

Τμήμα Μηχανολόγων Μηχανικών Βιομηχανίας
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΕΠΑΓΩΓΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεοχάρης Μπούκας

Επίβλεψη: Φ. Ν. Κουμπουλής

Βόλος 1998

αρ. εισ 148/ΠΑ



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ



004000046501



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗΣ & ΠΛΗΡΟΦΟΡΗΣΗΣ
ΕΙΔΙΚΗ ΣΥΛΛΟΓΗ «ΓΚΡΙΖΑ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ»

Αριθ. Εισ.: 1630/1
Ημερ. Εισ.: 23-09-1999
Δωρεά:
Ταξιθετικός Κωδικός: ΠΤ – ΜΜΒ
1998
ΜΠΟ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Σε αυτή την εργασία αναπτύσσεται η στρατηγική ελέγχου τέλειας εξόδου για το μη γραμμικό μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα. Αυτή η στρατηγική ελέγχου σκοπεύει στον ακριβή έλεγχο της ταχύτητας του ρότορα και της συνολικής ροής του (το τετράγωνο της νόρμας του διανύσματος της ροής του ρότορα), ενώ ταυτόχρονα παραμένει ανεξάρτητη από τις διαταραχές του συστήματος, δηλαδή τη ροπή φορτίου. Ο έλεγχος των μεταβλητών απόδοσης απαιτείται να είναι τέλειος, π.χ. ίσος με τις αντίστοιχες εξωτερικές εντολές.

Ο ελεγκτής που δίνει λύση στο πρόβλημα είναι τύπου P-D (proportional plus derivative), ο οποίος είναι μια ειδική μορφή ελεγκτή PID με τον όρο I μηδενισμένο. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα αυτού του ελεγκτή είναι η ανεξαρτησία του από τα μηχανικά χαρακτηριστικά του ρότορα (ροπή φορτίου, ροπή αδράνειας και συντελεστής τριβής). Το σύστημα κλειστού βρόχου που προκύπτει, δηλαδή το σύστημα που ικανοποιεί τις σχεδιαστικές απαιτήσεις του ελέγχου τέλειας εξόδου, αποδεικνύεται πως είναι ασυμπτωτικά ευσταθές, όπως και συνολικά ευσταθές, για την περίπτωση φραγμένων εξωτερικών εισόδων και φραγμένων των πρώτων παραγώγων τους. Για την επίτευξη της ανατροφοδότησης των ροών, σχεδιάζεται ένας γενικευμένος παρατηρητής στο χώρο κατάστασης, ώστε να είναι δυνατή η εκτίμηση των ροών. Το σφάλμα του παρατηρητή είναι μηδενικό στην περίπτωση που η αντίσταση του ρότορα δεν μεταβάλλεται και δεν υφίσταται σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας.

Η διπλωματική εργασία είναι διαμορφωμένη ως εξής: Στο Κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται η εισαγωγή στην εργασία. Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται εισαγωγικές έννοιες ηλεκτροκινητήρων. Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται ο τέλειος έλεγχος εξόδου για τον επαγωγικό κινητήρα. Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται ένας δεύτερος νόμος ελέγχου, ο ελεγκτής που βασίζεται στο θόρυβο της μονάδας ισχύος. Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται η σύνθεση της πειραματικής διάταξης και τα πειραματικά αποτελέσματα. Στο Κεφάλαιο 6

αναφέρονται τα συμπεράσματα της εργασίας. Στο Παράρτημα Α παρουσιάζονται οι αναλυτικές σχέσεις που προσδιορίζουν την ευρωστία του κλειστού συστήματος σε σχέση με την αβεβαιότητα της αντίστασης του ρότορα και το σφάλμα στη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας. Στο Παράρτημα Β παρουσιάζονται οι κώδικες προσομοίωσης για τον επαγωγικό κινητήρα Baldor M3541. Τέλος, στο Παράρτημα Γ βρίσκονται τα τεχνικά στοιχεία των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή της πειραματικής διάταξης ελέγχου του τριφασικού επαγωγικού ηλεκτροκινητήρα.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους δασκάλους μου στο Τμήμα Μηχανολόγων Μηχανικών Βιομηχανίας για τις γνώσεις που μου προσέφεραν, και ιδιαίτερα τους Γ. Πετρόπουλο και Γ. Λυμπερόπουλο, μέλη της Τριμελούς Εξεταστικής Επιτροπής της διπλωματικής μου εργασίας. Τέλος θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες προς τον Φ.Ν. Κουμπουλή, επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας, ο οποίος με την ακούραστη και εμπνευσμένη καθοδήγησή του κατέστησε εφικτή την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	1
Κεφάλαιο 2: Βασικές Έννοιες Ηλεκτροκινητήρων	5
1. Τι είναι ηλεκτρική μηχανή	5
2. Βασικές έννοιες μηχανικής	6
2.1 Δεύτερος νόμος του Νεύτωνα	6
2.2 Ροπή αδράνειας	8
2.3 Γρανάζια	11
2.4 Ισχύς και ενέργεια	12
3. Βασικές έννοιες ηλεκτρομαγνητισμού	13
3.1 Εισαγωγή στα μαγνητικά κυκλώματα	13
3.2 Μαγνητική ζεύξη, επαγωγή, ενέργεια μαγνητικού πεδίου	18
3.3 Δυνάμεις σε μαγνητικά πεδία	20
4. Συμμετρικός τριφασικός επαγωγικός ηλεκτροκινητήρας	21
4.1 Περιγραφή του μοντέλου	21
4.2 Λειτουργία του επαγωγικού κινητήρα με συμμετρικό τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας.	32
4.2.1 Ρεύματα στάτορα	32
4.2.2 Ροπή μόνιμης κατάστασης. Απόδοση	37
4.2.3 Σύγκριση των παραμέτρων με πραγματικά στοιχεία	39
4.2.4 Προσομοίωση	40
5. Τροφοδοτικά μεταβλητής τάσης και συχνότητας εξόδου.	46
5.1 Μετατροπέας με τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBT) που λειτουργεί με τεχνική διαμόρφωσης πλάτους παλμών (PWM) σε μεγάλη συχνότητα λειτουργίας	48
6. Έλεγχος επαγωγικού κινητήρα βασισμένος στο μοντέλο μόνιμης κατάστασης	49
7. Αισθητήρες και ρυθμός δειγματοληψίας ελεγκτή	51

7.1 Αισθητήρες	51
7.2 Ρυθμός δειγματοληψίας ελεγκτή	53
Κεφάλαιο 3: Τέλειος Έλεγχος Εξόδου	55
1. Επεξήγηση συμβόλων	55
2. Μοντέλο επαγωγικού κινητήρα	55
2.1 Από το τριφασικό στο διφασικό σύστημα	55
2.2 Δυναμική των τυλιγμάτων	57
2.3 Ηλεκτρομαγνητικές και μηχανικές εξισώσεις	57
2.4 Το μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα στο χώρο κατάστασης	58
3. Σχεδιαστικός στόχος	59
4. Τέλειος έλεγχος εξόδου	60
5. Ροές και ρεύματα του κλειστού συστήματος	63
5.1 Εκτίμηση της ροπής φορτίου	65
5.2 Βηματική απόκριση	66
6. Τέλειος έλεγχος εξόδου με ταυτόχρονη ευστάθεια	66
7. Για την υλοποίηση του ελεγκτή	67
7.1 Για την απόκτηση του D -όρου ανατροφοδότησης	67
7.2 Για την διαθεσιμότητα των καταστάσεων	69
8. Ένας γενικευμένος παρατηρητής ροών στο χώρο κατάστασης	70
9. Προσομοίωση	72
Κεφάλαιο 4: Ελεγκτής βασισμένος στο Θόρυβο της Μονάδας Ισχύος	87
1. Θόρυβος στη μονάδα ισχύος	87
2. Συνδυασμός ελεγκτή-παρατηρητή	87
3. Ροές και ρεύματα του κλειστού συστήματος	90
4. Προσομοίωση	92
Κεφάλαιο 5: Σύνθεση Πειραματικής Διάταξης	105
1. Σύνθεση πειραματικής διάταξης	105
Κεφάλαιο 6: Συμπεράσματα	111

Παράρτημα Α: Σφάλματα Κλειστού Συστήματος

Παράρτημα Β: Κώδικες Προσομοίωσης

Παράρτημα Γ: Τεχνικά Στοιχεία

Βιβλιογραφία - Αρθρογραφία

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή

Οι επαγωγικοί κινητήρες αποτελούν αναπόσπαστο στοιχείο κάθε βιομηχανικής μονάδας, για αυτό και αποκαλούνται (κατά παράβαση) “βιομηχανικοί κινητήρες”. Οι εφαρμογές τους καλύπτουν ένα τεράστιο φάσμα βιομηχανικών εφαρμογών (χημικές βιομηχανίες, μεταλλουργία, επεξεργασία υλικών, βιομηχανίες αυτοκινήτων, ρομπότ) και άλλων (ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ανελκυστήρες, ανεμιστήρες, αντλίες, τórνους, φρέζες, ηλεκτρικά δράπανα κλπ). Ο επιτυχής έλεγχος των επαγωγικών κινητήρων οδηγεί σε επιτυχή απόδοση όλες τις παραπάνω εφαρμογές.

Το πρόβλημα του ελέγχου των επαγωγικών κινητήρων, κάνοντας χρήση μη γραμμικών νόμων ελέγχου, παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον από τις αρχές της δεκαετίας του 70 [1]-[19]. Υπάρχει μια σειρά από τεχνικές, όπως και σχεδιαστικές απαιτήσεις και πρακτικές παραδοχές, που συνδέονται άμεσα με την αντιμετώπιση ενός τέτοιου ηλεκτρομηχανικού συστήματος. Περισσότερες λεπτομέρειες αναφέρονται στα [1]-[19] και στην βιβλιογραφία αυτών. Ο σχεδιαστικοί στόχοι μπορούν να συνοψιστούν σε έλεγχο ταχύτητας (ή θέσης) [7]-[14], σταθερής ροής [8]-[13] ή εφαρμοζόμενης ροπής [15]-[19].

Οι κύριες παραδοχές συνδέονται με τις δυσκολίες του προβλήματος, δηλαδή τις ιδιότητες του κλειστού συστήματος, τη διαθεσιμότητα των ροών για ανατροφοδότηση, τη μεταβολή της τιμής της αντίστασης ρότορα, τις αβεβαιότητες του μηχανικού μέρους και το σφάλμα στη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας.

Η έρευνα για πιο ικανοποιητική συμπεριφορά των επαγωγικών κινητήρων βρίσκεται σε συνεχή εξέλιξη, αφού σειρά βιομηχανικών εφαρμογών ωφελείται σημαντικά από την ανάπτυξη των κινητήρων αυτών. Μερικά παραδείγματα είναι οι βιομηχανικοί ενεργοποιητές [11],[14], οι χημικές και πετρελαϊκές βιομηχανίες [20], και οι εργαλειομηχανές [21].

Σε αυτή την εργασία αναπτύσσεται η στρατηγική ελέγχου τέλει εξόδου για το μη γραμμικό μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα. Αυτή η στρατηγική ελέγχου σκοπεύει στον ακριβή έλεγχο της ταχύτητας του ρότορα και της συνολικής ροής του (το τετράγωνο της νόρμας του διανύσματος της ροής του ρότορα), ενώ ταυτόχρονα παραμένει ανεξάρτητη από τις διαταραχές του συστήματος, δηλαδή τη ροπή φορτίου. Ο έλεγχος των μεταβλητών απόδοσης απαιτείται να είναι τέλει, π.χ. ίσος με τις αντίστοιχες εξωτερικές εντολές.

Ο ελεγκτής που δίνει λύση στο πρόβλημα είναι τύπου P-D (proportional plus derivative), ο οποίος είναι μια ειδική μορφή ελεγκτή PID με τον όρο I μηδενισμένο. Ο ελεγκτής ανατροφοδοτεί τα ρεύματα του στάτορα, τις εκτιμώμενες ροές του ρότορα, και τη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας. Ο όρος της παραγώγου (D-όρος) του ελεγκτή ανατροφοδοτεί μόνο τα ρεύματα του στάτορα, ενώ όλες οι άλλες μεταβλητές κατάστασης, μαζί με τα ρεύματα στάτορα, ανατροφοδοτούνται από τον αναλογικό όρο (P-όρος). Ένα σημαντικό πλεονέκτημα αυτού του ελεγκτή είναι η ανεξαρτησία του από τα μηχανικά χαρακτηριστικά του ρότορα (ροπή φορτίου, ροπή αδράνειας και συντελεστής τριβής). Το σύστημα κλειστού βρόχου που προκύπτει, δηλαδή το σύστημα που ικανοποιεί τις σχεδιαστικές απαιτήσεις του ελέγχου τέλει εξόδου, αποδεικνύεται πως είναι ασυμπτωτικά ευσταθές, όπως και συνολικά ευσταθές, για την περίπτωση φραγμένων εξωτερικών εισόδων και φραγμένων πρώτων παραγώγων. Για την επίτευξη της ανατροφοδότησης των ροών, σχεδιάζεται ένας γενικευμένος παρατηρητής στο χώρο κατάστασης, ώστε να είναι δυνατή η εκτίμηση των ροών. Το σφάλμα του παρατηρητή είναι μηδενικό στην περίπτωση που η αντίσταση του ρότορα δεν μεταβάλλεται και δεν υφίσταται σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας. Πρέπει να σημειωθεί πως το κλειστό σύστημα που προκύπτει, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση της εφαρμοζόμενης ροπής φορτίου. Αυτή η ιδιότητα είναι σημαντική για λόγους ασφαλείας, όπως στη μεταφορά βαριών φορτίων και στις κατεργασίες.

Το σύστημα ελεγκτή-παρατηρητή που προκύπτει από το σχεδιασμό αποδεικνύεται, μέσω προσομοίωσης στον επαγωγικό κινητήρα Baldor M3541, ότι είναι αρκετά εύρωστο ως προς

τις μεταβολές τις αντίστασης ρότορα, ακόμη και για μεταβολή 50%, και ως προς το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας.

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας με τα πιο συγγενικά στην περιοχή, δηλαδή τα αποτελέσματα στις εργασίες [8] και [13] παρατηρείται ότι, εδώ, δεν απαιτείται η εγκατάσταση ροομέτρου ενώ τόσο ο ελεγκτής όσο και οι μεταβλητές απόδοσης του συστήματος κλειστού βρόχου δεν εξαρτώνται από το μηχανικό τμήμα του κινητήρα.

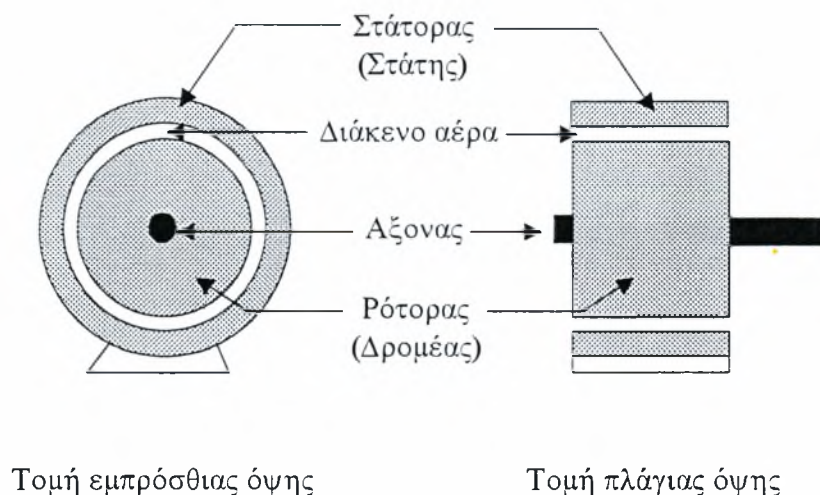
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Βασικές Εννοιες Ηλεκτροκινητήρων

1. Τι είναι ηλεκτρική μηχανή

Οι ηλεκτρικές μηχανές είναι ηλεκτρομηχανικά συστήματα μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική, και αντίστροφα. Στην πρώτη περίπτωση καλούνται ηλεκτροκινητήρες, ενώ στη δεύτερη ηλεκτρογεννήτριες. Σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις, μια ηλεκτρική μηχανή μπορεί να λειτουργήσει και σαν ηλεκτροκινητήρας και σαν ηλεκτρογεννήτρια.

Στις περισσότερες περιπτώσεις οι ηλεκτρικές μηχανές είναι περιστροφικές, και αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι έχουν τη δυνατότητα παραγωγής υψηλής περιστροφικής κινητικής ενέργειας σε περιορισμένο χώρο, και στην αυξημένη χρησιμότητά της έναντι της γραμμικής κινητικής ενέργειας. Μια περιστροφική ηλεκτρική μηχανή αποτελείται από ένα ακίνητο τμήμα (στάτορας) και από ένα κινητό (ρότορας), μεταξύ των οποίων υπάρχει διάκενο αέρος. Ο άξονας της μηχανής βρίσκεται πάνω στο ρότορα, και κατά συνέπεια περιστρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα. Ένα σκαρίφημα της ηλεκτρικής μηχανής φαίνεται στο Σχ. 1.1.



