσει των αρχικών τους τιμών.

2.8. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.

Πριν πάμε στους πιο αποτελεσματικούς τρόπους (διανυσματικούς) ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα, εν συντομία θα δούμε τις αρχές της δομής των συστημάτων με την έλεγχο

κινητήρα με συχνότητα. Ιστορικά τα συστήματα ελέγχου με συχνότητα εμφανίστηκαν νωρίτερα από την μέθοδο διανυσματικού ελέγχου. Η βάση αυτού του ελέγχου αποτελεί η αρχή σχηματισμού στον κινητήρα, τον έναν από τους στατικούς νόμους ελέγχου με συχνότητα. Ο σχηματισμός του νόμου μπορεί να γίνει όπως και στο ανοικτό βρόχο, έτσι και στο κλειστό βρόχο ελέγχου. Η περιοχή εφαρμογής συστημάτων ελέγχου ανοικτού βρόχου περιορίζεται από τους μηχανισμούς με μικρό εύρος ελέγχου ταχύτητας (1:3) και μηχανισμούς με γνωστή μηχανική χαρακτηριστική $M(\omega_r)$. Ειδικότερα σημαντική εξάρτηση $U(\omega)$, είναι κατάλληλη για τον έλεγχο μηχανισμών ανεμιστήρα-αντλίας. Εάν μηχανική χαρακτηριστική φόρτισης $M(\omega)$, είναι γνωστή, τότε, ο υπολογισμός εξάρτησης $U(\omega)$, μπορεί να γίνει βάσει στατικού μοντέλου ασύγχρονου κινητήρα, έχοντας λάβει υπόψη τον εκλεγμένο νόμο ελέγχου με συχνότητα. Ενώ ο νόμος του ελέγχου με συχνότητα δεν έχει καθορισθεί, το έργο υπολογισμού $U(\omega)$ στο $M(\omega_r)$ έχει λυθεί μοναδικά. Ας πούμε τους βασικούς νόμους ελέγχου με συχνότητα:

1. Νόμος $U/f = const$

$$\frac{U}{U_{nom}} = \frac{f}{f_{nom}} \sqrt{\frac{M}{M_{nom}}};$$

2. Βέλτιστος νόμος του Kostenko
3. Νόμος της σταθερότητας της διασύνδεσης ροής του στάτη $\Psi_s = const$
4. Νόμος σταθερότητας διασύνδεσης ροής κυκλώματος μαγνήτισης

$$\Psi_m = const \quad \text{ή} \quad \frac{d\Psi_m/dt}{f} = const;$$

5. Νόμος σταθερότητας διασύνδεσης ροής του δρομέα $const = \Psi$ ή

$$\frac{d\Psi_r/dt}{f} = const;$$

6. Νόμος της απόλυτης ολίσθησης

$$\beta = \frac{\omega_0}{Z_p} - \omega_r = const$$

7. Ελαχιστοποίηση του ρεύματος του στάτη

$$I_s = min$$

8. Νόμος μέγιστης απόδοσης (συντελεστής απόδοσης = max, $P_1 = min$) κ.α.

Το μαθηματικό μοντέλο ασύγχρονου κινητήρα για τους παραπάνω τρόπους λειτουργίας, μπορεί να ληφθεί από το δυναμικό μοντέλο (2.4.4) με τις ακόλουθες αντικαταστάσεις:

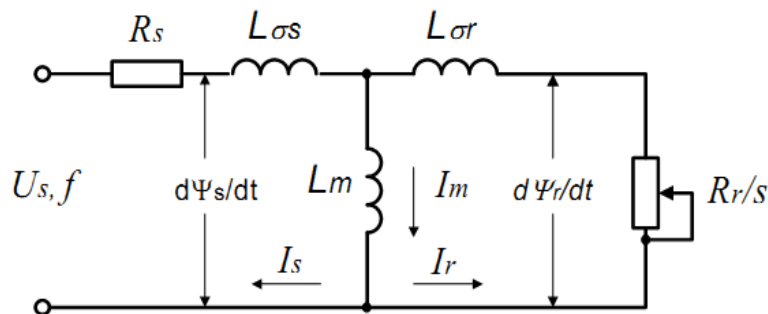
$$\omega_k = 0; \frac{d\omega_r}{dt} = 0; \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} = j\omega\bar{\Psi}_s; \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} = j\omega\bar{\Psi}_r, \quad (2.8.1)$$

όπου ω – κυκλική συχνότητα περιστροφής του πεδίου (σύγχρονη ηλεκτρική συχνότητα περιστροφής του δρομέα). Αποτέλεσμα αντικαταστάσεων, θα πάρουμε σύστημα αλγεβρικών εξισώσεων:

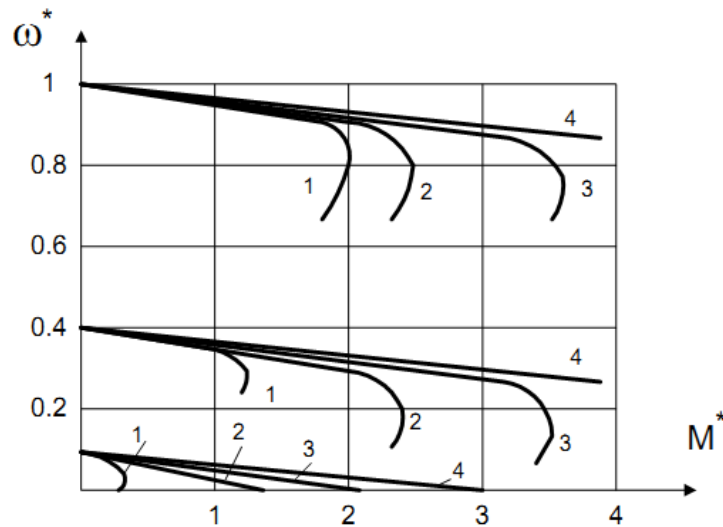
$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + j\omega \bar{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + j(\omega - \omega_{re}) \bar{\Psi}_r; \\ \bar{\Psi}_s &= L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r; \\ \bar{\Psi}_r &= L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \\ M &= M_c. \end{aligned} \quad (2.8.2)$$

Με το μετασχηματισμό του συστήματος (2.8.2), μπορούμε να μειώσουμε το γενικό αριθμό των εξισώσεων μοντέλου, και να πάρουμε τις γνωστές σχέσεις, οι οποίες περιγράφουν εγκαταστημένες καταστάσεις ασύγχρονου κινητήρα, π.χ. τον τύπο του Kloss'sche. Μερικές φορές για τις εγκαταστημένες καταστάσεις, είναι πιο άνετο να χρησιμοποιούμε τις εξισώσεις καταρτιζόμενες με βάση ισοδύναμο σχήματος αντικατάστασης φάσης ασύγχρονου κινητήρα σχ.(2.8.1)

Η επιλογή έναν ή τον άλλον στατικό νόμο έλεγχου με συχνότητα, θα το ορίζει η μορφή της μηχανικής χαρακτηριστικής ασύγχρονου κινητήρα, με τον έλεγχο με συχνότητα σχ.(2.8.2), όπου $\omega^* = \omega/\omega_{nom}$, $M^* = M/M_{nom}$ – σχετικά μεγέθη συχνότητας περιστροφής και ηλεκτρομαγνητικής ροπής.



Σχήμα 2.8.1. Ισοδύναμο σχήμα αντικατάστασης φάσης ασύγχρονου κινητήρα.



Σχήμα 2.8.2. Μηχανικές χαρακτηριστικές ασύγχρονου κινητήρα με την έλεγχο συχνότητας με διάφορους νόμους: 1. $U/f = \text{const}$, 2. $R_s I_s$, 3. $\Psi_m = \text{const}$, 4. $\Psi_r = \text{const}$.

Εάν για το κριτήριο επιλογής του νόμου θα δεχτούμε το μέγεθος της δυσκαμψίας μηχανικής χαρακτηριστικής ή μέγιστη ικανότητα υπερφόρτωσης (M_{max}/M_{nom}), τότε ο καλύτερος σ' αυτή την έννοια νόμος, θα είναι ο νόμος σταθεροποίησης της διασύνδεσης ροής του δρομέα ($\Psi_r = \text{const}$). Όμως πρέπει να θυμόμαστε, ότι μεγάλες χαρακτηριστικές στην περιοχή μεγάλης πολλαπλότητας ροπής, θα είναι μερικώς διαφορετικά, λόγω της παρουσίας του κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής. Ο αλγόριθμος υπολογισμού της εξάρτησης $U(\omega)$, στην χαρακτηριστική $M(\omega_r)$, με προϋπόθεση του εκλεγμένου νόμου της ελέγχου με συχνότητα, συνήθως είναι επαναληπτικός. Στις ειδικές περιπτώσεις, για παράδειγμα όταν δίνονται ω_{re} , M , Ψ_r , αυτό το πρόβλημα έχει άμεση αναλυτική λύση, αφού, οι μηχανικές χαρακτηριστικές του ασύγχρονου κινητήρα, γίνονται γραμμικές:

$$U_s = \sqrt{\left(\frac{k_1 k_3}{k_4} \Psi_r - \frac{\omega M}{k_5 \Psi_r} - k_2 \Psi_r\right)^2 + \left(\frac{k_1 M}{k_5 \Psi_r} + \omega \frac{k_3}{k_4} \Psi_r\right)^2};$$

$$\omega = \omega_{re} + \frac{k_4 M}{k_5 \Psi_r^2},$$
(2.8.3)

όπου

$$k_1 = \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2}; k_2 = \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2}; k_3 = \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2};$$

$$k_4 = \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2}; k_5 = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}.$$

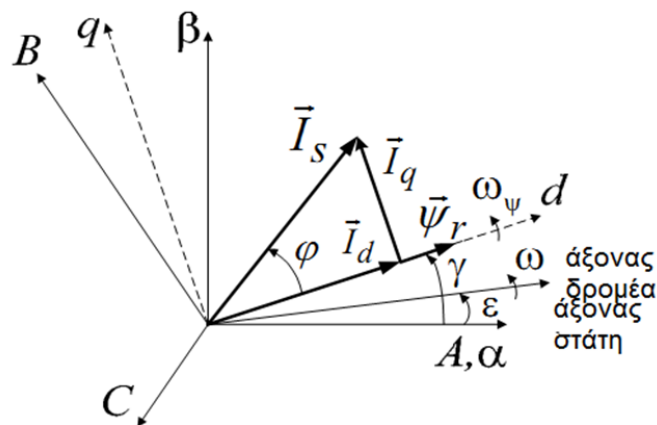
Συνήθως την εξάρτηση $U(\omega)$, είναι αρκετό να την δώσουμε σε 5-6 σημεία, στο εξεταζόμενο εύρος ελέγχου ταχύτητας, με την ακόλουθη γραμμική προσέγγιση εξάρτησης ανάμεσα στα γειωνικά σημεία. Εάν η μηχανική χαρακτηριστική φόρτισης δεν είναι γνωστή εξ'αρχής (π.χ. έχει τυχαία ακολουθία), τότε ο σχηματισμός του εκλεγμένου νόμου ελέγχου με συχνότητα (εξαιρέση αποτελεί ο γνωστός νόμος $U/f = \text{const}$), πραγματοποιείται σε κλειστό βρόχο, με την βοήθεια εισαγωγής της ανάδρασης στις μεταβλητές του κινητήρα. Συγχρόνως, οι δυναμικές χαρακτηριστικές του κινητήρα δεν είναι υψηλές. Οι ευρείες δυνατότητες στις εφαρμογές των νόμων ελέγχου με συχνότητα, παρέχουν την αρχή του σχετικού προσανατολισμού των μεταβλητών. Η αρχή αυτή μας επιτρέπει να πραγματοποιούμε τον ξεχωριστό έλεγχο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και μίας από τις μεταβλητές που χαρακτηρίζει τον βαθμό διέγερσης της ασύγχρονης μηχανής (I_m, Ψ_m, Ψ_r). Στο σχήμα 2.8.3. είναι μια απεικόνιση προσανατολισμού διανύσματος ρεύματος του στάτη στο διάνυσμα διασύνδεσης ροής του δρομέα.

Η εξίσωση του κυκλώματος του δρομέα και η εξίσωση ροπής για αυτή την περίπτωση, γράφονται στην εξής απλή μορφή:

$$T_r \frac{d\Psi_r}{dt} = -\Psi_r + L_m I_d;$$

$$\omega_\psi = \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m I_q}{T_r \Psi_r}; \quad (2.8.4)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q.$$



Σχήμα 2.8.3. Προσανατολισμός στο διάνυσμα διασύνδεσης ροής του δρομέα.

Από τις εξισώσεις (2.8.4) βλέπουμε ότι, η ροή είναι ανάλογη της άεργης συνιστώσας του ρεύματος στάτη I_d , και η ηλεκτρομαγνητική ροπή και η ολίσθηση είναι ανάλογη της πραγματικής συνιστώσας I_q . Το πρόβλημα υπολογισμού ροής στα συστήματα ελέγχου των κινητήρων χωρίς τον αισθητήρα ταχύτητας (θέσης) είναι συζευγμένο με ορισμένες δυσκολίες, ιδιαίτερα στις μικρές συχνότητες περιστροφής του άξονα. Αυτό ουσιαστικά δυσκολεύει τον προσανατολισμό μεταβλητών κατευθείαν στο διάνυσμα ροής. Ο προσανατολισμός μπορεί να γίνει με τις άλλες γνωστές η εύκολα προσδιοριζόμενες μεταβλητές, η γωνιακή θέση των οποίων είναι

συνδεδεμένη με την γωνιακή θέση της ροής. Ιδικότερα στο διάνυσμα της τάσης ή της Η.Ε.Δ. του στάτη. Ο προσανατολισμός από την Η.Ε.Δ. είναι πιο προτιμότερος, επειδή μπορεί ικανοποιητικά να λειτουργεί σε πιο εύρεια περιοχή των συχνοτήτων. Η ανάλυση των διανυσματικών σχεδιαγραμμάτων διαφόρων λειτουργιών ασύγχρονου κινητήρα, δείχνει ότι σε συνθήκες λειτουργίας, η φάσης του διανύσματος της Η.Ε.Δ. του στάτη είναι συνδεδεμένη με το διάνυσμα ροής του δρομέα με την ακρίβεια μέχρι μια μικρή γωνία δ_φ , η οποία είναι συνάρτηση λειτουργίας:

$$\varphi_e = \varphi_\psi + \frac{\pi}{2} + \delta_\varphi ,$$

όπου φ_e, φ_ψ – γωνιακές θέσεις των διανυσμάτων της Η.Ε.Δ. και ροής του δρομέα σχετικά με το άξονα του στάτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Βασική μετασχηματισμοί της ασύγχρονης μηχανής.

3.1. ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ.

Η γενικευμένη θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών βασίζεται στην διαπίστωση ότι όλοι οι τύποι στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών, έχουν κοινά χαρακτηριστικά και βασίζουν την λειτουργία τους στην θεμελιώδη αρχή της ηλεκτρομηχανικής μετατροπής: στην αλληλεπίδραση των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων που δημιουργούνται από τα τυλίγματα στάτη και δρομέα. Η αλληλεπίδραση αυτή, υπό κατάλληλες απολοποιητικές παραδοχές μπορεί να εκφρασθεί θεωρώντας τα τυλίγματα ως μαγνητικώς "συζευγμένα" κυκλώματα, οπότε η ανάλυση πραγματοποιείται με την εφαρμογή των νόμων των ηλεκτρικών κυκλωμάτων και αποφεύγεται η πεδιακή ανάλυση με την θεώρηση του συνισταμένου πεδίου στο διάκενο. Έτσι δίνεται η δυνατότητα συνθέσεως συστημάτων διαφορικών και αλγεβρικών εξισώσεων τα οποία περιγράφουν την λειτουργία της μηχανής κατά την μεταβατική κατάσταση με την μόνιμη κατάσταση να προκύπτει ως ειδική περίπτωση. Η κατά ενιαίο τρόπο ανάλυση των διαφόρων τύπων ηλεκτρικών μηχανών επιτυγχάνεται με την αναγωγή σε μια πρότυπη μηχανή, μετά από κατάλληλους μετασχηματισμούς.

Οι απλοποιητικές παραδοχές της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών είναι οι εξής:

- Ο κορεσμός αμελείται, επομένως είναι επιτρεπτή η υπέρθεση των μαγνητικών πεδίων. Οι αυτεπαγωγές και οι αλληλεπαγωγές των τυλιγμάτων θεωρούνται ανεξάρτητες των ρευμάτων που τα διαρρέουν.
- Το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο παριστάνεται με την θεμελιώδη συνιστώσα της χωρικής κατανομής η οποία λαμβάνεται συμμετρική ως προς το μαγνητικό άξονα του αντίστοιχου τυλίγματος. Αρμονικές συνιστώσες της μαγνητικής ροής αμελούνται.
- Παραμορφώσεις του πεδίου λόγω κατασκευαστικών ατελειών (π.χ. λόγω των αυλακών) αμελούνται. Τα τυλίγματα θεωρούνται ιδανικά, τέλεια κατανεμημένα επί της περιφέρειας του πυρήνα με αγωγούς αμελητέας διατομής.
- Στην περίπτωση των μηχανών συνεχούς ρεύματος οι μεταγωγές στο συλλέκτη θεωρούνται ιδανικές. Το πλάτος των ψηκτρών και των τομέων του συλλέκτη θεωρείται αμελητέο και η αντίστροφη του ρεύματος θεωρείται ότι γίνεται ακαριαία.
- Αμελούνται απώλειες των μαγνητικών υλικών καθώς και μηχανικές απώλειες. Παρακάτω γίνεται η εισαγωγή στην φυσική έννοια των βασικών μετασχηματισμών της γενικευμένης θεωρίας, ενώ δίνεται έμφαση στα πλεονεκτήματα που οι μετασχηματισμοί αυτοί προσφέρουν, απλοποιώντας κατά πολύ την ανάλυση των κινητήρων επαγωγής.

3.2 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ.

Η δυναμική απόκριση του κινητήρα επαγωγής είναι πολύπλοκη λόγω της διαρκούς κίνησης των τριφασικών τυλιγμάτων του δρομέα σε σχέση με αυτά του στάτη. Η κίνηση αυτή κάνει τον κινητήρα επαγωγής να συμπεριφέρεται ως μετασχηματιστής με κινούμενο δευτερεύον με τους συντελεστές σύζευξης μεταξύ των φάσεων στάτη και δρομέα να αλλάζουν διαρκώς με την αλλαγή της γωνιακής θέσεως του δρομέα ως προς τον άξονα της φάσεως a του στάτη. Η ασύγχρονη μηχανή μπορεί να περιγραφεί από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων με χρονομεταβλητές αμοιβαίες επαγωγές. Επειδή η αναλυτική επίλυση ενός τέτοιου συστήματος είναι δυσκολότατη επιχειρείται κατάλληλος αλγεβρικός μετασχηματισμός (αλλαγή μεταβλητών) με στόχο τη μετατροπή αυτού του συστήματος σε σύστημα συνήθων διαφορικών εξισώσεων με σταθερούς χρονικά συντελεστές. Τη δεκαετία του 1920 ο *R.H.Park* πρότεινε μια θεωρία για την ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών. Εισηγήθηκε μια αλλαγή μεταβλητών αντικαθιστώντας τις μεταβλητές (τάσεις, ρεύματα και πεπλεγμένες ροές) που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής με μεταβλητές σχετιζόμενες με φανταστικά τυλίγματα που περιστρέφονται μαζί με το δρομέα με τη σύγχρονη ταχύτητα. Με μια διαφορετική διατύπωση μετασχημάτισε τις μεταβλητές του στάτη ώστε να αναφέρονται σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, στο πλαίσιο αναφοράς του παρατηρητή που βρίσκεται σταθερός πάνω στο δρομέα της σύγχρονης μηχανής. Με αυτόν τον μετασχηματισμό ο *Park* έδειξε ότι όλες οι χρονομεταβλητές αλληλεπαγωγές που προκύπτουν λόγω της σχετικής κίνησης των ηλεκτρικών κυκλωμάτων στάτη και δρομέα μπορούν να μετασχηματιστούν σε σταθερές ποσότητες με την αναφορά τους σε κατάλληλο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Στη δεκαετία του 1930 ο *H.C.Stanley* έκανε το αντίστοιχο για τη μηχανή επαγωγής. Μετασχηματίζοντας τις ποσότητες του δρομέα ώστε να αναφέρονται σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς (το πλαίσιο αναφοράς του στάτη) έδειξε πως οι χρονομεταβλητές αλληλεπαγωγές στις εξισώσεις τάσεως της μηχανής επαγωγής απαλείφονται. Αργότερα ο *J.Kron* πρότεινε ένα μετασχηματισμό τόσο των ποσοτήτων του στάτη όσο και του δρομέα της μηχανής επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο (στο πλαίσιο που περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη, του δρομέα ή του διακένου). Ειδικά τούτος ο μετασχηματισμός είναι πρωτεύουσας σημασίας για τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με κινητήρα επαγωγής καθώς ο παρατηρητής που βρίσκεται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς βλέπει τις ποσότητες της μηχανής ως συνεχείς ποσότητες ενώ κάτω από συνθήκες κατάλληλου προσανατολισμού όπως θα εξηγηθεί στο τέταρτο κεφάλαιο βλέπει τη μηχανή επαγωγής να λειτουργεί ως μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Τέλος, ο *D.S.Brereton* πρότεινε ένα μετασχηματισμό των ποσοτήτων του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο με τη ταχύτητα του δρομέα (το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα).

Ποικίλοι αλγεβρικοί μετασχηματισμοί έχουν προταθεί ιστορικά. Αρχικά θεωρούνταν ανεξάρτητοι με τη μελέτη τους να γίνεται ξεχωριστά και τον καθένα από αυτούς να επιλέγεται ανάλογα με το είδος της μηχανής και τις ανάγκες της εφαρμογής. Αργότερα οι *Krause* και *Thomas* απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές επαγωγές των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούν να εξαλειφθούν με την από κοινού αναφορά των ποσοτήτων στάτη και δρομέα σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων με αυθαίρετη ταχύτητα περιστροφής (*arbitrary reference frame*). Στην ουσία οι *Krause* και *Thomas* έδειξαν ότι όλοι οι επιμέρους μετασχηματισμοί που παρουσιάστηκαν στα παραπάνω αποτελούν ειδικές περιπτώσεις ενός γενικευμένου αλγεβρικού

μετασχηματισμού που συνίσταται στην υιοθέτηση κοινού συστήματος αναφοράς για όλες τις ποσότητες της ηλεκτρικής μηχανής. Το κοινό αυτό πλαίσιο (σύστημα) αναφοράς μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα ωστόσο όπως θα εξηγηθεί στα παρακάτω η έξυπνη επιλογή τούτης της γωνιακής ταχύτητας μπορεί να προσφέρει επιπλέον πλεονεκτήματα στην ανάλυση της λειτουργίας του κινητήρα επαγωγής.

Στη συνέχεια παρουσιάζουμε αυτόν τον γενικευμένο αλγεβρικό μετασχηματισμό καθώς και τον αντίστροφό του. Αρχικά δίνεται ο μετασχηματισμός των ποσοτήτων του στάτη (των στατικών μεταβλητών του κινητήρα) και στη συνέχεια ο μετασχηματισμός των ποσοτήτων του δρομέα (εν γένει των στρεφόμενων μεταβλητών του κινητήρα). Η εφαρμογή τούτων των μετασχηματισμών στις εξισώσεις του ανά φάση δυναμικού μοντέλου της μηχανής όπως αυτό παρουσιάστηκε σε προηγούμενη παράγραφο δίνει τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής σε οποιοδήποτε πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Στα πλαίσια αυτού του κεφαλαίου δίνεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής στο στατό ($d_s q_s$) και το σύγχρονα στρεφόμενο ($d_e q_e$) πλαίσιο αναφοράς ως οι δύο χαρακτηριστικότερες από τις άπειρες περιπτώσεις.

3.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΑΤΗ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΥΘΑΙΡΕΤΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ.

Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (abc) σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων κινούμενων με αυθαίρετη ταχύτητα ($dq\theta$). Οι άξονες του στρεφόμενου πλαισίου $dq\theta$ ονομάζονται ευθύς άξονας (d : *direct axis*), εγκάρσιος άξονας (q : *quadrature axis*) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (0 : *zero sequence axis*) εξ' ου και το διακριτικό $dq\theta$. Ιστορικοί λόγοι που παραπέμπουν στο μετασχηματισμό του *Clarke* προτείνουν το συμβολισμό $\alpha\beta 0$ αντί του $dq\theta$. Ο *Clarke* ήταν που εισήγαγε το μετασχηματισμό $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ αναλύοντας οποιαδήποτε τριφασική ποσότητα σε συνιστώσες θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας. Ωστόσο, τούτος ο τελευταίος μετασχηματισμός φαίνεται να έχει τις καταβολές του στην ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας σε αντίθεση με τον $abc-dq\theta$ μετασχηματισμό που ιστορικά γεννήθηκε μέσα από τη θεωρητική μελέτη των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.

Ο ευθύς μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq\theta$ έχει ως εξής:

$$Z_{qd0} = AZ_{abc} \quad (3.3.1)$$

όπου :

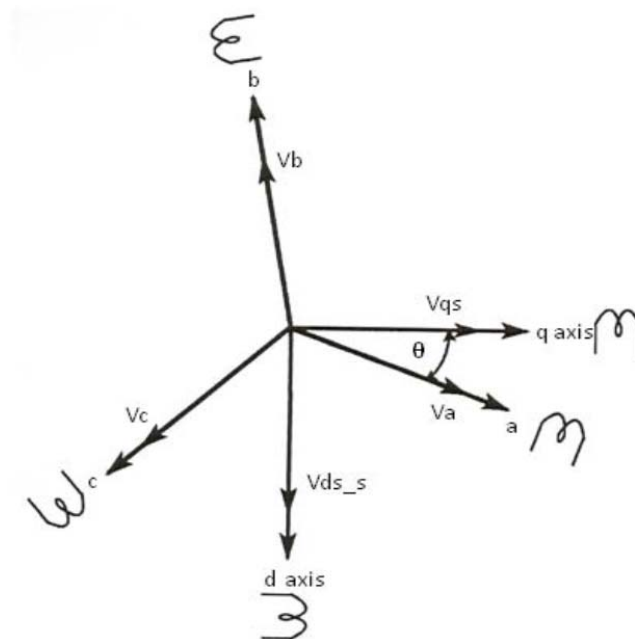
$$Z_{qd0} = [Z_q Z_d Z_0]^T \quad (3.3.2)$$

$$Z_{abc} = [Z_a Z_b Z_c]^T \quad (3.3.3)$$

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.3.4)$$

$$\text{και } \theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta_{(0)} \quad (3.3.5)$$

Το Z συμβολίζει εν γένει τις στατικές μεταβλητές της μηχανής και μπορεί να είναι τάση, ρεύμα, μαγνητική ροή ή οπουδήποτε άλλο μέγεθος που αναφέρεται στο στάτη της μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές δεν είναι φάσορες αλλά στιγμιαίες τιμές. Η γωνία θ είναι η γωνία του εγκάρσιου άξονα του $dq0$ πλαισίου με τον άξονα της φάσης a του φυσικού τριφασικού πλαισίου αναφοράς (σχήμα 3.1).



Σχήμα 3.1: Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$. Φαίνονται τα $abc - dq0$ πλαίσια και η γωνία θ του μετασχηματισμού. Ο 0 άξονας του $dq0$ πλαισίου μπορεί να θεωρηθεί κάθετος στο επίπεδο που ορίζει η σελίδα και με φορά προς τον αναγνώστη.

Προκύπτει με ολοκλήρωση της κυκλικής γωνιακής ταχύτητας ω του $dq0$ πλαισίου και άθροιση της αρχικής γωνίας $\theta(0)$ που για απλότητα θεωρείται μηδενική. Η ταχύτητα ω του $dq0$ πλαισίου είναι που καθορίζεται από το μηχανικό ώστε να διευκολύνεται η εκάστοτε μελέτη ή εφαρμογή. Η ταχύτητα αυτή μπορεί να είναι σταθερή, ή να μεταβάλλεται, να είναι συνεχής συνάρτηση ή να

παρουσιάζει ασυνέχειες, λόγω όμως της παρουσίας του ολοκληρώματος στην έκφραση της γωνίας θ η τελευταία προκύπτει πάντα συνεχής συνάρτηση.

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοσδήποτε κυματομορφές, ωστόσο τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα χρήσιμα όταν τα μεγέθη είναι συμμετρικά τριφασικά. Σε αυτήν την περίπτωση γίνεται έντονα φανερό και η φυσική σημασία του μετασχηματισμού η οποία θα πρέπει να αναζητηθεί στη θεμελιώδη έννοια της σχετικότητας της κίνησης στη φύση, κίνηση που πάντα ορίζεται ως προς ένα αδρανειακό σύστημα αναφοράς. Με τον ίδιο τρόπο και στην ηλεκτρική μηχανή η περιστροφή του διανύσματος της μαγνητικής ροής (στάτη, δρομέα ή διακένου), δεν έχει ιδιαίτερη σημασία καθώς και τα τρία στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η ηλεκτρική περιστροφή που δημιουργεί το συμμετρικό τριφασικό σύστημα τροφοδοσίας ορίζεται ως προς ένα αδρανειακό σύστημα αναφοράς. Αν το σύστημα αυτό είναι το σταθερό σύστημα αναφοράς του στάτη, ο παρατηρητής θα βλέπει το διάνυσμα της μαγνητικής ροής να στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Στο άλλο άκρο, αν ο παρατηρητής της βρίσκεται σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς θα βλέπει γύρω του όλα τα διανύσματα της μαγνητικής ροής σταθερά έχοντας την ψευδαίσθηση ότι η μηχανή που παρατηρεί είναι μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Εκεί έγκειται και η βασική ιδέα της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών: η έκφραση «η μηχανή είναι συνεχούς» αν και στην πράξη γίνεται άμεσα κατανοητή, φυσικά είναι ελλιπής καθώς δεν προσδιορίζεται το αδρανειακό σύστημα αναφοράς στο οποίο βρίσκονταν σταθερός ο παρατηρητής. Έτσι θα ήταν πιο σωστό να ειπωθεί το εξής: «η μηχανή είναι συνεχούς ως προς το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς». Αν και παράξενος είναι ένας από τους πιο ορθούς επιστημονικά τρόπους για να ονομάσει κανείς αυτό που κοινώς ονομάζουμε σύγχρονη μηχανή εναλλασσόμενου! Τέλος, ως μέρος της φυσικής σημασίας του μετασχηματισμού παρατηρείται και το εξής: Η ολική ισχύς παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς στο οποίο υπολογίζεται. Η παρουσία του πολλαπλασιαστικού όρου $2/3$ στη μήτρα του μετασχηματισμού εξηγείται ακριβώς από την απαίτηση για διατήρηση της ενέργειας (συνεπώς και της ισχύος). Η ενέργεια θα πρέπει να παραμένει αμετάβλητη και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς, απαίτηση που η φύση θέτει και ο οποιοσδήποτε μετασχηματισμός θα πρέπει να τηρεί ώστε να έχει κάποια φυσική ερμηνεία.

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ μπορεί εναλλακτικά να ειπωθεί ότι πραγματοποιείται σταδιακά σε δύο βήματα: Αρχικά με μετασχηματισμό *Clarke* μεταβαίνουμε από το abc στο στατό $d_s q_s$ πλαίσιο αναφοράς και στη συνέχεια από το $d_s q_s$ στο $d_e q_e$ που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα (σχήμα 3.1).

Παρακάτω εφαρμόζουμε το μετασχηματισμό αυτό για ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων που θα μπορούσε να είναι το σύστημα τάσεων τροφοδοσίας ενός ασύγχρονου κινητήρα. Αρχικά δίνουμε τις εκφράσεις των V_d , V_q και V_0 για οποιαδήποτε ω (άρα και γωνία θ). Στη συνέχεια εξειδικεύουμε τις εκφράσεις αυτές για τις χαρακτηριστικές τιμές $\omega=0$ (στατό πλαίσιο αναφοράς) και $\omega=\omega_e$ (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς).