Σχ. 1.1: Σκαρίφημα ηλεκτρικής μηχανής

2. Βασικές έννοιες μηχανικής

2.1 Δεύτερος νόμος του Νεύτωνα

Μια μάζα M κινείται σε ευθεία οριζόντια τροχιά στην κατεύθυνση του άξονα s (Σχ. 2.1). Υποθέτοντας ότι η δύναμη $f_M(t)$ είναι η δύναμη που προκαλεί την κίνηση στην διεύθυνση της ταχύτητας u και $f_L(t)$ η συνολική δύναμη που αντιτίθεται στην κίνηση, τότε σύμφωνα με τον δεύτερο νόμο του Νεύτωνα ισχύει ότι

$$f_M(t) - f_L(t) = \frac{d}{dt}(Mu) = M \frac{du}{dt} + u \frac{dM}{dt} \quad (2.1)$$

όπου Mu είναι η συνολική ορμή της μάζας και $f_M(t) - f_L(t)$ η συνισταμένη δύναμη που εφαρμόζεται στη μάζα στην διεύθυνση του άξονα s . Συνήθως οι δυνάμεις εξαρτώνται από τη θέση s και την ταχύτητα u , όπως οι βαρυτικές δυνάμεις και οι δυνάμεις τριβής. Αν η μάζα είναι σταθερή, δηλαδή $M = M_0$, η σχέση (2.1) γίνεται

$$f_M(t) - f_L(t) = M_0 \frac{du}{dt} \quad (2.2)$$

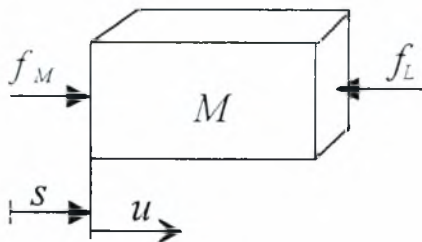
Η ίδια σχέση μπορεί να γραφεί και ως εξής

$$f_M(t) - f_L(t) = M_0 a \quad (2.3)$$

όπου

$$a = \frac{du}{dt} = \frac{d^2s}{dt^2} \quad (2.4)$$

είναι η επιτάχυνση.

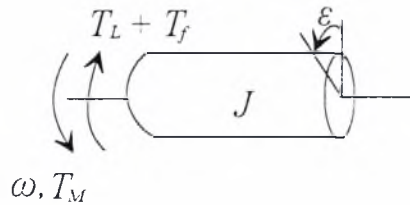


Σχ. 2.1: Μεταφορική κίνηση μαζών

Αν η κίνηση είναι περιστροφική (Σχ. 2.2), που είναι και η συνηθέστερη περίπτωση στους κινητήρες, ισχύουν ανάλογες σχέσεις με αυτές της μεταφορικής κίνησης. Έτσι ο δεύτερος νόμος του Νεύτωνα για την περιστροφική κίνηση κινητήρα είναι

$$T_M - T_L - T_f = \frac{d}{dt}(J\omega) = J\frac{d\omega}{dt} + \omega\frac{dJ}{dt} \quad (2.5)$$

όπου T_M είναι η παραγόμενη στρεπτική ροπή του κινητήρα, T_L είναι η ροπή φορτίου, T_f είναι η ροπή αντίδρασης που οφείλεται σε τριβές, $\omega = 2\pi n$ είναι η γωνιακή ταχύτητα (n η συχνότητα), J είναι η ροπή αδράνειας του ρότορα και της περιστρεφόμενης μάζας του φορτίου ως προς τον άξονα περιστροφής, και $J\omega$ είναι η στροφορμή.



Σχ. 2.2: Περιστροφική κίνηση μαζών

Η ροπή αντίδρασης T_f οφείλεται σε τριβές που αναπτύσσονται στα κινητά μέρη του κινητήρα. Αυτή η ροπή εξαρτάται από την τραχύτητα των κινητών μερών και την γωνιακή ταχύτητα ω . Η ακριβής έκφρασή της είναι αρκετά πολύπλοκη και για αυτό χρησιμοποιείται συνήθως η ακόλουθη προσέγγιση.

$$T_f = D\omega \quad (2.6)$$

όπου D είναι ο συντελεστής τριβής ο οποίος εξαρτάται από την τραχύτητα και προσδιορίζεται πειραματικά. Ο συντελεστής τριβής είναι μέγεθος που μεταβάλλεται με το χρόνο αφού επέρχεται αλλοίωση των τριβομένων επιφανειών.

Έτσι η σχέση (2.5) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$T_M - T_L - D\omega = \frac{d}{dt}(J\omega) = J\frac{d\omega}{dt} + \omega\frac{dJ}{dt} \quad (2.7)$$

Η ροπή αδράνειας J σε ορισμένες εφαρμογές είναι σταθερή, ($J = J_0 = \text{σταθ.}$) και τότε η σχέση (2.7) γίνεται

$$T_M - T_L - D\omega = J_0 \frac{d\omega}{dt} \quad (2.8)$$

Η σχέση (2.8) μπορεί να γραφεί και ως εξής

$$T_M - T_L - D\omega = J_0 a \quad (2.9)$$

όπου

$$a = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varepsilon}{dt^2} \quad (2.10)$$

είναι η γωνιακή επιτάχυνση, και ε η γωνία περιστροφής.

2.2 Ροπή αδράνειας

Ο αυστηρός ορισμός ο οποίος αποτελεί ταυτόχρονα και τρόπο προσδιορισμού της ροπής αδράνειας, παρουσιάζεται σε αυτήν την ενότητα.

Ένα άκαμπτο σώμα ακαθόριστου σχήματος, μάζας M , περιστρέφεται γύρω από κατακόρυφο άξονα (Σχ. 2.3). Στοιχειώδης μάζα dM επιταχύνεται εφαπτομενικά από την επίδραση της στοιχειώδους δύναμης df_a , η οποία οφείλεται στη στοιχειώδη στρεπτική ροπή περί τον άξονα περιστροφής dT_a . Αν r είναι η ακτίνα που συνδέει την σημειακή μάζα dM με την προβολή της πάνω στον άξονα περιστροφής, τότε

$$dT_a = r df_a = r dM \frac{dv}{dt} = r dM \frac{d(\omega r)}{dt} = r^2 \frac{d\omega}{dt} dM \quad (2.11)$$

Η συνολική στρεπτική ροπή βρίσκεται ολοκληρώνοντας την προηγούμενη σχέση.

$$T_a = \int_0^M r^2 \frac{d\omega}{dt} dM \quad (2.12)$$

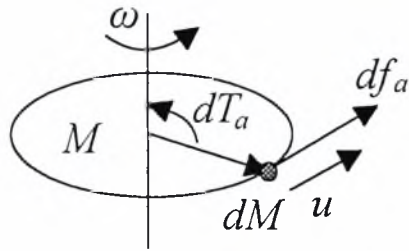
Λόγω της ακαμψότητας του σώματος, όλες οι στοιχειώδεις μάζες περιστρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα ω και έτσι η σχέση (2.12) γράφεται

$$T_a = \frac{d\omega}{dt} \int_0^M r^2 dM \quad (2.13)$$

Αφού T_a είναι η συνολική στρεπτική ροπή που ενεργεί στο περιστρεφόμενο σώμα, από τις σχέσεις (2.8) και (2.13) προκύπτει

$$J = \int_0^M r^2 dM \quad (2.14)$$

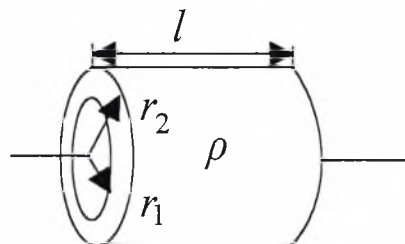
Αυτή είναι η ροπή αδράνειας ως προς τον άξονα περιστροφής.



Σχ. 2.3: Ροπή αδράνειας

Το τριπλό ολοκλήρωμα της σχέσης (2.14) είναι, γενικά, δύσκολο να υπολογιστεί σε περιπτώσεις τυχαίας γεωμετρίας ή ανομοιογένειας του σώματος. Στην περίπτωση όμως που το σώμα είναι ομογενές και παρουσιάζει συμμετρία περί τον άξονα περιστροφής, ο υπολογισμός του ολοκληρώματος απλοποιείται.

Μια χρήσιμη περίπτωση που ικανοποιεί τους προηγούμενους περιορισμούς είναι ο ομογενής κούλος κύλινδρος μάζας M , πυκνότητας ρ , εσωτερικής ακτίνας r_1 , εξωτερικής ακτίνας r_2 και μήκους l , Σχ. 2.4.



Σχ. 2.4: Ροπή αδράνειας κυλίνδρου

Θεωρείται λεπτός ομογενής κύλινδρος μάζας dM , όγκου dV , ακτίνας r , και πάχους dr .

Τότε ισχύει

$$dM = \rho dV = \rho 2\pi r l dr \quad (2.15)$$

Από τις σχέσεις (2.14) και (2.15) προκύπτει

$$J = 2\pi\rho l \int_{r_1}^{r_2} r^3 dr = \frac{\pi}{2}\rho l(r_2^4 - r_1^4) \quad (2.16)$$

Από την σχέση αυτή αποδεικνύεται πως η ροπή αδράνειας ενός συμπαγή άξονα σταθερής ακτίνας R δίνεται από τη σχέση

$$J = \frac{\pi}{2} \rho l R^4 \quad (2.17)$$

Θεωρώντας το βάρος του κυλίνδρου G , Σχ. 2.4.

$$G = \rho g l \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (2.18)$$

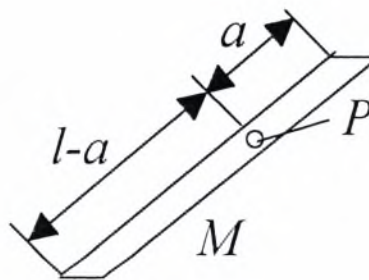
η σχέση (2.16) γράφεται και ως εξής

$$J = \frac{G}{g} \frac{r_1^2 + r_2^2}{2} = \frac{G}{g} r_i^2 \quad (2.19)$$

όπου g είναι η σταθερά της βαρύτητας, και r_i είναι η ακτίνα περιστροφής που δίνεται από τον τύπο

$$r_i = \sqrt{\frac{r_1^2 + r_2^2}{2}} \quad (2.20)$$

Άλλο ένα παράδειγμα είναι η ομογενής λεπτή ράβδος που περιστρέφεται γύρω από ένα σημείο P (Σχ. 2.5).



Σχ. 2.5: Ροπή αδράνειας περιστρεφόμενης ράβδου

Η ράβδος έχει μήκος l , μάζα M και το σημείο P απέχει απόσταση a από το ένα άκρο της ράβδου. Θεωρώντας στοιχειώδη μάζα $dM = \frac{M}{l} dr$ η ροπή αδράνειας δίνεται από τη σχέση

$$J = \int_0^M r^2 dM = \frac{M}{l} \left[\int_0^a r^2 dr + \int_0^{l-a} r^2 dr \right] = \frac{Ml^2}{12} \left[1 + 3 \left(1 - 2 \frac{a}{l} \right)^2 \right] \quad (2.21)$$

Φαίνεται καθαρά πως η ελάχιστη ροπή αδράνειας επιτυγχάνεται όταν $a = \frac{l}{2}$.

2.3 Γρανάζια

Σε πολλές εφαρμογές των κινητήρων απαιτείται αυξημένη ροπή και μειωμένη ταχύτητα. Εξαιτίας διαφόρων περιορισμών, όπως ο μαγνητικός κορεσμός του σιδήρου, δεν είναι πάντα δυνατό ο άξονας του κινητήρα να συμπλέκεται απευθείας με το φορτίο. Σε αυτές τις περιπτώσεις είναι προτιμότερο να μεσολαβεί ένα σύστημα κατάλληλων οδοντοτών τροχών, οπότε λειτουργώντας τον κινητήρα σε υψηλές στροφές γίνεται δυνατή η ύπαρξη αυξημένης ροπής εξόδου.

Αν το σύστημα των οδοντοτών τροχών (Σχ. 2.6) θεωρηθεί ιδανικό, δηλαδή χωρίς τριβές και ολίσθηση, τότε εφαρμόζοντας τον δεύτερο νόμο του Νεύτωνα για την περιστροφική κίνηση στα δυο γρανάζια προκύπτει:

Για το πρώτο γρανάζι το οποίο συνδέεται με τον άξονα του κινητήρα

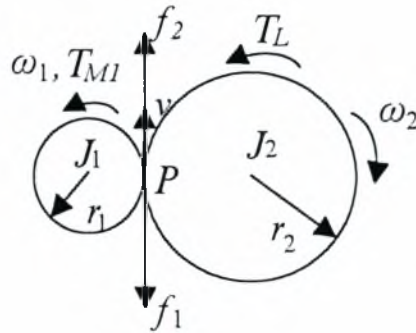
$$T_M - r_1 f_1 = J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \quad (2.22)$$

Για το δεύτερο γρανάζι το οποίο συνδέεται με το φορτίο

$$r_2 f_2 - T_L = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \quad (2.23)$$

όπου r_1, r_2 είναι οι ακτίνες των δύο γραναζιών, f_1, f_2 είναι οι δυνάμεις επαφής και ισχύει ότι $f_1 = f_2$ λόγω της αρχής δράσης - αντίδρασης, J_1, J_2 είναι οι ροπές αδράνειας των δυο γραναζιών, ω_1, ω_2 οι γωνιακές ταχύτητες και ισχύει ότι $v = \omega_1 r_1 = \omega_2 r_2$ όπου v είναι η εφαπτομενική ταχύτητα των δυο γραναζιών στο σημείο P . T_L είναι η ροπή φορτίου και T_M είναι η διαθέσιμη ροπή στον άξονα του κινητήρα χωρίς να συμπεριλαμβάνεται η απαιτούμενη ροπή για την επιτάχυνση του ρότορα και την εξουδετέρωση των τριβών του κινητήρα. Δηλαδή

$$T_{M1} = T_M - J \frac{d\omega_1}{dt} - D\omega_1 \quad (2.24)$$



Σχ. 2.6: Σύστημα οδοντωτών τροχών

Από τις σχέσεις (2.22), (2.23) προκύπτει η σχέση (2.25) στην οποία φαίνεται η επίδραση του φορτίου και των ροπών αδρανείας των δυο γραναζιών στον άξονα του κινητήρα.

$$T_M = \left[J_1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 J_2 \right] \frac{d\omega_1}{dt} + \frac{r_1}{r_2} T_L \quad (2.25)$$

2.4 Ισχύς και Ενέργεια

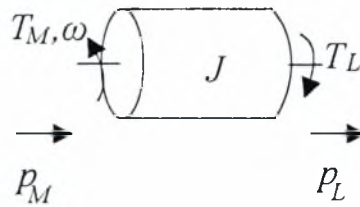
Η περιστροφική κίνηση της μηχανικής διάταξης που φαίνεται στο Σχήμα 2.7 περιγράφεται από την ακόλουθη διαφορική εξίσωση πρώτης τάξεως ως προς τη γωνιακή ταχύτητα.

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.26)$$

Πολλαπλασιάζοντας με τη γωνιακή ταχύτητα ω προκύπτει το ισοζύγιο ισχύος

$$p_M = p_L + \omega J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.27)$$

όπου $p_M = \omega T_M$ είναι η ισχύς οδήγησης, $p_L = \omega T_L$ είναι η ισχύς του φορτίου, και $J\omega(d\omega/dt)$ είναι ο ρυθμός μεταβολής της κινητικής ενέργειας που αποθηκεύεται στην περιστρεφόμενη μάζα.



Σχ. 2.7: Ροή ισχύος σε περιστρεφόμενη μάζα

Ολοκληρώνοντας την σχέση (2.27) στο διάστημα $(0, t)$, με αρχική συνθήκη $\omega(0) = 0$ προκύπτει το ισοζύγιο ενέργειας

$$W_M(t) = \int_0^t p_M d\tau = \int_0^t p_L d\tau + \int_0^t J\omega \frac{d\omega}{dt} d\tau = W_L(t) + \frac{1}{2}J\omega^2 \quad (2.28)$$

Ο τελευταίος όρος στη σχέση (2.28) εκφράζει την αποθηκευμένη κινητική ενέργεια της περιστρεφόμενης μάζας. Φαίνεται καθαρά η ομοιότητα με άλλες μορφές ενέργειας όπως, της κινητικής ενέργειας της μάζας που εκτελεί μεταφορική κίνηση ($\frac{1}{2}Mu^2$), της ενέργειας του μαγνητικού πεδίου ενός πηνίου ($\frac{1}{2}Li^2$), και της ενέργειας του ηλεκτρικού πεδίου ενός πυκνωτή ($\frac{1}{2}CV^2$).

3. Βασικές έννοιες ηλεκτρομαγνητισμού

3.1 Εισαγωγή στα μαγνητικά κυκλώματα

Η ολοκληρωμένη και λεπτομερής λύση των μαγνητικών πεδίων, απαιτεί την λύση των εξισώσεων Maxwell με ταυτόχρονη χρήση δεδομένων και σχέσεων που εκφράζουν τις ιδιότητες υλικών. Αρκετά συχνά η ακριβής λύση των εξισώσεων είναι αδύνατη, αλλά κάνοντας απλοποιητικές παραδοχές δίνεται η δυνατότητα απόκτησης ικανοποιητικών προσεγγιστικών λύσεων.

Στην περίπτωση των ηλεκτρικών μηχανών γίνεται η απλοποιητική παραδοχή ότι οι συχνότητες και τα μεγέθη των ποσοτήτων που αντιμετωπίζονται είναι τέτοια, ώστε ο όρος μετατόπισης-ρεύματος στις εξισώσεις Maxwell να μπορεί να παραληφθεί. Αυτός ο όρος

αφορά τα μαγνητικά πεδία που παράγονται από χρονομεταβλητά ηλεκτρικά πεδία και σχετίζεται με την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Κάνοντας αυτή την παραδοχή, προκύπτει η μαγνήτο-ημιστατική μορφή των εξισώσεων Maxwell.

$$\oint_C H dl = \oint_S J da \quad (3.1)$$

$$\oint_S B da = 0 \quad (3.2)$$

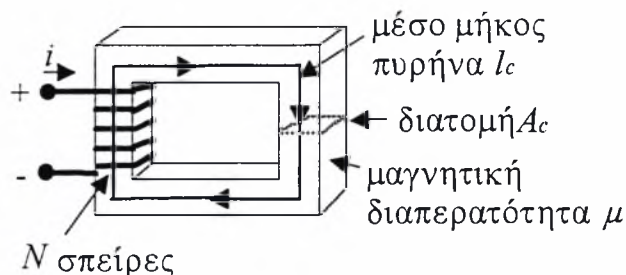
Η σχέση (3.1) δείχνει πως το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα της έντασης του μαγνητικού πεδίου H γύρω από μια κλειστή καμπύλη C , είναι ίσο με το συνολικό ρεύμα που διέρχεται από την επιφάνεια S που συνδέεται με αυτή την καμπύλη. Από την ίδια σχέση φαίνεται πως η πηγή της έντασης H είναι η πυκνότητα του ρεύματος J . Η σχέση (3.2) δείχνει πως η πυκνότητα της μαγνητικής ροής B διατηρείται, δηλαδή η συνολική ροή που εισέρχεται σε μια κλειστή επιφάνεια S είναι ίση με τη συνολική ροή που εξέρχεται από αυτή. Εδώ πρέπει να γίνει σαφές πως η επιφάνεια S είναι η επιφάνεια που περικλείει τον όγκο ελέγχου. Από αυτές τις σχέσεις γίνεται φανερό πως οι ποσότητες που περιγράφουν το μαγνητικό πεδίο εξαρτώνται μόνο από τις στιγμιαίες τιμές των ρευμάτων των πηγών.

Μια ακόμη απλοποιητική παραδοχή αφορά την ιδέα του μαγνητικού κυκλώματος. Η γενική λύση των σχέσεων που αφορούν την ένταση H και την πυκνότητα B σε μια σύνθετη γεωμετρία, είναι πρόβλημα μεγάλης δυσκολίας. Σε αρκετές περιπτώσεις, όμως, το πρόβλημα του τρισδιάστατου πεδίου μπορεί να απλοποιηθεί σε μονοδιάστατο, αποδίδοντας έτσι λύσεις ικανοποιητικής ακρίβειας.

Η δομή ενός μαγνητικού κυκλώματος αποτελείται στο μεγαλύτερο μέρος της από υλικά μεγάλης μαγνητικής διαπερατότητας. Η παρουσία αυτών των υλικών αναγκάζει τη μαγνητική ροή να ακολουθεί το δρόμο που επιβάλλει η γεωμετρία τους, όπως συμβαίνει στην περίπτωση της ροής του ηλεκτρικού ρεύματος στους αγωγούς του, ή και στη ροή των ρευστών μέσα σε αγωγούς.

Ένα παράδειγμα μαγνητικού κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Ο πυρήνας αποτελείται από υλικό με πολύ μεγαλύτερη μαγνητική διαπερατότητα από αυτή του αέρα ($\mu \gg \mu_0$). Η διατομή του πυρήνα είναι ομοιόμορφη και η πηγή διέγερσης είναι ένα τύλιγμα N

σπειρών, το οποίο διαρέεται από ρεύμα i . Αυτό το τύλιγμα παράγει μαγνητικό πεδίο στον πυρήνα, όπως φαίνεται στο σχήμα.



Σχ. 3.1: Απλό μαγνητικό κύκλωμα

Εξαιτίας της μεγάλης διαπερατότητας του πυρήνα, η μαγνητική ροή περιορίζεται σχεδόν αποκλειστικά στη μάζα του, και λόγω της ομοιομορφίας της διατομής του, η πυκνότητα της μαγνητικής ροής είναι και αυτή σχεδόν ομοιόμορφη. Το μαγνητικό πεδίο μπορεί να παρασταθεί από κλειστές μαγνητικές γραμμές που συνδέουν τον πυρήνα με το τύλιγμα.

Η πηγή του μαγνητικού πεδίου στην περίπτωση του προηγούμενου παραδείγματος είναι το γινόμενο ρεύματος-σπειρών Ni , το οποίο είναι το δεύτερο ολοκλήρωμα της σχέσης (3.1). Ονομάζεται μαγνητεγερτική δύναμη και συμβολίζεται με F ($F = Ni$). Στην περίπτωση πολλαπλών τυλιγμάτων η δύναμη F είναι το αλγεβρικό άθροισμα όλων των γινομένων ρευμάτων-σπειρών.

$$F = \oint H dl = Ni \quad (3.3)$$

Οι διαστάσεις του πυρήνα είναι τέτοιες, ώστε το μήκος κάθε μαγνητικής γραμμής να είναι περίπου ίσο με το μέσο μήκος πυρήνα l_c . Το αποτέλεσμα είναι, το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα της σχέσης (3.3) να είναι ίσο με το γινόμενο του μέσου μήκους πυρήνα l_c επί την μέση μαγνητική ένταση H_c . Έτσι η σχέση (3.3) γράφεται

$$F = Ni = H_c L_c \quad (3.4)$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση (3.2), η συνολική μαγνητική ροή Φ που εισέρχεται στην επιφάνεια S του όγκου ελέγχου είναι ίση με αυτή που εξέρχεται. Δηλαδή

$$\Phi = \oint_S B da = 0 \quad (3.5)$$

Αν σαν όγκος ελέγχου θεωρηθεί μια πολύ λεπτή φέτα του πυρήνα, και επειδή η μαγνητική ροή υφίσταται μόνο στον πυρήνα, η επιφάνεια S είναι ίση με δυο φορές τη διατομή του πυρήνα A_c . Άρα η μαγνητική ροή στην είσοδο του όγκου ελέγχου, και ταυτόχρονα η ροή στον πυρήνα, είναι ίση με το επιφανειακό ολοκλήρωμα της πυκνότητας B , στην διατομή A_c . Επειδή η πυκνότητα B θεωρείται ομοιόμορφη (B_c), η μαγνητική ροή στον πυρήνα δίνεται από τη σχέση

$$\phi_c = \int_{A_c} B_c da = B_c A_c \quad (3.6)$$

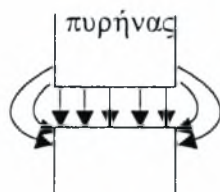
Η σχέση μεταξύ της έντασης H και της πυκνότητας B της ροής του μαγνητικού πεδίου είναι ιδιότητα του υλικού στο οποίο υφίσταται το μαγνητικό πεδίο. Δίνεται από τη σχέση

$$B = \mu H \quad (3.7)$$

όπου μ είναι η μαγνητική διαπερατότητα. Στο διεθνές σύστημα (SI) η τιμή της μαγνητικής διαπερατότητας του κενού είναι $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{Wb}/(\text{A}\cdot\text{m}\cdot\text{turn})$. Η διαπερατότητα των φερομαγνητικών υλικών (υλικά που παρουσιάζουν υψηλή μαγνητική διαπερατότητα) μπορεί να εκφραστεί σαν συνάρτηση του όρου μ_r , που είναι η σχετική διαπερατότητα του υλικού σε σχέση με αυτή του κενού ($\mu = \mu_r \mu_0$). Τυπικές τιμές του μ_r για υλικά που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτροκινητήρες είναι από 2000 μέχρι 80000. Η μαγνητική διαπερατότητα των υλικών εξαρτάται από την ένταση H με μη γραμμικό τρόπο [$\mu = f(H)$], οπότε η σχέση πυκνότητας-έντασης (3.7) είναι, γενικά, μη γραμμική. Βέβαια, για ορισμένες περιοχές της έντασης, η διαπερατότητα παραμένει σχεδόν σταθερή. Η ιδιότητα αυτή επιτρέπει την χρησιμοποίηση γραμμικού μοντέλου μιας ηλεκτρικής μηχανής σε ορισμένες περιοχές λειτουργίας της.

Στους ηλεκτροκινητήρες, για να μπορεί να περιστρέφεται ο ρότορας, πρέπει να υπάρχει κενό μεταξύ του κινητού και του ακίνητου μέρους της μηχανής (ρότορας-στάτορας). Σε αυτή την περίπτωση γίνεται η παραδοχή ότι, η μαγνητική ροή που περνάει από το στάτορα στο ρότορα, και αντίστροφα, περιορίζεται σε αυτό το κενό. Έτσι, αν ο πυρήνας του

παραδείγματος που προγήθηκε είχε ένα κενό μήκους g , πολύ μικρότερο του μέσου μήκους πυρήνα l_c , τότε θεωρείται πως η μαγνητική ροή του πυρήνα διέρχεται όλη από το κενό. Στην πραγματικότητα υπάρχουν λίγες μαγνητικές γραμμές που δεν διέρχονται από το κενό, όπως φαίνονται στο Σχήμα 3.2.



Σχ. 3.2: Διαφεύγουσες μαγνητικές γραμμές

Για τον πυρήνα ισχύει

$$B_c = \frac{\phi_c}{A_c} \quad (3.8)$$

Για το κενό, θεωρώντας ότι όλη η μαγνητική ροή διέρχεται από το κενό, ισχύει

$$B_g = \frac{\phi_c}{A_g} \quad (3.9)$$

Επειδή $A_c = A_g$, ισχύει

$$B_c = B_g = \frac{\phi_c}{A_c} \quad (3.10)$$

Η σχέση (3.4) σε αυτή την περίπτωση γράφεται

$$F = Ni = H_c l_c + H_g g \quad (3.11)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις (3.7) και (3.10), προκύπτει

$$F = Ni = \frac{B_c}{\mu} l_c + \frac{B_g}{\mu_0} g \quad (3.12)$$

$$F = Ni = \phi_c \frac{l_c}{\mu A_c} + \phi_c \frac{g}{\mu_0 A_c} \quad (3.13)$$

Οι όροι που πολλαπλασιάζονται με τη ροή ϕ_c στην (3.13), είναι γνωστοί σαν μαγνητική αντίσταση R του πυρήνα και του κενού, αντίστοιχα.

$$R_c = \frac{l_c}{\mu A_c} \quad (3.14)$$

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_c} \quad (3.15)$$

Έτσι η σχέση (3.13) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\phi_c = \frac{F}{R_c + R_g} \quad (3.16)$$

Φαίνεται καθαρά η ομοιότητα της σχέσης (3.16) με τον νόμο του Ohm ($I = V/R$), όπου η μαγνητική ροή αντιστοιχεί στην ένταση του ηλεκτρικού ρεύματος I , η μαγνητική αντίσταση στην ηλεκτρική αντίσταση R , και η μαγνητεγερτική δύναμη στην ηλεκτρεγερτική δύναμη V (διαφορά δυναμικού).

Επειδή η διαπερατότητα του πυρήνα είναι πολύ μεγαλύτερη αυτής του αέρα (κενού), ($\mu \gg \mu_0$), εξάγεται το συμπέρασμα ότι η μαγνητική αντίσταση του πυρήνα είναι πολύ μικρότερη αυτής του αέρα ($R_c \ll R_g$). Μπορεί, λοιπόν, να θεωρηθεί πως η συνολική μαγνητική αντίσταση του μαγνητικού κυκλώματος, είναι ίση με τη μαγνητική αντίσταση του κενού. Έτσι η (3.16) γίνεται

$$\phi_c = \frac{F}{R_g} = Ni \frac{\mu_0 A_c}{g} \quad (3.17)$$

Φυσικά, τα μαγνητικά πεδία διαρροής, που στις προηγούμενες περιπτώσεις θεωρήθηκαν αμελητέα, δεν μπορούν να παραληφθούν στην περίπτωση του τριφασικού κινητήρα, και γι' αυτό η λεπτομερής ανάλυση του μοντέλου του κινητήρα αυτού, σε επόμενη ενότητα, θα λάβει υπόψη την επίδρασή τους στο μαγνητικό κύκλωμα.

Στην επόμενη ενότητα αντιμετωπίζονται οι έννοιες της μαγνητικής ζεύξης, της επαγωγής και της ενέργειας μαγνητικού πεδίου.

3.2 Μαγνητική ζεύξη, επαγωγή, ενέργεια μαγνητικού πεδίου

Όταν ένα μαγνητικό πεδίο μεταβάλλεται με το χρόνο, τότε στο χώρο δημιουργείται ηλεκτρικό πεδίο σύμφωνα με το νόμο του Faraday.

$$\oint_C E ds = -\frac{d}{dt} \int_S B da \quad (3.18)$$

Από τη σχέση (3.18) φαίνεται πως το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E γύρω από μια κλειστή καμπύλη C , είναι ίσο με το ρυθμό μεταβολής της μαγνητικής ροής που συνδέεται με αυτή την καμπύλη. Σε μαγνητικές διατάξεις όπως τα τυλίγματα στους

κινητήρες, η ένταση E του ηλεκτρικού πεδίου μέσα στους αγωγούς είναι πολύ μικρή και μπορεί να παραληφθεί. Έτσι το αριστερό ολοκλήρωμα στη σχέση (3.18) γίνεται ίσο με την αρνητική επαγόμενη διαφορά υναμικού e στα άκρα του τυλίγματος. Ακόμη το δεξιό ολοκλήρωμα της ίδιας σχέσης είναι σχεδόν ίσο με τη ροή του πυρήνα ϕ . Λαμβάνοντας υπόψη αυτά και επειδή το σπείρωμα αποτελείται από N σπείρες, η (3.18) γράφεται

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.19)$$

όπου $\lambda = N\phi$ είναι η μαγνητική ζεύξη του τυλίγματος.

Σε γενικές γραμμές, η μαγνητική ζεύξη ενός πηνίου είναι ίση με το επιφανειακό ολοκλήρωμα της κάθετης, στον άξονά του, συνιστώσας της πυκνότητας της μαγνητικής ροής, ολοκληρωμένης σε όλη την επιφάνεια του πηνίου που διαπερνάται από μαγνητική ροή. Η πολικότητα στα άκρα του πηνίου είναι τέτοια ώστε αν αυτά βραχυκυκλωθούν, η κατεύθυνση του ρεύματος να αντιστέκεται στην αλλαγή της μαγνητικής ροής.

Για ένα μαγνητικό κύκλωμα στο οποίο υπάρχει γραμμική σχέση μεταξύ της μαγνητικής ροής και του ηλεκτρικού ρεύματος, λόγω σταθερής διαπερατότητας των υλικών ή επειδή σχεδόν όλη η μαγνητική αντίσταση οφείλεται σε κάποιο κενό, η σχέση $\lambda - i$ μπορεί να οριστεί με τη βοήθεια της αυτεπαγωγής L , όπως φαίνεται στην ακόλουθη σχέση

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (3.20)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (3.17) και επειδή $\lambda = N\phi$, για το παράδειγμα του Σχ. 3.2 η (3.20) γράφεται

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A_c}{g} \quad (3.21)$$

Από τις σχέσεις (3.19) και (3.20) προκύπτει

$$e = \frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (3.22)$$

Αν L =σταθερό, τότε

$$e = L \frac{di}{dt} \quad (3.23)$$

Η ισχύς ενός μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται από ένα τύλιγμα είναι ίση με το γινόμενο της επαγόμενης τάσης επί το ρεύμα που το διαρέει.

$$p = ei = i \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.24)$$

Ετσι η ενέργεια που αποθηκεύεται στο μαγνητικό πεδίο στο χρονικό διάστημα (t_1, t_2) είναι

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} p dt = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i d\lambda \quad (3.25)$$

Για ένα κύκλωμα με ένα τύλιγμα σταθερής αυτεπαγωγής L , η σχέση (3.25) γράφεται

$$\Delta W = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{\lambda}{L} d\lambda = \frac{1}{2L} (\lambda_2^2 - \lambda_1^2) = \frac{1}{2} L (i_2^2 - i_1^2) \quad (3.26)$$

3.3 Δυνάμεις σε μαγνητικά πεδία

Ο νόμος της δύναμης του Lorentz εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση

$$F = q(E + v \times B) \quad (3.27)$$

και δίνει τη δύναμη F που ασκείται σε σωματίδιο φορτίου q και ταχύτητας v , μέσα σε ηλεκτρομαγνητικό πεδίο ηλεκτρικής έντασης E και πυκνότητας μαγνητικής ροής B .

Σε ένα καθαρά μαγνητικό πεδίο η δύναμη είναι

$$F = q(v \times B) \quad (3.28)$$

Η κατεύθυνση της δύναμης είναι κάθετη και στην ταχύτητα του σωματιδίου και στην κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου και μπορεί να βρεθεί με τον κανόνα του δεξιού χεριού.

Στην περίπτωση κίνησης μεγάλου αριθμού φορτισμένων σωματιδίων, η σχέση (3.28) γράφεται

$$\vec{F} = J \times B \quad (3.29)$$

όπου \vec{F} η δύναμη ανά μονάδα όγκου και J η πυκνότητα ρεύματος.

Για αγωγό διατομής A και μήκους l που διαρέεται από ρεύμα έντασης I , η (3.29) γράφεται

$$F = Al(I \times B) \quad (3.30)$$

όπου $F(N)$ η δύναμη που δέχεται ο αγωγός.

Η λεπτομερής ανάλυση του μοντέλου του τριφασικού κινητήρα ακολουθεί στην επόμενη ενότητα.

4. Συμμετρικός τριφασικός επαγωγικός ηλεκτροκινητήρας

Ο ασύγχρονος ή επαγωγικός κινητήρας είναι ο πιο διαδεδομένος από όλα τα είδη των ηλεκτροκινητήρων. Το μεγάλο του πλεονέκτημα είναι ότι δεν έχει κινούμενες ηλεκτρικές επαφές, ιδιότητα που τον κάνει πολύ απλό στην κατασκευή και πολύ ανθεκτικό σε βλάβες. Η έλλειψη κινούμενων επαφών (συλλέκτη), έχει σαν αποτέλεσμα να μην ξεσπά σπινθήρας, οπότε ο κινητήρας καθίσταται κατάλληλος για χρήση σε εύφλεκτο περιβάλλον.

Ένα πρόβλημα του επαγωγικού κινητήρα είναι ότι δεν μπορεί να ελεγχθεί η ταχύτητά του, όταν αυτός τροφοδοτείται απευθείας από το δίκτυο. Αυτός είναι και ο κύριος ανασταλτικός παράγοντας της περιορισμένης χρήσης του στο παρελθόν. Όμως, με την ανάπτυξη των ημιαγωγών τα τελευταία 20 χρόνια, και την σταδιακή μείωση του κόστους τους, η χρήση του συνεχώς εξαπλώνεται.