Θέτοντας $Z_{abc} = V_{abc} = [V_a V_b V_c]^T$ και χρησιμοποιώντας την εξίσωση των πινάκων (3.3.1) λαμβάνουμε:

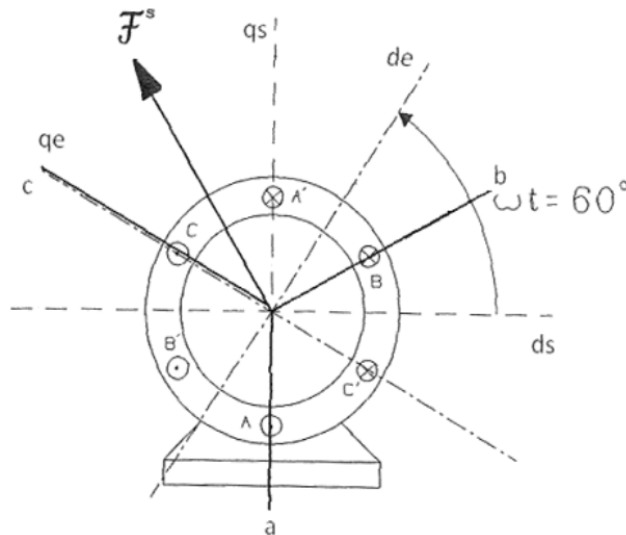
$$V_q = \frac{2}{3} \left[V_a \cos \theta \quad V_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad V_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.3.6)$$

$$V_d = \frac{2}{3} \left[V_a \sin \theta \quad V_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad V_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.3.7)$$

$$V_0 = \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} V_a \quad \frac{1}{2} V_b \quad \frac{1}{2} V_c \right] = \frac{1}{3} (V_a + V_b + V_c) = 0 \quad (3.3.8)$$

($V_a + V_b + V_c = 0$ καθώς το τριφασικό σύστημα τάσεων τροφοδοσίας είναι συμμετρικό)

όπου $\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta_{(0)}$



Σχήμα 3.2 : Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ σε δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο αντιστοιχεί στη μετάβαση από το abc στο $dsqs$ πλαίσιο αναφοράς και το δεύτερο στη μετάβαση $dsqs \rightarrow deqe$.

- Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο μεταφοράς

Στην περίπτωση αυτή είναι $\omega(\xi)=0$ άρα $\theta=\theta(0)=0$ χωρίς βλάβη της γενικότητας (ο όρος $\theta(0)$ το μόνο που προκαλεί είναι αλλαγή στη σχετική θέση των Μοντέλα Ασύγχρονων Τριφασικών Μηχανών 103

abc και $dq0$ πλαισίων με τον όρο ολοκληρώματος να ευθύνεται αποκλειστικά για την περιστροφή του $dq0$ πλαισίου).

Αντικαθιστώντας $\theta=0$ στις εκφράσεις (3.3.6) και (3.3.7) λαμβάνουμε:

$$V_d^s = \frac{2}{3} \left(V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right) = \frac{2}{3} V_a - \frac{1}{3} V_b - \frac{1}{3} V_c = \frac{1}{3} (V_{ab} + V_{ac}) \quad (3.3.9)$$

εφ'όσον $V_{ab} = V_a - V_b$ και $V_{ac} = V_a - V_c$

$$V_d^s = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_b + \frac{\sqrt{3}}{2} V_c \right) = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_b + \frac{1}{3} V_c = \frac{1}{3} V_{cb} \quad (3.3.10)$$

καθώς $V_{cb} = V_c - V_b$

Οι τάσεις στο στατό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν απλά ως γραμμικός συνδυασμός των τάσεων στο abc πλαίσιο. Αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς και από τα δύο πλαίσια ο

παρατηρητής βλέπει τα χωροδιανύσματα των ηλεκτρικών μεγεθών να στρέφονται με την ίδια ταχύτητα.

- Μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Τώρα είναι $\omega(\xi) = \omega_e$ άρα $\theta = \int_0^t \omega_e d\xi + \theta_{(0)} = \omega_e t \text{ rad}$.

Αντικαθιστώντας $\theta = \omega_e t$ στις (5.20) και (5.21) λαμβάνουμε:

$$V_q^e = \frac{2}{3} \left[V_a \cos \omega_e t \quad V_b \cos \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad V_c \cos \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.3.11)$$

$$V_d^e = \frac{2}{3} \left[V_a \sin \omega_e t \quad V_b \sin \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad V_c \sin \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.3.12)$$

Ο μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο είναι πιο πολύπλοκος καθώς οι εναλλασσόμενες ποσότητες πρέπει να μετασχηματισθούν σε συνεχείς. Αυτό γίνεται με πολλαπλασιασμό τους με κατάλληλους χρονομεταβλητούς όρους ημιτόνου και συνημίτονου.

3.4. ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΔΡΟΜΕΑ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΥΘΑΙΡΕΤΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ.

Ο μετασχηματισμός των μεταβλητών του δρομέα μιας μηχανής συνίσταται στο μετασχηματισμό των ποσοτήτων του δρομέα από το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα (αυτό που περιστρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα) σε πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα.

Ο μετασχηματισμός αυτός έχει ως εξής:

$$Z_{qdo}^y = {}^x K^y Z_{qdo}^x \quad (3.4.1)$$

$${}^x K^y = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & -\sin(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ \sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4.2)$$

όπου θ_y είναι η γωνία του με αυθαίρετη ταχύτητα στρεφόμενου πλαισίου και θ_x η γωνία του πλαισίου αναφοράς του δρομέα (που στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα). Και οι δύο αυτές γωνίες προκύπτουν με ολοκλήρωση της αντίστοιχης γωνιακής ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου και άθροιση της αρχικής γωνίας $\theta(0)$ ως εξής:

$$\theta_x = \int_0^t \omega_x(\xi) d\xi + \theta_x(0) \quad (3.4.3)$$

$$\theta_y = \int_0^t \omega_y(\xi) d\xi + \theta_y(0) \quad (3.4.4)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.

Δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης μηχανής.

4.1. ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΤΡΑ ΣΕ dq ΠΛΑΙΣΙΑ.

Στο σημείο αυτό, ύστερα από την ολοκλήρωση της παρουσίασης των μετασχηματισμών των τριφασικών ποσοτήτων της μηχανής στα στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς δύο αξόνων, δίνουμε το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε dq πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων.

4.2. ΕΠΙΛΟΓΗ ΠΛΑΙΣΙΟΥ ΑΝΑΦΟΡΑΣ.

Το πλαίσιο αναφοράς των ποσοτήτων του μοντέλου της μηχανής εν γένει μπορεί να στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Η επιλογή τούτης της ταχύτητας σχετίζεται με ζητήματα ελέγχου και μοντελοποίησης. Η μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς κάνει όλες τις ποσότητες της μηχανής να φαίνονται ως d.c. ποσότητες κάτι που είναι ιδιαίτερα επιθυμητό στον έλεγχο. Άλλωστε ο έλεγχος τέτοιων ποσοτήτων παρουσιάζει πλεονεκτήματα και ευκολίες σε σχέση με τον έλεγχο αντίστοιχων εναλλασσόμενων. Ωστόσο, η μοντελοποίηση της μηχανής σε στατό πλαίσιο αναφοράς προσφέρει πλεονεκτήματα στην ανάλυση και κατανόηση της λειτουργίας του συστήματος. Επίσης, υπάρχει και το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα (το πλαίσιο που στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα) που μαζί με τα δύο προηγούμενα αποτελούν τις τρεις κλασικές επιλογές πλαισίου αναφοράς για τη μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής οι οποίες διατηρούν έντονη τη φυσική ερμηνεία του μετασχηματισμού.

4.3. ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΤΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (*EXCITATION FRAME*)

Για τη σύνθεση του μοντέλου του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις *Kron*) πρέπει οι μεταβλητές στάτη και δρομέα να αναχθούν σε τούτο το κοινό πλαίσιο αναφοράς. Υιοθετώντας τη μοντελοποίηση του κυκλώματος στάτη και δρομέα με ένα ωμικό - επαγωγικό (*RL*) εν σειρά κύκλωμα, όπως εξηγήθηκε και στην ανάλυση του ανά φάση δυναμικού μοντέλου, προκύπτουν οι εξής εξισώσεις για τις τάσεις του στάτη:

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (4.3.1)$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (4.3.2)$$

όπου ο εκθέτης s δηλώνει ότι τα μεγέθη αναφέρονται σε στατό πλαίσιο αναφοράς (στο πλαίσιο αναφοράς του στάτη). Εφαρμόζοντας κατάλληλο αλγεβρικό μετασχηματισμό όπως εξηγήθηκε στο εδάφιο (3.3.) από το $(d_s q_s)$ στο $(d_e q_e)$ πλαίσιο αναφοράς οι εξισώσεις (4.3.1) και (4.3.2) γίνονται:

$$v_{qs}^e = R_r i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^e + \omega_s \psi_{ds}^e \quad (4.3.3)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^e + \omega_r \psi_{qs}^e \quad (4.3.4)$$

όπου ο εκθέτης e δηλώνει ότι οι ποσότητες αναφέρονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Ο τελευταίος όρος των εξισώσεων (4.3.3) και (4.3.4) μπορεί να οριστεί ως τάση ταχύτητας λόγω της περιστροφής των αξόνων. Ο αναγνώστης παρατηρεί τις πεπλεγμένες ροές του στάτη ευθέως (d_e) και εγκάρσιου (q_e) άξονα να επάγουν ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις στον q_e και d_e άξονα αντίστοιχα με 90° προπορεία φάσεως. Αντίστοιχα για το δρομέα ισχύουν:

$$v_{qd}^r = R_r i_{qr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^r \quad (4.3.5)$$

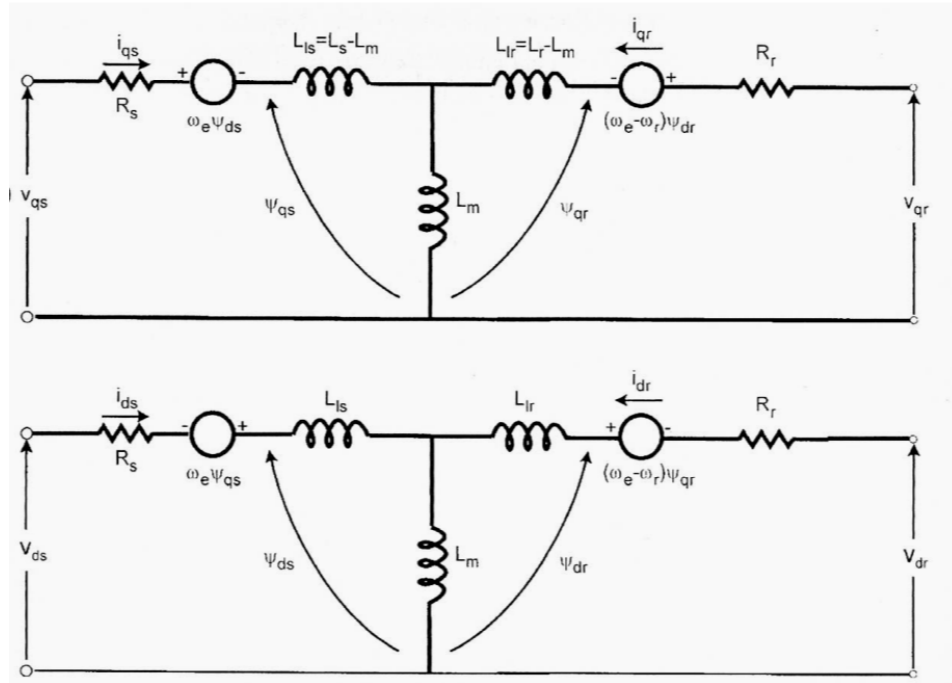
$$v_{dr}^r = R_r i_{dr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^r \quad (4.3.6)$$

όπου όλες οι παράμετροι αναφέρονται στο δρομέα. Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό που παρουσιάστηκε στο εδάφιο (3.4) από το $d_r q_r$ στο $d_e q_e$ πλαίσιο αναφοράς (από το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα στο στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο) οι εξισώσεις του δρομέα γίνονται:

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e \quad (4.3.7)$$

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e \quad (4.3.8)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, όπως περιγράφεται από το σετ των εξισώσεων (4.3.3), (4.3.4), (4.3.7), (4.3.8) για το στάτη και το δρομέα, τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα είναι αυτό του σχήματος (4.3.1).



Σχήμα 4.3.1: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο. Επάνω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου και κάτω το ισοδύναμο κύκλωμα ευθέως άξονα.

Προφανώς για κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα τύπου κλωβού οι τάσεις του δρομέα V_{qr} και V_{dr} είναι μηδενικές. Οι πεπλεγμένες ροές μπορούν εύκολα να εκφραστούν συναρτήσει των ρευμάτων με τη βοήθεια των ισοδυνάμων κυκλωμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα ως εξής:

$$\psi_{qs} = L_{ls}i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.3.9)$$

$$\psi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.3.10)$$

$$\psi_{qm} = L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.3.11)$$

$$\psi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.3.12)$$

$$\psi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.3.13)$$

$$\psi_{dm} = L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.3.14)$$

όπου τα ρεύματα είναι οι ανεξάρτητες μεταβλητές και αναφέρονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις των πεπλεγμένων ροών (4.3.9)-(4.3.14) στις εξισώσεις τάσεων στάτη (4.3.3), (4.3.4) και δρομέα (4.3.7), (4.3.8) λαμβάνουμε το δυναμικό μοντέλο του ηλεκτρικού μέρους του κινητήρα σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + pL_s & -\omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (4.3.15)$$

όπου p ο τελεστής *Laplace*.

Με χρήση του μοντέλου αυτού του κινητήρα, γνώση των τάσεων τροφοδοσίας και της ταχύτητας του είναι δυνατός ο υπολογισμός των ρευμάτων στάτη και δρομέα, ευθέως και εγκάρσιου άξονα. Αντίστοιχα, είναι δυνατός ο υπολογισμός των τάσεων τροφοδοσίας γνωρίζοντας τα ρεύματα του στάτη και την ταχύτητα περιστροφής. Παρακάτω δίνονται εκφράσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που τη συσχετίζουν με τα ανηγμένα στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μεγέθη. Ξεκινώντας από τη γενική έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε διανυσματική μορφή:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \bar{\psi}_m \times \bar{I}_r \quad (4.3.16)$$

και αναλύοντας ροή διακένου και ρεύμα δρομέα στις d_e και q_e συνιστώσες τους όπως εξηγείται στο διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος (4.3.2) λαμβάνουμε:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm} i_{qr} - \psi_{qm} i_{dr}) \quad (4.3.17)$$

Καθώς και τις ισοδύναμες εκφράσεις:

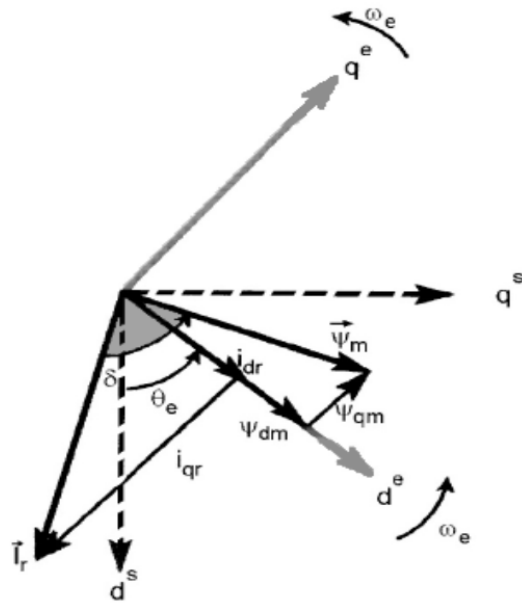
$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm} i_{qs} - \psi_{qm} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dr} i_{qr} - \psi_{qr} i_{dr}) \quad (4.3.18) \end{aligned}$$

Οι εξισώσεις (4.3.17), (4.3.18) μαζί με την εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων:

$$T_e - T_m = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + K(\theta - \theta_0) \quad (4.3.19)$$

συνιστούν το πλήρες ηλεκτρομηχανικό δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων. Το προκύπτον σύστημα είναι προφανώς μη γραμμικό και η επίλυσή του με χρήση υπολογιστή είναι η πλέον πρόσφορη. Η πολυπλοκότητα μπορεί να αυξηθεί ακόμα περισσότερο με τη συνθετότερη μοντελοποίηση του

μηχανικού μέρους ή με τη μοντελοποίηση μη γραμμικοτήτων ανωτέρας τάξεως του ηλεκτρικού μέρους λόγω κορεσμού και απωλειών του μαγνητικού κυκλώματος.



Σχήμα 4.3.2. Διανυσματικό διάγραμμα μηχανής επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων.

4.4. ΣΤΑΤΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (STATIONARY REFERENCE FRAME)

Είναι προφανές ότι το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων (εξισώσεις Stanley) μπορεί να προκύψει από το αντίστοιχο στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς εξισώνοντας απλά το ω_e με το μηδέν στις εξισώσεις (4.3.15). Σε μορφή πίνακα οι εξισώσεις του ηλεκτρικού μέρους έχουν ως εξής:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & -\omega_r L_m & R_r + pL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & pL_m & \omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

Αντικαθιστώντας $\omega_e=0$ στις εξισώσεις τάσεως στάτη και δρομέα (4.3.3), (4.3.4) και (4.3.7), (4.3.8) λαμβάνουμε τις αντίστοιχες εξισώσεις με τα μεγέθη ανηγμένα στο στατό πλαίσιο αναφοράς:

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (4.4.2)$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (4.4.3)$$

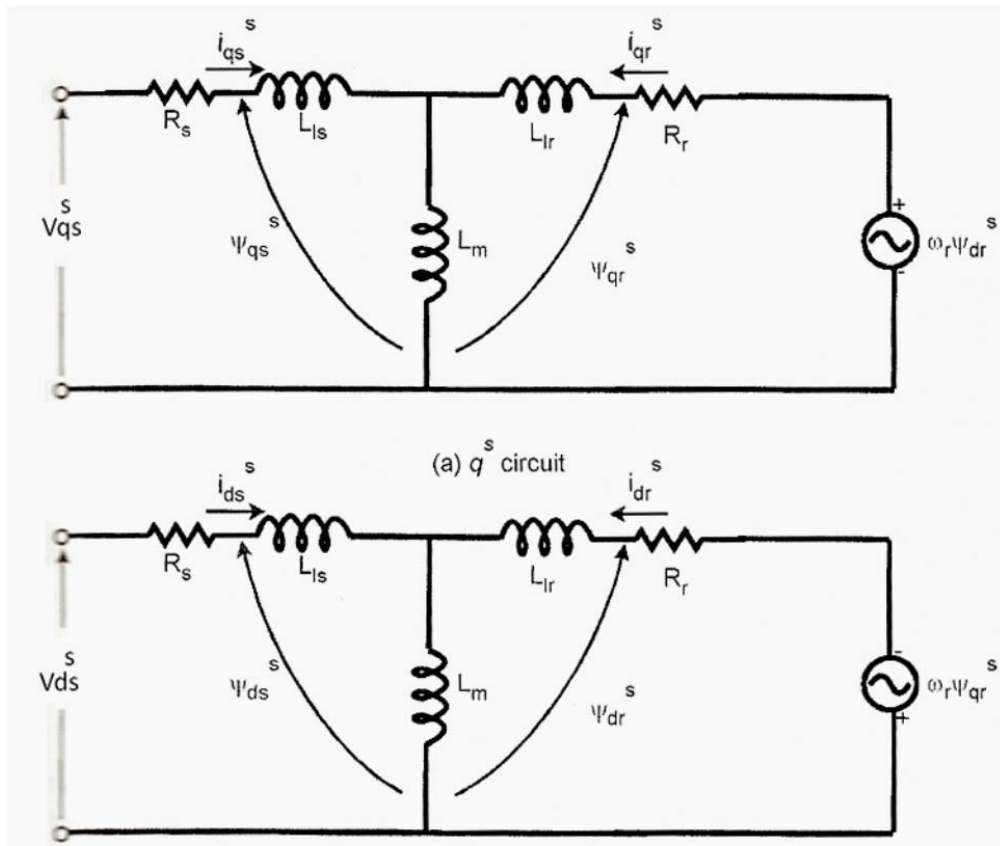
$$0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s \quad (4.4.4)$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s \quad (4.4.5)$$

όπου $v_{dr}^s = 0$ και $v_{qr}^s = 0$ βραχυκυκλωμένο δρομέα τύπου κλωβού. Τα προκύπτοντα από τις άνωθεν εξισώσεις ισοδύναμα κυκλώματα ευθείας και εγκάρσιου άξονα φαίνονται στο σχήμα (4.4.1). Σε αντίθεση με τις *d.c.* ποσότητες του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς εδώ τα μεγέθη της μηχανής φαίνονται να εναλλάσσονται με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Οι εξισώσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής μπορούν επίσης να γραφούν συναρτήσει των πεπλεγμένων ρών και ρευμάτων ευθείας και εγκάρσιου άξονα στάτη και δρομέα στο στατό πλέον πλαίσιο αναφοράς. Οι εκφράσεις είναι όμοιες με αυτές στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο και έχουν ως εξής:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm}^s i_{qr}^s - \psi_{qm}^s i_{dr}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm}^s i_{qs}^s - \psi_{qm}^s i_{ds}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dr}^s i_{qr}^s - \psi_{qr}^s i_{dr}^s) \quad (4.4.6) \end{aligned}$$



Σχήμα 4.4.1. Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Επάνω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου και κάτω το ισοδύναμο κύκλωμα ευθέως άξονα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.

Προσομοίωση ασύγχρονου κινητήρα με το *Matlab simulink*.

5.1. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.

Στα πλαίσια της πτυχιακής άσκησης μελετήθηκε ασύγχρονος κινητήρας της εταιρίας *LEROY-SOMER* (ΑΣ 330769). Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του κινητήρα.

	U(V)	I(A)	P(KW)	cosφ	η%	n(rpm)	f(Hz)
Δ/Υ	220/380	10.9/6.3	3	0.86	84	1500	50

Τα στοιχεία του ισοδύναμου κυκλώματος του ασύγχρονου κινητήρα φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

J(kgm ²)	T _{ov} (Nm)	r _s (Ω)	r _r '(Ω)	x _{ls} '(Ω)	x _{lr} (Ω)	n _s (rpm)	X _m (Ω)	n _r (rpm)
0.0181	19	2	2.69	2.74	2.74	1500	94.36	1485

Τα στοιχεία κατά την λειτουργία του ασύγχρονου κινητήρα είναι:

$$V_b=220 \text{ V}, I_b=4.5 \text{ A} \Rightarrow S_b = 220 \times 4.5 = 990 \text{ VA} \Rightarrow Z_b = \frac{220}{4.5} = 48.88 \Omega$$

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{\omega} = \frac{2.74}{2\pi f} = 0.0087 \text{ H} \text{ ή } 8.72 \text{ mH}$$

$$L_{lr} = \frac{X_{lr}}{\omega} = \frac{2.74}{\omega} = \frac{2.74}{2\pi f} = 8.72 \text{ mH}$$

$$L_m = \frac{X_m}{\omega} = \frac{94.36}{2\pi f} = 0.3 \text{ H} \text{ ή } 300 \text{ mH}$$

Η ισχύς που δίνεται στο φυλλάδιο του κατασκευαστή αντιπροσωπεύει την καθαρή ισχύ στον άξονα της μηχανής.

$$P_{μηχ,ov} = \eta(\%)P_{εισ,ov} \cos\phi = 2970 \times 0.7 \times 0.73 = 1517.6 \Rightarrow P_{μηχ,ov} = 1.5 \text{ KW}$$

Επίσης

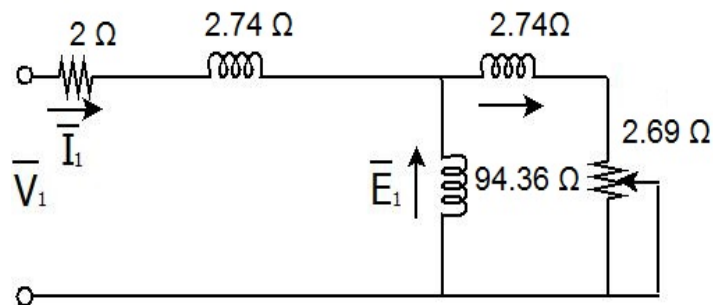
$$T_{ov} = \frac{P_{μηχ,ov}}{\omega_{m,ov}} = \frac{1517}{\frac{2\pi n_s}{60}} = \frac{1517}{142.94} = 11 \text{ Nm}$$

και

$$P = \frac{60f}{n_s} = \frac{60 \times 50}{1500} = 2 \text{ ζεύγη ή 4 πόλοι}$$

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{1500 - 1485}{1500} = 0.01$$

Παρακάτω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του ασύγχρονου κινητήρα με τις τιμές που έχουμε:



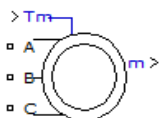
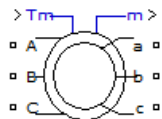
Σχήμα 5.1.1. Ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονου κινητήρα που αναλύθηκε.

5.2. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ *MATLAB SIMULINK*.

Για την προσομοίωση των χαρακτηριστικών του ασύγχρονου κινητήρα, χρησιμοποιούμε το πρόγραμμα *MATLAB SIMULINK* 8. Τα στοιχεία του ασύγχρονου κινητήρα είναι όπως στο κεφ. 5.1.

Το μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής στο πρόγραμμα *Matlab simulink 2008*, υπάρχει στην βιβλιοθήκη *SimPowerSystems*. Βρίσκεται στην διεύθυνση *Library → Machines*.

Περιγραφή



Το μπλοκ της ασύγχρονης μηχανής λειτουργεί είτε σε λειτουργία κινητήρα, είτε σε λειτουργία γεννήτριας. Η επίλογη της λειτουργίας μπορεί να ελεγχθεί με το πρόσημο της μηχανικής ροπής:

- Αν T_m είναι θετικό, η μηχανή λειτουργεί σαν κινητήρας.
- Αν T_m είναι αρνητικό, η μηχανή λειτουργεί σαν γεννήτρια.

Το ηλεκτρικό μέρος της μηχανής αντιπροσωπεύεται από το μοντέλο κατάστασης χόρου, τέταρτης τάξης και το μηχανικό μέρος από το σύστημα δεύτερης τάξης. Όλες οι ηλεκτρικές μεταβλητές και παραμέτροι αναφέρονται στον στάτη. Αυτό φαίνεται από τα κύρια προσήματα στις εξισώσεις 4.3.3-4.3.8. Όλες οι ποσότητες του στάτη και δρομέα είναι σε αυθαίρετη δύο αξόνων (πλαίσιο αναφοράς dq). Οι δείκτες που χρησιμοποιούνται ορίζονται ως εξής:

Δείκτες	Περιγραφή
d	Ποσότητα άξονα d
q	Ποσότητα άξονα q
r	Ποσότητα δρομέα
s	Ποσότητα στάτη
l	Επαγωγή διαρροής
m	Επαγωγή μαγνήτισης

Το ισοδύναμο κύκλωμα του άξονα q και d φαίνονται στο σχήμα 4.3.1. Τα μπλοκ των παραμέτρων της ασύγχρονης μηχανής που χρησιμοποιούνται ορίζονται ως εξής (οι ποσότητες αναφέρονται στον στάτη):

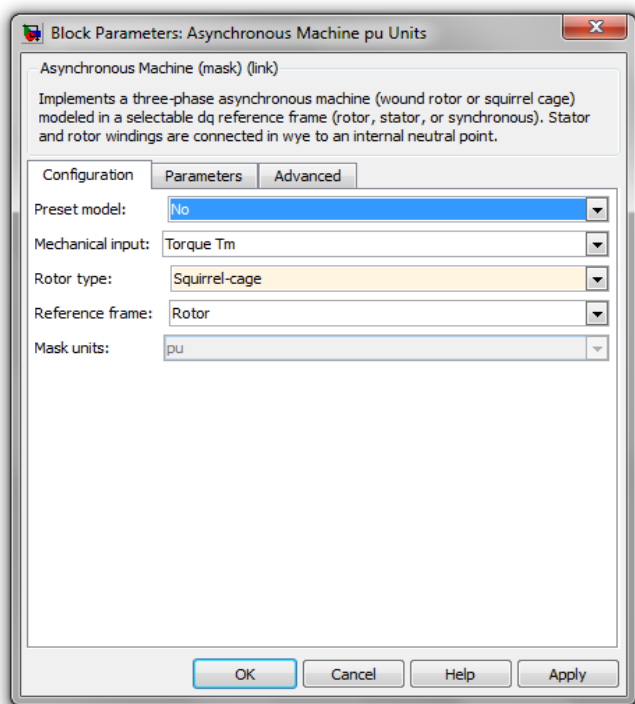
Παραμέτροι	Περιγραφή
R_s, L_{ls}	Αντίσταση στάτη και επαγωγή διαρροής
R'_r, L'_{lr}	Αντίσταση δρομέα και επαγωγή διαρροής
L_m	Επαγωγή μαγνήτισης
L_s, L'_r	Συνολικές επαγωγές στάτη και δρομέα
V_{qs}, i_{qs}	Τάση και ρεύμα στάτη άξονα q
V'_{qr}, i'_{qr}	Τάση και ρεύμα δρομέα άξονα q
V_{ds}, i_{ds}	Τάση και ρεύμα στάτη άξονα d
V'_{dr}, i'_{dr}	Τάση και ρεύμα δρομέα άξονα d
ϕ_{qs}, ϕ_{ds}	Ροές στάτη αξόνων q και d
ϕ'_{qr}, ϕ'_{dr}	Ροές δρομέα αξόνων q και d
ω_m	Γωνιακή ταχύτητα του δρομέα
Θ_m	Γωνιακή θέση του δρομέα
p	Αριθμός ζεύγων πόλων
ω_r	Ηλεκτρική γωνιακή ταχύτητα ($\omega_m \times p$)
Θ_r	Ηλεκτρική γωνιακή θέση δρομέα ($\Theta_m \times p$)
T_e	Ηλεκτρομαγνητική ροπή
T_m	Μηχανική ροπή στον άξονα μηχανής
J	Συντελεστής αδράνειας συνδυασμού δρομέα και του φορτίου. Ρυθμίζεται στο άπειρο για την προσομοίωση ακινητοποιημένου δρομέα

H	Σταθερά αδράνειας δρομέα και του φορτίου. Ρυθμίζεται στο άπειρο για την προσομοίωση ακινητοποιημένου δρομέα
F	Συντελεστής τριβής συνδυασμού δρομέα και του φορτίου

Παράθυρο διαλόγου και παραμέτρων:

Μπορούμε να επιλέξουμε ανάμεσα στα δύο μπλοκ Ασύγχρονης μηχανής, για να καθορίσουμε ηλεκτρικούς και μηχανικούς παραμέτρους του μοντέλου, χρησιμοποιώντας το μπλοκ παράθυρο διαλόγου *pu Units* ή *SI Units*. Και τα δύο μπλοκ προσομοιώνουν την ίδια ασύγχρονη μηχανή. Εξαρτήτως από το παράθυρο διαλόγου που έχουμε επιλέξει, *SimPowerSystems*TM λογισμικό αυτόματα μετατρέπει τους παραμέτρους που έχουμε εισάγει σε ανά μονάδα παραμέτρους. Το μοντέλο *The Simulink*[®] του μπλοκ της ασύγχρονης μηχανής χρησιμοποιεί τους ανά μονάδα παραμέτρους.

Configuration Tab:



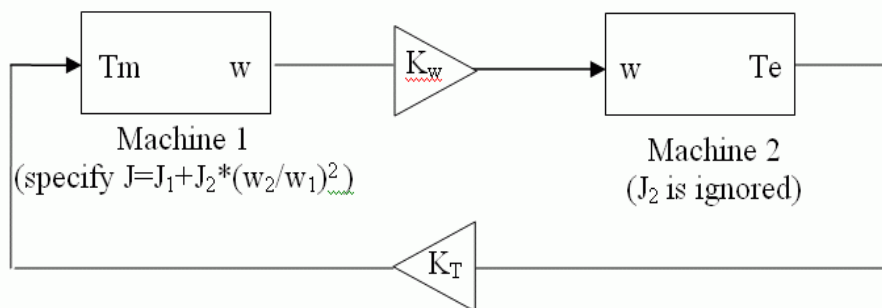
Preset model:

Παρέχει ένα σύνολο από προκαθορισμένους ηλεκτρικούς και μηχανικούς παραμέτρους για διάφορες ασύγχρονες μηχανές, ονομαστική ισχύς σε *HP*, πολική τάση (φάση με φάση) σε (V), συχνότητα (Hz), και ονομαστική ταχύτητα (*rpm*).

Mechanical input:

Μας επιτρέπει να επιλέξουμε είτε εφαρμογή φορτίου πάνω σε άξονα μηχανής, είτε την ταχύτητα του δρομέα όπως το σήμα του *Simulink* εφαρμόζει στις εισόδους του μπλοκ.

Το ακόλουθο σχήμα υποδεικνύει πως διαμορφώνεται ένας σκληρός άξονας διασύνδεσης σε σύνολο κινητήρα-γεννήτρια, όταν η ροπή τριβής δεν λαμβάνεται υπ' όψη στον κινητήρα 2 (motor 2). Η ταχύτητα εξόδου της μηχανής 1 (motor) είναι συνδεδεμένη με την είσοδο μηχανής 2 (γεννήτρια), ενώ η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής 2 T_e εφαρμόζεται σε είσοδο μηχανικής ροπής T_m της μηχανής 1. Ο παράγοντας K_w υπολογίζεται σε μονάδες ταχύτητας των δύο μηχανών (pu or rad/s) και η σχέση μετάδοσης w_2/w_1 . Ο παράγοντας K_T υπολογίζει μονάδες ροπής των δύο μηχανών (pu or N.m) και ονομαστικά μεγέθη της μηχανής. Επίσης όπως η αδράνεια J_2 , δεν λαμβάνεται υπ' όψη στη μηχανή 2, J_2 αναφέρεται στην ταχύτητα μηχανής 1 πρέπει να προστίθεται στην μηχανή 1 και η αδράνεια J_1 .



Σχήμα 5.2.1. Ιδιότητες επιλογών Mechanical input.

Rotor type:

Καθορίζει την διακλάδωση των τυλιγμάτων του δρομέα.

Reference frame:

Καθορίζει το πλαίσιο αναφοράς που χρησιμοποιείται για μετατροπή των εισαγόμενων τάσεων (πλαίσιο αναφοράς abc) σε πλαίσιο αναφοράς dq, και τα εξαγόμενα ρεύματα (πλαίσιο αναφοράς dq) σε πλαίσιο αναφοράς abc. Μπορούμε να επιλέξουμε από τα ακόλουθα πλαίσια αναφοράς:

Rotor (Park transformation)

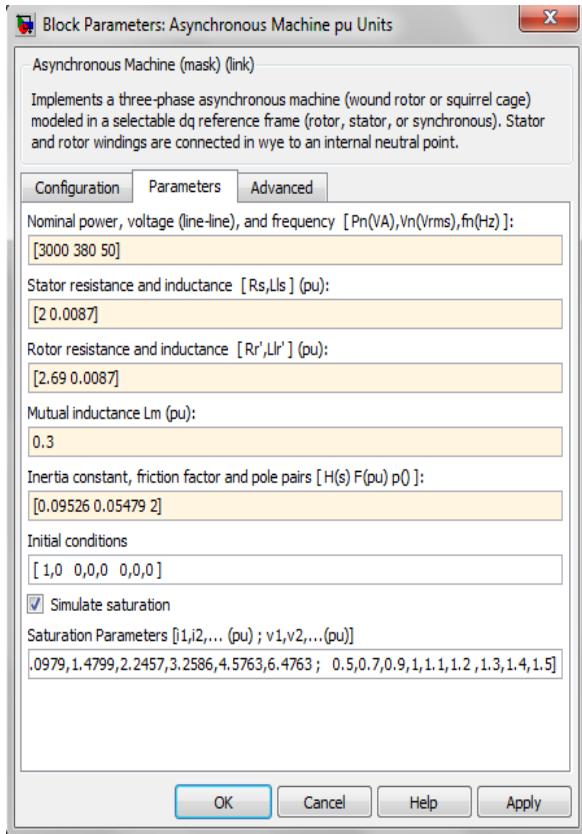
Stationary (Clarke or $\alpha\beta$ transformation)

Synchronous

Mask units:

Καθορίζει τις μονάδες των ηλεκτρικών και μηχανικών παραμέτρων του μοντέλου. Αυτή η παράμετρος δεν αλλάζει μορφή, είναι μόνο για πληροφοριακούς λόγους.

Parameters Tab:



Nominal power, voltage (line-line), and frequency

Ονομαστική φαινόμενη ισχύς P_n (VA), RMS γραμμή με γραμμή τάση V_n (V) και συχνότητα f_n (Hz)

Stator resistance and inductance

Αντίσταση στάτη R_s (Ω ή ανα μονάδα) και επαγωγή διαρροής L_{ls} (H ή ανα μονάδα)

Rotor resistance and inductance

Αντίσταση δρομέα R'_r (Ω ή ανα μονάδα) και επαγωγή διαρροής L'_{lr} (H ή ανα μονάδα) και τα δύο αναφέρονται στον στάτη.

Mutual inductance

Επαγωγή μαγνήτισης (H ή ανα μονάδα)

Inertia constant, friction factor, and pole pairs

Για το παράθυρο διαλόγου *SI Units* : συντελεστής συνδυασμού αδράνειας μηχανής και φορτίου J ($kg \cdot m^2$), συνδυασμός επιλογής συντελεστή τριβής και των ζεύγων πόλων p .

Η ροπή τριβής T_f είναι ανάλογη της ταχύτητας του δρομέα ω ($T_f = F \cdot \omega$).

Για το παράθυρο διαλόγου *pu Units*: η σταθερά αδράνειας H (s), με επιλογή συνδυασμού τριβής F (pu) και των ζεύγων πόλων.

Initial conditions

Καθορίζει αρχική ολίσθηση s , ηλεκτρική γωνία Θ_e (μοίρες), μαγνήτιση ρεύματος στάτη (A ή ανα μονάδα), και φασική γωνία (μοίρες):

[slip, th, i_{as} , i_{bs} , i_{cs} , phase_{as}, phase_{bs}, phase_{cs}]

Για την μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα, οι αρχικές συνθήκες μπορούν να υπολογιστούν από το βοηθητικό πρόγραμμα φορτίου, στο μπλοκ Powergui.

Simulate saturation

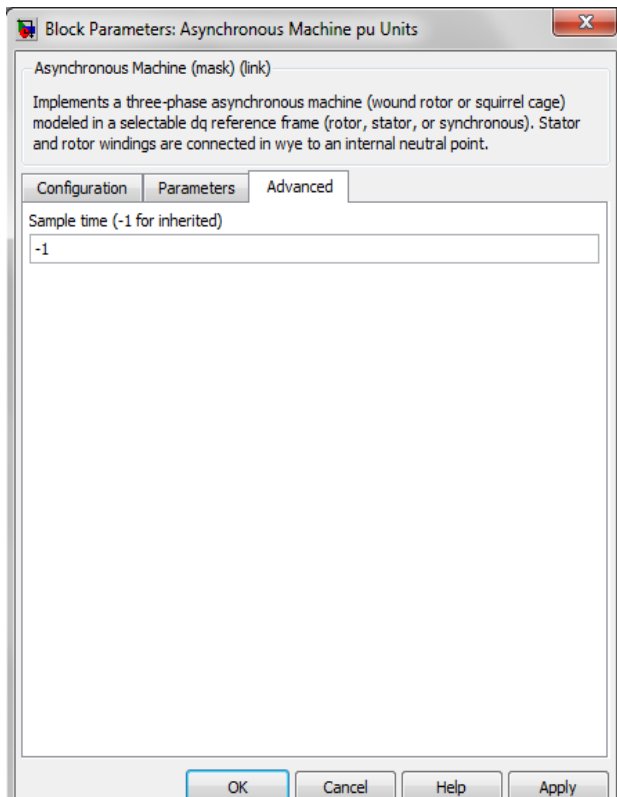
Επιλογή αν θέλουμε να καθορίσουμε το μαγνητικό κορεσμό του στάτη και δρομέα.

Saturation parameters

Καθορίζει τους παραμέτρους της καμπύλης κορεσμού κενού φορτίου. Μαγνητικός κορεσμός του σιδήρου στάτη και δρομέα (κορεσμός αμοιβαίας ροής) έχει προσομοιωθεί από μη γραμμική συνάρτηση (σε αυτή την περίπτωση πολυωνυμική), χρησιμοποιώντας σημεία καμπύλης κορεσμού κενού φορτίου. Πρέπει να εισάγουμε δύο από n μήτρες, όπου n είναι αριθμός σημείων από την καμπύλη κορεσμού. Η πρώτη σειρά από την μήτρα αυτή περιέχει τιμές των ρευ,ατω του στάτη, ενώ η δεύτερη σειρά περιέχει τιμές των αντίστοιχων τερματικών τάσεων του στάτη. Το πρώτο σημείο (πρώτη στήλη της μήτρας) πρέπει να αντιστοιχεί στο σημείο όπου ο κορεσμός ξεκινά.

Πρέπει να επιλέξουμε το κουτάκι **Simulate saturation**, για προσομοίωση κορεσμού. Αν **Simulate saturation** δεν έχει επιλεγεί, οι σχέσεις ανάμεσα στα ρεύματα στάτη και των τάσεων του στάτη είναι γραμμικές.

Advanced Tab



Sample time (-1 for inherited)

Καθορίζει χρόνο του δείγματος χρησιμοποιημένο από το μπλοκ. Για να παραμείνει ο χρόνος του παραδείγματος καθορισμένος από το μπλοκ *Powergui*, ρυθμίζουμε αυτή την παράμετρο στο

-1.

Inputs and Outputs

Tm

Η είσοδος του μπλοκ Simulink είναι μηχανική ροπή στον άξονα της μηχανής. Όταν η είσοδος Simulink είναι θετικός, η ασύγχρονη μηχανή συμπεριφέρεται σαν κινητήρας. Όταν το σήμα του Simulink είναι αρνητικό, η ασύγχρονη μηχανή συμπεριφέρεται σαν γεννήτρια.

Όταν χρησιμοποιούμε *SI parameters mask*, το σήμα εισόδου είναι σε $N*m$, αλλιώς σε αναμονάδα μετρήσης.

m

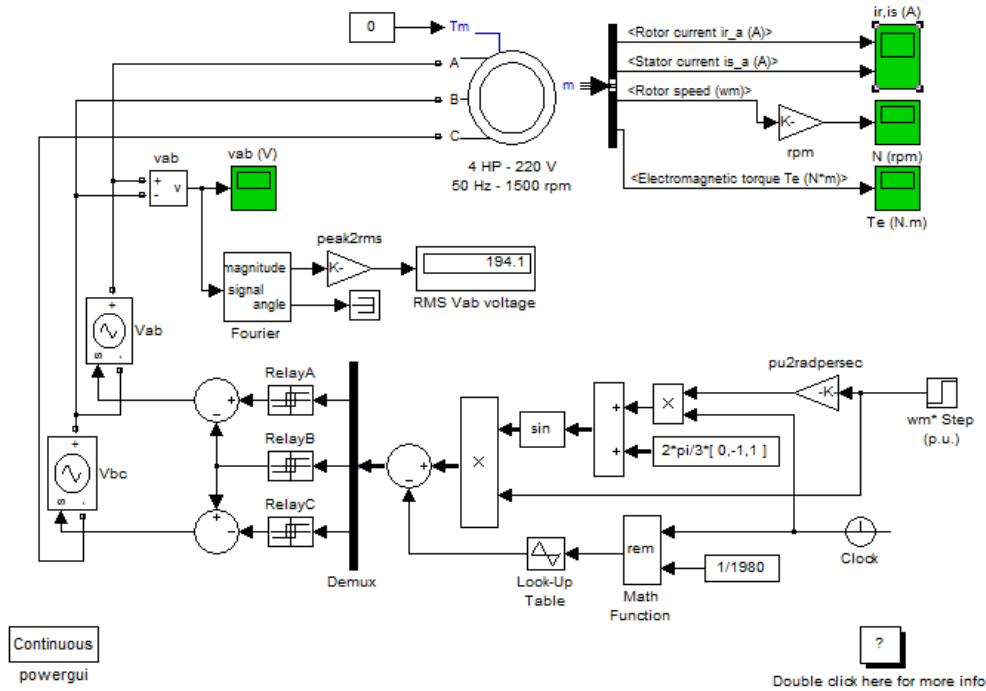
Η έξοδος του μπλοκ Simulink είναι διάνυσμα που περιέχει 21 σήματα. Μπορούμε να πολυπλέξουμε αυτά τα σήματα χρησιμοποιώντας μπλοκ *Bus Selector* που υπάρχει στο *Simulink library*. Εξαρτάται από το τυπο του *mask*, οι μονάδες είναι σε SI ή pu.

Σήμα	Περιγραφή	Μονάδα	Σύμβολο
1	Ρεύμα δρομέα i_{r_a}	A ή pu	i'_{ra}
2	Ρεύμα δρομέα i_{r_b}	A ή pu	i'_{rb}
3	Ρεύμα δρομέα i_{r_c}	A ή pu	i'_{rc}
4	Ρεύμα δρομέα i_q	A ή pu	i'_{qr}
5	Ρεύμα δρομέα i_d	A ή pu	i'_{dr}
6	Ροή δρομέα ϕ_{ir_q}	V·s ή pu	ϕ'_{qr}
7	Ροή δρομέα ϕ_{ir_d}	V·s ή pu	ϕ'_{dr}
8	Τάση δρομέα V_{r_q}	V ή pu	v'_{qr}
9	Τάση δρομέα V_{r_d}	V ή pu	v'_{dr}
10	Ρεύμα στάτη i_{s_a}	A ή pu	i_{sa}
11	Ρεύμα στάτη i_{s_b}	A ή pu	i_{sb}
12	Ρεύμα στάτη i_{s_c}	A ή pu	i_{sc}
13	Ρεύμα στάτη i_{s_q}	A ή pu	i_{qs}
14	Ρεύμα στάτη i_{s_d}	A ή pu	i_{ds}
15	Ροή στάτη ϕ_{is_q}	V·s ή pu	ϕ_{qs}
16	Ροή στάτη ϕ_{is_d}	V·s ή pu	ϕ_{ds}
17	Τάση στάτη V_{s_q}	V ή pu	v_{qs}
18	Τάση στάτη V_{s_d}	V ή pu	v_{ds}
19	Ταχύτητα δρομέα	rad/s	ω_m
20	Ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e	N·m ή pu	T_e
21	Γωνία δρομέα θ_{em}	rad	Θ_m

Οι ακροδέκτες του στάτη συμβολίζονται με γράμματα *A, B, C*. Οι ακροδέκτες του δρομέα συμβολίζονται με γράμματα *a, b, c*. Η σύνδεση του ουδέτερου των τυλιγμάτων του στάτη και δρομέα δεν είναι διαθέσιμη, υποτίθεται έχουμε σύνδεση Υ.

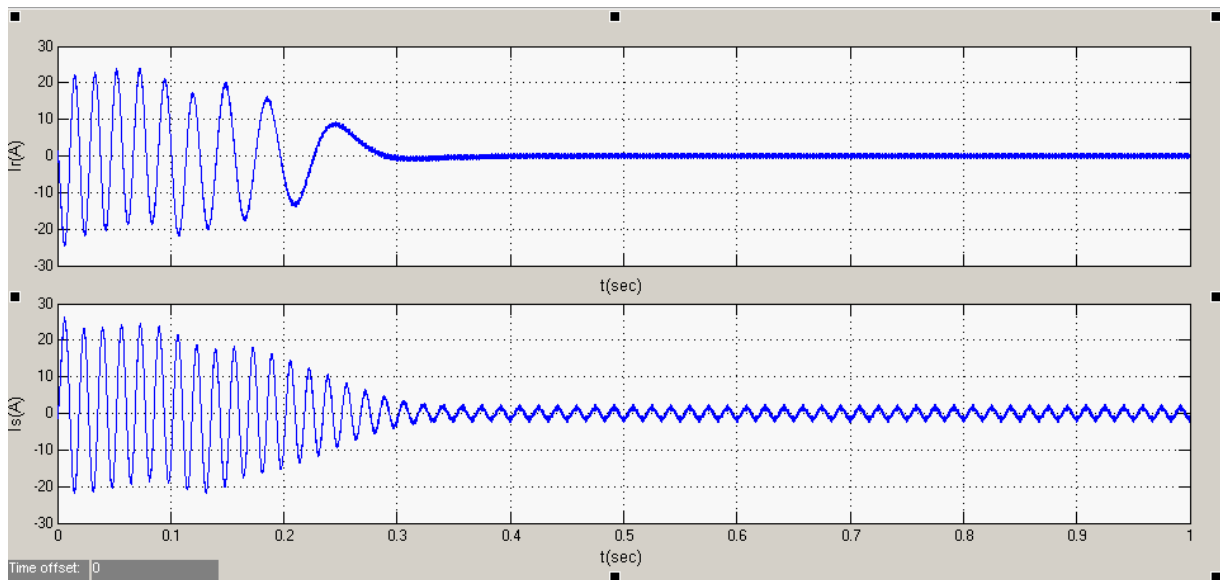
Θα κάνουμε μια προσομοίωση της ασύγχρονου κινητήρα με σύστημα έλεγχου ταχύτητας ανοικτού βρόχου. Ο δρομέας του κινητήρα είναι βραχυκυκλωμένος, και ο στάτης τροφοδοτείται από *PWM inverter*, είναι φτιαγμένο από τα μπλοκ της simulink και διασυνδεδεμένα με το μπλοκ της ασύγχρονης μηχανής μέσω μπλοκ ελέγχου τάσης τροφοδοσίας. Ο αντιστροφείας χρησιμοποιεί ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών. Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται έχει τα στοιχεία της παραγράφου 5.1. Η προσομοίωση γίνεται σε στατό πλαίσιο αναφοράς.

Στην αρχή θα κάνουμε την προσομοίωση με μηδενικό φορτίο στον άξονα της μηχανής.

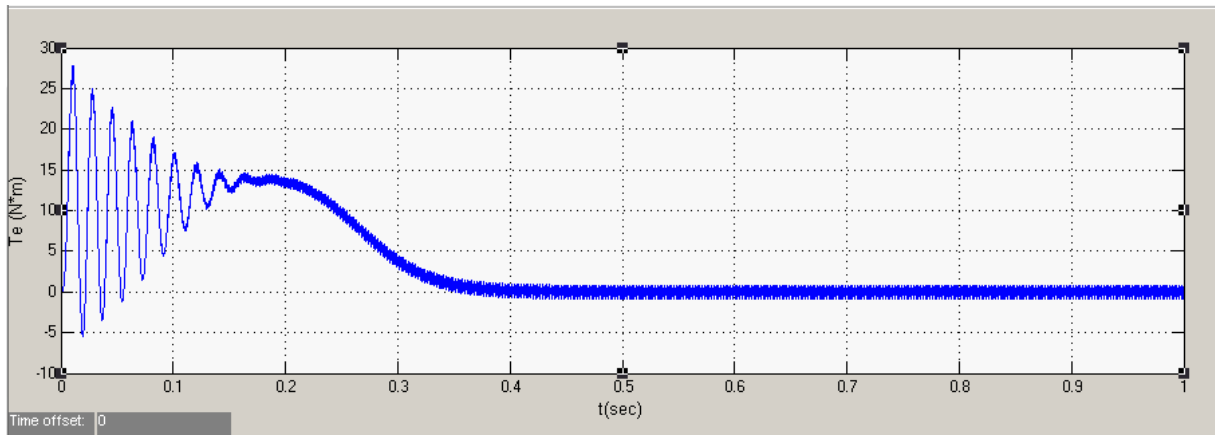


Σχήμα 5.2.1 Προσομοίωση ασύγχρονου κινητήρα με σύστημα ελέγχου ταχύτητας ανοικτού βρόχου.

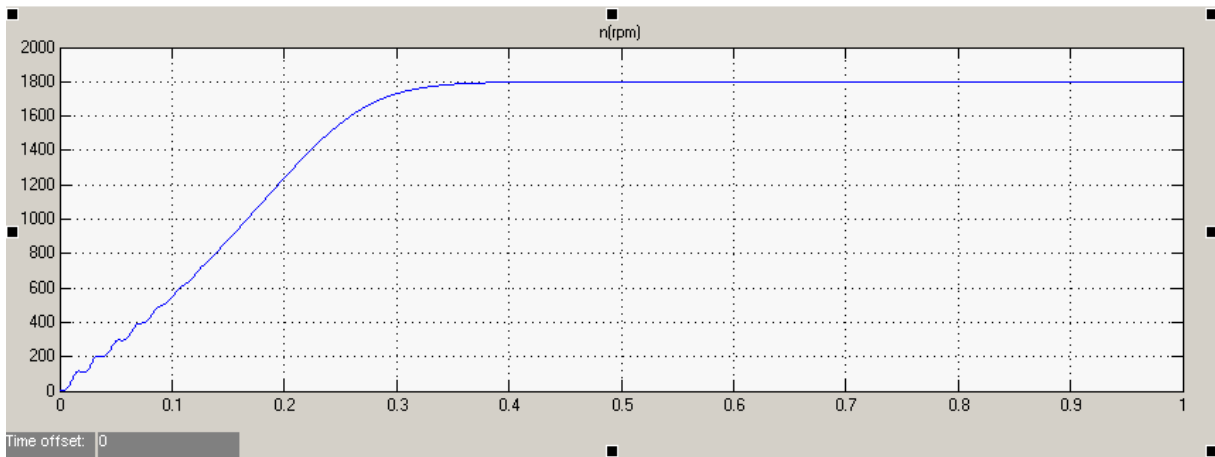
Θα καταγράψουμε τα χαρακτηριστικά της προσομοίωσης.



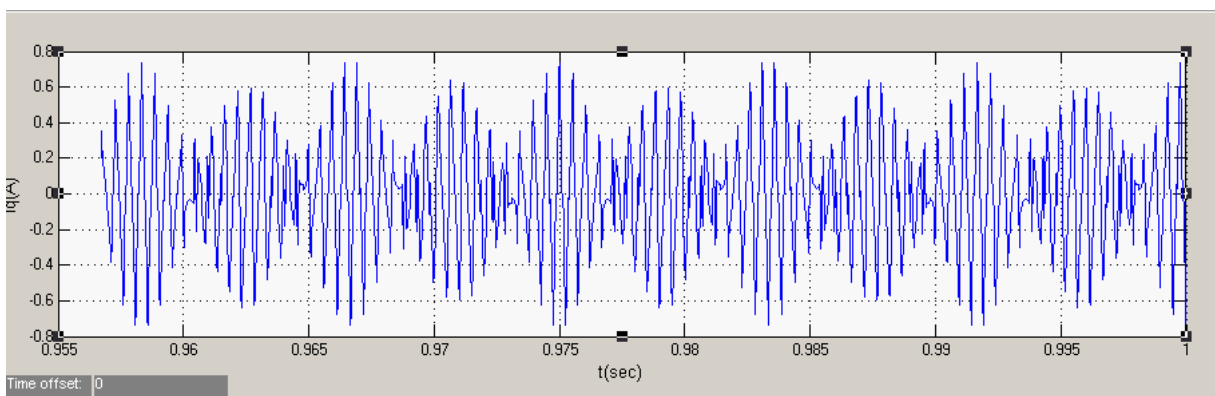
Σχήμα 5.2.2 Ρεύματα στάτη και δρομέα.



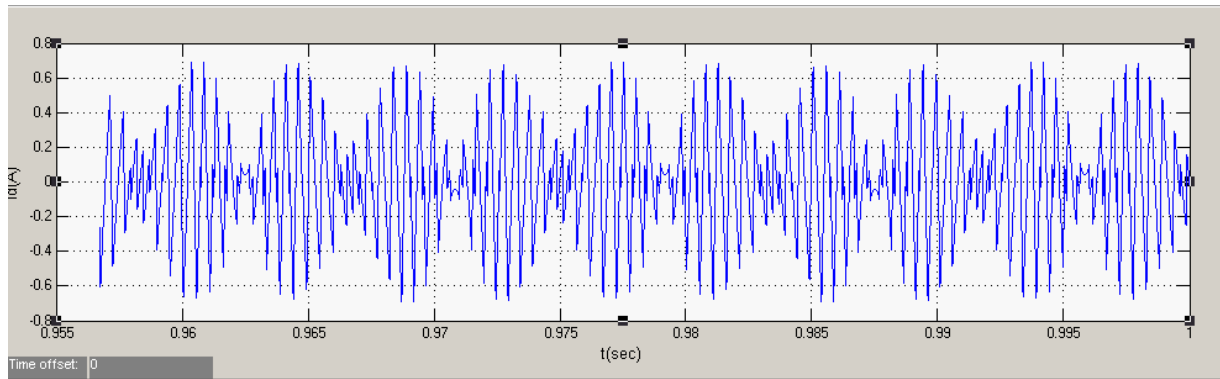
Σχήμα 5.2.3. Ηλεκτρομαγνητική ροπή.



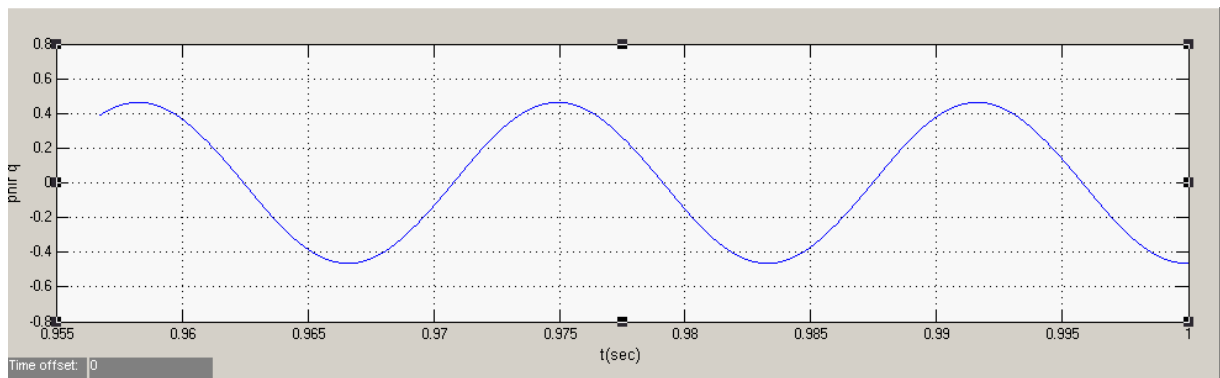
Σχήμα 5.2.4 Ταχύτητα συναρτήσει του χρόνου.



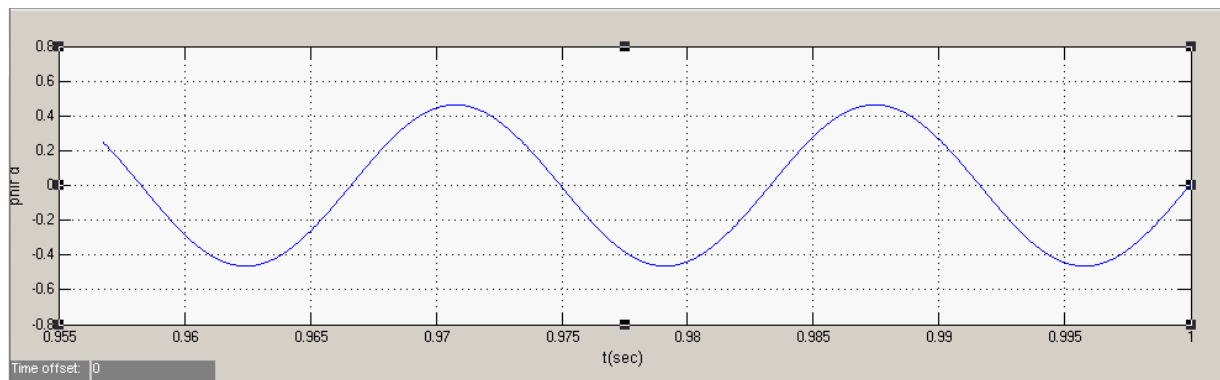
Σχήμα 5.2.5 Ρεύμα I_d δρομέα.



Σχήμα 5.2.6. Ρεύμα δρομέα i_d

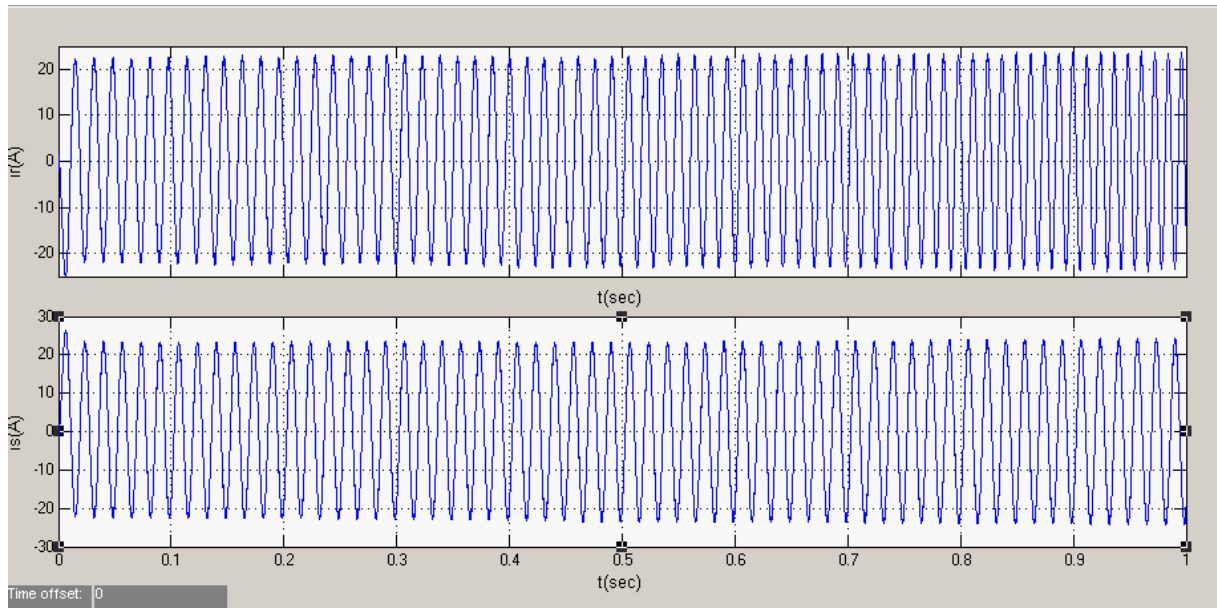


Σχήμα 5.2.7. Ροή δρομέα ϕ_{ir_q} (V s).

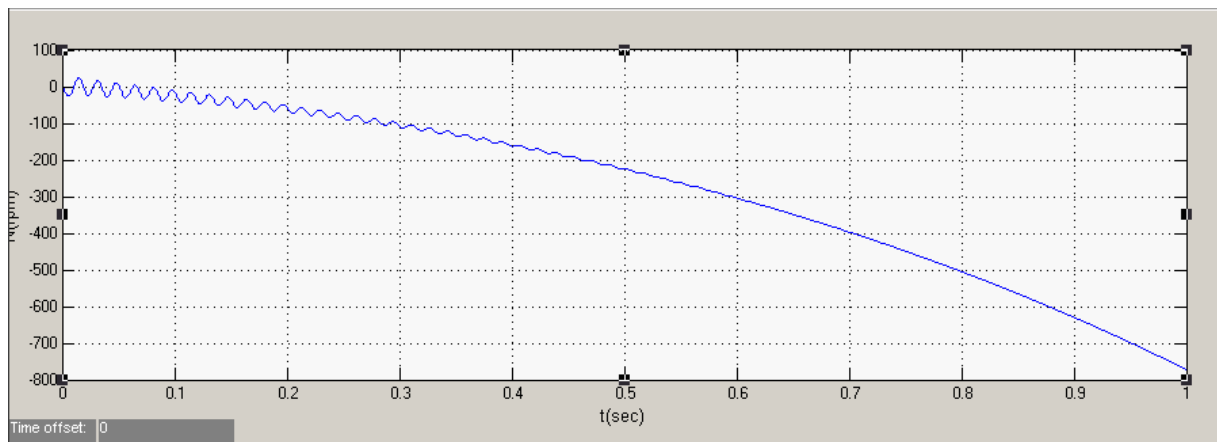


Σχήμα 5.2.8. Ροή δρομέα ϕ_{ir_d} (V s).