Η αντικατάσταση του συλλέκτη, που λειτουργεί σαν μηχανικός ανορθωτής, από μια ημιαγώγιμη μονάδα ισχύος, αφήνει τον κινητήρα να μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια του εναλλασσομένου ρεύματος απευθείας σε μηχανική ενέργεια, παραλείποντας έτσι ένα στάδιο, την ανόρθωση. Αυτό αυξάνει σημαντικά το λόγο ωφέλιμου έργου προς βάρος, το οποίο σημαίνει πως από όλους τους κινητήρες της ίδιας ισχύος, ο επαγωγικός είναι αυτός με τις μικρότερες διαστάσεις και το μικρότερο βάρος.

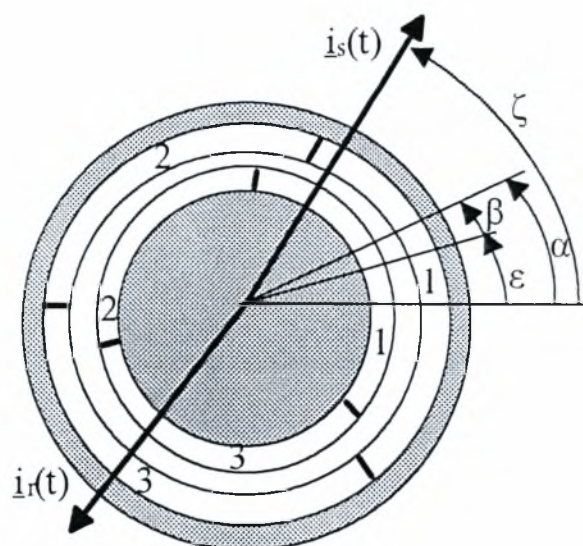
4.1 Περιγραφή του μοντέλου

Γίνεται η παραδοχή πως ο στάτορας S του κινητήρα είναι ένας κοίλος κύλινδρος, που κατά συνέπεια έχει κυκλική διατομή, και περιέχει έναν ομόκεντρο ρότορα R . Μεταξύ του στάτορα και του ρότορα υπάρχει στενό κενό αέρα σταθερού ακτινικού μήκους h και στις λείες επιφάνειες των δυο κυλίνδρων προσαρμόζονται τριφασικά τυλίγματα, των οποίων το πάχος θεωρείται αμελητέο. Οι δυο ουδέτεροι των κατά αστέρα συνδεδεμένων τυλιγμάτων είναι απομονωμένοι, και τα τυλίγματα του ρότορα καταλήγουν σε εξωτερικές επαφές ή είναι βραχυκυκλωμένα. N_S, N_R είναι οι αριθμοί των σπειρών στο τύλιγμα κάθε φάσης του στάτορα και του ρότορα, αντίστοιχα. Η μαγνητική διαπερατότητα του ρότορα και του στάτορα, που είναι φτιαγμένοι από ελάσματα, θεωρείται άπειρη και ο κορεσμός και οι απώλειες στο

σίδηρο δεν λαμβάνονται υπόψη. Επίσης, γίνονται κάποιες παραδοχές για την γεωμετρία των τυλιγμάτων, π.χ. η επίδραση των άκρων των τυλιγμάτων στη δημιουργία μαγνητικών πεδίων παραλείπεται.

Η ανάλυση που ακολουθεί εφαρμόζεται σε κινητήρα δυο πόλων. Τα αποτελέσματα εφαρμόζονται ελάχιστα τροποποιημένα και σε κινητήρα περισσότερων πόλων, αλλάζοντας μόνο την παράμετρο που εκφράζει τον αριθμό των πόλων.

Οι μεταβλητές που εκφράζουν τις γωνίες που είναι απαραίτητες για την παραγωγή και την περιγραφή του μοντέλου φαίνονται στο Σχ. 4.1. Όπως φαίνεται στο σχήμα *a* είναι η κυκλική συντεταγμένη του στάτορα και έχει σαν σημείο αναφοράς τον άξονα του πρώτου τυλίγματος του στάτορα. Οι άξονες των άλλων δυο ίδιων τυλιγμάτων του στάτορα σχηματίζουν με τον πρώτο άξονα γωνίες $\alpha = \gamma = 120^\circ$ και $\alpha = 2\gamma = 240^\circ$, αντίστοιχα. β είναι η αντίστοιχη γωνία για το ρότορα με σημείο αναφοράς τον άξονα του πρώτου τυλίγματος του ρότορα. $\varepsilon(t)$ είναι η γωνία που σχηματίζει ο άξονας του πρώτου τυλίγματος του ρότορα με τον άξονα του πρώτου τυλίγματος του στάτορα, η οποία ορίζεται να είναι η γωνία περιστροφής του ρότορα. Ισχύει ότι $\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega(t)$, όπου $\omega(t)$ είναι η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα.



Σχ. 4.1: Τριφασικός επαγωγικός κινητήρας

Το μαγνητικό πεδίο στο κενό μεταξύ στάτορα και ρότορα έχει ακτινική διεύθυνση λόγω του μικρού μήκους του και των λείων επιφανειών. Αφού η επίδραση των άκρων των τυλιγμάτων αγνοείται, το πρόβλημα μπορεί να αντιμετωπιστεί σαν διδιάστατο.

Τα τρία ρεύματα του στάτορα $i_{S1}(t), i_{S2}(t), i_{S3}(t)$ μπορούν να αποκτήσουν οποιαδήποτε μορφή. Για λόγους συμμετρίας στην ανάλυση αντιμετωπίζονται και τα τρία ρεύματα, αν και το ένα δεν χρειάζεται λόγω του απομονωμένου ουδέτερου. Αυτό φαίνεται στη σχέση που ακολουθεί.

$$i_{S1}(t) + i_{S2}(t) + i_{S3}(t) = 0 \quad (4.1)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις παραδοχές και τους ορισμούς που προαναφέρθηκαν, βρίσκεται το συνισταμένο κύμα των γινομένων ρευμάτων - σπειρών για τα τυλίγματα του στάτορα.

$$\Theta_S(a, t) = N_S [i_{S1}(t)\vartheta(a) + i_{S2}(t)\vartheta(a - \gamma) + i_{S3}(t)\vartheta(a - 2\gamma)] \quad (4.2)$$

όπου $\gamma = \frac{2\pi}{3}$.

Η συνάρτηση $1 \leq \vartheta(a) \leq 1$, χαρακτηρίζει την χωρική κατανομή των σπειρών των τυλιγμάτων του στάτορα και μπορεί να γραφεί σαν σειρά Fourier. Όταν τα τυλίγματα τροφοδοτούνται με εναλλασσόμενα ρεύματα, κάθε όρος της σχέσης (4.2) ταλαντώνεται σαν στάσιμο κύμα, σταθερό στο χώρο. Η υπέρθεση των κυμάτων αυτών έχει σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία του κύματος $\Theta_S(a, t)$. Οι χωρικές αρμονικές που προκύπτουν σε μια τέτοια διάταξη, μπορούν να ελλατωθούν με κατάλληλη κατασκευή των τυλιγμάτων, έτσι ώστε $\vartheta(a) = \cos a$. Χρησιμοποιώντας μιγαδική απεικόνιση, π.χ. $\cos a = \frac{1}{2}(e^{ja} + e^{-ja})$ κ.τ.λ., η εξίσωση (4.2) γράφεται

$$\Theta_S(a, t) = \frac{1}{2} N_S [\underline{i}_S(t)e^{-j\gamma} + \underline{i}_S^*(t)e^{j\gamma}] \quad (4.3)$$

όπου

$$\underline{i}_S(t) = i_{S1}(t) + i_{S2}(t)e^{j\gamma} + i_{S3}(t)e^{j2\gamma} \quad (4.4\alpha)$$

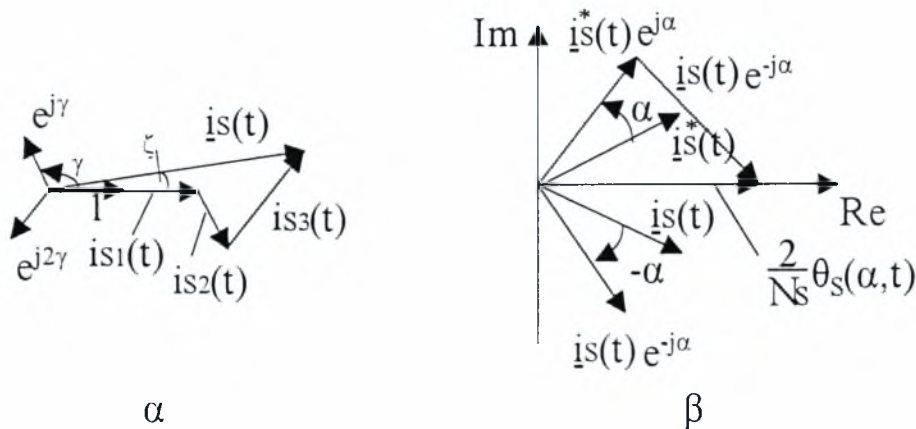
είναι ένα χρονομεταβλητό διάνυσμα ρεύματος στο μιγαδικό επίπεδο και

$$\underline{i}_S^*(t) = i_{S1}(t) + i_{S2}(t)e^{-j\gamma} + i_{S3}(t)e^{-j2\gamma} \quad (4.4\beta)$$

είναι το συζυγές του. Το γινόμενο ρευμάτων-σπειρών είναι βέβαια πραγματικός αριθμός αφού είναι φυσική και μετρούμενη ποσότητα που εξαρτάται από τα a και t .

Η σύνθεση του διανύσματος των ρευμάτων $\underline{i}_s(t)$ φαίνεται στο Σχ. 4.2, υποθέτοντας ότι $i_{s1} > 0, i_{s2}, i_{s3} < 0$. Το μέγεθος και η γωνία του μεταβάλλονται με το χρόνο, σύμφωνα με τη σχέση

$$\underline{i}_s(t) = i_s(t)e^{j\zeta(t)} \quad (4.5)$$



Σχ. 4.2: Διανύσματα ρευμάτων στο μιγαδικό επίπεδο

Η σχέση (4.3) με τη βοήθεια της (4.5) μπορεί να γραφεί

$$\Theta_s(a, t) = N_s i_s(t) \cos(\zeta(t) - a) \quad (4.6)$$

Αν τα ρεύματα του στάτορα είναι ημιτονικά και αποτελούν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, τότε το κύμα $\Theta_s(a, t)$ έχει σταθερό μέτρο $N_s i_s(t)$ και κινείται με σταθερή ταχύτητα $\omega_1 = \frac{d\zeta}{dt}$ στο κενό μεταξύ του στάτορα και του ρότορα.

Ομοια γράφονται οι αντίστοιχες σχέσεις των (4.2)-(4.4), για το ρότορα. Το κύμα των γινομένων ρευμάτων - σπειρών για τα κινούμενα τυλίγματα του ρότορα είναι

$$\Theta_R(\beta, t) = N_R [i_{R1}(t) \cos \beta + i_{R2}(t) \cos(\beta - \gamma) + i_{R3}(t) \cos(\beta - 2\gamma)] \quad (4.7)$$

Ορίζοντας το διάνυσμα των ρευμάτων του ρότορα

$$\underline{i}_R(t) = i_{R1}(t) + i_{R2}(t)e^{j\gamma} + i_{R3}(t)e^{j2\gamma} = i_R(t)e^{j\zeta(t)} \quad (4.8\alpha)$$

$$\underline{i}_R^*(t) = i_{R1}(t) + i_{R2}(t)e^{-j\gamma} + i_{R3}(t)e^{-j2\gamma} = i_R(t)e^{-j\zeta(t)} \quad (4.8\beta)$$

η σχέση (4.7) γράφεται

$$\Theta_R(\beta, t) = \frac{1}{2} N_R [i_{-R}(t)e^{-j\beta} + i_{-R}^*(t)e^{j\beta}] \quad (4.9)$$

Η επίδραση του κύματος αυτού στο στάτορα βρίσκεται χρησιμοποιώντας τη σχέση

$$\beta = a - \varepsilon \quad (4.10)$$

Έτσι η (4.9) γράφεται

$$\Theta_R(a, \varepsilon, t) = \frac{1}{2} N_R [i_{-R}(t)e^{-j(a-\varepsilon)} + i_{-R}^*(t)e^{j(a-\varepsilon)}] \quad (4.11)$$

Το συνισταμένο κύμα που υφίσταται στο κενό μεταξύ του στάτορα και του ρότορα βρίσκεται από την υπέρθεση των κυμάτων $\Theta_S(a, t)$ και $\Theta_R(a, \varepsilon, t)$, όπως φαίνεται στην ακόλουθη σχέση

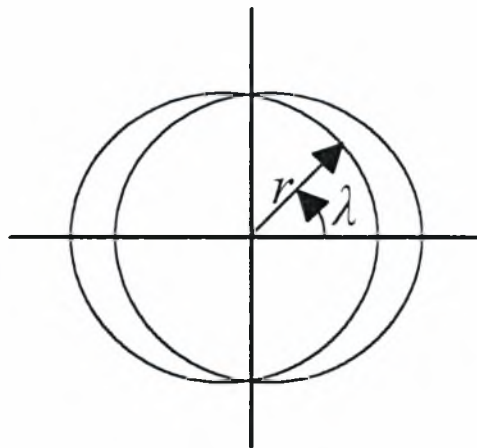
$$\Theta(a, \varepsilon, t) = \Theta_S(a, t) + \Theta_R(a, \varepsilon, t) \quad (4.12)$$

Επειδή γίνεται η παραδοχή ότι όλη η μαγνητική αντίσταση βρίσκεται στο κενό μεταξύ του στάτορα και του ρότορα και λαμβάνοντας υπόψη την σχέση (3.17), βρίσκεται η πυκνότητα της μαγνητικής ροής στο κενό στην πλευρά του στάτορα

$$B_S(a, \varepsilon, t) = \frac{1}{2h} \mu_0 [\Theta_S(a, t) + \kappa \Theta_R(a, \varepsilon, t)] \quad (4.13)$$

όπου $\kappa < 1$ είναι ένας συνολικός συντελεστής σύζευξης, που εξαρτάται από την επίδραση της μαγνητικής διαφυγής του ρότορα. Πιο λεπτομερής μοντελοποίηση των ροών διαφυγής δεν μπορεί να γίνει, εξαιτίας των απλοποιήσεων που έχουν προηγηθεί.

Όταν υπολογίζονται μαγνητικές ζεύξεις, η χωρική κατανομή των αγωγών των τυλιγμάτων πρέπει να θεωρείται όπως φαίνεται στο Σχ. 4.3 για ένα τύλιγμα του στάτορα.



Σχ. 4.3: Κατανομή σπειρών ενός τυλιγματος του στάτορα

Επιλέγεται η κατανομή $\frac{1}{2}N_S \cos \lambda$. Πράγματι ολοκληρώνοντας στο διάστημα $-\frac{\pi}{2} < \lambda < \frac{\pi}{2}$, επαληθεύεται πως ο συνολικός αριθμός των σπειρών είναι N_S . Στο διάστημα $\frac{\pi}{2} < \lambda < \frac{3\pi}{2}$ βρίσκονται τα δεύτερα μέρη των αγωγών που βρίσκονται στο πρώτο διάστημα. Έτσι η ροή ζεύξης στο πρώτο τυλίγμα του στάτορα βρίσκεται κάνοντας τη διπλή ολοκλήρωση

$$\psi_{S1}(t) = \frac{1}{2}N_S \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} lrB_S(a, \varepsilon, t) da \right] \cos \lambda d\lambda \quad (4.14)$$

όπου l είναι το ενεργό αξονικό μήκος και r η ακτίνα του ρότορα. Η ολοκλήρωση ως προς a είναι συνέπεια του μη ομοιόμορφου μαγνητικού πεδίου στο κενό, και η ολοκλήρωση ως προς λ είναι συνέπεια της μη ομοιόμορφης κατανομής του τυλίγματος. Η σχέση (4.14) με τη βοήθεια των σχέσεων (4.3), (4.11) και (4.13) γράφεται

$$\begin{aligned} \psi_{S1} = & \frac{N_S^2 lr \mu_0}{16h} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} \left[i_{-S}^-(t) e^{-j\lambda} + i_{-S}^{+*}(t) e^{j\lambda} \right] da [e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}] d\lambda \\ & + \frac{\kappa N_S N_R lr \mu_0}{16h} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} \left[i_{-R}^-(t) e^{-j(a-\varepsilon)} + i_{-R}^{+*}(t) e^{j(a-\varepsilon)} \right] da [e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}] d\lambda \end{aligned} \quad (4.15)$$

Ο υπολογισμός των ολοκληρωμάτων απλοποιείται σημαντικά χρησιμοποιώντας την μιγαδική απεικόνιση, λόγω της περιοδικότητας των ολοκληρώσιμων όρων. Χρησιμοποιώντας τους ακόλουθους συμβολισμούς

$$\frac{N_S^2 lr \mu_0 \pi}{8h} = \frac{1}{3} L_S \quad (4.16\alpha)$$

$$\frac{\kappa N_S N_R lr \mu_0 \pi}{8h} = \frac{1}{3} M \quad (4.16\beta)$$

η σχέση (4.15) γράφεται

$$\psi_{S1} = \frac{1}{3} L_S [i_{-S}^-(t) + i_{-S}^{+*}(t)] + \frac{1}{3} M [i_{-R}^-(t) e^{j\varepsilon} + i_{-R}^{+*}(t) e^{-j\varepsilon}] \quad (4.17\alpha)$$

Η ποσότητα ψ_{S1} είναι πραγματικός αριθμός αφού είναι φυσικό μέγεθος. Οι ροές ζεύξης των άλλων δυο τυλιγμάτων του στάτορα βρίσκονται με τον ίδιο τρόπο, μόνο που στην ολοκλήρωση ως προς λ , σαν συνέπεια της θέσης των τυλιγμάτων, τα όρια ολοκλήρωσης γίνονται $\gamma \pm \frac{\pi}{2}$ και $2\gamma \pm \frac{\pi}{2}$, αντίστοιχα. Έτσι οι άλλες δυο ροές ζεύξης είναι

$$\psi_{s2} = \frac{1}{3}L_S[\underline{i}_s(t)e^{-j\gamma} + \underline{i}_s^*(t)e^{j\gamma}] + \frac{1}{3}M[\underline{i}_R(t)e^{j(\epsilon-\gamma)} + \underline{i}_R^*(t)e^{-j(\epsilon-\gamma)}] \quad (4.17\beta)$$

$$\psi_{s3} = \frac{1}{3}L_S[\underline{i}_s(t)e^{-j2\gamma} + \underline{i}_s^*(t)e^{j2\gamma}] + \frac{1}{3}M[\underline{i}_R(t)e^{j(\epsilon-2\gamma)} + \underline{i}_R^*(t)e^{-j(\epsilon-2\gamma)}] \quad (4.17\gamma)$$

Αν το διάνυσμα της συνισταμένης ροής ζεύξης του στάτορα στο μιγαδικό επίπεδο γραφεί ως

$$\underline{\psi}_s = \psi_{s1}(t) + \psi_{s2}(t)e^{j\gamma} + \psi_{s3}(t)e^{j2\gamma} \quad (4.18)$$

τότε με τη βοήθεια των εξισώσεων (4.17α-γ), η (4.18) γράφεται

$$\underline{\psi}_s = L_S \underline{i}_s(t) + M \underline{i}_R(t)e^{j\epsilon(t)} \quad (4.19)$$

Αυτό το διάνυσμα περιγράφει το μέγεθος και τη θέση (γωνία) της κορυφής της συνισταμένης ροής ζεύξης στο κενό μεταξύ στάτορα και ρότορα. Ο εκθετικός όρος δείχνει πως το διάνυσμα του ρεύματος ρότορα πρέπει να περιστραφεί κατά γωνία ϵ πριν υπερτεθεί στο διάνυσμα του ρεύματος στάτορα.