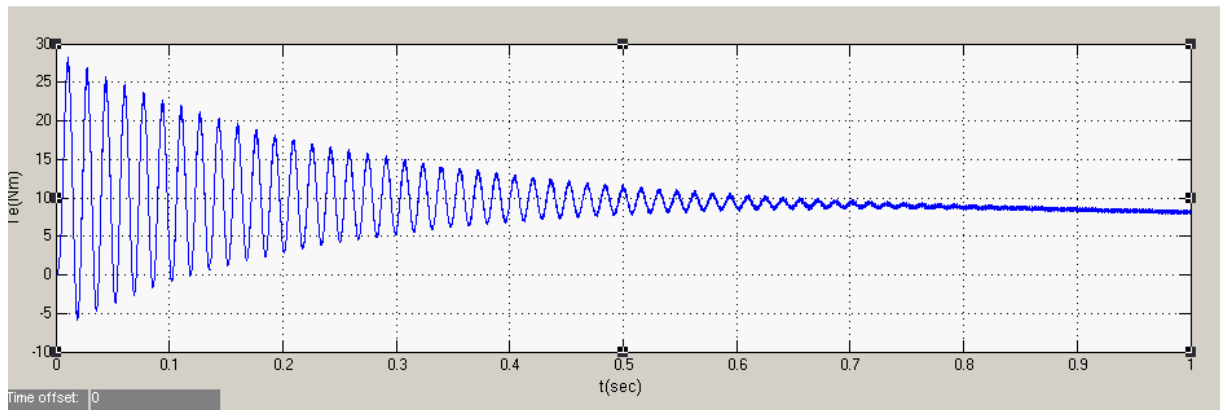
Θα προσθέσουμε τώρα ονομαστικό φορτίο 11 N*m στον άξονα του κινητήρα.



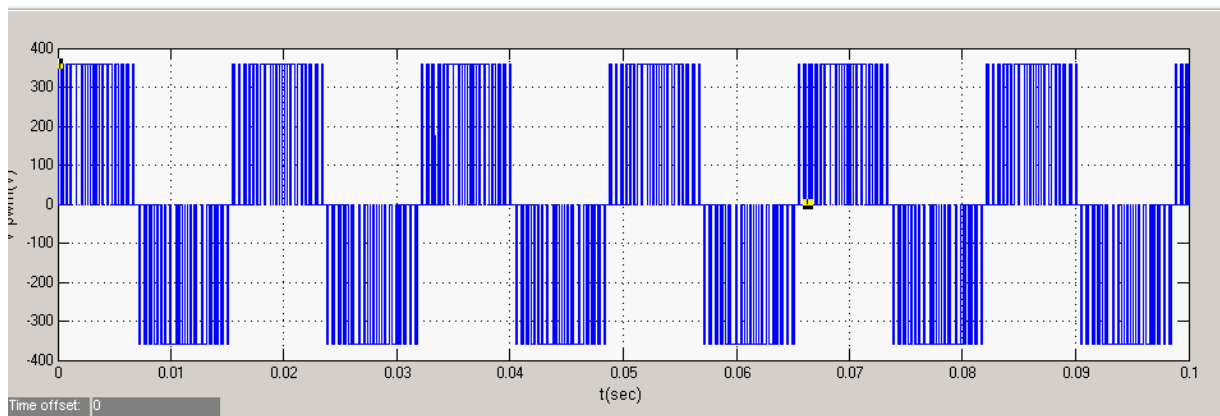
Σχήμα 5.2.9. Ρεύματα δρομέα και στατή με ονομαστικό φορτίο.



Σχήμα 5.2.10. Ταχύτητα N (rpm).



Σχήμα 5.2.11. Ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e .

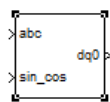


Σχήμα 5.2.12. Τάση του inverter PWM.

5.3. ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΥ ΑΠΟ ABC ΣΕ DQ ΣΤΟ MATLAB SIMULINK.

Στο *Matlab Simulink* ο μετασχηματισμός abc σε dq0 πετυχαίνει μετασχηματισμό του *Park* από τριφασικό abc πλαίσιο αναφοράς σε dq0 πλαίσιο αναφοράς. Ο ακόλουθος μετασχηματισμός βρίσκεται στο *Library*→*Extras/Measurements*. Η διακριτή έκδοση αυτού του μπλοκ βρίσκεται σε *Extras/Discrete Measurements library*.

Περιγραφή



Το μπλοκ μετασχηματισμού *abc_to_dq* υπολογίζει τους άμεσους άξονες, τετραγωνικούς άξονες, και την ακόλουθη μηδενική ποσότητα σε διαξονικό περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το τριφασικό ημιτονοειδές σήμα. Ο ακόλουθος μετασχηματισμός χρησιμοποιεί τις εξισώσεις 3.3.6-3.3.8.

Ο μετασχηματισμός είναι ίδιος για την περίπτωση τριφασικού ρεύματος, απλά αντικαθιστούμε τις μεταβλητές V_a, V_b, V_c, V_d, V_q και V_0 σε μεταβλητές I_a, I_b, I_c, I_d, I_q και I_0 .

Ο μετασχηματισμός αυτός σε πολλές περιπτώσεις χρησιμοποιείται στην μοντελοποίηση τριφασικών ηλεκτρικών μηχανών, όπου είναι γωστός σαν μετασχηματισμός του *Park*. Αυτό μας επιτρέπει την εξάλειψη των χρονομεταβλητών επαγωγών μέσω αναφοράς των ποσοτήτων του στάτη και δρομέα σε στατό ή περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αυτό το μπλοκ σε συστήματα ελέγχου για να μετρήσουμε την θετική ακολουθία του στοιχείου V_1 σε σύνολο των τριφασικών τάσεων και ρεύματων. Οι τάσεις V_q και V_d (ή ρεύματα I_q και I_d) μετά αντιπροσωπεύουν τις ορθογωνικές συντεταγμένες των στοιχείων της θετικής ακολουθίας. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το *Math Function block* και *Trigonometric Function block* για να αποκτήσουμε το μέτρο και την γωνία της V_1 :

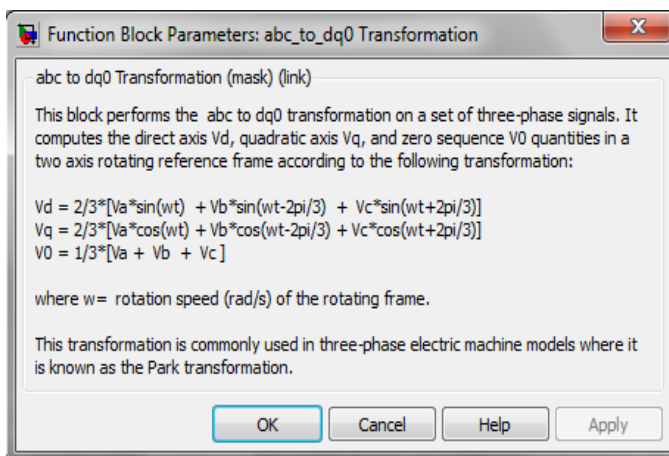
$$|V_1| = \sqrt{V_q^2 + V_d^2} \quad (5.3.1)$$

$$\angle V_1 = \text{atan2}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \quad (5.3.2)$$

Το σύστημα μέτρησης δεν εισάγει καμία καθυστέρηση αλλά σε αντίθεση γίνεται ανάλυση *Fourier* σε *Sequence Analyzer block*, είναι ευαίσθητο στις αρμονικές και ανισορροπίες.

Το παράθυρο διαλόγου έχει ως εξής:

Dialog Box and Parameters



Inputs and Outputs

abc

Συνδέει την πρώτη είσοδο του διανυσματικού φασικού ημιτονοειδές σήματος και το μετατρέπει σε [φάση A, φάση B, φάση C].

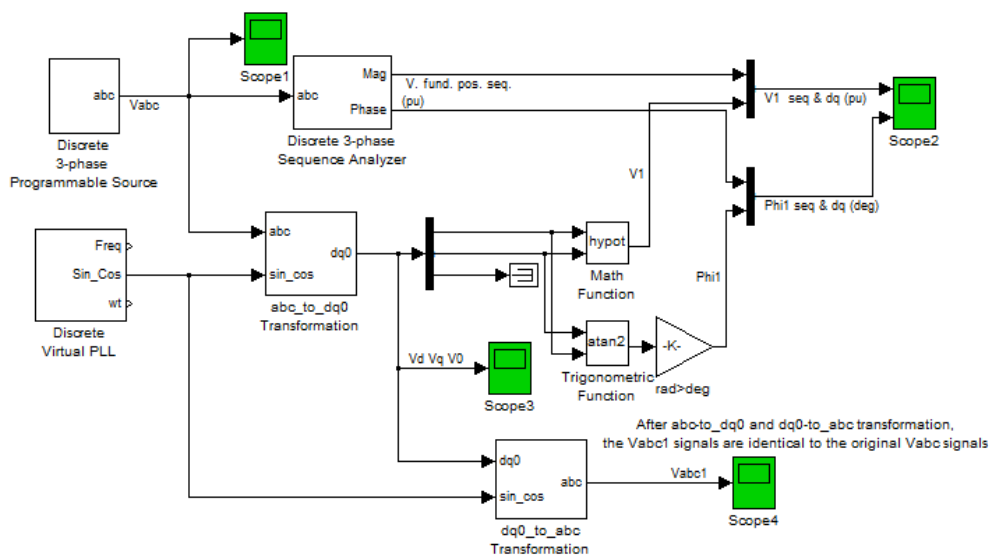
sin_cos

Συνδέει την δεύτερη είσοδο διανυσματικό σήμα που περιέχει $[\sin(\omega t) \cos(\omega t)]$ τιμές, όπου ω -ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς.

dq0

Η έξοδος είναι διανυσματικό σήμα που περιέχει τρία ακόλουθα στοιχεία $[d \ q \ 0]$.

Θα κάνουμε μια προσομοίωση για να δουμε τον μετασχηματισμό.



Sequence and abc_to_dq0 Transformations

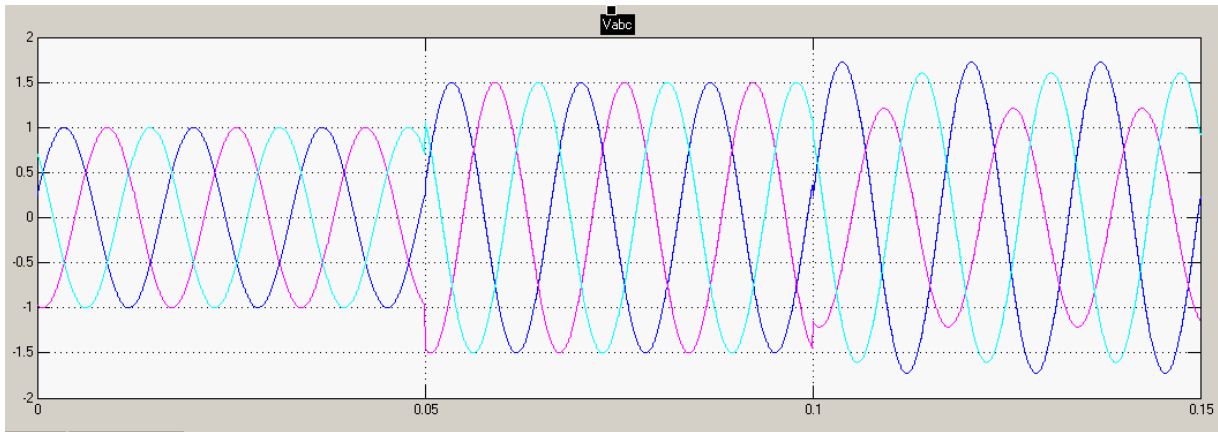
Σχήμα 5.3.1. Προσομοίωση μετασχηματισμού abc σε dq0.

Το αναφερόμενο μοντέλο χρησιμοποιεί *Discrete Three-Phase Programmable Source block* για την παραγωγή του 1pu, 15 μοίρες θετική ακολουθία τάσης. Στα 0.05 δευτερόλεπτα η θετική ακολουθία τάσης αυξάνεται σε 1.5 pu και 0.1 δευτερόλεπτα, η ανισορροπία εισάγεται με την προσθήκη 0.3 pu του στοιχείου αρνητικής ακολουθίας με φάση -30 μοίρες. Το μέγεθος και η φάση της συνιστώσας θετικής ακολουθίας αξιολογούνται με δυο διαφορετικούς τρόπους:

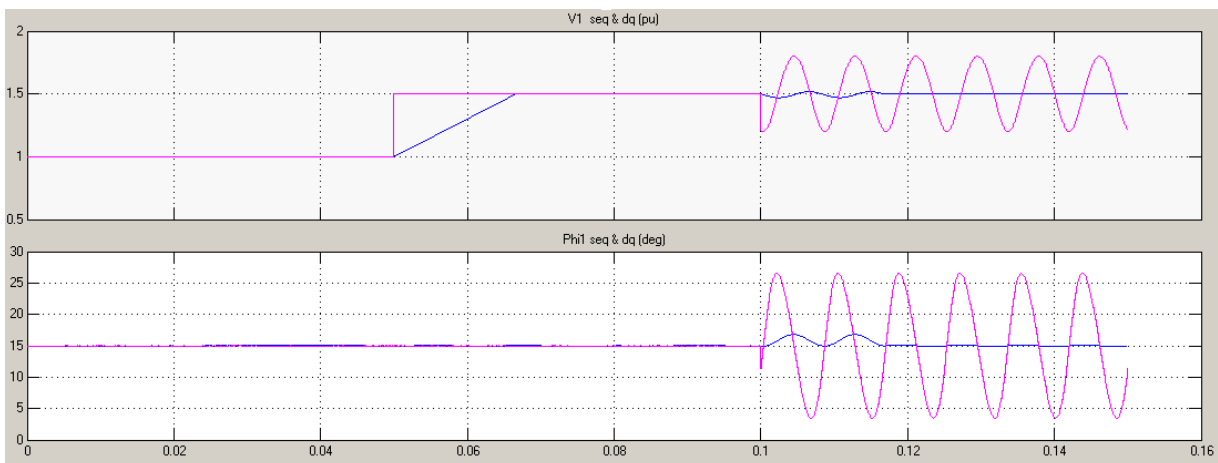
-υπολογισμός ακολουθίας φάσης με την ανάλυση *Fourier*

-μετασχηματισμός abc σε dq0

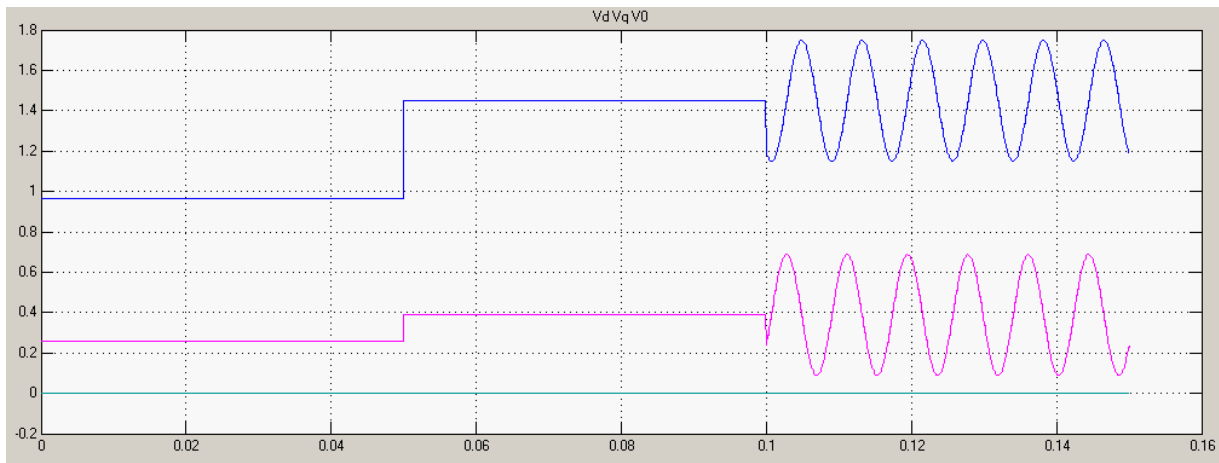
Ξεκινάμε την προσομοίωση και παρακολουθούμε στιγμιαία σήματα V_{abc} στο παλμογράφο 1 (Score1), το σήμα επιστρέφει με τον Αναλυτή ακολουθίας (Sequence Analyzer) παλμογράφος 2(Score 2) και μετασχηματισμός abc σε dq0 παλμογράφος 3 (Score 3).



Σχήμα 5.3.2. Στιγμαία σήματα τάσεων V_{abc} .



Σχήμα 5.3.3. Σήματα του Αναλυτή ακολουθίας.

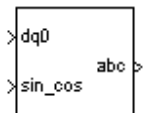


Σχήμα 5.3.4. Τάσεις V_d , V_q , V_0 .

5.4. ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΥ $DQ0$ ΣΕ ABC .

Μετασχηματισμός $dq0-abc$ εκτελεί μετασχηματισμό του *Park* από το πλαίσιο αναφοράς $dq0$ σε πλαίσιο αναφοράς abc . Βρίσκεται στο *Library/Extras Measurements*. Η διακριτή εκδωσή του είναι στο *e Extras/Discrete Measurements library*.

Περιγραφή



Το μπλοκ *dq0_to_abc Transformation* είναι αντίστροφο του μετασχηματισμού *Park*, και συχνά χρησιμοποιείται σε προσομοιώσεις τριφασικών ηλεκτρικών μηχανών. Μετασχηματίζει τρεις ποσότητες (φυσικές συντεταγμένες, τετραγωνικές συντεταγμένες και στοιχεία μηδενικής ακολουθίας) εκφραζόμενες σε πλαίσιο αναφοράς διαξονικών συντεταγμένων πίσω στις φασικές ποσότητες. Εκφράζεται από τις εξής σχέσεις:

$$V_a = V_d \sin(\omega t) + V_q \cos(\omega t) + V_0 \quad (5.4.1)$$

$$V_b = V_d \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_q \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_0 \quad (5.4.2)$$

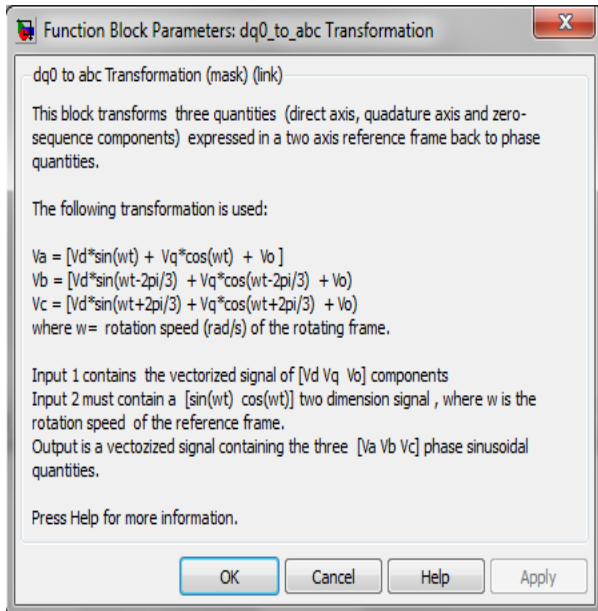
$$V_c = V_d \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_q \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_0 \quad (5.4.3)$$

όπου ω -ταχύτητα περιστροφής (rad/s) περιστρεφόμενου πλαισίου

Ο μετασχηματισμός είναι ίδιος για την περίπτωση τριφασικού ρεύματος, απλά αντικαθιστούμε τις μεταβλητές $V_a, V_b, V_c, V_d, V_q,$ και V_0 με $I_a, I_b, I_c, I_d, I_q,$ και I_0 .

Το παράθυρο διαλόγου έχει ως εξής:

Dialog Box and Parameters



Inputs and Outputs

dq0

Συνδέει με την πρώτη είσοδο διανυσματικό σήμα το οποίο περιέχει την ακολουθία στοιχείων [d q 0] για να μετατροπούν.

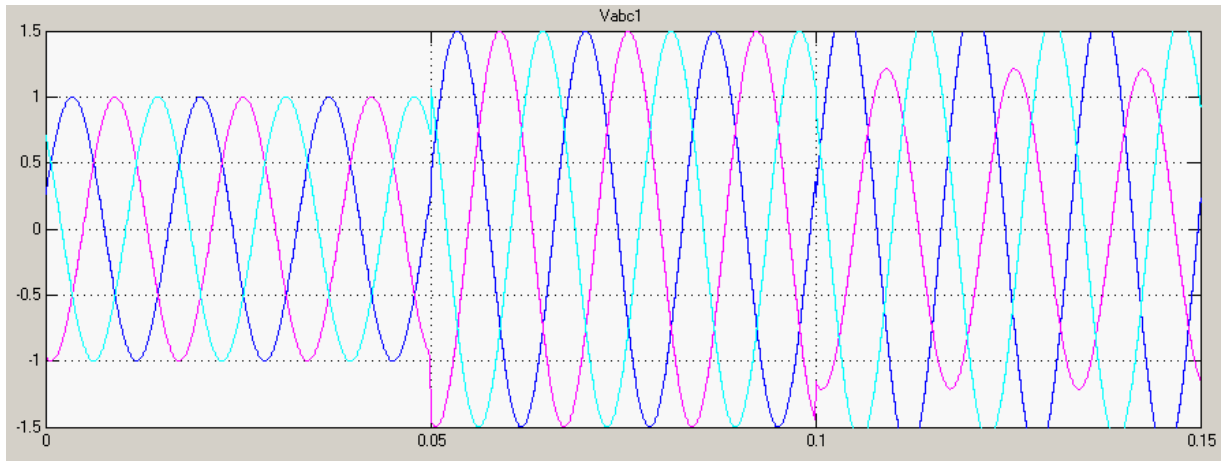
sin_cos

Συνδέει την δεύτερη είσοδο με το διανυσματικό σήμα που περιέχει τιμές των [$\sin(\omega t)$ $\cos(\omega t)$], όπου ω - ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς.

abc

Η έξοδος που είναι διανυσματικό σήμα που περιέχει τριφασικές ημοτονοειδές τιμές [φάση A, φάση B, φάση C].

Η προσομοίωση είναι ίδια με την προηγούμενη με την διαφορά ότι θα κοιτάξουμε το μπλοκ *dq0_to_abc Transformation*.



Σχήμα 5.4.1. Μετασχηματισμός dq0-abc.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.

Διανυσματικός έλεγχος με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου.

6.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.

Η ιδέα του προσανατολισμού του πεδίου (*Field Orientation*) προτάθηκε από τους *H. Hasse* και *F. Blaschke* το 1969 και το 1972 αντίστοιχα, και αποτέλεσε επανάσταση στη θεωρία και τις εφαρμογές του ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής. Στην ουσία, ο στόχος της τεχνικής του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου είναι η μηχανή επαγωγής να εξομοιωθεί στη λειτουργία της με τη μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως η οποία αποτελεί σε θεωρητικό επίπεδο πρότυπη πηγή μεταβλητής ροπής. Για την επίτευξη αυτού του στόχου, ο διανυσματικός έλεγχος, όπως άλλωστε και η ονομασία του υποδηλώνει, μεταχειρίζεται τα εμπλεκόμενα μεγέθη ως διανύσματα ρυθμίζοντας το μέτρο αλλά και τη φάση τους.

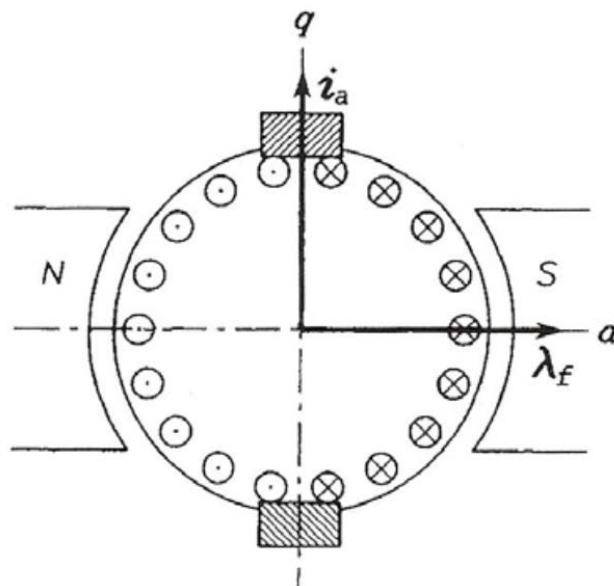
Με το διανυσματικό έλεγχο μπορεί υπό κατάλληλες προϋποθέσεις να επιτευχθεί η αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής, κάτι που αίρει όλα τα προβλήματα του μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου και κάνει πράγματι τη μηχανή επαγωγής να συμπεριφέρεται ως μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Η άρση της σύζευξης μεταξύ διεγέρσεως και απόκρισης, μεταξύ δηλαδή της μαγνητικής ροής και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, είναι που κάνει το διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου τόσο ξεχωριστό από θεωρητική όσο και πρακτική σκοπιά. Ο διανυσματικός έλεγχος έρχεται σε πλήρη συμφωνία με τις αρχές της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών, καθώς άνοιξε το δρόμο όχι μόνο για τη θεώρηση αλλά και τον έλεγχο όλων των μηχανών μέσω ενός πρότυπου, γενικευμένου μοντέλου μηχανής. Επίσης από πρακτική άποψη η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου αύξησε την απόδοση και την επίδοση των συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας φέρνοντας μια νέα επανάσταση στο χώρο των βιομηχανικών συστημάτων κίνησης που απαιτούν ακριβή έλεγχο της ταχύτητας.

Με την παρουσίασή του ο διανυσματικός έλεγχος σήμανε την απαρχή του τέλους των μηχανών συνεχούς ρεύματος που μέχρι τότε κατείχαν πλειοψηφικό μερίδιο στις εφαρμογές, ενώ σταδιακά εκτοπίζει και το βαθμωτό έλεγχο από τις εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο στροφών υψηλής ακρίβειας. Σήμερα πλέον ο διανυσματικός έλεγχος αποτελεί μια βασική έννοια αναφοράς με πάμπολλες εξειδικευμένες τεχνικές να έχουν τις ρίζες πίσω σε αυτή τη θεμελιώδους σημασίας σύλληψη.

Στη συνέχεια δίνεται μια πιο κοντινή ματιά στις αρχές του διανυσματικού ελέγχου καθώς και στις βασικότερες υλοποιήσεις του. Αρχικά αναλύεται η λειτουργία της μηχανής συνεχούς ξένης διεγέρσεως. Τονίζεται η θεωρητική της υπεροχή που την καθιστά μηχανή αναφοράς, καθώς και τα πλεονεκτήματα που μπορούν να προέλθουν από την κατάλληλη λειτουργία της μηχανής

επαγωγής που εξομοιώνει τη λειτουργία της μηχανής dc ξένης διεγέρσεως. Στη συνέχεια αναλύονται οι τεχνικές του άμεσου διανυσματικού ελέγχου ή διανυσματικού ελέγχου με ανατροφοδότηση (*Direct or Feedback Vector Control*) και του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου ή διανυσματικού ελέγχου με πρώσο – τροφοδότηση (*Indirect or Feedforward Vector Control*) που αποτελούν και τις δύο βασικότερες μεθόδους διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου. Γίνεται παρουσίαση των βασικότερων μοντέλων εκτιμητών του διανύσματος της μαγνητικής ροής, και αναλύεται η δυνατότητα προσανατολισμού με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα του διακένου ή του στάτη με αναφορά στα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της κάθε επιλογής.

6.2. ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΞΕΝΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ.



Σχήμα 6.2.1. Απλοποιημένη αναπαράσταση μηχανής συνεχούς ρεύματος.

Ο βόρειος και νότιος μαγνητικός πόλος (*N (North)* και *S (South)*) αναπαριστούν το μαγνητικό κύκλωμα του στάτη, το μέρος δηλαδή της μηχανής που σχετίζεται με την εγκατάσταση του πεδίου στο διάκενο ή αλλιώς με τη διέγερση της μηχανής. Έτσι, το διάνυσμα (*space vector*) λ_f της πεπλεγμένης ροής που παράγεται από το τύλιγμα διέγερσης προκύπτει στατό (*stationary*) και ευθυγραμμισμένο με τον *d* άξονα του στάτη. Λόγω της λειτουργίας του συλλέκτη (δε φαίνεται στο σχήμα (6.2.1.)) και της κατάλληλης τοποθέτησης των ψηκτρών, η κατανομή του ρεύματος τυμπάνου στο τύλιγμα του δρομέα είναι τέτοια ώστε το χωροδιάνυσμα του ρεύματος τυμπάνου i_a , να παραμένει πάντα ευθυγραμμισμένο με τον *q* άξονα και συνεπώς κάθετο στο διάνυσμα της μαγνητικής ροής παρά την περιστροφή του δρομέα.

Αν αμελήσουμε την εξασθένιση του πεδίου λόγω αντίδρασης τυμπάνου τότε η ηλεκτρομαγνητική ροπή, T_m , προκύπτει ανάλογη του γινομένου των διανυσμάτων i_a , λ_f και συνεπώς ανάλογη του ημιτόνου της μεταξύ τους γωνίας. Άλλωστε όλες οι μηχανές dc της πράξεως είναι εφοδιασμένες με βοηθητικά τυλίγματα σχεδιασμένα ώστε να εξουδετερώνουν την αντίδραση τυμπάνου που συνίσταται στην εξασθένιση του κυρίως μαγνητικού πεδίου από την μαγνητεγερτική δύναμη (MMF , *Magneto Motive Force*) που παράγεται από το ρεύμα τυμπάνου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα (6.2.1.) χάρη στη λειτουργία των ψηκτρών και του συλλέκτη, η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων του ρεύματος τυμπάνου και της ροής παραμένει σταθερή στις 90° που είναι και η βέλτιστη γωνία καθώς εξασφαλίζει τη μέγιστη αναπτυσσόμενη ροπή ανά μονάδα ρεύματος τυμπάνου. Συνεπώς, η ροπή παράγεται κάτω από βέλτιστες συνθήκες με το ελάχιστο δυνατό ρεύμα τυμπάνου, άρα με την ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας και ελάχιστες απώλειες λόγω του ρεύματος τυμπάνου.

Στη μηχανή συνεχούς ξένης διεγερσης το ρεύμα διεγέρσεως i_f , που εγκαθιστά μαγνητική ροή λ_f και το ρεύμα τυμπάνου i_a που ρυθμίζει την ανάπτυξη ροπής ρέουν σε διαφορετικά τυλίγματα. Γι' αυτό και μπορούν να ελεγχθούν ξεχωριστά με τον πλέον απλό και αποδοτικό τρόπο. Η συνθήκη πρακτική είναι η εξής: υπό συνθήκες πλήρους φορτίου η ροή διατηρείται σταθερή στην ονομαστική της τιμή με την ταχύτητα να μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι τα ονομαστικά της με κατάλληλο έλεγχο του ρεύματος τυμπάνου i_a . Η εξασθένιση πεδίου που συνίσταται στη μείωση της ροής αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα υιοθετείται σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής. Σε λειτουργία με μικρά φορτία, πολύ μικρότερα του ονομαστικού, η απόδοση του συστήματος μπορεί να βελτιωθεί με μείωση της τιμής της ροής σε τέτοιο βαθμό ώστε η συνεπαγόμενη μείωση των απωλειών πυρήνα να ξεπερνά την ταυτόχρονη αύξηση των απωλειών χαλκού (καθώς μείωση της ροής διακένου της μηχανής dc οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος τυμπάνου για την ανάπτυξη της ίδιας ροπής) και τελικά να επιτυγχάνεται εξοικονόμηση ενέργειας. Ειδικά σε συστήματα κίνησης όπου οι κινητήρες λειτουργούν τον περισσότερο χρόνο με φορτία πολύ κάτω του ονομαστικού μια τέτοια τεχνική βελτίωσης της απόδοσης θα μπορούσε να προσφέρει ουσιαστική εξοικονόμηση ενέργειας. Η ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων εξηγεί γιατί η μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως ήταν για πολλές δεκαετίες η συνηθέστερη στα συστήματα έλεγχου κίνησης. Η μηχανή αυτή χάρη στη λειτουργία της μηχανικής ανόρθωσης της τάσεως μέσω του συλλέκτη και των ψηκτρών πετυχαίνει:

-Παραγωγή ροπής υπό βέλτιστες συνθήκες ορθογωνιότητας των διανυσμάτων της μαγνητικής ροής και του ρεύματος τυμπάνου.

-Πλήρως αποσυνζευγμένο (*decoupled*), ανεξάρτητο έλεγχο της ροπής και της μαγνητικής ροής.

Σε μία τέτοια μηχανή η εξίσωση της ροπής είναι η εξής:

$$T_m = K_T \lambda_f i_a \quad (6.2.1)$$

όπου K_T σταθερά που σχετίζεται με τα κατασκευαστικά στοιχεία της μηχανής (η εξίσωση αυτή αμελεί το μαγνητικό κορεσμό και την επαγωγική αντίδραση του τυμπάνου).

Προφανώς η dc μηχανή ξένης διεγέρσεως αποτελεί μια μηχανή αναφοράς ως προς τις συνθήκες παραγωγής και ελέγχου της ροπής. Οι συνθήκες αυτές δεν ισχύουν κατά τη λειτουργία χωρίς έλεγχο μιας μηχανής επαγωγής όπου η σύζευξη των εξισώσεων της μηχανής και η μη ορθογωνιότητα των συνιστωσών διέγερσης και ανάπτυξης ροπής του ρεύματος στάτη οδηγούν σε υποβέλτιστες συνθήκες ανάπτυξης και ελέγχου ροπής. Είναι σίγουρο πως η λειτουργία της μηχανής επαγωγής κάτω από συνθήκες όμοιες με αυτές στη μηχανή συνεχούς ξένης διέγερσης θα οδηγούσε σε σημαντική βελτίωση της ταχύτητας απόκρισης και της σχετικής ευστάθειας του συστήματος. Επίσης σημαντική θα ήταν και η εξοικονόμηση ενέργειας. Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου είναι που εξασφαλίζει αυτή τη λειτουργία για τις μηχανές επαγωγής εφαρμόζοντας κατάλληλο έλεγχο τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση των εμπλεκόμενων μεγεθών.

6.3. ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ.

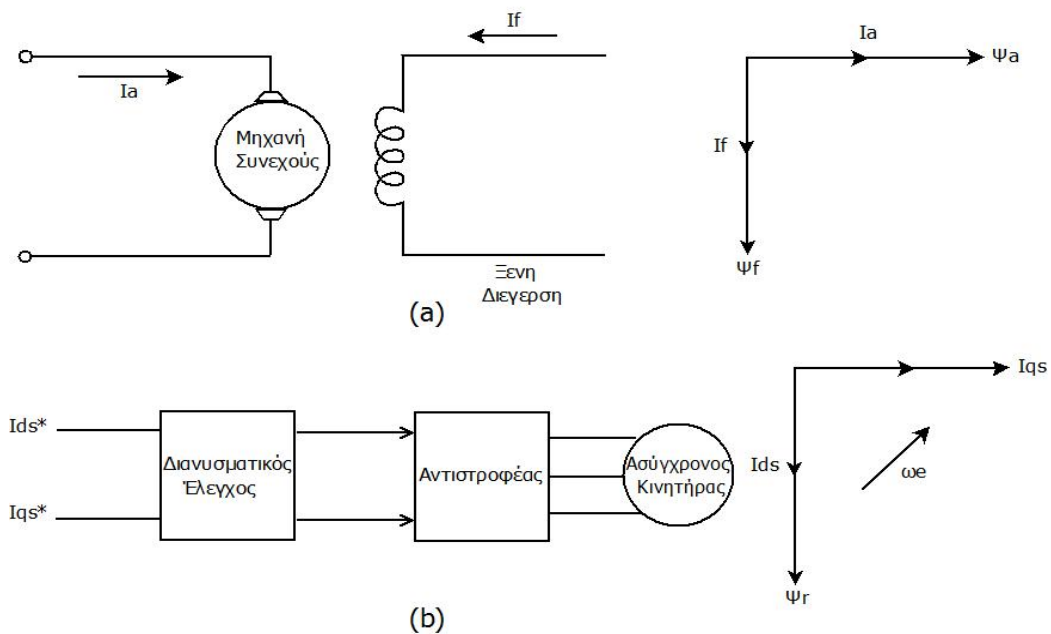
Σε έναν κινητήρα επαγωγής το εγγενές φαινόμενο της σύζευξης των εξισώσεων περιορίζει την απόδοση και επίδοση του κινητήριου συστήματος. Η χρήση κατάλληλου dq πλαισίου αναφοράς, του οποίου ο ευθύς άξονας (*d*-axis) παραμένει διαρκώς ευθυγραμμισμένος με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα μπορεί να πετύχει την πλήρη και φυσική αποσύζευξη των εξισώσεων, οι οποίες καθίστανται γραμμικά ανεξάρτητες.

Το διάνυσμα της ροής του δρομέα, όπως αναλύθηκε στο εισαγωγικό κεφάλαιο, περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα συνεπώς το dq πλαίσιο αναφοράς θα πρέπει και αυτό να στέφεται με την ίδια ταχύτητα έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες για προσανατολισμό του πεδίου (*field orientation*), δηλαδή ο *d* άξονας να παραμένει σταθερά ευθυγραμμισμένος με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Συνεπώς το μοντέλο της μηχανής σε πλαίσιο δύο αξόνων και στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα (εξισώσεις *Kron*) είναι το πλέον κατάλληλο για τον έλεγχο της μηχανής υπό συνθήκες προσανατολισμού του dq πλαισίου αναφοράς των μεγεθών της με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα.

Η βασική αρχή του διανυσματικού ελέγχου φαίνεται στο σχήμα (6.3.1.) όπου τονίζεται και η αντιστοιχία με τη μηχανή dc ξένης διεγέρσεως. Εφ' όσον ο προσανατολισμός του ευθέως άξονα του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της ροής του δρομέα διατηρείται οι εξισώσεις της μηχανής αποσυζεύγνυνται. Το ρεύμα του στάτη αναλύεται σε δύο συνιστώσες στον *d* και *q* άξονα του πλαισίου αναφοράς με την πρώτη (ρεύμα στάτη ευθέως άξονα) να ευθύνεται μόνο για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής της μηχανής (συνιστώσα μαγνήτισης) ενώ η δεύτερη για τον έλεγχο αποκλειστικά της ροπής (συνιστώσα ροπής ή φορτίου). Κάτω από συνθήκες προσανατολισμού, όπως αυτές αναλύθηκαν ανωτέρω, η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσεται από τον κινητήρα μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$T_e = A i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (6.3.1.)$$

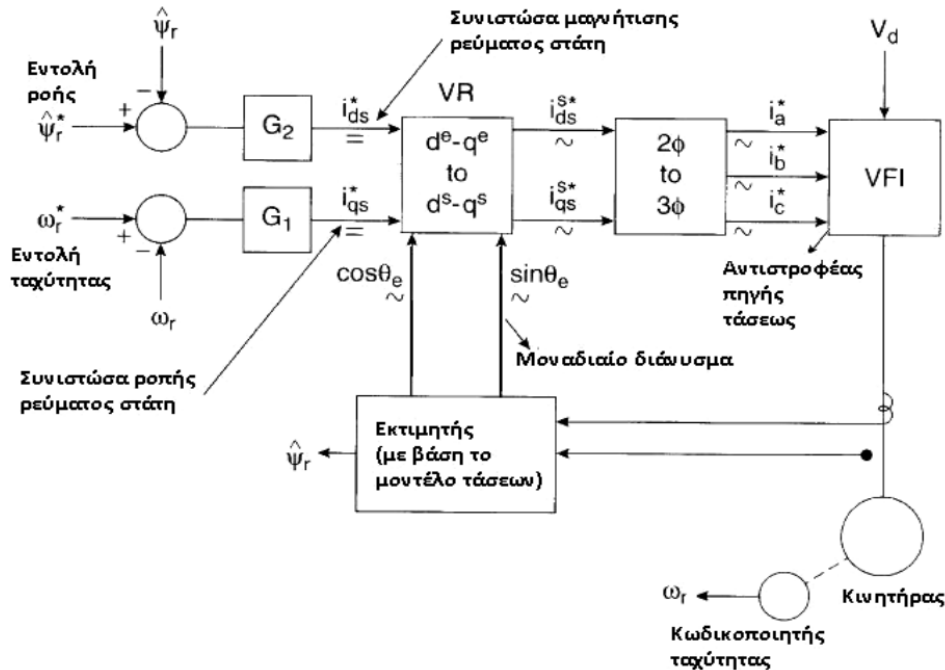
όπου A είναι κατασκευαστική σταθερά του κινητήρα, i_{ds}^e είναι η συνιστώσα του ρεύματος στάτη στον ευθύ άξονα και i_{qs}^e είναι η αντίστοιχη στον εγκάρσιο άξονα του στρεφόμενου πλαισίου (e : excitation frame). Η αναλογία μεταξύ των εξισώσεων (6.2.1) και (6.3.1) είναι εμφανής, με το i_{qs}^e να είναι το ανάλογο του ρεύματος τυμπάνου (i_a) και το i_{ds}^e ανάλογο του ρεύματος διεγέρσεως (i_f) μιας μηχανής dc ξένης διεγέρσεως. Η μόνη διαφορά είναι ότι στη μηχανή συνεχούς το πλαίσιο αναφοράς είναι στατό, ενώ στη μηχανή επαγωγής περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα σε προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής δρομέα. Σε αυτό το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όλες οι ac ποσότητες της μηχανής επαγωγής γίνονται dc όπως ακριβώς είναι και στη μηχανή συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 6.3.1. Αντιστοιχία των δύο μηχανών.

- a) Μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης και διανυσματικό διάγραμμα
- b) Ασύγχρονος κινητήρας με διανυσματικό έλεγχο και διανυσματικό διάγραμμα

6.4. ΑΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟ ΠΕΔΙΟ.



Σχήμα 6.4.1. Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής στο δρομέα.

Το μπλοκ διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (*Direct Vector Control - Field Oriented Control*) ή, όπως αλλιώς είναι γνωστός, του διανυσματικού ελέγχου ανατροφοδότησης με προσανατολισμό πεδίου (*Feedback Vector Control - F.O.C.*) φαίνεται στο σχήμα (6.4.1). Στο σχήμα αυτό διακρίνονται οι δυο βασικοί κλειστοί βρόχοι ελέγχου, ένας για τον έλεγχο της ροής του δρομέα (ψ_r) και ένας για τον έλεγχο της ταχύτητας (ω_r). Στο βρόχο της ταχύτητας μπορεί να υπάρχει φωλιασμένος ένας δεύτερος κλειστός βρόχος έλεγχου της ροπής, όπως ακριβώς και στην περίπτωση του βαθμωτού έλεγχου, ο οποίος δεν είναι απαραίτητος. Ωστόσο, προσφέρει βελτιωμένη μεταβατική συμπεριφορά αυξάνοντας την ταχύτητα της απόκρισης σε εντολή αλλαγής των στροφών του κινητήρα. Οι ποσότητες που ανατροφοδοτούνται (μέτρο διανύσματος ροής, ταχύτητα και ροπή) εν μέρει εκτιμώνται και εν μέρει μετρώνται. Αν και αυτό δεν αποτελεί μονόδρομο, η ταχύτητα συνήθως μετράται μέσω ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή, ενώ το διάνυσμα της ροής και η ροπή εκτιμώνται με κατάλληλο μοντέλο εκτιμητή που δέχεται ως είσοδο τις τάσεις ή/και τα ρεύματα τροφοδοσίας του κινητήρα. Η εκτίμηση των μεγεθών γίνεται με βάση το μοντέλο της μηχανής επαγωγής. Η απόφαση για τη μέτρηση ή την εκτίμηση ενός μεγέθους λαμβάνεται έτσι ώστε το συνολικό κόστος και η αξιοπιστία της κατασκευής, αλλά και το υπολογιστικό βάρος που ανατίθεται στον ελεγκτή (που υλοποιείται συνήθως με τον προγραμματισμό ενός μικροεπεξεργαστή), να παραμένουν σε ανεκτά επίπεδα. Έτσι, μέτρηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής ενδεχομένως να έδινε υψηλή ακρίβεια, ωστόσο θα σήμαινε κόστος και μείωση αξιοπιστίας της κατασκευής, ενώ το

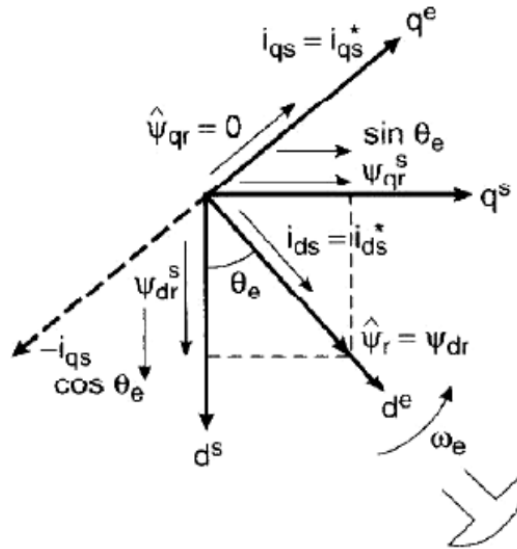
σύστημα έλεγχου θα μπορούσε να λειτουργήσει μόνο με μηχανές ειδικής κατασκευής εφοδιασμένες με κατάλληλα αισθητήρια της μαγνητικής ροής και της ροπής. Αντίστροφα, εκτίμηση όλων των μεγεθών θα αύξανε κατά πολύ την υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Στο διάγραμμα (6.4.1) φαίνονται τα σήματα ανατροφοδότησης που είναι το πλάτος του διανύσματος ροής δρομέα ($\widehat{\Psi}_r$), η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα (T_e) και η μηχανική ταχύτητα του δρομέα (ω_r). Η ηλεκτρική γωνία θ_e του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα, που είναι η γωνία μεταξύ του ευθέως άξονα του στατού πλαισίου αναφοράς (d_s) της μηχανής και του ευθέως άξονα του σύγχρονα στρεφόμενα πλαισίου αναφοράς (d_e) (με τον πρώτο να είναι συνήθως μόνιμα ευθυγραμμισμένος με τον άξονα της φάσης α του κινητήρα), εκτιμάται και αυτή καθώς είναι απαραίτητη για τη μετάβαση από το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που διατηρεί τον επιθυμητό προσανατολισμό με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του διακένου στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων και εν τέλει στο πραγματικό τριφασικό σύστημα μεγεθών που τροφοδοτεί τον κινητήρα.

Επόμενο βήμα του έλεγχου είναι η δημιουργία κατάλληλων σημάτων σφάλματος τα οποία οδηγούνται στους ελεγκτές G_1 , G_2 οι οποίοι εν γένει είναι μη γραμμικοί ελεγκτές λόγω της μη γραμμικότητας του συστήματος στη γενική μη αποσυζευγμένη μορφή των εξισώσεων. Ωστόσο με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου οι εξισώσεις του κινητήρα προκύπτουν γραμμικώς ανεξάρτητες και οι ελεγκτές αυτοί μπορεί να είναι γραμμικοί. Ο ελεγκτής G_3 που αντιστοιχεί στον προαιρετικό κλειστό βρόχο ροπής μπορεί επίσης σε αυτήν την περίπτωση να είναι γραμμικός.

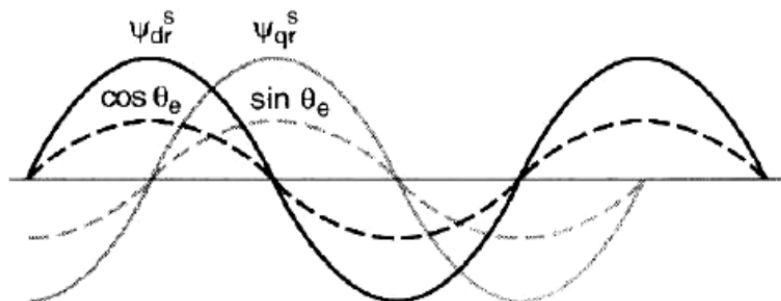
Οι έξοδοι των δύο αυτών ελεγκτών αντιστοιχούν στις εντολές των ρευμάτων στάτη ευθέως και εγκάρσιου άξονα, που καθορίζουν αντίστοιχα τις συνιστώσες μαγνήτισης και φορτίου του ρεύματος στάτη. Όπως έχει ήδη τονιστεί επανειλημμένως, όλα τα προηγούμενα ισχύουν μόνο όταν το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς αυτών των ρευμάτων διατηρεί τον προσανατολισμό του σε σχέση με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα, συνθήκη που οδηγεί στη φυσική απόζευξη των φαινομένων διέγερσης και ανάπτυξης ροπής.

Αυτό που απομένει πλέον είναι ο μετασχηματισμός του επιθυμητού ρεύματος στάτη στο πραγματικό σταθερό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς. Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να θεωρηθεί ότι πραγματοποιείται σταδιακά, σε δυο βήματα. Αρχικά τα ρεύματα διέγερσης και φορτίου μετασχηματίζονται από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων στο οποίο οι ποσότητες της μηχανής είναι εν γένει a.c.. Στη συνέχεια το διφασικό σύστημα ($d_s q_s$) μετασχηματίζεται στο φυσικό τριφασικό σύστημα της μηχανής επαγωγής. Έτσι παράγεται ένα τριφασικό σύστημα ρευμάτων αναφοράς που συμβολίζεται ως i_a^* , i_b^* , i_c^* . Αυτό το σύστημα των ρευμάτων είναι που στη συνέχεια χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών ελέγχου του αντιστροφέα με κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης PWM.



Σχήμα 6.4.2. Διανυσματικό διάγραμμα άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Στο σημείο αυτό δίνουμε το διανυσματικό διάγραμμα του ελέγχου στο σχήμα (6.4.2) στο οποίο φαίνονται το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο δυο αξόνων (d_e - q_e) να είναι ευθυγραμμισμένο με το διάνυσμα της ροής του δρομέα και το αντίστοιχο στατό πλαίσιο αναφοράς και η γωνία θ_e μεταξύ τους. Επίσης στο πλαίσιο αναφοράς d_e - q_e φαίνονται οι συνιστώσες του ρεύματος στάτη στον άξονα της διέγερσης (d_e) και της ανάπτυξης ροπής (q_e). Στο σχήμα (6.4.3) φαίνονται οι κυματομορφές του συνημίτονου και του ημίτονου της γωνίας θ_e που χρησιμοποιούνται για το μετασχηματισμό των ρευμάτων του στάτη από το σύγχρονα στρεφόμενο διφασικό στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων σε κοινούς άξονες με τις κυματομορφές της ροής ευθέως (Ψ_{dr}^s) και εγκάρσιου άξονα (Ψ_{qr}^s) του δρομέα όπως αυτές φαίνονται από το στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων.



Σχήμα 6.4.3. Κυματομορφές $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$. Απεικονίζονται σε κοινό άξονα και στη σωστή σχετική θέση με τις κυματομορφές των συνιστωσών ευθέως και εγκάρσιου άξονα της ροής δρομέα όπως αυτές φαίνονται από το στατό πλαίσιο αναφοράς d_s - q_s .

Παρατηρούμε πως οι κυματομορφές $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ βρίσκονται σε φάση με τις κυματομορφές Ψ_{dr}^s και Ψ_{qr}^s αντίστοιχα. Μόνο σε αυτή την περίπτωση το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς βρίσκεται σε ευθυγράμμιση με τη ροή του δρομέα όπως εξηγήθηκε στο σχήμα (6.4.2) και η μηχανή λειτουργεί με προσανατολισμό πεδίου προσομοιώνοντας τη λειτουργία μιας ισοδύναμης dc μηχανής ξένης διέγερσης τόσο στη μεταβατική όσο και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της.

Από το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος (6.4.2) προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\Psi_{dr}^s = \hat{\Psi}_r \cos(\theta_e) \quad (6.4.1)$$

$$\Psi_{qr}^s = \hat{\Psi}_r \sin(\theta_e) \quad (6.4.2)$$

$$\cos(\theta_e) = \frac{\Psi_{dr}^s}{\hat{\Psi}_r} \quad (6.4.3)$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\Psi_{qr}^s}{\hat{\Psi}_r} \quad (6.4.4)$$

$$\hat{\Psi}_r = \sqrt{(\Psi_{dr}^s)^2 + (\Psi_{qr}^s)^2} \quad (6.4.5)$$

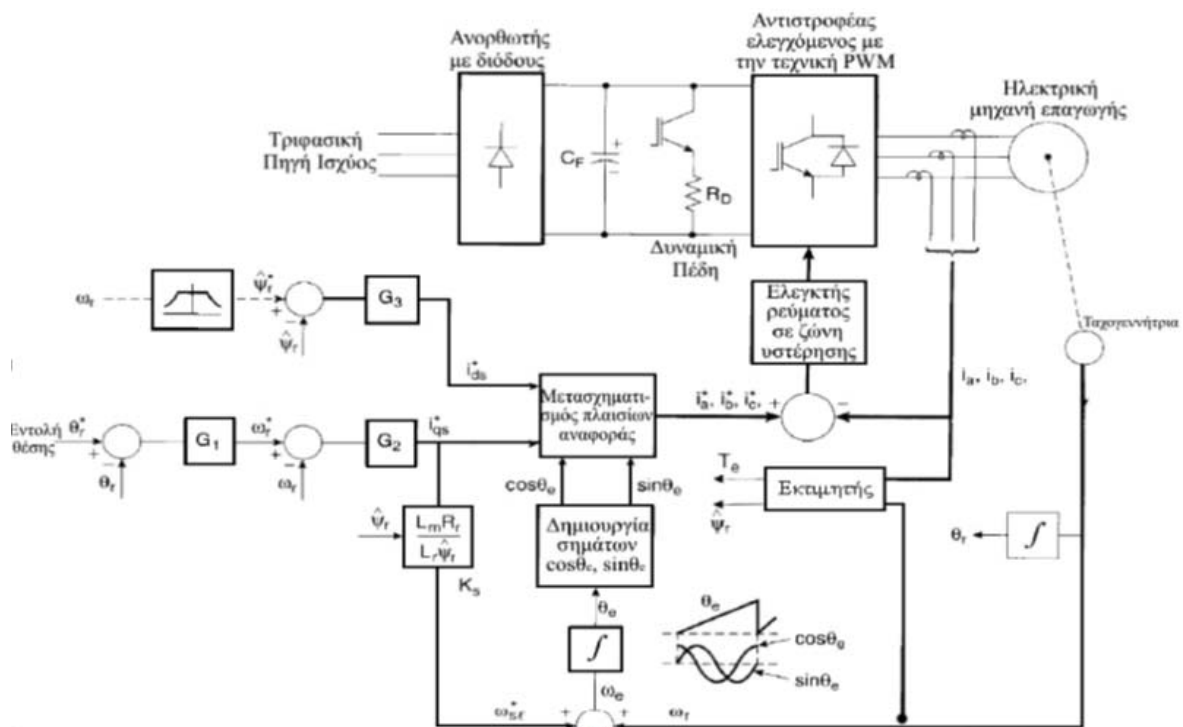
Η ονομασία της τεχνικής αυτής του διανυσματικού ελέγχου ως άμεσος διανυσματικός έλεγχος εξηγείται από το γεγονός ότι τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ εξάγονται άμεσα με χρήση των σχέσεων (6.4.3), (6.4.4) και βάσει της εκτιμήσεως του πραγματικού διανύσματος της μαγνητικής ροής της μηχανής.

Σε αυτό το σημείο η μελέτη επιστρέφει στο δομικό διάγραμμα του ελέγχου (σχήμα 6.4.1) και αναλύεται η παραγωγή των κατάλληλων παλμών στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα από το σύστημα ελέγχου του. Η πλέον απλή επιλογή είναι η χρήση της τεχνικής του ελέγχου του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Ωστόσο τόσο η τεχνική *SPWM* όσο και η *SVPWM* μπορούν να εφαρμοστούν. Στην τελευταία περίπτωση (*SPWM* ή *SVPWM*) απαιτείται ο υπολογισμός των τάσεων αναφοράς του στάτη της μηχανής και η κατάλληλη κανονικοποίησή τους με χρήση κάποιου μοντέλου της μηχανής. Η διαδικασία αυτή αυξάνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα του κύκλου ελέγχου ωστόσο επιτρέπει πρόσβαση στα πλεονεκτήματα της *SVPWM* διαμόρφωσης.

6.5. ΕΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟ ΠΕΔΙΟ.

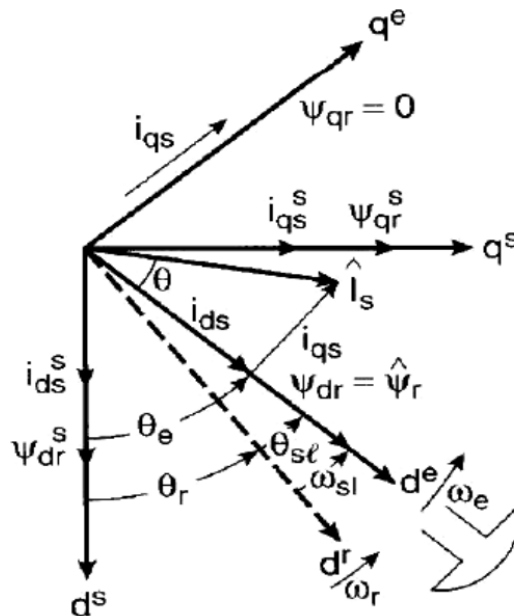
Η τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου ή του διανυσματικού ελέγχου με πρόσω-τροφοδότηση, όπως αλλιώς είναι γνωστός (*Indirect or Feedforward Vector Control – Field Oriented Control*), είναι κατά βάση όμοια με την τεχνική ελέγχου με άμεσο προσανατολισμό πεδίου. Η ουσιαστική τους διαφορά έγκειται στον τρόπο με τον οποίο υπολογίζεται η γωνία του διανύσματος της ροής του δρομέα θ_e και κατ' επέκταση τα σήματα

$\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ που χρησιμοποιούνται για το μετασχηματισμό των ρευμάτων του στάτη από το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς και τελικά στο φυσικό τριφασικό σύστημα αναφοράς της μηχανής. Στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου (αναλύθηκε στο προηγούμενο εδάφιο) ο υπολογισμός των $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ γίνεται με άμεσο τρόπο με χρήση της ανατροφοδότησης. Αντίθετα, στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο η γωνία θ_e εξάγεται βάσει της εντολής ταχύτητας, δηλαδή με έμπροσθεν τροφοδότηση της εισόδου. Στο σχήμα (6.5.1) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα της τεχνικής του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, όπου η γωνιακή ταχύτητα ω_e του διανύσματος μαγνητικής ροής (και κατ' επέκταση η γωνία θ_e ύστερα από ολοκλήρωση) προκύπτει ως υπέρθεση των εξής δύο συνιστωσών: της ηλεκτρικής ταχύτητας του δρομέα η οποία λαμβάνεται με χρήση ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή και κατάλληλο πολλαπλασιασμό ώστε η μηχανική γωνιακή ταχύτητα να αναχθεί στο αντίστοιχο ηλεκτρικό μέγεθος (εμπλέκεται ο αριθμός των πόλων της μηχανής) και της γωνιακής ταχύτητας των ρευμάτων ολισθήσεως. Η πρώτη συνιστώσα προκύπτει με ανατροφοδότηση της εξόδου της ταχογεννήτριας ή του κωδικοποιητή και κατάλληλη επεξεργασία, ενώ αντίθετα η δεύτερη με έμπροσθεν τροφοδότηση της εισόδου, όπως φαίνεται σαφώς στο σχήμα (6.5.1). Αφού η γωνία θα παραχθεί πλέον η διαδικασία είναι όμοια με αυτή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου. Παράγονται τα κατάλληλα ρεύματα αναφοράς τα οποία μετασχηματίζονται από το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο αξόνων στο φυσικό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς των ρευμάτων του στάτη. Με την τεχνική διαμόρφωσης PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης προκύπτουν τέλος οι παλμοί ελέγχου στις πύλες των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα απ' το κύκλωμα ελέγχου του.



Σχήμα 6.5.1. Δομικό διάγραμμα έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Παρακάτω εξηγείται η θεωρητική θεμελίωση της μεθόδου του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με τη βοήθεια διανυσματικού διαγράμματος. Επίσης, αναλύονται εναλλακτικές διαμορφώσεις του μπλοκ διαγράμματος του ελέγχου με επιπρόσθετους φωλιασμένους κλειστούς βρόχους θέσεως, ταχύτητας ή ροπής, ενώ τέλος εξηγούνται με μια πιο κοντινή ματιά οι εναλλακτικές τεχνικές διαμόρφωσης PWM που μπορούν να εφαρμοστούν στον έλεγχο του αντιστροφέα.



Σχήμα 6.5.2. Διανυσματικό διάγραμμα για την επεξήγηση του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Στο σχήμα (6.5.2) φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα που εξηγεί τη βασική αρχή του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Σε αυτό το διανυσματικό διάγραμμα φαίνονται τρία πλαίσια αναφοράς:

-Το πλαίσιο αναφοράς $d_s q_s$ είναι το στατό πλαίσιο αναφοράς που όπως και στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου έχει τον ευθύ του άξονα μόνιμα ευθυγραμμισμένο με τον άξονα της φάσεως α του κινητήρα.

-Το πλαίσιο αναφοράς $d_e q_e$ το οποίο είναι το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο και το οποίο είναι κατάλληλα προσανατολισμένο με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Ένας παρατηρητής που στρέφεται μαζί με αυτό το πλαίσιο αναφοράς βλέπει τις εξισώσεις της μηχανής αποσυζευγμένες, με τον έλεγχο ροής και ροπής να πραγματοποιείται ανεξάρτητα με ρύθμιση των ποσοτήτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.

-Το πλαίσιο αναφοράς $d_r q_r$ το οποίο στέφεται με την μηχανική ταχύτητα του δρομέα παραμένοντας καρφωμένο σταθερά με αυτόν.

Επίσης φαίνονται οι μεταξύ τους γωνίες, όπου η γωνία θ_e που αντιστοιχεί στη σύγχρονη ταχύτητα και είναι η γωνία μετασχηματισμού από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο

αναφοράς προκύπτει όπως φαίνεται από άθροιση της γωνίας θ_r μεταξύ των πλαισίων αναφοράς $d^s q^s - d^r q^r$ και της γωνίας θ_{sl} μεταξύ των πλαισίων αναφοράς $d^r q^r - d^e q^e$ ή με άλλα λόγια με την άθροιση των γωνιών που προκύπτουν από τη σταδιακή μετάβαση από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο αναφοράς με ενδιάμεσο βήμα το πλαίσιο αναφοράς $d^r q^r$ που περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα. Συνεπώς:

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} = \int \omega_r dt + \int \omega_{sl} dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \omega_e dt \quad (6.5.1)$$

Η επιλογή του ενδιάμεσου αυτού πλαισίου αναφοράς να στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα δεν είναι τυχαία και αυτό προκύπτει αν αναλογιστούμε τη φυσική σημασία των δύο συνιστωσών, της γωνίας θ_e , των θ_r και θ_{sl} . Συγκεκριμένα, η γωνία θ_{sl} είναι η γωνία με την οποία οι μαγνητικοί πόλοι του δρομέα ολισθαίνουν ως προς τον άξονά του, καθώς το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα η οποία διαφέρει από την ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα (η τελευταία προκύπτει με πολλαπλασιασμό της μηχανικής ταχύτητας με τα ζεύγη των πόλων της μηχανής) κατά την ηλεκτρική ταχύτητα ολισθήσεως. Στην περίπτωση που ο διανυσματικός έλεγχος λειτουργεί σωστά (αποσύζευξη εξισώσεων) αποδεικνύεται πως η ταχύτητα ω_{sl} είναι ανάλογη της συνιστώσας εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη όταν η ροή είναι σταθερή. Κατά μία έννοια η συνιστώσα αυτή της σύγχρονης

ταχύτητας ή καλύτερα ο λόγος $\frac{\omega_{sl}}{\omega_e}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{qs}^e}{i_s^e}$ και εν γένει τη φόρτιση του κινητήρα. Απ' την άλλη η ταχύτητα ω_r που είναι η ταχύτητα περιστροφής του άξονα του δρομέα ή καλύτερα ο λόγος $\frac{\omega_r}{\omega_e}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{ds}^e}{i_s^e}$ και εν γένει με τη διέγερση του κινητήρα, ενώ τέλος ο λόγος $\frac{\omega_r}{\omega_{sl}}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{dr}^e}{i_{qr}^e}$ των συνιστωσών του ρεύματος διέγερσης και φορτίου. Προφανώς (τονίζεται για ακόμα μια φορά) όλα τα παραπάνω αληθεύουν μόνο στην περίπτωση που ο διανυσματικός έλεγχος πετυχαίνει την αποσύζευξη των εξισώσεων του κινητήρα.