Η ροή ζεύξης των κινούμενων τυλιγμάτων του ρότορα μπορεί να υπολογιστεί με τον ίδιο τρόπο που υπολογίστηκε για το στάτορα. Έτσι, εκφράζοντας το διάνυσμα ρεύματος του στάτορα σε συντεταγμένες του ρότορα με τη βοήθεια της (4.10), προκύπτει

$$\Theta_S(\beta, \epsilon, t) = \frac{1}{2}N_S[\underline{i}_s(t)e^{-j(\beta+\epsilon)} + \underline{i}_s^*(t)e^{j(\beta+\epsilon)}] \quad (4.20)$$

Η πυκνότητα της μαγνητικής ροής στο κενό στην πλευρά του ρότορα είναι

$$B_R(\beta, \epsilon, t) = \frac{1}{2h}\mu_0[\Theta_R(\beta, t) + \kappa\Theta_S(\beta, \epsilon, t)] \quad (4.21)$$

όπου κ είναι ο ίδιος συντελεστής που χρησιμοποιήθηκε στην περίπτωση του στάτορα.

Ολοκληρώνοντας στην περιφέρεια του ρότορα, κάνοντας τις ίδιες παραδοχές για την κατανομή των τυλιγμάτων με αυτές του στάτορα, και χρησιμοποιώντας τον συμβολισμό

$$\frac{N_R^2 l r \mu_0 \pi}{8h} = \frac{1}{3}L_R \quad (4.16\gamma)$$

η ροή ζεύξης του πρώτου τυλίγματος του ρότορα είναι

$$\psi_{R1} = \frac{1}{3}L_R[\underline{i}_R(t) + \underline{i}_R^*(t)] + \frac{1}{3}M[\underline{i}_s(t)e^{-j\epsilon} + \underline{i}_s^*(t)e^{j\epsilon}] \quad (4.22\alpha)$$

Ομοια για τα άλλα δυο τυλίγματα

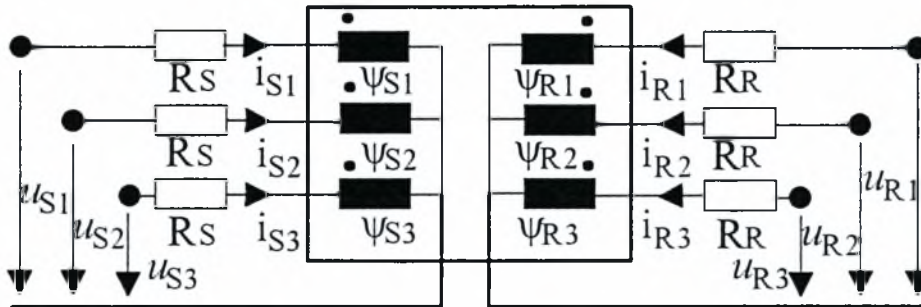
$$\psi_{R2} = \frac{1}{3}L_R[\underline{i}_R(t)e^{-j\gamma} + \underline{i}_R^*(t)e^{j\gamma}] + \frac{1}{3}M[\underline{i}_s(t)e^{-j(\epsilon+\gamma)} + \underline{i}_s^*(t)e^{j(\epsilon+\gamma)}] \quad (4.22\beta)$$

$$\psi_{R3} = \frac{1}{3}L_R[\underline{i}_R(t)e^{-j2\gamma} + \underline{i}_R^*(t)e^{j2\gamma}] + \frac{1}{3}M[\underline{i}_S(t)e^{-j(\epsilon+2\gamma)} + \underline{i}_S^*(t)e^{j(\epsilon+2\gamma)}] \quad (4.22\gamma)$$

Το διάνυσμα της συνισταμένης ροής ζεύξης του ρότορα στο μιγαδικό επίπεδο γράφεται ως

$$\underline{\psi}_{-R} = \psi_{R1}(t) + \psi_{R2}(t)e^{j\gamma} + \psi_{R3}(t)e^{j2\gamma} = L_R \underline{i}_R(t) + M \underline{i}_S(t)e^{-j\epsilon(t)} \quad (4.23)$$

Οι τύποι των μαγνητικών ζεύξεων που παρήχθησαν, πιο συγκεκριμένα οι (4.17) και (4.22), θα χρησιμοποιηθούν τώρα για να παραχθούν οι εξισώσεις τάσεων για τα κυκλώματα του στάτορα και του ρότορα (Σχ. 4.4).



Σχ. 4.4: Τάσεις και μαγνητικές ζεύξεις

Οι τάσεις των τριών φάσεων του στάτορα ως προς τον ουδέτερο είναι

$$\begin{aligned} R_S i_{S1} + \frac{d\psi_{S1}}{dt} &= u_{S1}(t) \\ R_S i_{S2} + \frac{d\psi_{S2}}{dt} &= u_{S2}(t) \\ R_S i_{S3} + \frac{d\psi_{S3}}{dt} &= u_{S3}(t) \end{aligned} \quad (4.24)$$

όπου R_S είναι η αντίσταση του κάθε τυλίγματος του στάτορα και u_{S1}, u_{S2}, u_{S3} οι εφαρμοζόμενες τάσεις που μπορούν να παίρνουν αυθαίρετες μορφές.

Ορίζοντας το διάνυσμα των τάσεων του στάτορα ως

$$\underline{u}_S(t) = u_{S1}(t) + u_{S2}(t)e^{j\gamma} + u_{S3}(t)e^{j2\gamma} \quad (4.25)$$

και με τη βοήθεια των σχέσεων (4.4) και (4.19), προκύπτει

$$R_S \underline{i}_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{dt} = R_S \underline{i}_S + L_S \frac{d\underline{i}_S}{dt} + M \frac{d}{dt}(\underline{i}_R e^{j\epsilon}) = \underline{u}_S(t) \quad (4.26)$$

που τελικά παίρνει τη μορφή

$$R_S \underline{i}_S + L_S \frac{d \underline{i}_S}{dt} + M \frac{d \underline{i}_R}{dt} e^{j\epsilon} + j\omega M \underline{i}_R e^{j\epsilon} = \underline{u}_S(t) \quad (4.27)$$

όπου $\omega = \frac{d\epsilon}{dt}$ είναι η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα.

Εισάγωντας τις σχέσεις (4.17α-γ) στην (4.24) και με τη βοήθεια της (4.1), αποδεικνύεται πως το αλγεβρικό άθροισμα των τάσεων των τριών φάσεων ως προς τον ουδέτερο είναι ίσο με το 0, σε κάθε χρονική στιγμή t . Αυτό φαίνεται στην ακόλουθη σχέση

$$u_{S1}(t) + u_{S2}(t) + u_{S3}(t) = 0 \quad (4.28)$$

Σε αρκετούς κινητήρες ο ουδέτερος δεν είναι προσπελάσιμος, οπότε μόνο οι τάσεις $u_{ik} = u_i - u_k$, $i, k = 1, 2, 3$ μπορούν να μετρηθούν και να χρησιμοποιηθούν. Το ίδιο συμβαίνει και όταν ο κινητήρας είναι συνδεδεμένος κατά τρίγωνο. Σε αυτές τις περιπτώσεις, οι τάσεις ως προς τον ουδέτερο γίνονται εξαρτημένες ποσότητες.

Ομοια για το ρότορα, λόγω του απομονωμένου ουδέτερου, ισχύει

$$i_{R1}(t) + i_{R2}(t) + i_{R3}(t) = 0 \quad (4.29)$$

και οι εξισώσεις των τάσεων είναι

$$\begin{aligned} R_R i_{R1} + \frac{d\psi_{R1}}{dt} &= u_{R1}(t) \\ R_R i_{R2} + \frac{d\psi_{R2}}{dt} &= u_{R2}(t) \\ R_R i_{R3} + \frac{d\psi_{R3}}{dt} &= u_{R3}(t) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Στην περίπτωση ρότορα με βραχυκυκλωμένα τυλίγματα, οι όροι $u_{R1}(t), u_{R2}(t), u_{R3}(t)$ είναι ίσοι με το 0 σε κάθε χρονική στιγμή t .

Με τη βοήθεια των σχέσεων (4.8) και (4.23), η αντίστοιχη σχέση της (4.26) για το ρότορα είναι

$$R_R \underline{i}_R + \frac{d \underline{\psi}_R}{dt} = R_R \underline{i}_R + L_R \frac{d \underline{i}_R}{dt} + M \frac{d}{dt} (\underline{i}_S e^{-j\epsilon}) = \underline{u}_R(t) \quad (4.31)$$

στην οποία όλες οι μεταβλητές αναφέρονται στις συντεταγμένες του ρότορα, και $\underline{u}_R(t)$ είναι το διάνυσμα τάσης του ρότορα

$$\underline{u}_R(t) = u_{R1}(t) + u_{R2}(t)e^{j\gamma} + u_{R3}(t)e^{j2\gamma} \quad (4.32)$$

Μέχρι τώρα έχουν παραχθεί οι εξισώσεις που συνδέουν τις τάσεις, τα ρεύματα και τις μαγνητικές ροές του στάτορα και του ρότορα, δηλαδή οι σχέσεις (4.26) και (4.31). Απομένει να παραχθεί η μηχανική εξίσωση του ρότορα που εμπεριέχει την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή από την αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων και των ρευμάτων του στάτορα και του ρότορα. Σε έναν πραγματικό κινητήρα οι επαπτομενικές δυνάμεις δρουν στις σχισμές σιδήρου ανάμεσα στα τυλίγματα. Ομως λόγω της παραδοχής των λείων επιφανειών στάτορα και ρότορα, οι επαπτομενικές δυνάμεις θα υπολογιστούν με τη βοήθεια του νόμου του Lorentz (Ενότητα 3.3). Δηλαδή γίνεται η παραδοχή ότι οι παραγόμενες δυνάμεις δρουν πάνω στους αγωγούς του στάτορα και του ρότορα. Οι επαπτομενικές δυνάμεις που αναπτύσσονται στους αγωγούς του ρότορα οφείλονται στο μαγνητικό πεδίο του στάτορα, και οι επαπτομενικές δυνάμεις που αναπτύσσονται στους αγωγούς του στάτορα οφείλονται στο μαγνητικό πεδίο του ρότορα. Στη συνέχεια θα γίνει υπολογισμός των δυνάμεων που αναπτύσσονται στο ρότορα.

Η συνιστώσα της πυκνότητας της μαγνητικής ροής στην επιφάνεια του ρότορα που οφείλεται στη ροή του μαγνητικού πεδίου και κατά συνέπεια στα ρεύματα του στάτορα, βρίσκεται από τη σχέση (4.21)

$$B_{RS}(\beta, \varepsilon, t) = \frac{1}{2h} \mu_0 \kappa \Theta_S(\beta, \varepsilon, t) = \frac{\kappa N_S \mu_0}{4h} [i_{-S}(t) e^{-j(\beta+\varepsilon)} + i_{-S}^*(t) e^{j(\beta+\varepsilon)}] \quad (4.33)$$

Η κατανομή του ρεύματος $a_R(\beta, t)$ στην περιφέρεια του ρότορα είναι ημιτονοειδής, λόγω των παραδοχών που έχουν γίνει, και ορίζεται ως εξής

$$a_R(\beta, t) = \frac{1}{2} \frac{\partial \Theta_R(\beta, t)}{\partial (r\beta)} = -j \frac{N_R}{4r} [i_{-R} e^{-j\beta} - i_{-R}^* e^{j\beta}] \quad (4.34)$$

Η στοιχειώδης επαπτομενική δύναμη df (Σχ. 4.5) που ασκείται σε μια αζονική λεπτή φέτα πάχους $r d\beta$ της επιφάνειας του ρότορα είναι

$$df = -B_{RS}(\beta, \varepsilon, t) a_R(\beta, t) l r d\beta \quad (4.35)$$

της οποίας το ολοκλήρωμα επί την ακτίνα του ρότορα δίνουν την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή, που έχει τη φορά της γωνιακής ταχύτητας

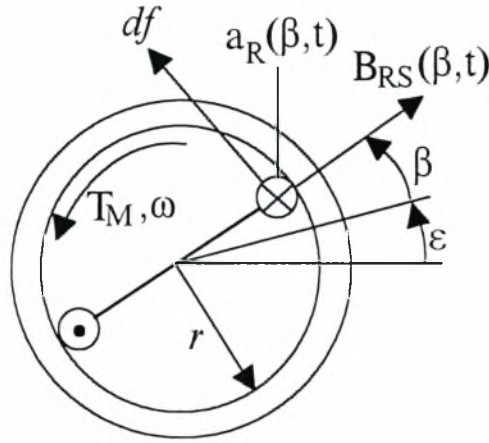
$$T_M(t) = r \int_F df = -r^2 l \int_0^{2\pi} B_{RS}(\beta, \varepsilon, t) a_R(\beta, t) d\beta \quad (4.36)$$

Με τη βοήθεια των σχέσεων (4.33) και (4.34), προκύπτει

$$T_M(t) = -\frac{M}{6\pi j} \int_0^{2\pi} [i_{-S}(t)e^{-j(\beta+\varepsilon)} + i_{-S}^*(t)e^{j(\beta+\varepsilon)}] [i_{-R} e^{-j\beta} - i_{-R}^* e^{j\beta}] df \quad (4.37)$$

Μετά από την ολοκλήρωση στο διάστημα $[0, 2\pi]$, προκύπτει

$$T_M(t) = \frac{M}{3\pi} \int_0^{2\pi} \frac{i_{-S} i_{-R}^* e^{-j\varepsilon} - i_{-S}^* i_{-R} e^{j\varepsilon}}{2j} d\beta = \frac{2}{3} M \text{Im}[i_{-S}(t)(i_{-R} e^{j\varepsilon})^*] \quad (4.38)$$



Σχ. 4.5: Εφαπτομενική δύναμη και ροπή

Υποθέτοντας ότι ο αριθμός σπειρών των τυλιγμάτων του στάτορα και του ρότορα είναι ίσος ($N_S = N_R$), και χρησιμοποιώντας τους συντελεστές διαρροής, που ορίζονται στις ακόλουθες σχέσεις

$$\begin{aligned} L_S &= (1 + \sigma_S)M \\ L_R &= (1 + \sigma_R)M \end{aligned} \quad (4.39)$$

προκύπτει το πλήρες μαθηματικό μοντέλο του συμμετρικού τριφασικού επαγωγικού ηλεκτροκινητήρα. Οι δυο πρώτες σχέσεις μπορούν να διαχωριστούν σε πραγματικά και φανταστικά μέρη. T_L είναι η ροπή φορτίου και συμπεριλαμβάνει τις τριβές στον κινητήρα και την απαιτούμενη ροπή για την επιτάχυνση της μάζας του ρότορα (Ενότητα 2.1).

$$R_S i_{-S} + L_S \frac{d i_{-S}}{dt} + M \frac{d}{dt} (i_{-R} e^{j\varepsilon}) = \underline{u}_{-S}(t) \quad (4.40)$$

$$R_R \underline{i}_{-R} + L_R \frac{d \underline{i}_{-R}}{dt} + M \frac{d}{dt} (\underline{i}_S e^{-j\varepsilon}) = \underline{u}_{-R}(t) \quad (4.41)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_M(t) - T_L(t) = \frac{2}{3} M \operatorname{Im}[\underline{i}_S(t)(\underline{i}_{-R} e^{j\varepsilon})^*] - T_L(\omega, t) \quad (4.42)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega \quad (4.43)$$

Οι σχέσεις (4.40) - (4.43) θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια για την περιγραφή της συμπεριφοράς του κινητήρα σε μερικές ειδικές και ταυτόχρονα χρήσιμες περιπτώσεις, ενώ παράλληλα αποτελούν και το μοντέλο στο οποίο θα βασιστούν οι επόμενες ενότητες.