Κάνοντας χρήση του μοντέλου του κινητήρα επαγωγής βραχυκυκλωμένου κλωβού σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και του διανυσματικού διαγράμματος προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr}^e + R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr}^e = 0 \quad (6.5.2)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qr}^e + R_r i_{qr}^e - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr}^e = 0 \quad (6.5.3)$$

Οι εκφράσεις των πεπλεγμένων μαγνητικών ροπών έχουν ως εξής:

$$\Psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (6.5.4)$$

$$\Psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (6.5.5)$$

Λύνοντας ως προς τα ρεύματα δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα του σύγχρονα στρεφόμενου (e : *excitation*) πλαισίου αναφοράς, λαμβάνουμε:

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (6.5.6)$$

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (6.5.7)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας τις (6.5.6) και (6.5.7) στις (6.5.2) και (6.5.3) έτσι ώστε να απαλείψουμε τα ρεύματα δρομέα τα οποία δεν μπορούν να μετρηθούν στον κινητήρα επαγωγής τύπου κλωβού λαμβάνουμε τις εξής εξισώσεις:

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr}^e - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^e - \omega_{sl} \Psi_{qr}^e = 0 \quad (6.5.8)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qr}^e + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr}^e - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^e - \omega_{sl} \Psi_{dr}^e = 0 \quad (6.5.9)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις συσχετίζουν τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές και τα ρεύματα στάτη ευθέως και εγκάρσιου άξονα. Στη γενική περίπτωση κατά την οποία το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $d^e q^e$ δεν είναι προσανατολισμένο με τη ροή του δρομέα (το διάνυσμα της ροής δεν είναι ευθυγραμμισμένο με τον ευθύ άξονα d^e) το σύστημα των εξισώσεων προκύπτει συζευγμένο και μη γραμμικό όπως εύκολα επιβεβαιώνεται από το σύστημα των δύο παραπάνω εξισώσεων. Το γεγονός αυτό καθιστά τον έλεγχο πολύ δύσκολο και την απόδοσή του υποβέλτιστη.

Στην ειδική ωστόσο περίπτωση που ικανοποιούνται οι συνθήκες προσανατολισμού του πεδίου (το διάνυσμα της ροής δρομέα συγγραμικό με τον d^e άξονα) το σύστημα προκύπτει αποσυζευγμένο και γραμμικό. Εξηγείται τώρα η αποσύζευξη των εξισώσεων:

Το διάνυσμα της ροής δρομέα συγγραμικό με τον άξονα $\rightarrow d^e$

$$\Psi_{qr}^e = 0 \quad (6.5.10)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (6.5.11)$$

Αντικατάσταση των (6.5.10) και (6.5.11) στις (6.5.8) και (6.5.9) δίνει το εξής σύστημα εξισώσεων:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \widehat{\Psi}_{dr}^e + \widehat{\Psi}_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (6.5.12)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \widehat{\Psi}_{dr}^e} i_{qs}^e \quad (6.5.13)$$

όπου η d συνιστώσα της ροής ταυτίζεται με το συνιστάμενο διάνυσμα της ροής διακένου. Συνεπώς μπορούμε πια να γράψουμε $\Psi_{dr}^e = \Psi_r^e$ και τελικά λαμβάνουμε το εξής γραμμικό σύστημα εξισώσεων:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \widehat{\Psi}_r^e + \widehat{\Psi}_r^e = L_m i_{ds}^e \quad (6.5.14)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \widehat{\Psi}_r^e} i_{qs}^e \quad (6.5.15)$$

που περιγράφουν τη λειτουργία του κινητήρα υπό συνθήκες προσανατολισμού πεδίου. Στην ιδιαίτερη μάλιστα περίπτωση (αλλά μάλλον συνήθη στην πράξη) κατά την οποία η μαγνητική ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή, το σύστημα των εξισώσεων (6.5.14), (6.5.15) μπορεί να απλοποιηθεί ακόμα περισσότερο, δίνοντας το εξής απλούστατο σύστημα γραμμικών εξισώσεων:

$$\Psi_r^e = L_m i_{ds}^e \quad (\text{Σταθερή}) \quad (6.5.16)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \Phi_r^e} i_{qs}^e \quad (6.5.17)$$

Το άνωθι σύστημα εξισώσεων μας αναγκάζει για ακόμα μια φορά να τονίσουμε την ένα προς ένα αναλογία μεταξύ της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής υπό συνθήκες προσανατολισμού πεδίου και σταθερής ροής με την αντίστοιχη λειτουργία της μηχανής συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Πράγματι, η εξίσωση (6.5.16) είναι που σχετίζεται με τα φαινόμενα διεγέρσεως της μηχανής επαγωγής με τη συνιστώσα ευθέως άξονα του ρεύματος στάτη να είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής, η οποία εδώ είναι σταθερή. Αντίστοιχα στη μηχανή συνεχούς ρεύματος είναι το ρεύμα του τυλίγματος διεγέρσεως I_f που καθορίζει την κυρίως μαγνητική ροή (αγνοείται η αντίδραση τυμπάνου και ο κορεσμός).

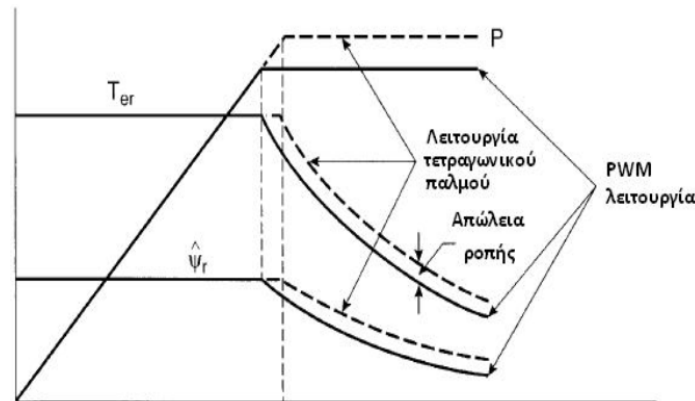
Η εξίσωση τώρα (6.5.17) είναι που σχετίζεται με τα φαινόμενα φορτίσεως της μηχανής καθώς για $\psi_r =$ σταθερό η γωνιακή ταχύτητα ολισθήσεως είναι ανάλογη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα ή ισοδύναμα η ηλεκτρομαγνητική ροπή (καθώς η ροπή και η ολίσθηση μεταβάλλονται ανάλογα για $\psi_r =$ σταθερό). Αντίστοιχη είναι η αναλογία στη dc μηχανή μεταξύ ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ρεύματος τυμπάνου i_a .

Έχοντας ολοκληρωθεί η θεωρητική θεμελίωση και ανάλυση της τεχνικής του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, στη συνέχεια γίνεται λόγος γύρω από τις εναλλακτικές διαμορφώσεις του μπλοκ διαγράμματος του ελέγχου και τις δυνατές τεχνικές PWM διαμόρφωσης. Στο σχήμα (6.5.1) διακρίνουμε έναν κλειστό βρόχο ελέγχου της ροής (με το σήμα σφάλματος ροής να περνάει από τον ελεγκτή G_3 που υπό συνθήκες αποσύζευξης μπορεί να είναι γραμμικός). Επίσης διακρίνεται ένας πρωτεύων κλειστός βρόχος ελέγχου θέσεως (με το σφάλμα θέσεως να περνάει από τον ελεγκτή G_1 , όμοιο με τον G_3). Στο βρόχο αυτό είναι φωλιασμένος και ένας βρόχος ταχύτητας (αντίστοιχα ελεγκτής G_2) ενώ θα μπορούσε να υπάρχει και τρίτος φωλιασμένος βρόχος ροπής, αυξάνοντας ακόμα περισσότερο την ταχύτητα απόκρισης. Η σειρά φωλιάσματος των βρόχων μπορεί να μεταβληθεί, ανάλογα με τις προτεραιότητες που τίθενται στον έλεγχο του συστήματος (π.χ. σύστημα ελέγχου θέσεως σε ένα κοπτικό μηχάνημα ακριβείας ή σύστημα ελέγχου ταχύτητας σε ένα ηλεκτρικό τρένο).

Η απλούστερη τεχνική διαμόρφωσης *PWM* που μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπως ήδη εξηγήθηκε είναι ο έλεγχος του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Λόγω των μειονεκτημάτων αυτής της τεχνικής που σχετίζονται με το μη βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών και με ζητήματα κατανάλωσης ενέργειας, οι τεχνικές *SPWM* και *SVPWM* χρησιμοποιούνται εναλλακτικά. Για τις τεχνικές αυτές απαιτούνται οι κανονικοποιημένες τάσεις του στάτη, οι οποίες προκύπτουν από κατάλληλο μοντέλο της μηχανής επαγωγής, με γνώση των ρευμάτων και της ταχύτητάς της.

Ο αλγόριθμος του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου και συγκεκριμένα η υλοποίησή του (σχήμα 6.5.1) μπορεί να εφαρμοστεί σε όλο το εύρος ταχυτήτων τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής όσο και σταθερής ισχύος. Η μόνη πρόνοια που πρέπει να ληφθεί είναι η μείωση της ροής

αντιστρόφως ανάλογα της ταχύτητας για ταχύτητες μεγαλύτερες της σύγχρονης ώστε ο αντιστροφέας να παραμένει σε γραμμική λειτουργία. Ο προγραμματισμός αυτός της ροής οδηγεί σε απώλεια ροπής και ισχύος όπως εξηγείται στο διάγραμμα 6.5.3. Το διάγραμμα αυτό είναι έγκυρο και στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.



Σχήμα 6.5.3. Μείωση ροής και ροπής στην περιοχή εξασθένησης πεδίου ώστε ο αντιστροφέας να παραμείνει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας.

6.6. ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΜΕ ΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΣΤΑΤΗ.

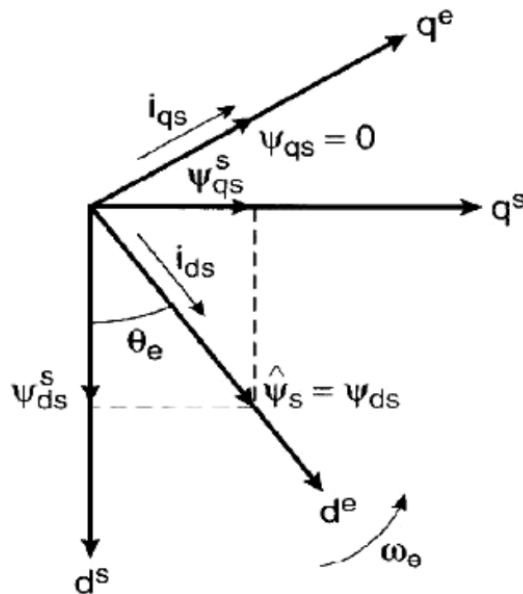
Ο προσανατολισμός του d_e άξονα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της ροής του δρομέα αποτελεί και τη συνηθέστερη επιλογή λόγω της φυσικής απόζευξης των εξισώσεων της μηχανής που προσφέρει. Ωστόσο, ο προσανατολισμός του $d_e q_e$ πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του διακένου ή του στάτη είναι επίσης δυνατός. Τα διανύσματα της μαγνητικής ροής διακένου και στάτη, όπως και αυτό της ροής του δρομέα, στρέφονται με την ίδια, τη σύγχρονη ταχύτητα, αλλά έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως. Ειδικά ο προσανατολισμός με το διάνυσμα της ροής του στάτη προσφέρει το πλεονέκτημα της ακριβέστερης εκτίμησης του διανύσματος της ροής καθώς αυτό επηρεάζεται μόνο από την αντίσταση του στάτη (R_s). Ωστόσο δεν επιτυγχάνεται η πλήρης απόζευξη των εξισώσεων. Για την πλήρη απόζευξη των εξισώσεων είναι απαραίτητη η αλγεβρική πρόσθεση κατάλληλων όρων απόζευξης στις εξισώσεις του μοντέλου, όπως αναλύεται στη συνέχεια.

Όπως και στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έτσι και εδώ που το πλαίσιο αναφοράς προσανατολίζεται με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη το μοντέλο της μηχανής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων ($d_e q_e$ excitation frame) είναι το πλέον κατάλληλο για την ανάλυση του αλγορίθμου ελέγχου.

Στο σχήμα (6.6.1) φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του ελέγχου όπου εξηγείται η συνθήκη του προσανατολισμού με το πεδίο του στάτη. Στο διανυσματικό αυτό διάγραμμα φαίνονται τα εξής πλαίσια αναφοράς:

-το $d_s q_s$ στατό πλαίσιο αναφοράς

-το $d_e q_e$ σύγχρονα στρεφόμενο και προσανατολισμένο με βάση τη ροή του στάτη πλαίσιο αναφοράς καθώς και η ηλεκτρική γωνία θ_e μεταξύ τους που είναι απαραίτητη για το μετασχηματισμό των μεγεθών από το $d_e q_e$ στο φυσικό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς (ακριβώς όπως και για τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα).



Σχήμα 6.6.1. Διανυσματικό διάγραμμα για την επεξήγηση του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

Παρακάτω δίνεται η μαθηματική θεμελίωση του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη και τέλος το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου.

Από τις εξισώσεις του κινητήρα επαγωγής δρομέα τύπου κλωβού στο πλαίσιο αναφοράς $d_e q_e$ (σύγχρονα στρεφόμενο) έχουμε:

$$(1 - sT_r)\Psi_{dr}^e - L_m i_{ds}^e - T_r \omega_{sl} \Psi_{qr}^e = 0 \quad (6.6.1)$$

$$(1 - sT_r)\Psi_{qr}^e - L_m i_{qs}^e - T_r \omega_{sl} \Psi_{dr}^e = 0 \quad (6.6.2)$$

όπου $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ η χρονική σταθερά του δρομέα.

Οι παραπάνω σχέσεις εμπλέκουν τις ροές ευθέος και εγκάρσιου άξονα στάτη και δρομέα. Καθώς επιθυμούμε προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής του στάτη, θα κατασκευάσουμε ένα σύστημα δύο εξισώσεων που θα εμπλέκει μόνο τις ροές και τα ρεύματα του στάτη ευθέος και εγκάρσιου άξονα και θα μοντελοποιεί τη μηχανή.

Αρχικά γράφουμε τις εκφράσεις της ροής στάτη και δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα:

$$\Psi_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (6.6.3)$$

$$\Psi_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (6.6.4)$$

$$\Psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (6.6.5)$$

$$\Psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (6.6.6)$$

Λύνοντας τις (6.6.3), (6.6.4) ως προς τα ρεύματα του δρομέα λαμβάνουμε:

$$i_{dr}^e = \frac{\Psi_{ds}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{ds}^e \quad (6.6.7)$$

$$i_{qr}^e = \frac{\Psi_{qs}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{qs}^e \quad (6.6.8)$$

Αντικαθιστώντας τώρα τις (6.6.7) και (6.6.8) στις (6.5.2) και (6.5.3) λαμβάνουμε τις μαγνητικές ροές του δρομέα συναρτήσει των μαγνητικών ροών και των ρευμάτων του στάτη.

$$\Psi_{dr}^e = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds}^e + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{ds}^e \quad (6.6.9)$$

$$\Psi_{qr}^e = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs}^e + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{qs}^e \quad (6.6.10)$$

Τέλος αντικαθιστώντας τις (6.6.9) και (6.6.10) στις σχέσεις (6.6.1) και (6.6.2) και πολλαπλασιάζοντας και τα δύο μέλη των εξισώσεων με τον όρο (L_m/L_r) λαμβάνουμε τελικά το επιθυμητό σύστημα εξισώσεων που συναρτά ροές και ρεύματα στάτη ευθέως και εγκάρσιου άξονα:

$$(1 + sT_r)\Psi_{ds}^e = (1 + \sigma sT_r)L_s i_{ds}^e + \omega_{sl} T_r [\Psi_{qs}^e - \sigma L_s i_{qs}^e] \quad (6.6.11)$$

$$(1 + sT_r)\Psi_{qs}^e = (1 + \sigma sT_r)L_s i_{qs}^e + \omega_{sl} T_r [\Psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e] \quad (6.6.12)$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$.

Ωστόσο, υπό συνθήκες προσανατολισμού του συστήματος αναφοράς $d^e q^e$ με το διάνυσμα της ροής του στάτη (σχήμα 6.6.1) θα ισχύει:

$$\Psi_{qs}^e = 0 \quad (6.6.13)$$

$$\Psi_{ds}^e = \widehat{\Psi}_s^e \quad (6.6.14)$$

(καθώς το πλαίσιο $d^e q^e$ προσανατολίζεται έτσι ώστε το διάνυσμα της ροής του στάτη να είναι συγγραμμικό με τον ευθύ του άξονα (d^e)).

Αντικαθιστώντας τις (6.6.13) και (6.6.14) στις (6.6.11) και (6.6.12) προκύπτει το εξής σύστημα εξισώσεων:

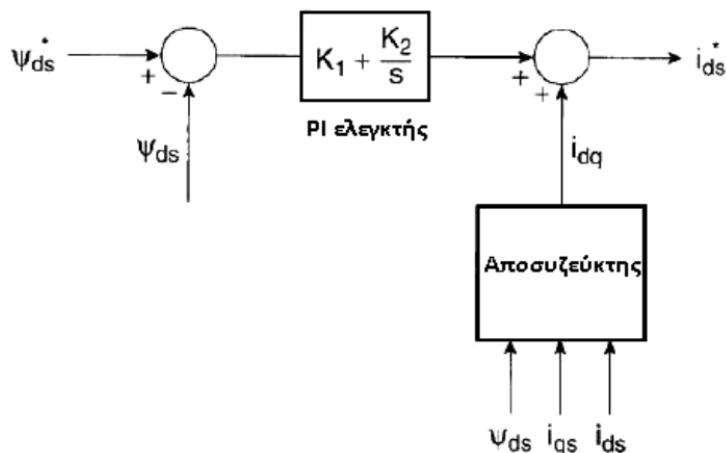
$$(1 + sT_r)\Psi_{ds}^e = (1 + \sigma sT_r)L_s i_{ds}^e - \omega_{sl} T_r \sigma L_s i_{qs}^e \quad (6.6.15)$$

$$(1 + \sigma s T_r) L_s i_{qs}^e = \omega_{sl} T_r [\Psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e] \quad (6.6.16)$$

Οι εξισώσεις αυτές είναι οι εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία της μηχανής υπό συνθήκες προσανατολισμού όπως αναλύθηκε ανωτέρω. Παρά την ικανοποίηση της συνθήκης του προσανατολισμού με το πεδίο του στάτη, οι εξισώσεις (6.6.15) και (6.6.16) δεν προκύπτουν αποσυσζευγμένες.

Πράγματι, η εξίσωση (6.6.15) υποδηλώνει την εξάρτηση της ροής του στάτη τόσο από τη συνιστώσα ρεύματος του ευθέως όσο και του εγκάρσιου άξονα. Το ίδιο υποδηλώνεται για τη γωνιακή ταχύτητα ολισθήσεως, ισοδύναμα τη ροπή, στην εξίσωση (6.6.16). Συνεπώς ο ανεξάρτητος έλεγχος της ροής και της ροπής παραμένει ανέφικτος παρά τον προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής στάτη καθώς οποιαδήποτε μεταβολή του ενός μεγέθους επηρεάζει άμεσα και το άλλο.

Η αποσυσζευξη των εξισώσεων ροής και ροπής μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλο αλγεβρικό μετασχηματισμό των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα του πλαισίου αναφοράς $d^e q^e$ και συγκεκριμένα με πρόσθεση ενός κατάλληλου σήματος ρεύματος, i_{dq} , στο ρεύμα ευθέως άξονα όπως το τελευταίο προκύπτει στην έξοδο του ελεγκτή εντός του κλειστού βρόχου της ροής. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται μια συνιστώσα ρεύματος ευθέως άξονα που λαμβάνει υπ' όψιν της το ανωτέρω φαινόμενο της σύζευξης και το αντισταθμίζει επιτρέποντας τον ανεξάρτητο έλεγχο ροής και ροπής μέσω των d-q συνιστωσών αντίστοιχα του ρεύματος στάτη.



Σχήμα 6.6.2. Αποσυσζεύκτης. Παράγει το κατάλληλο σήμα ρεύματος που προστιθέμενο στην έξοδο του PI ελεγκτή του σφάλματος ροής πετυχαίνει την αποσυσζευξη των εξισώσεων της μηχανής.

Ο υπολογισμός αυτού του σήματος απόζευξης, i_{dq} , εξηγείται παρακάτω με τη βοήθεια του μπλοκ διαγράμματος (6.6.2) όπου φαίνεται ο κλειστός βρόχος της ροής, ο ελεγκτής του σφάλματος ροής και ο αποσυσζεύκτης που αντιστοιχεί στη διάταξη υπολογισμού του σήματος i_{dq} που προστίθεται στην έξοδο του ελεγκτή ώστε τελικά να παραχθεί το ρεύμα αναφοράς του ευθέως άξονα που επιτρέπει αποσυσζευγμένη λειτουργία.

Έστω G η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή. Ισχύει (σχήμα 6.6.2):

$$i_{ds}^{e*} = G(\Psi_{ds}^{e*} - \Psi_{ds}^e) + i_{dq} \quad (6.6.17)$$

Στην ειδική περίπτωση ενός γραμμικού ελεγκτή PI με συνάρτηση μεταφοράς

$$G = K_1 \frac{K_2}{s} \quad \eta \quad (6.6.17) \quad \gammaίνεται:$$

$$i_{ds}^{e*} = \left(K_1 + \frac{K_2}{s}\right) (\Psi_{ds}^{e*} - \Psi_{ds}^e) + i_{dq} \quad (6.6.18)$$

Αντικαθιστώντας την (6.6.18) στην (6.6.15) λαμβάνουμε:

$$(1 + sT_r)\Psi_{ds}^e = L_s[(1 + \sigma sT_r)G(\Psi_{ds}^{e*} - \Psi_{ds}^e) + (1 + \sigma sT_r)i_{dq} - \omega_{sl}T_r\sigma i_{qs}^e] \quad (6.6.19)$$

Η συνθήκη της πλήρους αποσύζευξης ισοδυναμεί με την εξάλειψη της συνιστώσας εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη από την ανωτέρω εξίσωση της ροής. Η απαίτηση αυτή ικανοποιείται όταν:

$$(1 + \sigma sT_r)i_{dq} - \omega_{sl}T_r\sigma i_{qs}^e = 0 \rightarrow i_{dq} = \frac{\omega_{sl}T_r\sigma i_{qs}^e}{(1 + \sigma sT_r)} \quad (6.6.20)$$

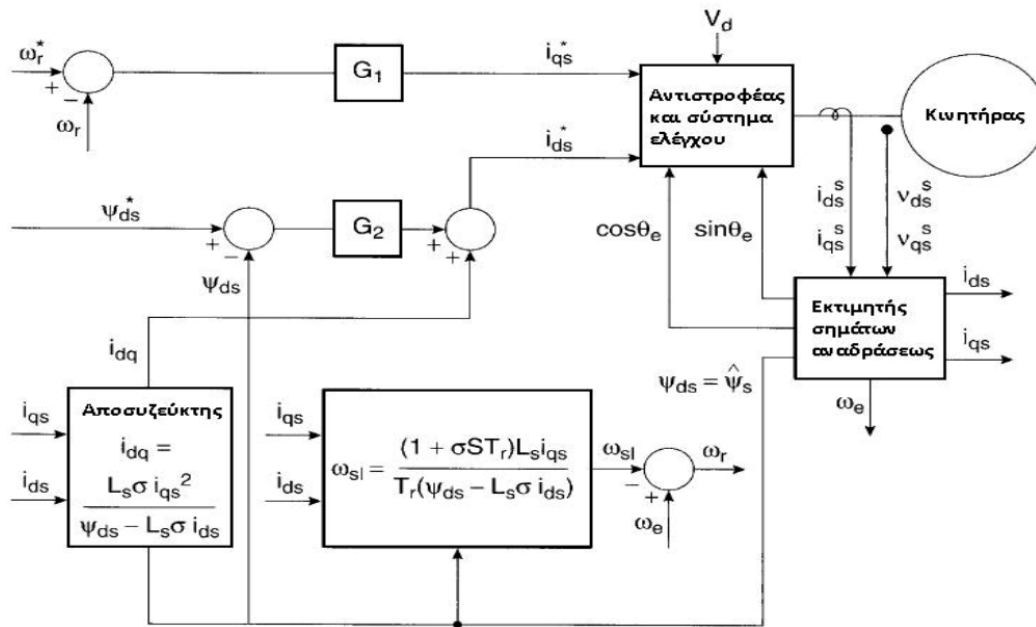
Για την τιμή αυτή του ρεύματος i_{dq} αποδεικνύεται εύκολα πως και η εξίσωση της ροπής (6.6.16) προκύπτει αποσυζευγμένη. Τέλος, επιλύοντας την εξίσωση (6.6.16) ως προς την κυκλική συχνότητα ολισθήσεως παίρνουμε:

$$\omega_{sl} = \frac{(1 + \sigma sT_r)L_s i_{qs}^e}{T_r[\Psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e]} \quad (6.6.21)$$

και συνδυάζοντας τις (6.6.21) και (6.6.20) λαμβάνουμε:

$$i_{dq} = \frac{\sigma L_s (i_{qs}^e)^2}{(\Psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e)} \quad (6.6.22)$$

που είναι μια έκφραση του σήματος αποσύζευξης συναρτήσει των συνιστωσών ευθέος και εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη και της μαγνητικής ροής του στάτη (που υπό συνθήκες προσανατολισμού, όπως στην παρούσα περίπτωση, ταυτίζεται με τη ροή στάτη ευθέος άξονα). Η τεχνική που αναλύθηκε ανωτέρω δεν περιορίζεται μόνο στις εφαρμογές του διανυσματικού ελέγχου αλλά αποτελεί συνήθη τεχνική στη θεωρία του αυτόματου ελέγχου, όπου κατάλληλοι αλγεβρικοί μετασχηματισμοί υιοθετούνται ώστε να προκύψουν αποζευγμένα σύνολα εξισώσεων. Στο σχήμα (6.6.3) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου. Τονίζεται ότι στην τεχνική αυτή ελέγχου δεν είναι απαραίτητη η χρήση ταχογεννήτριας καθώς η ταχύτητα της μηχανής μπορεί να υπολογιστεί με ικανοποιητική ακρίβεια μέσω υπολογισμού της συχνότητας ολισθήσεως που δίνεται από τη σχέση (6.6.21). Η μεταβολή της αντίστασης R_s του στάτη είναι τότε δυνατό να υπολογιστεί και να ληφθεί κατάλληλα υπ' όψιν στον αλγόριθμο ελέγχου.



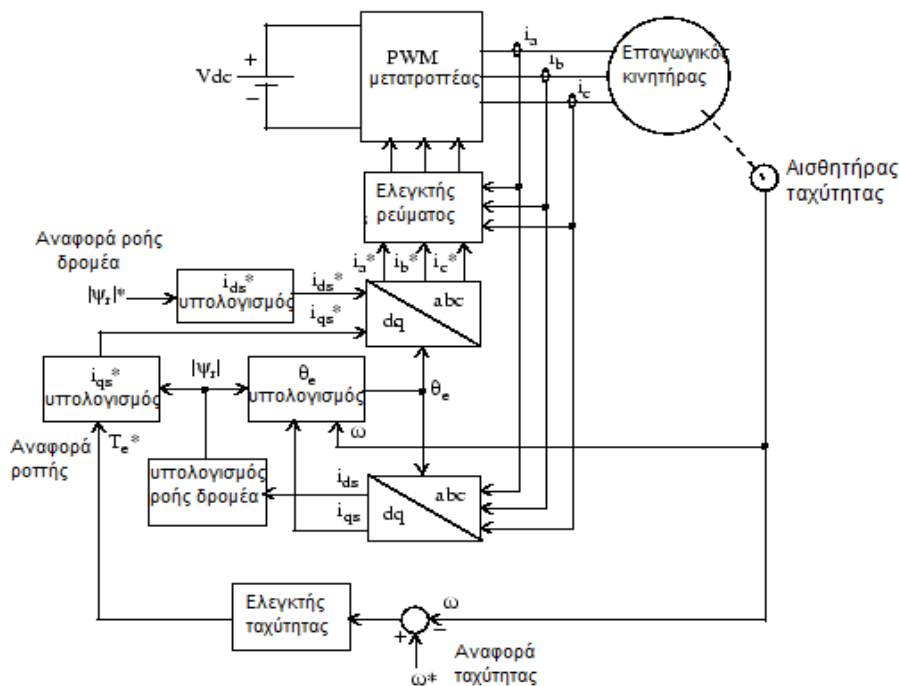
Σχήμα 6.6.3. Μπλοκ διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7.

Μοντελοποίηση διανυσματικού ελέγχου στο *Matlab Simulink*.

7.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.

Αν και η βιβλιοθήκη των ηλεκτρικών μηχανών στο *Matlab Simulink* περιέχει 13 μοντέλα μηχανών που χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία, υπάρχουν μερικές απαιτήσεις που οδηγούν για την μοντελοποίηση του μοντέλου κινητήρα. Παρακάτω θα δούμε πώς να προσομοιώσουμε το μοντέλο του ασύγχρονου κινητήρα στο *Matlab Simulink*, χρησιμοποιώντας την βιβλιοθήκη *SimPowerSystems*. Θα μοντελοποιήσουμε διανυσματικό έλεγχο του ασύγχρονου κινητήρα με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου που μοιάζει με το AC3 μοντέλο της βιβλιοθήκης ηλεκτρικών κινητήρων, το οποίο θα το δούμε και αυτό στα επόμενα κεφάλαια. Το παρακάτω σχήμα μας δείχνει το μπλοκ διάγραμμα του κινητήριου συστήματος.

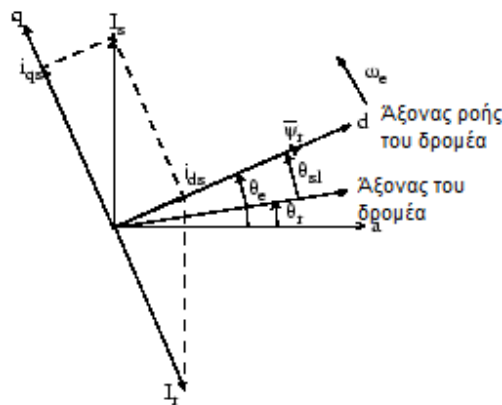


Σχήμα 7.1.1. Κινητήριο σύστημα ασύγχρονου κινητήρα προσανατολισμένου πεδίου μεταβλητής συχνότητας.

7.2. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ.

Ο ασύγχρονος κινητήρας τροφοδοτείται από το αντιστροφέα *PWM*, που ελέγχει το ρεύμα, ο οποίος λειτουργεί σαν μια τριφασική πηγή ημιτονοειδούς μορφής ρεύματος. Η ταχύτητα του κινητήρα ω συγκρίνεται με την ταχύτητα αναφοράς ω^* και το σφάλμα το οποίο προκύπτει επεξεργάζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας, ο οποίος παράγει την εντολή για την ροπή T_e^* .