Η επόμενη ενότητα περιγράφει τη συμπεριφορά του κινητήρα, όταν σε αυτόν εφαρμόζεται τριφασικό σύστημα ημιτονικών τάσεων, που είναι και η συνήθης διάταξη όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε διάταξη ανοιχτού βρόχου.

4.2 Λειτουργία του επαγωγικού κινητήρα με συμμετρικό τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας

Σε αυτή την υποενότητα θα γίνει περιγραφή της λειτουργίας του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα, όταν αυτός τροφοδοτείται από τριφασικό σύστημα εναλτασομένων ημιτονοειδών τάσεων. Αυτή είναι και η συνηθέστερη περίπτωση λειτουργίας του, όταν δεν απαιτείται κλειστός βρόχος. Πρώτα θα βρεθούν τα ρεύματα στάτορα και στη συνέχεια η παραγόμενη ροπή μόνιμης κατάστασης και η απόδοση του κινητήρα. Τελικά θα γίνει σύγκριση διαφόρων παραμέτρων του μοντέλου με πραγματικά στοιχεία, και θα ακολουθήσει προσομοίωση της λειτουργίας του κινητήρα.

4.2.1 Ρεύματα στάτορα

Ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων που έχει γωνιακή συχνότητα ω_1 μπορεί να οριστεί χρησιμοποιώντας απεικόνιση στο μιγαδικό επίπεδο, ως εξής

$$u_{S1}(t) = \sqrt{2} U_S \cos(\omega_1 t + \tau_1) = \operatorname{Re}[\sqrt{2} U_S e^{j\tau_1} e^{j\omega_1 t}] = \frac{\sqrt{2}}{2} [\underline{U}_S e^{j\omega_1 t} + \underline{U}_S^* e^{-j\omega_1 t}] \quad (4.44)$$

$$u_{S2}(t) = u_{S1}(t - \frac{\gamma}{\omega_1}) = \frac{\sqrt{2}}{2} [\underline{U}_S e^{j(\omega_1 t - \gamma)} + \underline{U}_S^* e^{-j(\omega_1 t - \gamma)}] \quad (4.45)$$

$$u_{S3}(t) = u_{S1}(t - \frac{2\gamma}{\omega_1}) = \frac{\sqrt{2}}{2} [\underline{U}_S e^{j(\omega_1 t - 2\gamma)} + \underline{U}_S^* e^{-j(\omega_1 t - 2\gamma)}] \quad (4.46)$$

όπου $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ και $\underline{U}_S = U_S e^{j\tau_1}$. U_S είναι η ενεργός τιμή της τάσης και τ_1 η αρχική φάση (στη χρονική στιγμή $t = 0$).

Όταν αυτό το σύστημα των τάσεων γραφεί υπό μορφή διανύσματος σύμφωνα με τη σχέση (4.25), τότε προκύπτει

$$\underline{u}_S(t) = u_{S1} + u_{S2}e^{j\gamma} + u_{S3}e^{j2\gamma} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{U}_S e^{j\omega_1 t} \quad (4.47)$$

Το διάνυσμα αυτό έχει σταθερό μήκος και σταθερή γωνιακή ταχύτητα.

Τα ρεύματα του στάτορα και του ρότορα αποτελούν, επίσης, συμμετρικά τριφασικά συστήματα σε μόνιμη κατάσταση. Για τα ρεύματα του στάτορα αποδεικνύεται ότι ισχύει

$$\underline{i}_S(t) = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{I}_S e^{j\omega_1 t} \quad (4.48)$$

όπου η ποσότητα \underline{I}_S θα βρεθεί αργότερα.

Για τα ρεύματα του ρότορα που αναφέρονται σε συντεταγμένες του ρότορα αποδεικνύεται ότι ισχύει

$$\underline{i}_R(t) = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{I}_R e^{j\omega_2 t} \quad (4.49)$$

όπου $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ είναι η συχνότητα ταλάντωσης των ρευμάτων με ω τη γωνιακή ταχύτητα του ρότορα. Αν τα ρεύματα του ρότορα αναφέρονται στις συντεταγμένες του στάτορα, τότε

$$\underline{i}_R(t)e^{j\epsilon(t)} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{I}_R e^{j\omega_1 t} \quad (4.50)$$

όπου $\epsilon(t) = \omega t$. Φαίνεται, λοιπόν, πως τα διανύσματα των ρευμάτων του στάτορα και του ρότορα περιστρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα προς το στάτορα. Αυτή είναι απαραίτητη προϋπόθεση, ώστε να παράγεται σταθερή ροπή. Εισάγοντας τις σχέσεις (4.48) και (4.49) στις (4.40) και (4.41) με $\underline{u}_R(t) = 0$, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις

$$(R_S + j\omega_1 \sigma_S M) \underline{I}_S + j\omega_1 M (\underline{I}_S + \underline{I}_R) = \underline{U}_S \quad (4.51)$$

$$(R_R + j\omega_2 \sigma_R M) \underline{I}_R + j\omega_2 M (\underline{I}_S + \underline{I}_R) = 0 \quad (4.52)$$

Κανονικοποιώντας την σχέση (4.52) ως προς την ολίσθηση, η οποία ορίζεται στην ακόλουθη σχέση,

$$S = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \quad (4.53)$$

έχει ως αποτέλεσμα την σχέση

$$\left(\frac{R_R}{S} + j\omega_1 \sigma_R M\right) I_R + j\omega_1 M(I_S + I_R) = 0 \quad (4.54)$$

Οι σχέσεις (4.52)-(4.53) οδηγούν στο γνωστό ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα, που φαίνεται στο Σχ. 4.6. Η χρήση του είναι κατάλληλη μόνο για μόνιμες συνθήκες, για το σύστημα τάσεων που εξετάζεται σε αυτή την ενότητα και για σταθερή ροπή φορτίου.

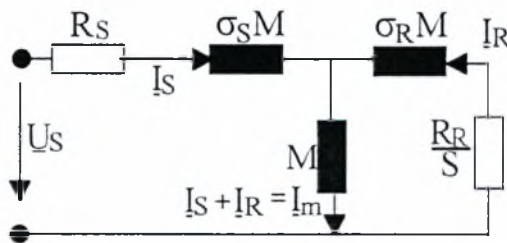
Η εμπέδηση της κάθε φάσης του στάτορα βρίσκεται ότι είναι

$$Z_S = R_S + j\omega_1 L_S \frac{1 + j \frac{S\omega_1 \sigma L_R}{R_R}}{1 + j \frac{S\omega_1 L_R}{R_R}} \quad (4.55)$$

όπου

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad (4.56)$$

είναι ο συνολικός συντελεστής διαρροής της ηλεκτρικής μηχανής και εξαρτάται από μερικές σχεδιαστικές παραμέτρους όπως το σχήμα των σιδερένιων σχισμών και το μήκος του κενού. Τυπικές τιμές είναι από 0.05 για κινητήρες με μικρή διαρροή, μέχρι 0.20.



Σχ. 4.6: Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα

Η σχέση (4.55) υποδεικνύει τον ορισμό της παραμέτρου

$$S_p = \frac{R_R}{\omega_1 \sigma L_R} = \frac{1}{\omega_1 \sigma T_R} \quad T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (4.57)$$

που ονομάζεται ολίσθηση εκκίνησης επειδή ο κινητήρας με μηδενική αντίσταση στάτορα παράγει μέγιστη ροπή όταν $S = S_p$, όπως θα δειχθεί αργότερα. Η ολίσθηση εκκίνησης για μεσαίου μεγέθους κινητήρες είναι $S_p < 0.25$.

Κάνοντας την παραδοχή $R_s = 0$, η οποία είναι αποδεκτή για μεγάλους κινητήρες που λειτουργούν σε συχνότητα δικτύου, θα βρεθεί το ρεύμα στάτορα. Η κανονικοποιημένη έκφρασή του είναι

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{U}_s}{j\omega_1 L_s} \frac{1 + j\frac{1}{\sigma} \frac{S}{S_p}}{1 + j\frac{S}{S_p}} \quad (4.58)$$

που είναι μια συνάρτηση που απεικονίζει τον λόγο $\frac{S}{S_p}$ στο μιγαδικό επίπεδο του \underline{I}_s . Το αποτέλεσμα είναι ένας κύκλος που ονομάζεται κύκλος του Ossanna ή κύκλος του Heyland. Αυτό επιβεβαιώνεται από τον ακόλουθο μετασχηματισμό

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{s0} \left[\frac{1+\sigma}{2\sigma} - \frac{1-\sigma}{2\sigma} \frac{1 - j\frac{S}{S_p}}{1 + j\frac{S}{S_p}} \right] = \underline{I}_{s0} \left[\frac{1+\sigma}{2\sigma} - \frac{1-\sigma}{2\sigma} e^{-j2 \arctan \frac{S}{S_p}} \right] \quad (4.59)$$

όπου

$$\underline{I}_{s0} = \frac{\underline{U}_s}{j\omega_1 L_s} \quad (4.60)$$

είναι το ιδεατό ρεύμα όταν δεν υπάρχει φορτίο και όταν $S = 0$. Αυτό συμβαίνει μόνο στην περίπτωση που ο ρότορας και το πεδίο του στάτορα περιστρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα. Τότε δεν επάγονται ρεύματα στο ρότορα και δεν παράγεται ροπή. Έτσι το ρεύμα \underline{I}_{s0} είναι ένα άεργο ρεύμα μαγνητισμού.

Η μιγαδική συνάρτηση $\underline{I}_s(S/S_p)$ φαίνεται στο Σχ. 4.7. Γίνεται η υπόθεση ότι $\underline{U}_s = jU_s$, ώστε να τοποθετηθεί ο κύκλος σε βολική θέση. Η καμπύλη καλύπτει όλη την κλίμακα $-\infty < S/S_p < \infty$. Για $S > 0$ η ταχύτητα του ρότορα είναι μικρότερη αυτής του πεδίου του στάτορα και ο κινητήρας καταναλώνει ενέργεια, ενώ όταν $S < 0$ ο κινητήρας λειτουργεί σαν γεννήτρια, άρα δίνει ενέργεια στο δίκτυο. Κάποια άεργη ισχύς είναι πάντα αναγκαία για τη δημιουργία και τη διατήρηση του μαγνητικού πεδίου, επειδή στο ρότορα δεν συνδέονται

άμεσα ηλεκτρικές πηγές. Η ελάχιστη ολισθήση φάσης $\varphi = \arg(\underline{U}_s, \underline{I}_s)$ πραγματοποιείται όταν το \underline{I}_s είναι εφαπτόμενο στον κύκλο. Σε αυτή την περίπτωση ο συντελεστής ισχύος, που φαίνεται στην επόμενη σχέση, γίνεται μέγιστος.

$$\cos \varphi_r = \frac{1 - \sigma}{1 + \sigma} \quad (4.61)$$

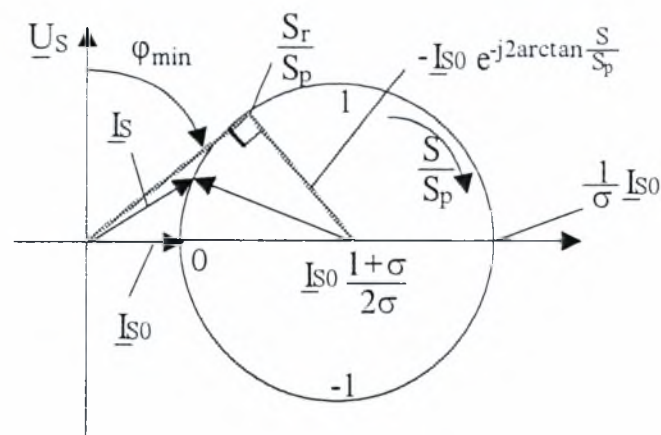
Ο σχετικός με αυτή την περίπτωση λόγος S_r/S_p βρίσκεται παραγωγίζοντας την φάση της σχέσεως (4.58), η οποία φαίνεται αναλυτικά στην επόμενη σχέση.

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{1}{\sigma} \frac{S}{S_p}\right) + \arctan\left(\frac{S}{S_p}\right) \quad (4.62)$$

Εκτελώντας την παραγωγή της (4.62) ως προς S/S_p και θέτοντας την παράγωγο ίση με το 0 ($\frac{d\varphi}{d(S/S_p)} = 0$), προκύπτει

$$\frac{S_r}{S_p} = \sqrt{\sigma} \quad (4.63)$$

Έτσι, ο συντελεστής διαρροής σ επηρεάζει και το πεδίο δράσης των ρευμάτων του στάτορα και τον συντελεστή ισχύος και τις ολισθήσεις εκκίνησης και κανονικής λειτουργίας.



Σχ. 4.7: Η μιγαδική συνάρτηση $\underline{I}_s(S/S_p)$

4.2.2 Ροπή μόνιμης κατάστασης. Απόδοση

Η έκφραση της ροπής που φαίνεται στην ακόλουθη σχέση, παράγεται εισάγοντας τις σχέσεις (4.48) και (4.50) στη σχέση (4.38).

$$T_M = 3M \operatorname{Im}(I_S I_R^*) \quad (4.64)$$

Φαίνεται καθαρά πως η τιμή της ροπής είναι σταθερή. Με τη βοήθεια του Σχ. 4.6 παράγεται η ακόλουθη σχέση μεταξύ των ρευμάτων στάτορα και ρότορα.

$$I_R = \frac{-j\omega_1 M}{\frac{R_R}{S} + j\omega_1 L_R} I_S \quad (4.65)$$

Από τις (4.64) και (4.65) προκύπτει

$$T_M = 3M^2_S \operatorname{Im} \left[\frac{j\omega_1 M}{\frac{R_R}{S} - j\omega_1 L_R} \right] \quad (4.66)$$

Χρησιμοποιώντας την ακόλουθη σχέση

$$\frac{I_S}{I_{S0}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\sigma} \frac{S}{S_p}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{S}{S_p}\right)^2}} \quad (4.67)$$

η (4.66) γίνεται

$$T_M = \frac{3}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{U_S^2}{\omega_1^2 L_S} \frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S_p}{S}} = T_p \frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S_p}{S}} \quad (4.68)$$

όπου T_p είναι η ροπή κορυφής και υφίσταται όταν $S = \pm S_p$.

Όταν για την τροφοδοσία του κινητήρα χρησιμοποιείται μονάδα ισχύος με μεταβλητή τάση U_S και μεταβλητή συχνότητα εξόδου ω_1 , ενώ οι ονομαστικές τους τιμές είναι U_{S0} και ω_0 αντίστοιχα, τότε η (4.68) γράφεται

$$T_M = T_{p0} \left(\frac{U_S \omega_0}{U_{S0} \omega_1} \right)^2 \frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S_p}{S}} \quad (4.69)$$

όπου

$$T_{p0} = \frac{3}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{U_{s0}^2}{\omega_0^2 L_s} \quad (4.70)$$

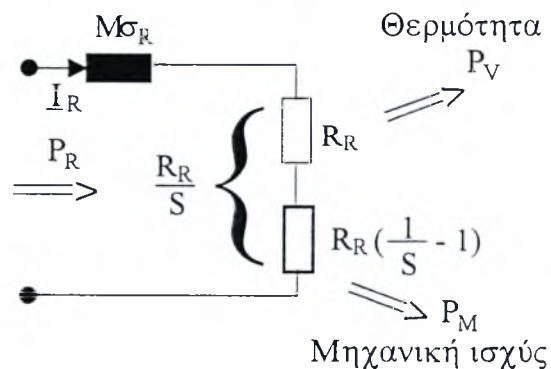
είναι η μέγιστη ροπή με ονομαστική τάση και συχνότητα.

Η μεταβολή (μείωση) της τάσης λειτουργίας του κινητήρα για τον έλεγχο της ταχύτητας έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της απόδοσης της μηχανής. Η απόδοση σε μόνιμη κατάσταση μπορεί να οριστεί ως εξής: Λόγω των παραδοχών μηδενικών απωλειών ενέργειας στο σίδηρο και στα τυλίγματα του στάτορα, η προσδιδόμενη ενεργός ισχύς P_s που δίνεται στο στάτορα, μεταβιβάζεται στο ρότορα (P_R), όπου μετατρέπεται σε μηχανική ισχύ και θερμότητα. Σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 4.6 όλη η ισχύς καταναλώνεται πάνω στη σύνθετη αντίσταση R_R/S .

$$P_R = 3I_R^2 \frac{R_R}{S} \quad (4.71)$$

Στην πραγματικότητα η αντίσταση σε κάθε φάση του ρότορα είναι μόνο R_R , άρα η διαφορά είναι η μηχανική ισχύς, η οποία δεν μοντελοποιείται απευθείας με ένα στατικό κύκλωμα (Σχ. 4.8).

$$P_m = 3I_R^2 R_R \frac{1-S}{S} \quad (4.72)$$



Σχ. 4.8: Κατανομή ισχύος στο ρότορα

Ετσι, η απόδοση η_m στο διάστημα $0 < S < 1$, δηλαδή όταν ο κινητήρας παράγει μηχανική ισχύ, είναι

$$n_m = \frac{P_m}{P_R} = \frac{\omega}{\omega_1} < 1 \quad (4.73)$$

Η απόδοση n_g στο διάστημα $S < 0$, δηλαδή όταν ο κινητήρας λειτουργεί σαν γεννήτρια, είναι

$$n_g = \frac{P_R}{P_m} = \frac{\omega_1}{\omega} < 1 \quad (4.74)$$

Το συμπέρασμα είναι πως η απόδοση ακόμη και ενός ιδανικού κινητήρα, μειώνεται ανάλογα με την απόκλιση της γωνιακής ταχύτητας από την σύγχρονη ταχύτητα. Σε έναν πραγματικό ηλεκτροκινητήρα οι απώλειες θα είναι μεγαλύτερες, εξαιτίας των απωλειών στο στάτορα και στο σίδηρο.