Όπως δείχνει το παρακάτω σχήμα, η ροή του δρομέα καθώς και η ροπή μπορούν ξεχωριστά να ελεγχθούν από το σταθερό άξονα του ρεύματος στάτη i_{ds} και τετραγωνικό άξονα του ρεύματος στάτη i_{qs} αντίστοιχα.



Σχήμα 7.2.1. Αρχές του ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο.

Την μαθηματική περιγραφή της ασύγχρονης μηχανής έχουμε πεί στο κεφάλαιο 2, εδώ θα πούμε τις βασικές εξισώσεις. Το ρεύμα αναφοράς του τετραγωνικού άξονα του στάτη i_{qs}^* υπολογίζεται από την ροπή αναφοράς T_e^* με τον εξής τρόπο:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{p} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{|\Psi_r|_{est}} \quad (7.2.1)$$

όπου L_r είναι επαγωγή του δρομέα, L_m είναι αμοιβαία επαγωγή, και $|\Psi_r|_{est}$ εκτιμωμένη διασύνδεση ροής δρομέα, η οποία δίνεται από την σχέση:

$$|\Psi_r|_{est} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r s} \quad (7.2.2)$$

όπου $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ είναι σταθερά χρόνου του δρομέα

Το ρεύμα αναφοράς του σταθερού άξονα του στάτη i_{ds}^* βρίσκεται από την αντικατάσταση ροής του δρομέα $|\Psi_r|_{est}$.

$$i_{ds}^* = \frac{|\psi_r|^*}{L_m} \quad (7.2.3)$$

Η θέση ροής του δρομέα θ_e είναι απαραίτητη για τον μετασχηματισμό συντεταγμένων, και προσδιορίζεται από την ταχύτητα του δρομέα ω_m και την συχνότητα της ολίσθησης ω_{sl} .

$$\theta_e = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt \quad (7.2.4)$$

Η συχνότητα ολίσθησης υπολογίζεται από το ρεύμα αναφοράς i_{qs}^* και τους παραμέτρους του κινητήρα.

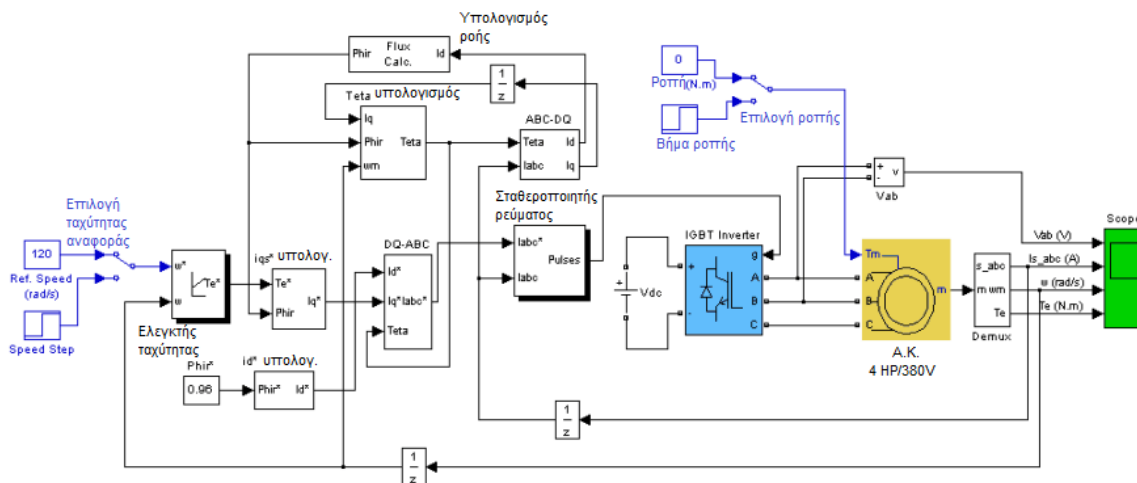
$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{|\psi_r|_{est}} \frac{R_r}{L_r} i_{qs}^* \quad (7.2.5)$$

Τα ρεύματα αναφοράς i_{qs}^* και i_{ds}^* μετατρέπονται σε φασικά ρεύματα αναφοράς i_a^*, i_b^*, i_c^* για τον σταθεροποιητή ρεύματος. Η επεξεργασία σταθεροποίησης, μετρομενες τιμές και τα ρεύματα αναφοράς παράγουν σήματα εισόδου των πυλών του αντιστροφέα.

Η σημασία του ελεγκτή ταχύτητας είναι να κρατά την ταχύτητα του κινητήρα ίση με την ταχύτητα αναφοράς εισόδου σε μόνιμη κατάσταση και να προσφέρει καλή δυναμική κατάσταση την μεταβατική ώρα. Ο ελεγκτής μπορεί να είναι ολοκληρωτής αναλογικού τύπου.

7.3. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΤΟΥ ΠΕΔΙΟΥ.

Το παρακάτω σχήμα δείχνει μοντέλο ασύγχρονου κινητήρα το οποίο είναι από τα μπλοκ *SimPowerSystems* και τα μπλοκ από τις βιβλιοθήκες του *Simulink*.



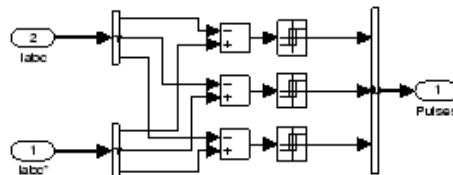
Σχήμα 7.3.1 Ασύγχρονος κινητήρας μεταβλητής ταχύτητας με προσανατολισμό πεδίου.

Ο ασύγχρονος κινητήρας έχει υλοποιηθεί με το μπλοκ *Asynchronous Machine*. Τα χαρακτηριστικά του κινητήρα είναι αυτά του κεφαλαίου 5.1.

Η ταχύτητα αναφοράς και φόρτιση της ροπής που επιβάλλουμε στον άξονα της μηχανής μπορούν να ελεγχθούν από τους διακόπτες "επιλογή ταχύτητας αναφοράς" και "επιλογή ροπής" σε περιπτώσεις που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε την σταθερή τιμή ή την βηματική συνάρτηση. Αρχικά η ταχύτητα αναφοράς είναι ρυθμιζόμενη σε σταθερή τιμή 120 rad/s και η φόρτιση της ροπής είναι ρυθμιζόμενη να διατηρείται στα 0 Nm.

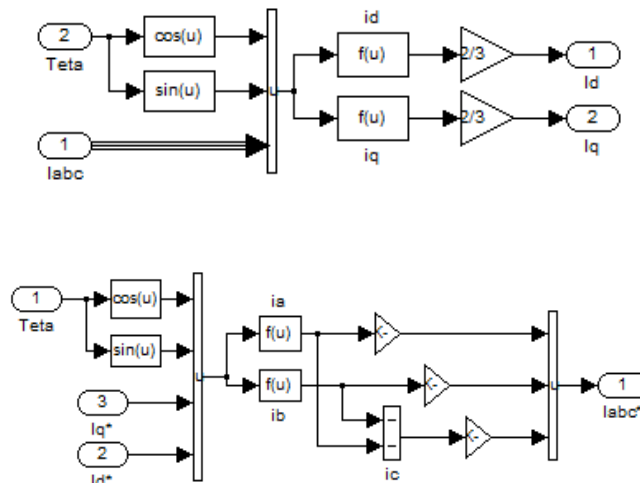
Το κύκλωμα ελέγχου ρεύματος με τον αντιστροφέα PWM δείχνεται στο σχήμα 7.3.1. Ο αντιστροφέας *IGBT* έχει μοντελοποιηθεί από το μπλοκ *Universal Bridge* και στο οποίο *Power Electronic device* και *Port configuration* ιδιότητες έχουν επιλεγθεί ως *IGBT/Diode* και ABC είναι υποδοχές εξόδου αντίστοιχα. Το συνεχές ρεύμα του *IGBT* είναι 200V D.C.

Ο σταθεροποιητής ρεύματος, ο οποίος αποτελείται από τρεις ελεγκτές υστέρησης είναι φτιαγμένος από τα μπλοκ του *Simulink*. Τα ρεύματα του κινητήρα μας παρέχει από την έξοδο μετρήσεως του μπλοκ *Asynchronous Machine*.



Σχήμα 7.3.2. Μπλοκ σταθεροποίησης ρεύματων του κινητήρα.

Ο μετασχηματισμός *abc-dq*, και αντίστροφα, πλαίσια αναφοράς εκτελέθει από το μπλοκ *abc_to_dq0 Transformation* και *dq0_to_abc Transformation* όπως δείχνει το σχήμα 7.3.1.



Σχήμα 7.3.3. Μετασχηματισμοί *abc-dq* και *dq-abc*.

Η ροή του δρομέα υπολογίστηκε από το μπλοκ *Flux_Calculation*.

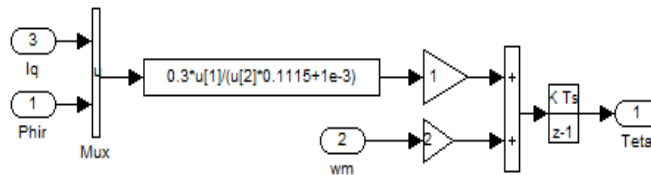


$$Id^* = Phir^* / Lm$$

$$Lm = 0.3H$$

Σχήμα 7.3.4. Μπλοκ *Flux_Calculation*.

Θέση ροής του δρομέα θ_e υπολογίστηκε από το μπλοκ *Teta Calculation*.



$$Teta = \text{Electrical angle} = \text{integ} (wr + wm)$$

$$wr = \text{Rotor frequency (rad/s)} = Lm * Iq / (Tr * Phir)$$

$$wm = \text{Rotor mechanical speed (rad/s)}$$

$$Lm = 0.3H$$

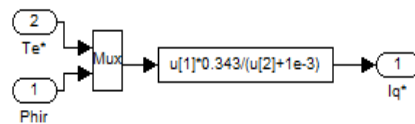
$$Lr = Ll/r + Lm = 0.0087 + 0.3 = 0.3H$$

$$Rr = 2.69 \text{ ohms}$$

$$Tr = Lr / Rr = 0.1115 \text{ s}$$

Σχήμα 7.3.5. Μπλοκ *Teta Calculation*.

Το ρεύμα αναφοράς τετραγωνικού άξονα του στάτη i_{qs}^* υπολογίστηκε από το μπλοκ *iqs*_Calculation*.



$$Iq = (2/3) * (2/p) * (Lr/Lm) * (Te / Phir)$$

$$Iq = 0.343 * (Te / Phir)$$

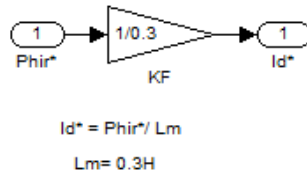
$$Lm = 0.3H$$

$$Lr = Ll/r + Lm = 0.0087 + 0.3 = 0.3087H$$

$$p = \text{nb of poles} = 4$$

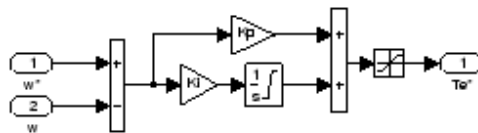
Σχήμα 7.3.6. Μπλοκ *iqs*_Calculation*.

Το ρεύμα αναφοράς σταθερού άξονα του στάτη i_{ds}^* υπολογίστηκε από το μπλοκ $id^*_Calculation$.



Σχήμα 7.3.7. Μπλοκ $id^*_Calculation$.

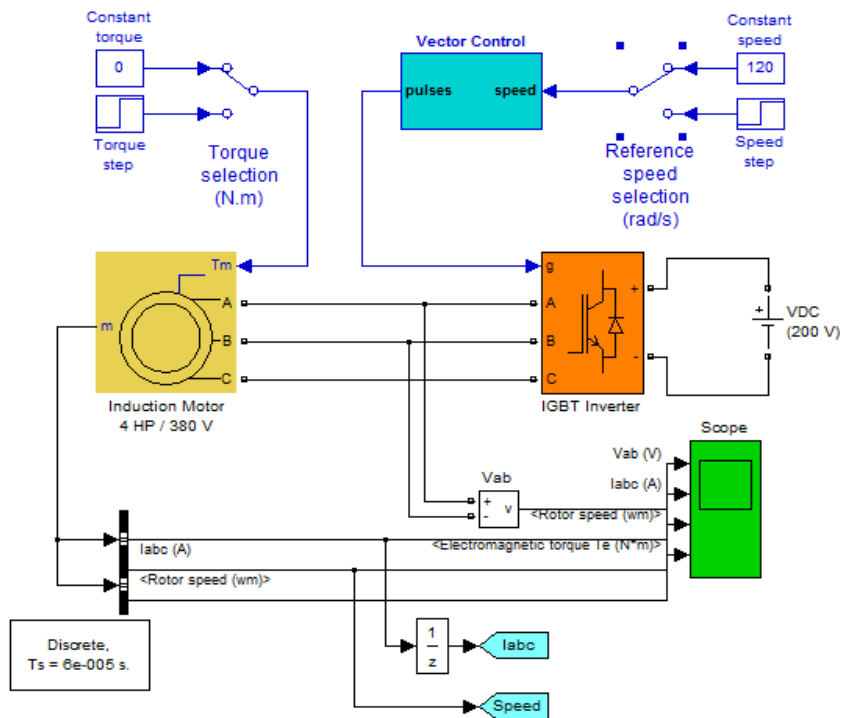
Ο ελεγκτής ταχύτητας (ολοκληρωτής) αναλογικού τύπου, και αποτελείται από τα μπλοκ του *Simulink*.



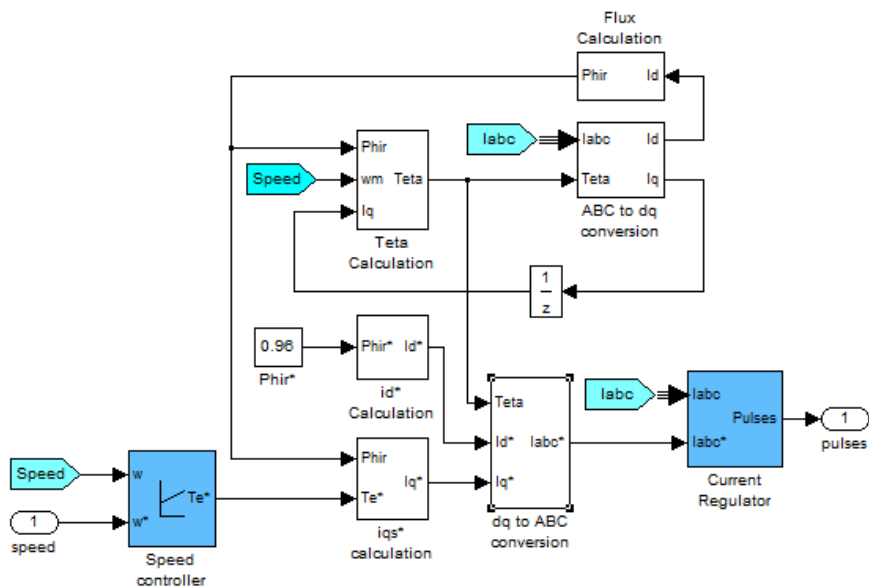
Σχήμα 7.3.8. Μπλοκ ελεγκτής ταχύτητας (*Simulink*)

Για να αυξήσουμε την ταχύτητα προσομοίωσης το μοντέλο λειτουργεί σε χρόνο 0,2μs και είναι διακριτό.

Παρακάτω θα δούμε το λειτουργικό μοντέλο του διανυσματικού ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα.

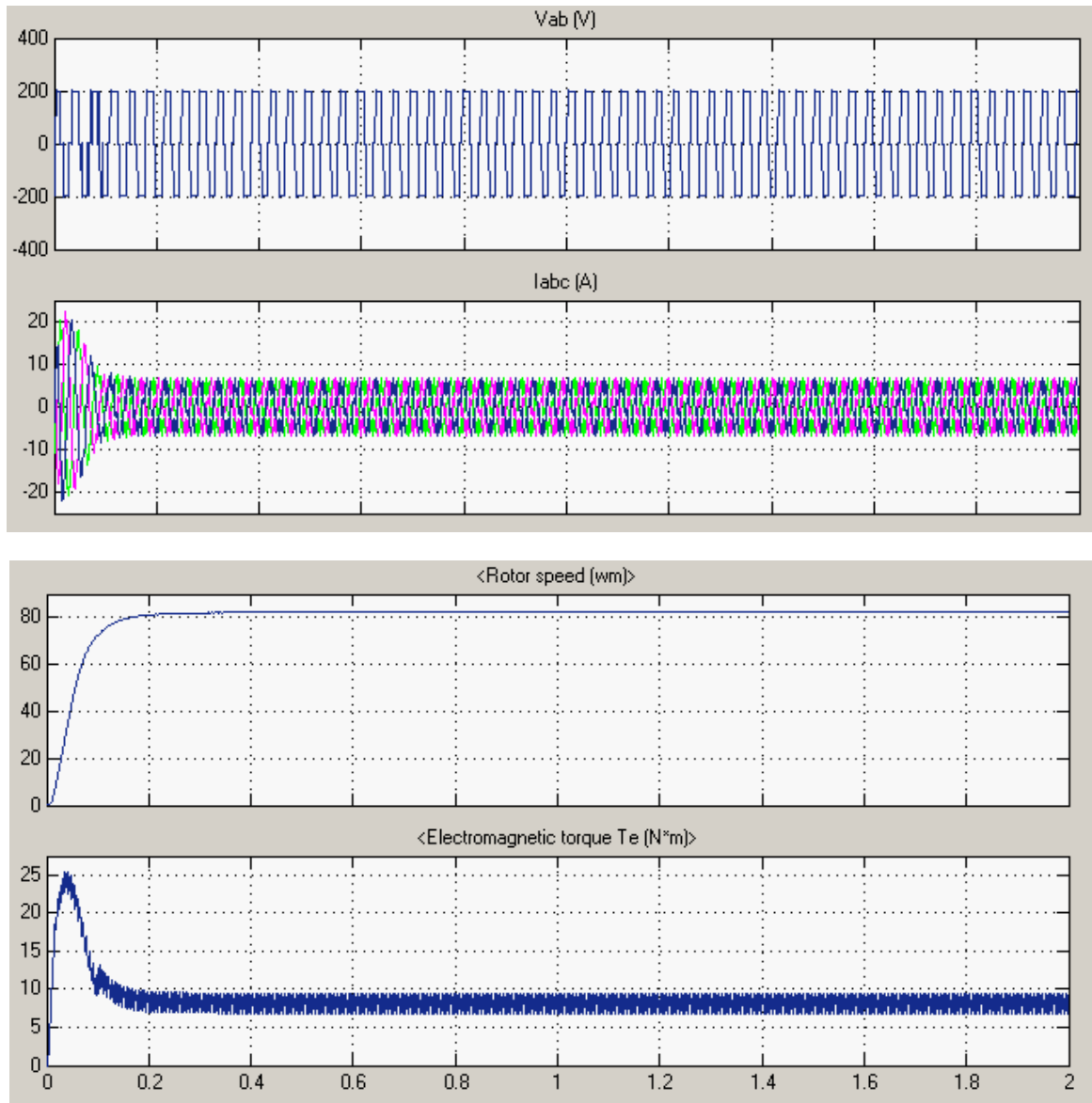


Σχήμα 7.3.9. Μοντέλο έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με την έλεγχο ροής του δρομέα του ασύγχρονου κινητήρα.



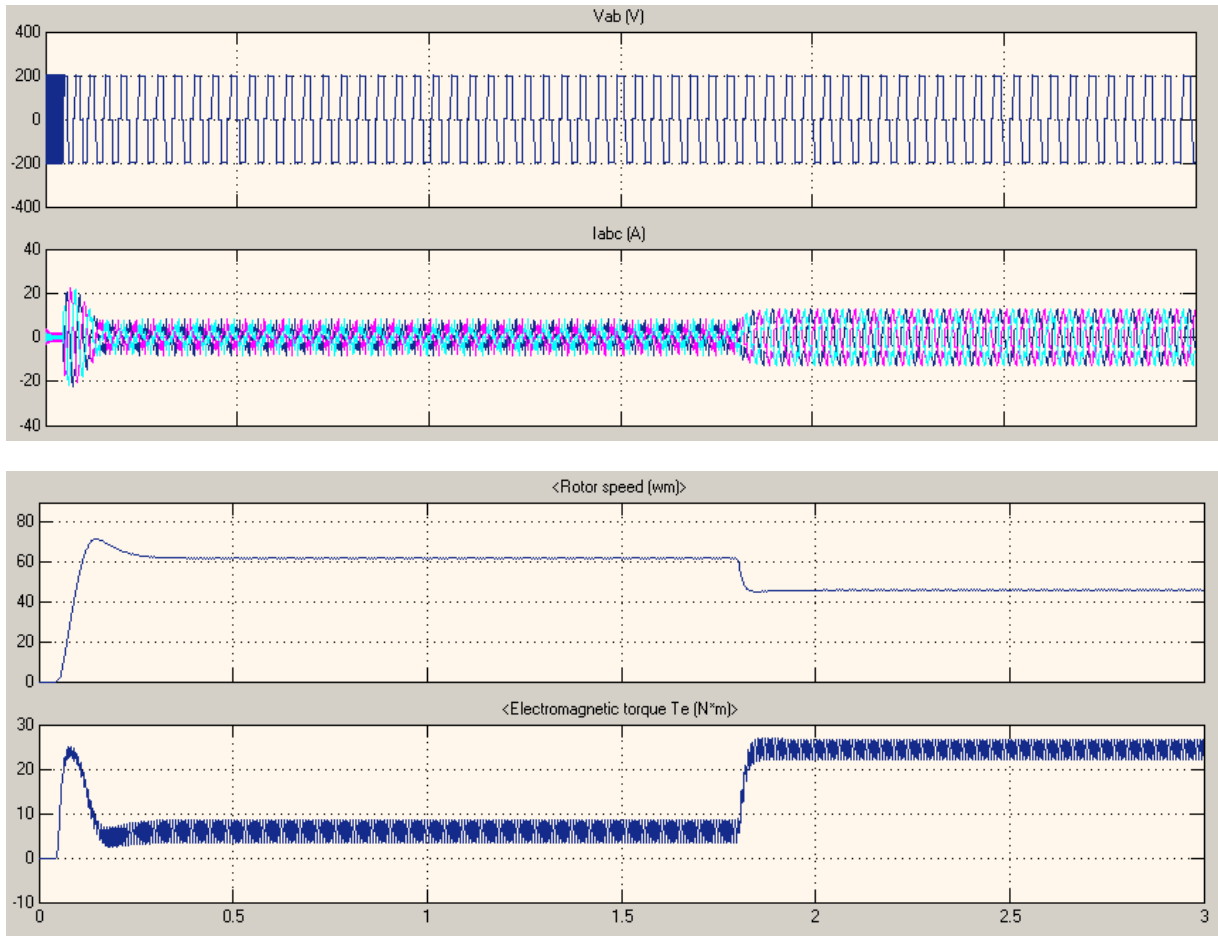
Σχήμα 7.3.10. Μέσα στο μπλοκ Vector Control.

Θα ξεκινήσουμε την προσομοίωση με αρχικές συνθήκες [1,0,0,0,0,0,0], ρυθμίζοντάς τις στο μπλοκ *Asynchronous Machine* (αρχική ολίσθηση $s=1$, και με μηδενικό ρεύμα). Η ταχύτητα αναφοράς είναι ίση με 120 rad/s , και μηδενική ροπή στον άξονα του κινητήρα. Την ταχύτητα του κινητήρα, ηλεκτρομηχανική ροπή καθώς και το τριφασικό ρεύμα θα δούμε στις παρακάτω κυματομορφές.



Σχήμα 7.3.11. Τάση αντιστροφεία V_{ab} , ρεύμα i_{abc} , ταχύτητα ω_m σε rad/s , ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e συναρτήσει του χρόνου.

Θα δούμε παρακάτω την δυναμική απόδοση του συστήματος συναρτήσει ελέγχου ταχύτητας και προσθέτοντας ροπή στον άξονα του κινητήρα. Αυτό θα γίνει με τις δύο αλλαγές στις συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα, αλλάζοντας το βήμα στην ταχύτητα αναφοράς και ροπής. Για να γίνει αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τον διακόπτη στην ταχύτητα αναφοράς και τον διακόπτη στη επιλογή ροπής. Αλλάζουμε το βήμα στην ταχύτητα αναφοράς από 120 rad/s στα 160 rad/s , και τον χρόνο αλλαγής ρυθμίζουμε στα $t=0.2 \text{ s}$ και την ροπή φόρτισης από 0 Nm σε 20 Nm στο χρόνο $t=1.8 \text{ s}$. Θα δούμε παρακάτω την αντίδραση στις αλλαγές τις οποίες θα εφαρμόσουμε.

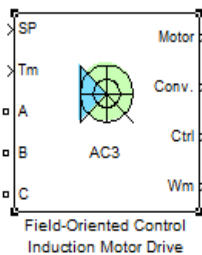


Σχήμα 7.3.12. Δυναμική απόδοση ασύγχρονου κινητήρα.

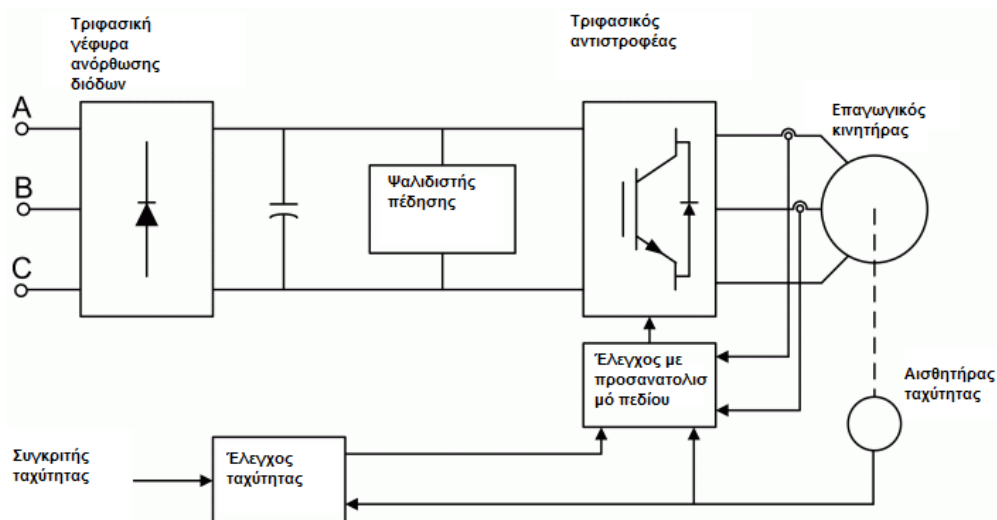
7.4. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ.

Μια από τις προσομοιώσεις του διανυσματικού ελέγχου με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου γίνεται με την βοήθεια του μπλοκ *field-oriented control induction motor drive*, το οποίο βρίσκεται σε *SimPowerSystems/Application libraries/Electric Drives library/AC drives/Field-Oriented Control Induction Motor Drive*.

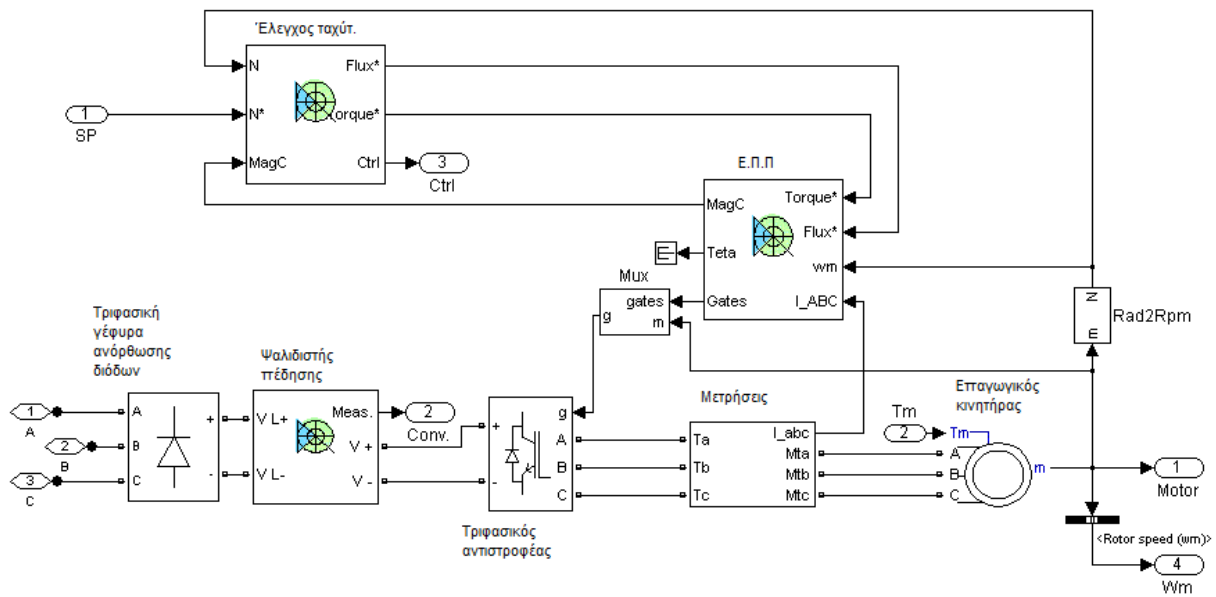
Περιγραφή



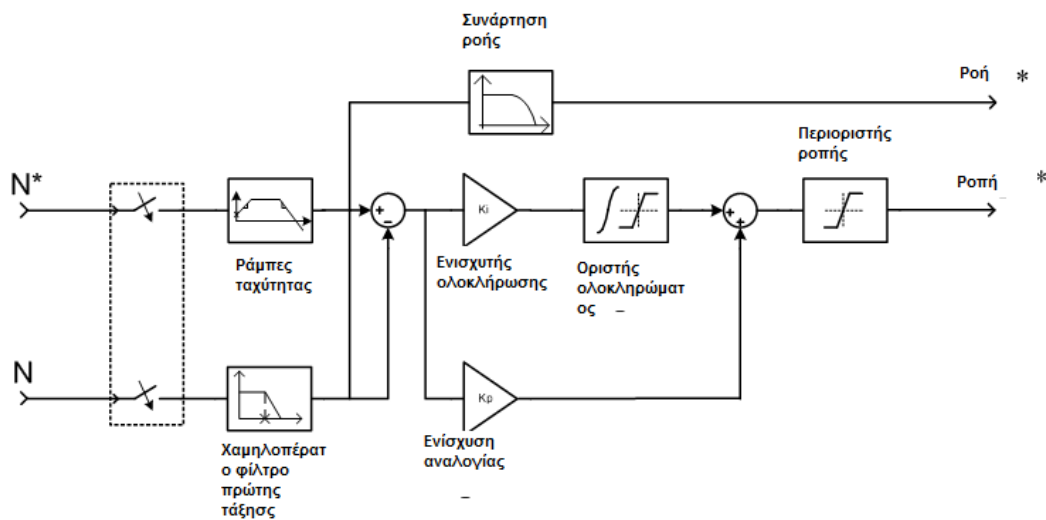
Το σχήμα που παρουσιάζεται παρακάτω είναι υψηλού επιπέδου και αποτελείται από τα έξι κύρια μπλοκ. Τα μοντέλα του επαγωγικού κινητήρα, τριφασικού αντιστροφέα και τριφασικής γέφυρας ανόρθωσης διόδων παρέχονται από την βιβλιοθήκη *SimPowerSystems*. Τα μοντέλα του ελεγκτή ταχύτητας, ψαλιδιστή πέδησης και μοντέλου προσανατολισμένου πεδίου μας παρέχει η βιβλιοθήκη *Electric Drives*. Επίσης μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την απλοποιημένη έκδοση του κινητήρα που παρέχει μοντέλο μέσης τιμής του αντιστροφέα και μας επιτρέπει να κάνουμε την προσομοίωση πιο γρήγορα.