Ελέγχοντας την ταχύτητα χρησιμοποιώντας μεγάλη ολίσθηση, δημιουργείται το πρόβλημα της κατανάλωσης του μεγάλου ποσού θερμότητας που παράγεται στο ρότορα, και έτσι αυτή η τακτική ελέγχου χρησιμοποιείται εκεί που ο κινητήρας λειτουργεί για μικρά χρονικά διαστήματα. Σωστότερη αντιμετώπιση του προβλήματος είναι, παράλληλα με την τάση να ελέγχεται και η συχνότητα τροφοδοσίας, έτσι ώστε να ακολουθεί την επιθυμητή γωνιακή ταχύτητα του ρότορα, οπότε μειώνεται και η ολίσθηση.

4.2.3 Σύγκριση των παραμέτρων με πραγματικά στοιχεία

Η απλοποιημένη θεωρία που χρησιμοποιήθηκε για τη λειτουργία του κινητήρα με συμμετρικό τριφασικό ημιτονοειδές σύστημα τροφοδοσίας στη μόνιμη κατάσταση, έχει σαν σημαντικότερη παράμετρο τον συντελεστή σ , που όπως προαναφέρθηκε, εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το κενό μεταξύ του στάτορα και του ρότορα. Αξίζει να σημειωθεί πως, για κατασκευαστικούς λόγους, οι κινητήρες με πολλούς πόλους έχουν μεγαλύτερο κενό από τους διπολικούς, όταν έχουν την ίδια ισχύ.

Στον Πίνακα 4.1 γίνεται σύγκριση των χαρακτηριστικών παραμέτρων που αποκτήθηκαν με τη χρησιμοποίηση του απλοποιημένου μοντέλου, με στοιχεία των κατασκευαστικών εταιρειών. Οι δυο κινητήρες που εξετάζονται έχουν ισχύ 100kW και λειτουργούν με συχνότητα δικτύου 50Hz. Οι δυο πρώτες στήλες αφορούν κινητήρα με δυο πόλους, ενώ οι επόμενες δυο κινητήρα με οκτώ πόλους.

	Μοντέλο	Πραγματικός	Μοντέλο	Πραγματικός
	$\sigma = 0.05$	$n_0 = 3000 \text{ rpm}$	$\sigma = 0.1$	$n_0 = 750 \text{ rpm}$
$\frac{S_r}{S_p}$	$\sqrt{\sigma} = 0.22$	0.20	0.32	0.30
$\frac{I_{S0}}{I_{Sr}}$	$\sqrt{\sigma} = 0.22$	0.30	0.32	0.40
$\cos \varphi_r$	$\frac{1-\sigma}{1+\sigma} = 0.90$	0.90	0.82	0.84
$\frac{m_{p0}}{m_r}$	$\frac{1+\sigma}{2\sqrt{\sigma}} = 2.35$	2.30	1.82	2.0

Πίνακας 4.1

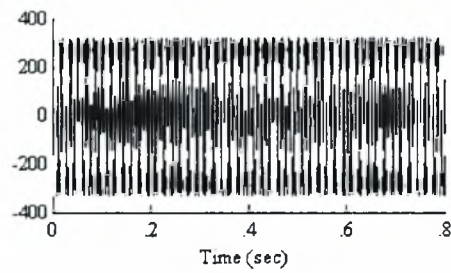
4.2.4 Προσομοίωση

Στη συνέχεια θα γίνει προσομοίωση της λειτουργίας του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα με ημιτονοειδή συμμετρική τριφασική τροφοδοσία. Το μοντέλο που χρησιμοποιείται είναι αυτό που εκφράζεται από τις σχέσεις (4.40) - (4.43). Οι παράμετροι του κινητήρα αντιπροσωπεύουν τον κινητήρα Baldor M3541, και οι οποίες θα δοθούν σε επόμενη ενότητα. Εδώ πρέπει να σημειωθεί πως η ροπή φορτίου που εφαρμόζεται είναι $T_L = 0.2Nm$ και η μέγιστη ισχύς του κινητήρα 550 W.

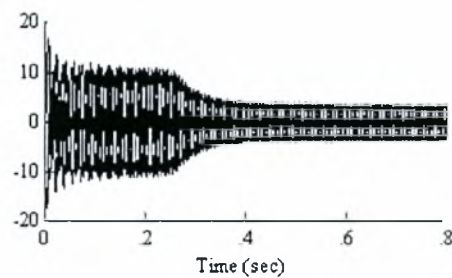
Το χρησιμοποιούμενο σύστημα τροφοδοσίας είναι

$$\begin{aligned}
 u_{S1}(t) &= \sqrt{2} U_S \cos(\omega_1 t) \\
 u_{S2}(t) &= \sqrt{2} U_S \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\
 u_{S3}(t) &= \sqrt{2} U_S \cos(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{4.75}$$

Στην πρώτη περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί η ονομαστική τροφοδοσία του κινητήρα, δηλαδή $U_S = 230 \text{ V}$ και $\nu_1 = 60 \text{ Hz}$ ή ισοδύναμα $\omega_1 = 377 \text{ rad/sec}$. Τα Σχήματα 4.9 - 4.12 αναφέρονται σε αυτή την περίπτωση και απεικονίζουν τις ποσότητες που αναφέρονται στο κάτω μέρος τους.

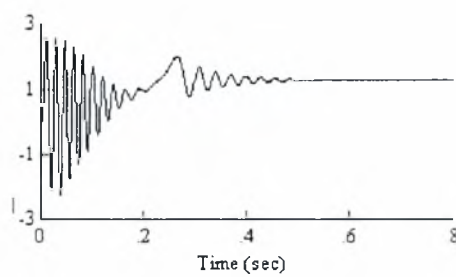


Σχ. 4.9: Τάσεις τροφοδοσίας στάτορα σε V (τρεις φάσεις)

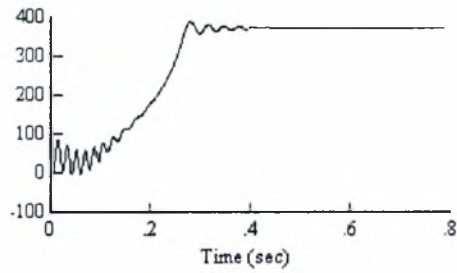


Σχ. 4.10: Ρεύματα στάτορα σε A (τρεις φάσεις)

Η μορφή των ημιτονοειδών τάσεων και ρευμάτων δεν είναι ευδιάκριτη, εξαιτίας της μεγάλης συχνότητας τους και του χρονικού πλαισίου στο οποίο απεικονίζονται.

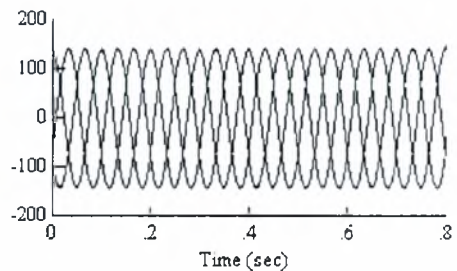


Σχ. 4.11: Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή σε Nm

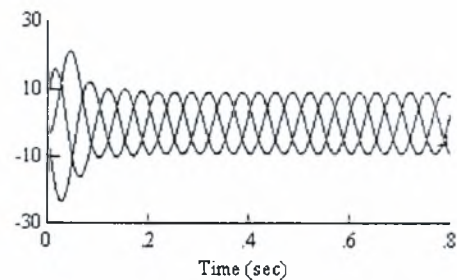


Σχ. 4.12: Γωνιακή ταχύτητα σε rad/sec

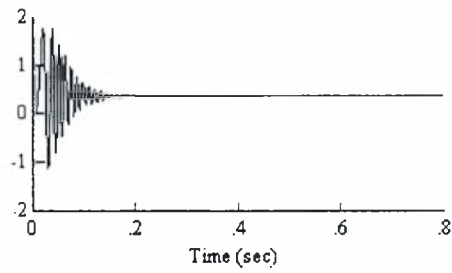
Στην δεύτερη περίπτωση, η οποία εξετάζεται για την κατανόηση της συμπεριφοράς του κινητήρα μακριά από τις ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας, εφαρμόζεται τάση πλάτους $U_s = 100$ V και συχνότητας $\nu_1 = 10$ Hz ή ισοδύναμα γωνιακής συχνότητας $\omega_1 = 62.83$ rad/sec. Τα Σχήματα 4.13 - 4.16 αναφέρονται σε αυτή την περίπτωση και απεικονίζουν τις ποσότητες που αναφέρονται στο κάτω μέρος τους.



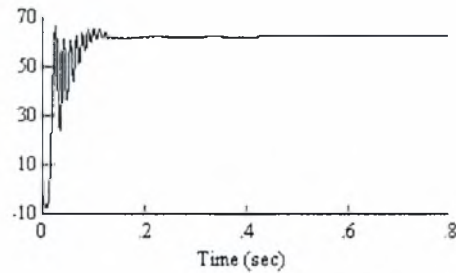
Σχ. 4.13: Τάσεις τροφοδοσίας στάτορα σε V (τρεις φάσεις)



Σχ. 4.10: Ρεύματα στάτορα σε A (τρεις φάσεις)

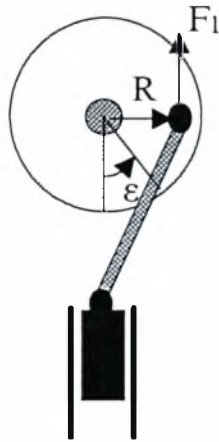


Σχ. 4.15: Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή σε Nm



Σχ. 4.16: Γωνιακή ταχύτητα σε rad/sec

Αξίζει να μελετηθεί η συμπεριφορά του κινητήρα όταν σε αυτόν εφαρμόζεται μεταβαλλόμενη ροπή φορτίου. Ο κινητήρας τροφοδοτείται με τις ονομαστικές τιμές τάσης και συχνότητας (όπως στην πρώτη περίπτωση). Η ροπή φορτίου εφαρμόζεται όπως φαίνεται στο Σχ. 4.17.



Σχ. 4.17: Πιστόνι συνδεδεμένο με ηλεκτροκινητήρα

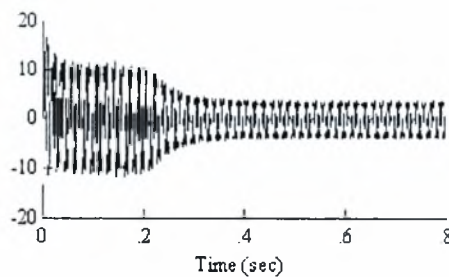
Θεωρείται πως το πιστόνι ασκεί δύναμη $F_1(t)$ σταθερής διεύθυνσης όπως φαίνεται στο σχήμα. Τότε στον άξονα του κινητήρα εφαρμόζεται ροπή

$$T_L = F_1(t)R \sin \varepsilon(t) \quad (4.76)$$

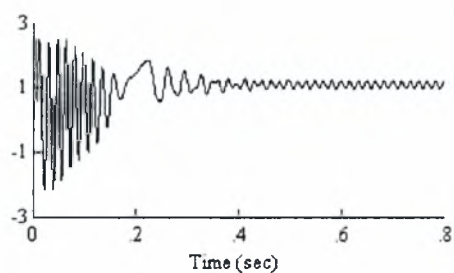
όπου $\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega(t)$ η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα. Επιλέγεται ακτίνα $R = 0.2$ m και δύναμη σταθερού μέτρου $F = 2$ N. Τότε η ροπή γίνεται

$$T_L = 0.4 \sin \omega t \quad (4.77)$$

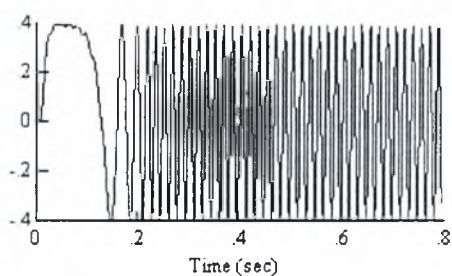
Σε αυτή την περίπτωση τα ρεύματα στάτορα, η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η ροπή φορτίου και οι γωνιακή ταχύτητα φαίνονται στα ακόλουθα σχήματα.



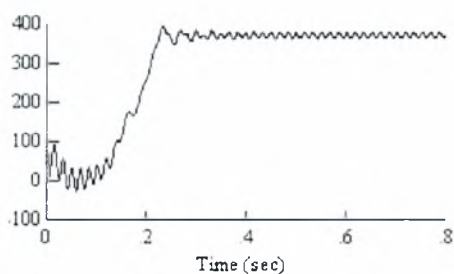
Σχ. 4.18: Ρεύματα στάτορα σε A (τρεις φάσεις)



Σχ. 4.19: Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή σε Nm



Σχ. 4.20: Ροπή φορτίου σε Nm



Σχ. 4.21: Γωνιακή ταχύτητα σε rad/sec

Από τα Σχήματα 4.19 και 4.21 φαίνεται καθαρά πως η ηλεκτρομαγνητική ροπή και η γωνιακή ταχύτητα δεν έχουν σταθερή τιμή στη μόνιμη κατάσταση. Ετσι γίνεται φανερό η ανάγκη

της χρήσης κατάλληλων ελεγκτών, ώστε να διατηρείται σταθερή η γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα, ανεξάρτητα από τη μορφή της εφαρμοζόμενης ροπής φορτίου.

Στην επόμενη ενότητα θα γίνει μια σύντομη περιγραφή της λειτουργίας των τροφοδοτικών, των οποίων η χρήση είναι απαραίτητη όταν απαιτείται αυτόματος έλεγχος ηλεκτροκινητήρων.

5. Τροφοδοτικά μεταβλητής τάσης και συχνότητας εξόδου

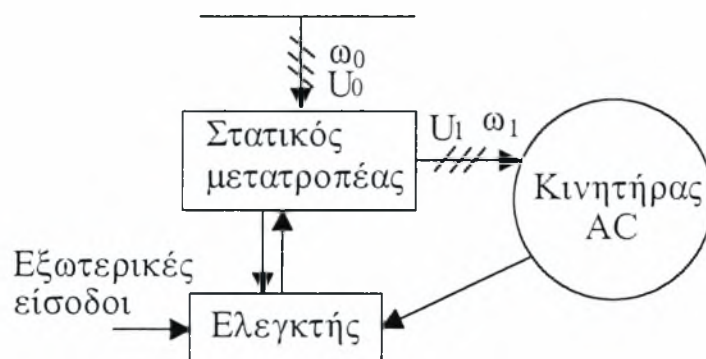
Στο προηγούμενο κεφάλαιο αποδείχθηκε πως για να μπορεί να ελεγχθεί η ταχύτητα του επαγωγικού κινητήρα, είναι αναγκαίο να ελέγχεται η τάση και η συχνότητα της πηγής τροφοδοσίας. Αυτό είναι βασικό χαρακτηριστικό αρκετών ελεγκτών επαγωγικών κινητήρων. Έτσι γίνεται φανερό πως υπάρχει η ανάγκη μετατροπών που μπορούν να εκπληρώσουν τις προϋποθέσεις ισχύος και ταχύτητας απόκρισης. Τέτοιου τύπου μετατροπείς χρησιμοποιούν θυρίστορ, μόσφет και τρανζίστορ απομονωμένης πύλης, αλλά η πολυπλοκότητα και το κόστος παραμένουν αρκετά υψηλά, ακόμη και σήμερα. Βέβαια, τμήμα του κόστους αντισταθμίζεται από τον φθηνότερο επαγωγικό κινητήρα, συγκριτικά με έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος της ίδιας ισχύος ο οποίος δεν απαιτεί τόσο σύνθετες μονάδες τροφοδοσίας. Βέβαια οι επαγωγικοί κινητήρες παρουσιάζουν μια σειρά προτερημάτων τα οποία τους καθιστούν αναντικατάστατους. Μερικά από τα προτερήματα είναι :

- Η ισχύς και η ταχύτητα ενός επαγωγικού κινητήρα δεν περιορίζεται από τη χρήση μηχανικού μετατροπέα (συλέκτη)
- Είναι δυνατή η χρήση του σε εύφλεκτο περιβάλλον
- Έχει μειωμένο αξονικό μήκος, όγκο και βάρος
- Γερή κατασκευή με ελάχιστες απαιτήσεις συντήρησης

Φυσικά, υπάρχουν εφαρμογές μεγάλης ισχύος ή υψηλών ταχυτήτων, για τις οποίες η κατασκευή κινητήρων συνεχούς ρεύματος είναι αδύνατη. Σε αυτές τις περιπτώσεις μόνο κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος δίνουν λύση.

Σαν συμπέρασμα όλων των προηγούμενων, μπορεί να εκτιμηθεί πως είναι καθαρά θέμα χρόνου η πλήρης αντικατάσταση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος από κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος και ακόμη περισσότερο από επαγωγικούς.

Το βασικό χονδρικό διάγραμμα ενός κινητήρα εναλλασσομένου ρεύματος ρυθμιζόμενης ταχύτητας φαίνεται στο Σχ. 5.1. Αποτελείται από τον κινητήρα, τον στατικό μετατροπέα που παράγει ένα σύστημα τροφοδοσίας μεταβλητής τάσης και συχνότητας, και τον απαραίτητο εξοπλισμό για τον έλεγχο. Η δυσκολία αυτής της διάταξης εντοπίζεται στον έλεγχο του πολύπλοκου μη γραμμικού μοντέλου του επαγωγικού κινητήρα, της έλλειψης δυνατότητας μέτρησης των ρευμάτων ρότορα, και τις μεγάλες απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ.



Σχ. 5.1: Χονδρικό διάγραμμα διάταξης ελέγχου κινητήρα εναλλασσομένου (AC) ρεύματος

Στη συνέχεια θα γίνει περιληπτική αναφορά στους τύπους των μετατροπέων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για κάθε είδος κινητήρα.