Σχήμα 7.4.1. Έλεγχος με προσανατολισμένο πεδίου υψηλού επιπέδου.

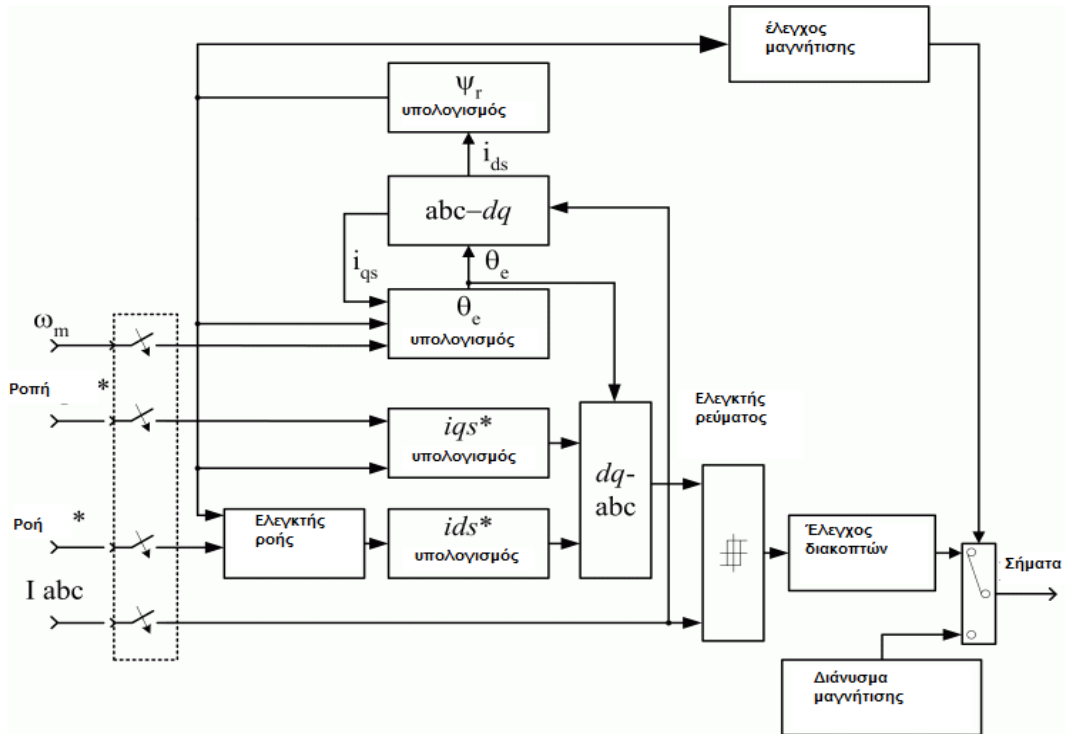


Σχήμα 7.4.2. Προσομοίωση στο Simulink.



Σχήμα 7.4.3. Ελεγκτής ταχύτητας.

Ο ελεγκτής ταχύτητας βασίζεται στον ελεγκτή PI, που δείχνεται στο πάνω σχήμα. Οι έξοδοι του ελεγκτή είναι σημεία αναφοράς της ροπής και της ροής που εφαρμόζεται στο προσανατολισμένο πεδίο.



Σχήμα 7.4.4. Έμμεσος έλεγχος με προσανατολισμένο πεδίο.

Το μπλοκ του ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο περιέχει 11 κύρια μπλοκ. Αυτά τα μπλοκ αναφέρονται στο πάνω σχήμα έμμεσου ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο.

Το μπλοκ Ψ_r υπολογισμός χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της ροής του δρομέα. Ο υπολογισμός βασίζεται στην σύνθεση των εξισώσεων.

Το μπλοκ Θ_e υπολογισμός χρησιμοποιείται για να βρεθεί η φασική γωνία περιστροφής ροής πεδίου του δρομέα.

Το μπλοκ $abc-dq$ εκτελεί τον μετασχηματισμό των μεταβλητών φάσεων abc σε dq στοιχεία του περιστρεφόμενου πεδίου πλαισίου αναφοράς ροής του δρομέα.

Το μπλοκ $dq-abc$ εκτελεί τον μετασχηματισμό των στοιχείων dq του περιστρεφόμενου πεδίου αναφοράς ροής του δρομέα σε φασικές μεταβλητές abc .

Το μπλοκ i_{qs}^* υπολογισμός χρησιμοποιεί την υπολογισμένη ροή του δρομέα και αναφορά ροπής για τον υπολογισμό της τιμής του τετραγώνου ρεύματος, η οποία χρειάζεται για να παράγει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του άξονα του κινητήρα.

Το μπλοκ ελεγκτής ρεύματος είναι σταθεροποιητής ρεύματος με ρυθμιζόμενη ευρος ζώνη υστέρησης.

Το μπλοκ έλεγχος διακοπών χρησιμοποιείται για να περιορίσει την μετατρεπόμενη συχνότητα του αντιστροφέα σε μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει, οριζόμενη από τον χρήστη.

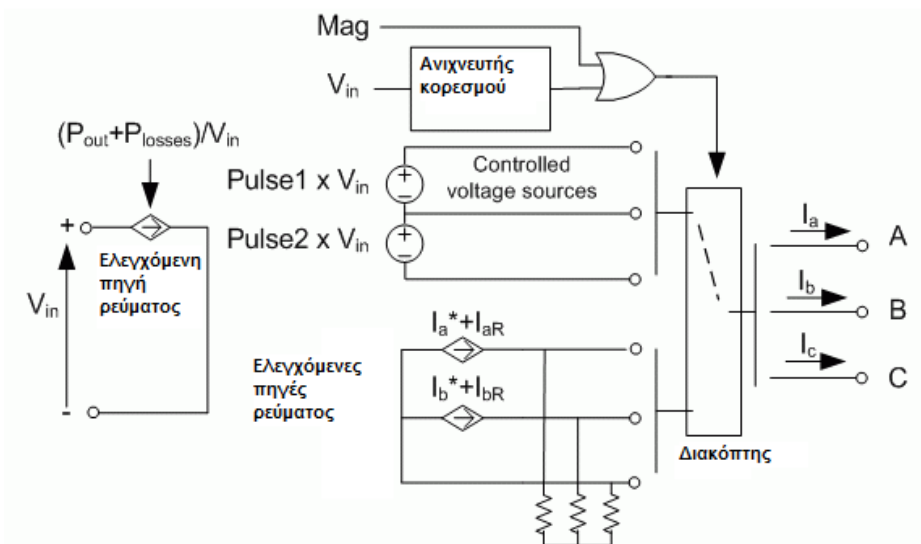
Ο ελεγκτής ροής χρησιμοποιείται για να ελέγχει την δυναμική ροή και να μειωθεί το μόνιμο σφάλμα ροής.

Η μονάδα διάνυσμα μαγνήτισης περιέχει το διάνυσμα που χρησιμοποιείται για να δημιουργεί την αρχική ροή του κινητήρα.

Η μονάδα έλεγχος μαγνήτισης τις λογικές πύλες για να αλλάζεται από την μαγνήτιση και κανονική λειτουργία.

Το μπλοκ ψαλιδοστής πέδησης περιέχει έναν πυκνωτή *bus D.C.* και δυναμικό ψαλιδοστή πέδησης, ο οποίος χρησιμοποιείται για την απορρόφηση ενέργειας που δημιουργεί ο κινητήρας κατά την επιβράδυνση.

Παρακάτω δείχνεται το σχήμα αντιστροφέα μέσης τιμής.



Σχήμα 7.4.5. Αντιστροφέας μέσης τιμής.

Ο αντιστροφέας μέσης τιμής αποτελείται από την μια ελεγχόμενη πηγή ρεύματος από την πλευρά του D.C. και από τις δύο ελεγχόμενες πηγές ρεύματος από την πλευρά του A.C. Η D.C. πηγή ρεύματος επιτρέπει την παρουσίαση της συμπεριφοράς της μέσης τιμής ρεύματος του D.C. bus ακολουθώντας την εξής εξίσωση:

$$I_{dc} = \frac{(P_{out} + P_{losses})}{V_{in}} \quad (7.4.1)$$

όπου P_{out} είναι η ισχύς εξόδου, P_{losses} είναι οι απώλειες στις συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος, και V_{in} είναι τάση του D.C. bus.

Από την πλευρά της A.C. οι πηγές ρεύματος παρουσιάζουν την μέση τιμή ρεύματος φάσης που τροφοδοτεί τον κινητήρα. Οι σταθεροποίηση γίνεται γρήγορα, οι τιμές του ρεύματος γίνονται ίσες

με το ρεύμα αναφοράς που στέλνει ο ελεγκτής ρεύματος. Ένα μικρό ρεύμα εισάγεται για να αντισταθμίσει το ρεύμα που τραβάει το τριφασικό φορτίο (χρειάζεται επειδή οι πηγές ρεύματος του αντιστροφέα είναι σε σειρά με τον επαγωγικό κινητήρα). Κατά την απώλεια του ρεύματος ανίχνευσης λόγω ανεπαρκούς τάσης μετατροπέα, τα ρεύματα τροφοδοτούνται από τις δύο πηγές τάσεων. Αυτές οι πηγές των τάσεων παρουσιάζουν την τετραγωνικής μορφής κύμα λειτουργίας και επιτρέπει καλή παρουσίαση των ρευμάτων της φάσης κατά τον κορεσμό του αντιστροφέα. Η κάθε πηγή τάσης έχει σαν έξοδο είτε V_{in} είτε 0, εξαρτάται από τις τιμές των σημάτων (1 ή 0) που στέλνει ο ελεγκτής ρεύματος.

Παρατηρήσεις

Το μοντέλο είναι διακριτό. Καλή προσομοίωση γίνεται με το βήμα προσομοίωσης των 2 μ s. Για να προσομοιωθεί το ψηφιακό σύστημα ελέγχου, το σύστημα ελέγχου έχει δύο διαφορετικού χρόνους προσομοίωσης:

- Χρόνος ελέγχου ταχύτητας προσομοίωσης
- Χρόνος προσομοίωσης προσανατολισμένου πεδίου

Ο χρόνος προσομοίωσης ελέγχου ταχύτητας πρέπει να είναι πολλαπλάσιος του χρόνου προσομοίωσης προσανατολισμένου πεδίου. Ο αντιστροφέας μέσης τιμής επιτρέπει να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερο βήμα χρόνου προσομοίωσης από την στιγμή που δεν παράγουν μικρές σταθερές χρόνου που κάνει λεπτομερείς μετατροπέας. Για τον χρόνο προσομοίωσης προσανατολισμένου πεδίου των 60 μ s, η καλή προσομοίωση γίνεται σε αυτό τον χρόνο.

Παράθυρο διαλόγου

Asynchronous Machine Tab

Field-Oriented Control Induction Motor Drive

The AC motor parameters are specified in the AC Machine tab. The braking chopper, the diode rectifier and the inverter switches parameters are specified in the Converter and DC bus tab. F.O.C. and speed controller parameters are specified in the Controller Tab.

Asynchronous Machine Converters and DC bus Controller

Electrical parameters

Reference frame: Rotor

Nominal values

Power (VA):	Voltage (Vrms):	Frequency (Hz):
3000	380	50

Equivalent circuit values

Resistance (ohm):	Leakage inductance (H):	Mutual inductance (H):
Stator: 2	0.0087	0.3
Rotor: 2.69	0.0087	

Initial currents

	Phase A:	Phase B:	Phase C:
Magnitude (A):	0	0	0
Phase (deg):	0	0	0

Mechanical parameters

Rotor values

Inertia (kg*m ²):	0.0181
Friction (N-m-s):	0.008
Pole pairs:	2

Initial values

Slip:	1
Angle (deg):	0

Model detail level: Detailed Mechanical input: Torque Tm

Parameters file options

Load Save

Η καρτέλα *Asynchronous Machine Tab* μας δείχνει τους παραμέτρους του μπλοκ *asynchronous machine* της βιβλιοθήκης *powerlib*.

Model detail level

Επιλογή μεταξύ λεπτομερείς και μέσης τιμής του αντιστροφέα.

Mechanical input

Μας επιτρέπει να επιλέξουμε είτε ροπή φορτίου είτε την ταχύτητα του κινητήρα σαν την είσοδο της μηχανής. Εάν επιλέξουμε σαν είσοδο ροπή φορτίου, θα αποκτήσουμε στην έξοδο της μηχανής την ταχύτητα του κινητήρα, σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση, η οποία περιγράφει την μηχανική δυναμική του μηχανικού συστήματος.

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_r + F \omega_r + T_m \quad (7.4.2)$$

Το μηχανικό σύστημα συμπεριλαμβάνεται στο μοντέλο του κινητήρα.

Ωστόσο εάν επιλέξουμε την ταχύτητα του κινητήρα σαν είσοδος της μηχανής, τότε θα λάβουμε την ηλεκτρομαγνητική ροπή στην έξοδο, μας επιτρέπει να παρουσιάσουμε εξωτερικά την δυναμική του μηχανικού συστήματος. Παρατήρηση ότι το εσωτερικό μηχανικό σύστημα δεν χρησιμοποιείται με την επιλογή μηχανικής εισόδου και οι παράμετροι της αδράνειας καθώς και της ιξώδης τριβής δεν εμφανίζονται στην καρτέλα.

Converters and DC Bus Tab

Field-Oriented Control Induction Motor Drive

The AC motor parameters are specified in the AC Machine tab. The braking chopper, the diode rectifier and the inverter switches parameters are specified in the Converter and DC bus tab. F.O.C. and speed controller parameters are specified in the Controller Tab.

Asynchronous Machine Converters and DC bus Controller

Rectifier

Snubbers

Resistance (ohm): 10e3

Capacitance (F): 20e-9

Diodes

On-state resistance (ohm): 1e-3

Forward voltage (V): 1.3

DC Bus

Capacitance (F): 2000e-6

Braking chopper

Resistance (ohm): 8

Chopper frequency (Hz): 4000

Activation voltage (V): 340

Shutdown voltage (V): 320

Inverter

Switches

Device type: IGBT / Diodes

On-state resistance (ohm): 1e-3

Forward voltages (V)

Main device: 0.8

Diode: 0.8

Turn-off characteristics

Fall time (s): 1e-6

Tail time (s): 2e-6

Snubbers

Resistance (ohm): 5e3

Capacitance (F): inf

Model detail level: Detailed Mechanical input: Torque Tm

Parameters file options

Load Save

Rectifier Section

Το τμήμα ανόρθωσης (*Rectifier section*) της καρτέλας *Converters and DC Bus* παρουσιάζει τους παραμέτρους του μπλοκ *Universal Bridge* της βιβλιοθήκης *powerlib*.

Inverter Section

Τμήμα του αντιστροφέα (*Inverter Section*) της καρτέλας *Converters and DC Bus* παρουσιάζει τους παραμέτρους του μπλοκ *Universal Bridge* της βιβλιοθήκης *powerlib*.

Ο αντιστροφέας μέσης τιμής χρησιμοποιεί του ακόλουθους παραμέτρους.

Source frequency

Συχνότητα τριφασικής πηγής τάσης (Hz).

On-state resistance

Κατάσταση on αντιστάσεων των διακοπών του αντιστροφέα (ohms).

DC Bus Field — Capacitance

Η χωρητικότητα του *DC Bus* (F).

Braking Chopper section

Resistance

Αντίσταση του ψαλιδιστή πέδησης που χρησιμοποιείται για να αποφεύγει την υπέρταση του *bus* κατά την πέδηση του κινητήρα ή όταν το φορτίο ροπής τείνει για επιτάχυνση του κινητήρα (ohms).

Frequency

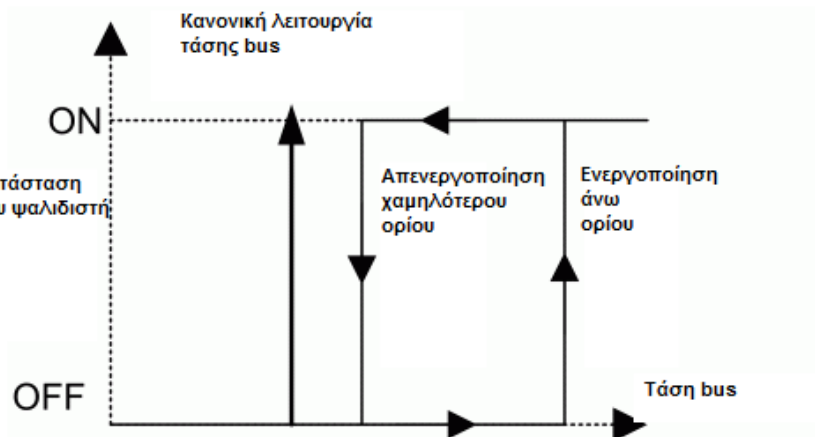
Η συχνότητα του ψαλιδιστή πέδησης (Hz).

Activation Voltage

Η δυναμική πέδησης ενεργοποιείται όταν η τάση του *bus* φτάνει το ανώτατο όριο της ζώνης υστέρησης (V). Το παρακάτω σχήμα δείχνει την λογική της ζώνης υστέρησης του ψαλιδιστή πέδησης.

Deactivation Voltage

Η δυναμική πέδησης απενεργοποιείται όταν η τάση του *bus* φτάνει το χαμηλότερο όριο της ζώνης υστέρησης (V). Το παρακάτω σχήμα δείχνει την λογική της υστέρησης του ψαλιδιστή.



Σχήμα 7.4.6 Λογική υστέρησης του ψαλιδιστή.

Controller Tab

Field-Oriented Control Induction Motor Drive

The AC motor parameters are specified in the AC Machine tab. The braking chopper, the diode rectifier and the inverter switches parameters are specified in the Converter and DC bus tab. F.O.C. and speed controller parameters are specified in the Controller Tab.

Asynchronous Machine Converters and DC bus **Controller**

Regulation type: Schematic

Speed controller

Speed ramps (rpm/s)		Speed cutoff frequency (Hz):	Speed controller sampling time (s):	Machine flux (Wb)
Acceleration:	Deceleration:			
1800	-1800	100	100e-6	Initial: 0.3

PI regulator

Proportional gain:	Integral gain:	Torque output limits (N-m)		Nominal: 0.3
5	10	Negative: -17.8	Positive: 17.8	

Field oriented control

Flux controller		Flux output limits (Wb)	
Proportional gain:	Integral gain:	Negative:	Positive:
40	50	-2	2

Lowpass filter cutoff frequency (Hz):	Sampling time (s):	Current controller hysteresis band (A):	Maximum switching frequency (Hz):
16	20e-6	0.1	20000

Model detail level: Mechanical input:

Parameters file options

Load Save

Regulation Type

Το εμφανιζόμενο μενού μας επιτρέπει να επιλέξουμε την ρύθμιση της ροπής ή της ταχύτητας.

Schematic Button

Όταν πατήσουμε αυτό του κουμπι εμφανίζεται το σχήμα ελεγχου ταχύτητας και του ρεύματος.

Speed Controller section

Speed cutoff frequency

Μέτρηση ταχύτητας του χαμηλοπέρατου φίλτρου αποκοπής συχνότητας πρώτης τάξης (Hz). Αυτή η παράμετρος χρησιμοποιείται μόνο στον έλεγχο ταχύτητας.

Speed controller sampling time

Ο χρόνος του ελεγκτή ταχύτητας της προσομοίωσης (s). Ο χρόνος προσομοίωσης πρέπει να είναι πολλαπλάσιος του χρόνου βήματος της προσομοίωσης.

Speed Ramps — Acceleration

Η μέγιστη επιτρεπόμενη αλλαγή της ταχύτητας την ώρα επιτάχυνσης του κινητήρα (rpm/s). Η υπερβολικά μεγάλη τιμή της θετικής τάσης μπορεί να δημιουργήσει την υπέρταση του *DC Bus*. Αυτή η παράμετρος χρησιμοποιείται μόνο στον έλεγκτή ταχύτητας.

Speed Ramps — Deceleration

Η μέγιστη επιτρεπόμενη αλλαγή της ταχύτητας κατά την πέδηση (rpm/s). Η υπερβολικά μεγάλη τιμή της αρνητικής τάσης μπορεί να προκαλέσει την υπόταση του *DC Bus*. Αυτή η παράμετρος χρησιμοποιείται μόνο στον έλεγκτή ταχύτητας.

PI Regulator — Proportional Gain

Ελεγκτής ταχύτητας αναλογικής ενίσχυσης. Αυτή η παράμετρος χρησιμοποιείται μόνο στον έλεγκτή ταχύτητας.

PI Regulator — Integral Gain

Ελεγκτής ταχύτητας ολοκληρωτικής ενίσχυσης. Αυτή η παράμετρος χρησιμοποιείται μόνο στον έλεγκτή ταχύτητας.

Torque output limits — Negative

Η μέγιστη αρνητική ζητούμενη ροπή που εφαρμόζεται στον κινητήρα από τον ελεγκτή ρεύματος (Nm).

Torque output limits — Positive

Η μέγιστη θετική ζητούμενη ροπή που εφαρμόζεται στο κινητήρα από τον ελεγκτή του ρεύματος (Nm).

Field Oriented Control Section

Flux Controller — Proportional gain

Ελεγκτής ροής αναλογικής ενίσχυσης.

Flux Controller — Integral gain

Ελεγκτής ροής ολοκληρωτικής ενίσχυσης.

Flux output limits — Positive

Μέγιστη θετική τιμή εξόδου του ελεγκτή ροής (Wb).

Flux output limits — Negative

Μέγιστη αρνητική τιμή εξόδου του ελεγκτή ροής (Wb).

Lowpass filter cutoff frequency

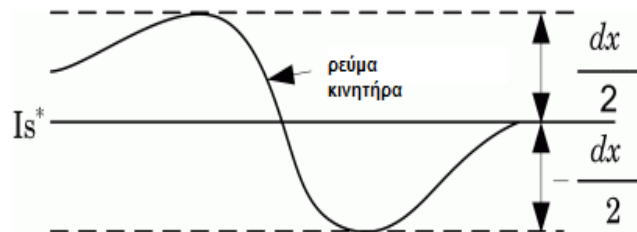
Ροή εκτίμησης χαμηλοπέρατου φίλτρου αποκοπής πρώτης τάξης (Hz)

Sampling Time

Χρόνος προσομοίωσης του ελεγκτή προσανατολισμένου πεδίου (s).

Current controller hysteresis band

Εύρος ζώνης υστέρησης ρεύματος. Η τιμή είναι της σύνολο εύρους ζώνης που διανέμεται συμμετρικά γύρω από το σημείο αναφοράς του ρεύματος. Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει την περίπτωση όπου το σημείο ορισμού είναι I_s^* και το εύρος ζώνης υστέρησης ρεύματος είναι ρυθμιζόμενο στο dx .



Σχήμα 7.4.7. Εύρος ζώνης υστέρησης ρεύματος.

Maximum Switching Frequency

Η μέγιστη συχνότητα διακοπών του αντιστροφέα (Hz). Αυτή η παράμετρος δεν χρησιμοποιείται όταν έχουμε αντιστροφέα μέσης τιμής.

Block Inputs and Outputs

SP

Σημείο ορισμού ταχύτητας ή της ροπής. Παρατήρηση ότι το σημείο ορισμού μπορεί να είναι η βηματική συνάρτηση, αλλά η αλλαγή ρυθμού της ταχύτητας θα ακολουθήσει τα κεκλιμένα της επιτάχυνσης/επιβράδυνσης. Αν το φορτίο ροπής και η ταχύτητα έχει θετικό πρόσημο, η επιταχύνμενη ροπή θα είναι σύνολο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ροπής φορτίου.

T_m or W_m

Η είσοδος της μηχανής: ροπή φορτίου (T_m) ή ταχύτητα κινητήρα (W_m).

A, B, C

Ακροδέκτες τριών φάσεων του κινητήρα.

W_m or T_e

Η έξοδος της μηχανής: ταχύτητα κινητήρα (W_m), ή ηλεκτρομαγνητική ροπή (T_e).

Motor

Διάνυσμα μέτρησης του κινητήρα. Το διάνυσμα μας επιτρέπει να παρακολουθούμε τις μεταβλητές του κινητήρα χρησιμοποιώντας το μπλοκ *Bus Selector*.

Conv

Διάνυσμα μέτρησης τριφασικών μετατροπένων. Το διάνυσμα περιέχει:

- Τάση του *DC bus*
- Ρεύμα εξόδου του ανορθωτή
- Ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα

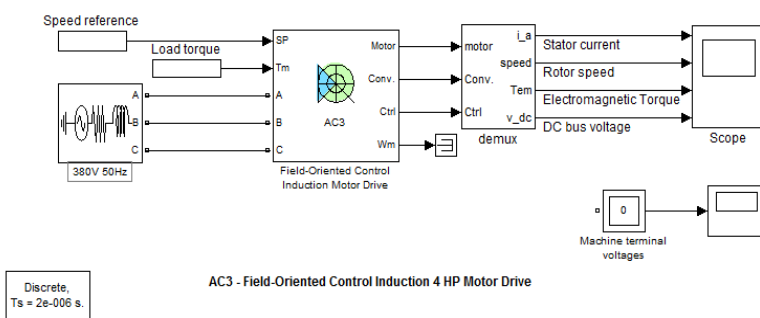
Παρατήρηση: όλες τιμές των ρευμάτων και των τάσεων των γεφυρών μπορούν να εμφανισθούν με το μπλοκ *Multimeter*.

Ctrl

Διάνυσμα της μέτρησης του ελεγκτή. Το διάνυσμα περιέχει:

- Αναφορά ροπής
- Σφάλμα ταχύτητας (διαφορά ανάμεσα της κεκλιμένης ταχύτητας αναφοράς και πραγματικής ταχύτητας).

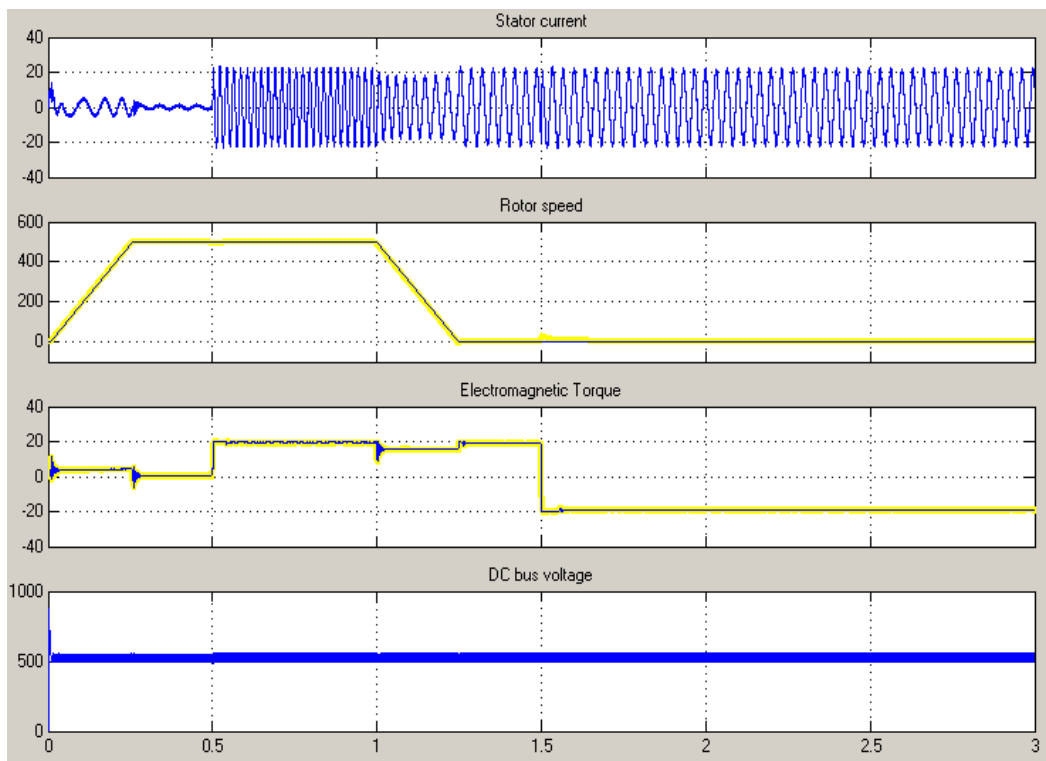
Παρακάτω θα δούμε την προσομοίωση του ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο με το μπλοκ *AC3*.



Σχήμα 7.4.8. Έλεγχος με προσανατολισμένο πεδίο κατά την ρύθμιση ταχύτητας.

Στο χρόνο $t = 0$ s, το σημείο ορισμού της ταχύτητας είναι στα 500 rpm. Όπως δείχνει το παρακάτω σχήμα, η ταχύτητα ακριβώς ακολουθεί την κεκλιμένη επιτάχυνσης.
Στο χρόνο $t = 0.5$ s, εφαρμόζεται ονομαστικό φορτίο ροπής στον κινητήρα.
Στο χρόνο $t = 1$ s, η ταχύτητα ορισμού αλλάζει στα 0 rpm. Η ταχύτητα μειώνεται στα 0 rpm.
Στο χρόνο $t = 1.5$ s, το φορτίο της μηχανής περνάει από 19 Nm σε -19 Nm.

Παρακάτω παρουσιάζεται ο έλεγχος τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου, με έλεγχο την ταχύτητα. Ο έλεγχος που αναλύεται είναι έμμεσος διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με τον έλεγχο ροής του δρομέα.



Σχήμα 7.4.9. Έλεγχος με την μέθοδο προσανατολισμένου πεδίου και ελεγχόμενη ταχύτητα. Με κίτρινο έχει σημειωθεί ταχύτητα και ροπή αναφοράς, με μπλε πραγματική ταχύτητα και ροπή.

Συμπεράσματα

Στην πτυχιακή αυτή εργασία γίνεται παρουσία των βασικών μεθόδων διανυσματικού ελέγχου, καθώς και προσομοιώσεις της λειτουργίας του ασύγχρονου κινητήρα, και του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο. Όπως έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 6, υπάρχουν δύο κύριες κατηγορίες του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο, η άμεσος διανυσματικός έλεγχος, ο οποίος υποδιαιρείται σε έλεγχο ροής προσανατολισμένου πεδίου του δρομέα και έλεγχο ροής προσανατολισμένου πεδίου του στάτη και έμμεσος διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με έλεγχο ροής του στάτη και του δρομέα.

Αν και ο άμεσος έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου μπορεί να γίνει αρκετά αξιόπιστος όσον αφορά την διακύμανση των παραμέτρων της μηχανής, τα αισθητήρια της διασύνδεσης ροής του διακένου (συνήθως) χρησιμοποιούνται αισθητήρες μισού αποτελέσματος είναι κάπως προβληματικοί και ακριβοί στη πραγματικότητα. Αυτό έχει οδηγήσει με σημαντικό ενδιαφέρον στους μεθόδους του έμμεσου ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, οι οποίοι είναι πιο ευαίσθητοι στην γνώση των παραμέτρων της μηχανής, αλλά δεν απαιτούν άμεσο αισθητήρα στην ροή του δρομέα.

Η ραγδαία εξέλιξη στην ψηφιακή τεχνολογία καθώς και ο συνδυασμός της επιστήμης ηλεκτρονικών ισχύος και συστημάτων αυτόματου ελέγχου οδήγησε τα τελευταία χρόνια σε μια διαρκή βελτίωση της αξιοπιστίας των υπάρχουσων τεχνικών διανυσματικού ελέγχου. Με την χρήση των τεχνικών διανυσματικού ελέγχου αυξάνεται δραματικά η αξιοπιστία των ηλεκτροκινητήριων συστημάτων, στις οποίες χρησιμοποιούνται οι ασύγχρονες μηχανές με αποτέλεσμα την επικρατησή τους έναντι των κινητήριων συστημάτων συνεχούς ρεύματος σε ένα ευρύτατο φάσμα εφαρμογών.

Βιβλιογραφία:

[1] Ι.Α. Τεγόπουλος, "Ηλεκτρικές μηχανές" Μέρος Β, Μόνιμη κατάσταση, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991.

[2] Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с. ISBN

[3] Ηρακλής Βυλλιώτης, Μεταπτυχιακή διπλωματική εργασία, "Προσομοίωση συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης".

[4] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc. Publication Second Edition, 2002.

[5] Mathworks, Matlab Simulink library.