- Σύγχρονοι κινητήρες με διέγερση μόνιμου μαγνήτη

Για κινητήρες ισχύος μέχρι 10 kW χρησιμοποιούνται μετατροπείς με τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBT). Για ισχύ μέχρι 1 MW χρησιμοποιούνται μετατροπείς με θυρίστορ (GTO).

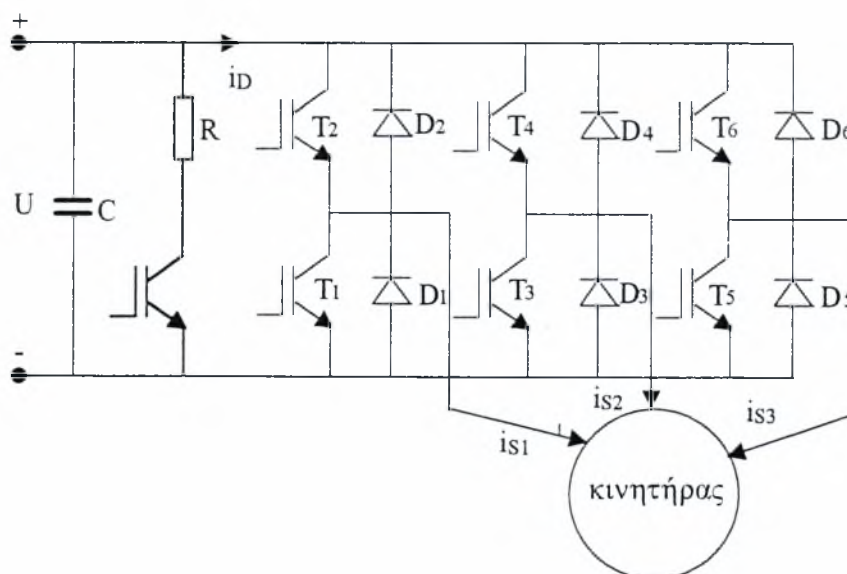
- Επαγωγικοί κινητήρες κλειστού τύπου (SCIM)

Για κινητήρες ισχύος μέχρι 500 kW χρησιμοποιούνται IGBT. Για ισχύ μέχρι 2MW χρησιμοποιούνται GTO, μέχρι 4 MW χρησιμοποιούνται GTO σε κάποια τροποποιημένη διάταξη, και για κινητήρες μεγάλης ισχύος (> 7.5MW) κυκλομετατροπείς.

Από τους τύπους των μετατροπέων που αναφέρθηκαν, θα γίνει λεπτομερής περιγραφή της λειτουργίας του μετατροπέα με τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBT), αφού είναι ο καλύτερος ποιοτικά, δηλαδή με αυτόν επιτυγχάνεται η βέλτιστη δυνατή δυναμική απόκριση, και επειδή παρουσιάζει άμεσο ενδιαφέρον επειδή είναι ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος ηλεκτροκινητήρας για ισχύ μικρότερη των 500 kW.

5.1 Μετατροπέας με τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBT) που λειτουργεί με τεχνική διαμόρφωσης πλάτους παλμών (PWM) σε μεγάλη συχνότητα λειτουργίας

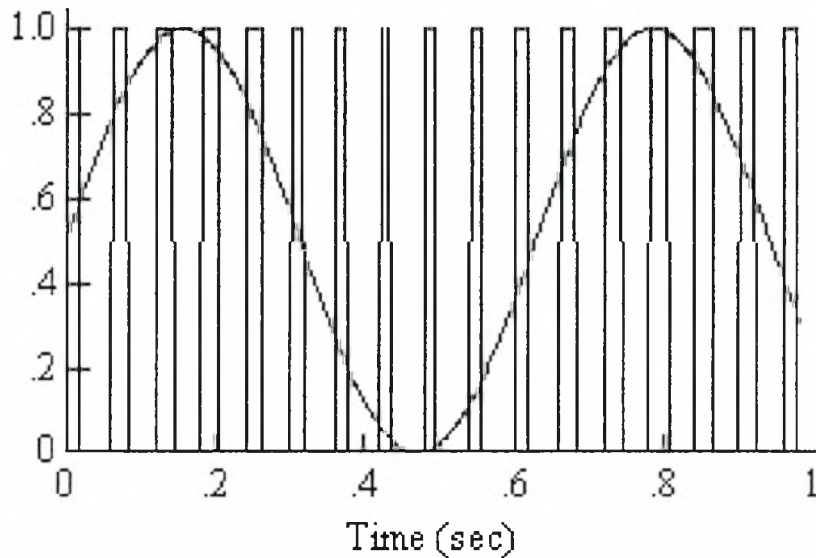
Το συνοπτικό ηλεκτρονικό διάγραμμα μίας μονάδας IGBT φαίνεται στο Σχ. 5.2. Τα έξι τρανζίστορ είναι τα T1 - T6. Οι δίοδοι D1 - D6 χρησιμοποιούνται για την προστασία των τρανζίστορ από ανάστροφες τάσεις που δημιουργούνται από τα τυλίγματα του στάτορα. Η τάση U είναι συνεχής και παράγεται από ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης δικτύου. Το κύκλωμα με τις διακεκομμένες γραμμές λειτουργεί προστατευτικά σε περιπτώσεις ανάστροφου ρεύματος i_D , όπου το ρεύμα καταναλώνεται στην αντίσταση R. Οι πύλες των τρανζίστορ ελέγχονται κατάλληλα από τον ελεγκτή.



Σχ. 4.2: Μονάδα ισχύος IGBT

Με τρανζίστορ IGBT ή MOSFET η συχνότητα διαμόρφωσης πλάτους παλμών (PWM) μπορεί να είναι μεγαλύτερη των 20 kHz, οπότε αποφεύγονται ενοχλητικοί θόρυβοι που θα μπορούσαν να παραχθούν στον κινητήρα στο φάσμα των ακουστικών συχνοτήτων.

Οι δυνατές τιμές των τάσεων μεταξύ δυο φάσεων είναι $U, 0, -U$. Με τη χρησιμοποίηση κατάλληλων αλγορίθμων από μικροελεγκτές, μπορούν να διαμορφωθούν οι παλμοί έτσι ώστε να σχηματίσουν παλμοσειρές που εξομοιώνουν συνεχείς κυματομορφές, όπως π.χ ημιτονοειδείς συναρτήσεις. Στο Σχ. 5.3 φαίνεται ένα ημίτονο και μαζί το ισοδύναμό του μετά από διαμόρφωση πλάτους παλμών (PWM). Το ημίτονο έχει συχνότητα 10 rad/sec και η συχνότητα διαμόρφωσης του μετατροπέα PWM είναι 105 rad/sec .



Σχ. 4.3: Διαμόρφωση πλάτους παλμών ημιτόνου

Στην επόμενη ενότητα περιγράφεται ένας απλός νόμος ελέγχου επαγωγικού ηλεκτροκινητήρα, με ελάχιστες απαιτήσεις, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μη κρίσιμες εφαρμογές ή ακόμη και σε λειτουργία ανοιχτού βρόχου (π.χ. INVERTER).

6 Έλεγχος επαγωγικού κινητήρα βασισμένος στο μοντέλο μόνιμης κατάστασης

Για πολλά μηχανικά φορτία, όπως οι ανεμιστήρες και οι αντλίες, δεν υπάρχει ανάγκη για υψηλή δυναμική απόδοση, αρκεί η ταχύτητα να μπορεί να κυμαίνεται στις επιθυμητές

περιοχές με ικανοποιητική συνολική απόδοση. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, επιτρέπεται η χρήση του μοντέλου μόνιμης κατάστασης. Η στρατηγική ελέγχου είναι να τροφοδοτηθεί ο κινητήρας με τριφασικό σύστημα τάσεων του οποίου η συχνότητα θα πρέπει να συσχετιστεί με το πλάτος των φάσεων.

Προς το παρόν η αντίσταση στάτορα R_s αγνοείται, και το τριφασικό σύστημα τροφοδοσίας είναι ημιτονοειδές με πλάτος U_1 και γωνιακή συχνότητα ω_1 . Η ροπή που παράγεται δίνεται από τη σχέση (4.69). Η κανονικοποιημένη ολίσθηση που έχει βρεθεί στην Ενότητα 4.2 είναι

$$\frac{S}{S_p} = \frac{(\omega_1 - \omega)\sigma L_R}{R_R} = \omega_2 \sigma T_R \quad (6.1)$$

Μεταβάλλοντας τις τάσεις ανάλογα με την συχνότητα

$$\frac{U_1}{U_{s0}} = \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad (6.2)$$

η ροή του στάτορα σταθεροποιείται, οπότε η ροπή μόνιμης κατάστασης γίνεται

$$T_M = T_{p0} \frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S}{S}} = 2T_{p0} \frac{\omega_2 \sigma T_R}{1 + (\omega_2 \sigma T_R)^2} \quad (6.3)$$

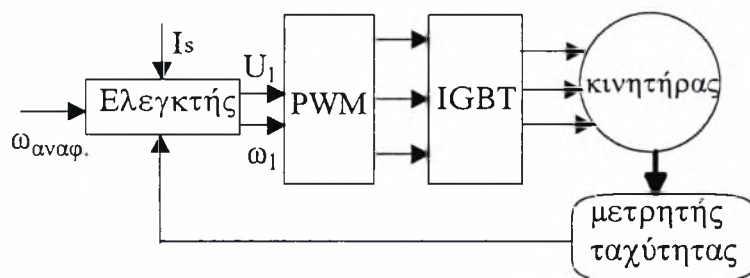
Σε χαμηλές ταχύτητες η πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης στάτορα μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα όταν χρησιμοποιείται η σχέση (6.2). Έτσι αυτή τροποποιείται ως εξής

$$U_1 = \left| j \frac{\omega_1}{\omega_0} U_{s0} + R_s I_s \right| \quad (6.4)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (4.58) η (6.4) γίνεται

$$U_1 = \left| \frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{R_s}{j\omega_0 L_s} \frac{1 + j\omega_2 T_R}{1 + j\omega_2 \sigma T_R} \right| U_{s0} \quad (6.5)$$

Στο σχήμα 6.1 φαίνεται ένα χονδρικό διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας του κινητήρα, βασισμένο στο απλό μοντέλο μόνιμης κατάστασης.



Σχ 6.1: Έλεγχος βασισμένος στο μοντέλο μόνιμης κατάστασης

Έλεγχος, όπως αυτός που μόλις περιγράφηκε, έχει αρκετά μειονεκτήματα μεταξύ των οποίων η ευαισθησία στη μεταβολή της θερμοκρασίας του ρότορα. Επίσης η παραδοχή δημιουργίας ημιτονικών ρευμάτων στο στάτορα είναι πιο ρεαλιστική από την εφαρμογή ημιτονικών τάσεων όταν χρησιμοποιείται μετατροπέας PWM.

Πολλές άλλες στρατηγικές ελέγχου έχουν δοκιμαστεί προσπαθώντας να ελέγξουν τα ρεύματα του στάτορα με στόχο να διατηρηθεί σταθερή η μαγνητική ροή του. Η παραδοχές και οι απλοποιήσεις που γίνονται στο μοντέλο του κινητήρα, στις πιο πολλές περιπτώσεις, είναι τέτοιες που καθιστούν τον κινητήρα ακατάλληλο προς χρήση σε εφαρμογές με υψηλές απαιτήσεις σε δυναμική απόκριση.

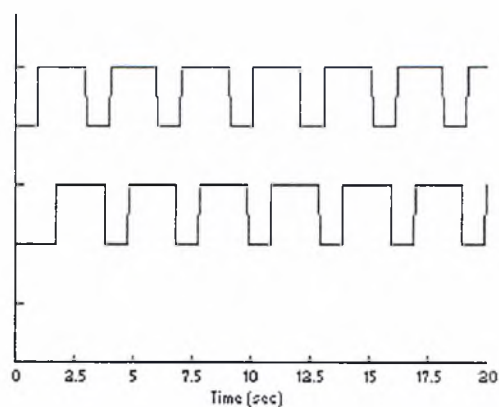
Στην επόμενη ενότητα θα γίνει περιγραφή της λειτουργίας των αισθητήρων που είναι απαραίτητοι για την υλοποίηση ενός ελεγκτή επαγωγικού ηλεκτροκινητήρα, καθώς και αναφορά στις απαιτήσεις υπολογιστικής ισχύος και ρυθμού δειγματοληψίας του ελεγκτή.

7 Αισθητήρες και ρυθμός δειγματοληψίας ελεγκτή

7.1 Αισθητήρες

Η υλοποίηση ελεγκτών, αρκετά συχνά, απαιτεί την ύπαρξη συσκευών που έχουν την ικανότητα μέτρησης κάποιας κατάστασης (μεταβλητής) του συστήματος. Στην περίπτωση των ηλεκτροκινητήρων και πιο συγκεκριμένα για τον ελεγκτή που θα ακολουθήσει, είναι απαραίτητη η μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας του ρότορα, των τάσεων και των ρευμάτων του στάτορα.

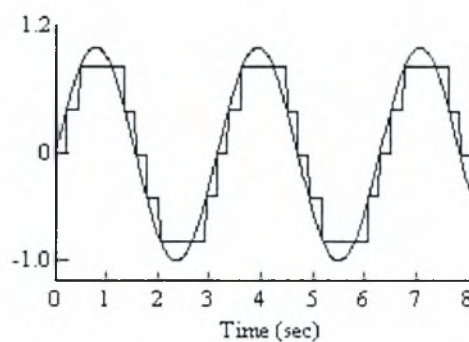
Η μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας γίνεται με συσκευές που καλούνται *αισθητήρες γωνιακής ταχύτητας* και χρησιμοποιούν διάφορους τρόπους για την επιθυμητή μέτρηση. Υπάρχουν οι γραμμικοί αισθητήρες ταχύτητας, που ουσιαστικά είναι μεταβλητές αντιστάσεις των οποίων η τιμή εξαρτάται από τη θέση του άξονα περιστροφής τους. Αυτοί οι αισθητήρες παρουσιάζουν πολύ ικανοποιητική ακρίβεια, αλλά έχουν το πρόβλημα ότι δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε υψηλές στροφές ή σε συνεχή λειτουργία, λόγω της εσωτερικής επαφής του δρομέα με την επιφάνεια της μεταβλητής αντίστασης. Έτσι, αυτοί οι αισθητήρες χρησιμοποιούνται σε περιορισμένες εφαρμογές ελέγχου θέσης. Οι αισθητήρες ταχύτητας που χρησιμοποιούνται ευρέως σήμερα καλούνται κωδικοποιητές (encoders), και είναι ουσιαστικά διφασικές γεννήτριες παλμών, που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς ευαίσθητους στις μεταβολές του φωτός, έτσι ώστε να αποφεύγονται οι ηλεκτρικές επαφές μεταξύ των ακίνητων και των κινητών μερών τους. Ο άξονας των κωδικοποιητών συνδέεται κατάλληλα με τον άξονα του κινητήρα, και ανάλογα με την ποιότητά του μπορεί να δώσει 10ppr-15000ppr (παλμούς ανά στροφή). Οι παλμοί αυτοί, στη συνέχεια, χρησιμοποιούνται κατάλληλα για την εύρεση της γωνιακής ταχύτητας. Εκτός από την αίσθηση της ταχύτητας μπορεί να υπάρξει και αίσθηση της θέσης του ρότορα με μέτρηση του απόλυτου αριθμού των παλμών. Στο Σχ. 7.1 παρουσιάζονται τυπικές κυματομορφές εξόδου των δυο φάσεων του κωδικοποιητή.



Σχ. 7.1: Κυματομορφές διφασικού κωδικοποιητή (encoder)

Η μέτρηση των τάσεων και των ρευμάτων του στάτορα πραγματοποιείται από συσκευές που μετατρέπουν το αναλογικό σε ψηφιακό σήμα και καλούνται μετατροπείς

αναλογικού-ψηφιακού σήματος (A-D converters). Η ακρίβεια της μέτρησης μέσω τέτοιων συσκευών εξαρτάται από την ταχύτητα δειγματοληψίας τους, και από το μήκος της ψηφιακής λέξης που παράγουν, δηλαδή εξαρτάται από την κβαντοποίηση του σήματος. Τυπικές ταχύτητες δειγματοληψίας στην περίπτωση των ηλεκτροκινητήρων είναι 0.1-10 Ksample/sec (χιλιάδες μετρήσεις το δευτερόλεπτο). Το σήμα κβαντοποιείται συνήθως από 256 τιμές (A-D μετατροπέας των 8 bit) μέχρι 65536 τιμές (A-D μετατροπέας των 16 bit). Είναι προφανές ότι το κβαντοποιημένο σήμα είναι πιο κοντά στο πραγματικό, όσο αυξάνει η ταχύτητα δειγματοληψίας και όσο αυξάνει ο αριθμός των δυνατών τιμών που μπορεί να πάρει το σήμα. Στο Σχ. 7.2 φαίνεται ένα συνεχές ημιτονικό σήμα (π.χ. ρεύμα) και η κβαντοποιημένη μορφή του που δίνεται στην έξοδο ενός A-D μετατροπέα.



Σχ. 7.2: Μετατροπή ημιτονικού σήματος με A-D μετατροπέα

7.2 Ρυθμός δειγματοληψίας ελεγκτή

Η υλοποίηση του ελεγκτή πραγματοποιείται σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις με ψηφιακό τρόπο. Οι συσκευές που πραγματοποιούν αυτή την υλοποίηση, εκτελώντας όλους τους απαραίτητους υπολογισμούς ονομάζονται μικροελεγκτές. Οι μικροελεγκτές είναι ειδική κατηγορία μικροεπεξεργαστών που ενσωματώνουν και περιφερειακές συσκευές όπως μετατροπέα αναλογικού-ψηφιακού σήματος (A-D converter) και διαμορφωτή πλάτους παλμών (PWM modulator).

Οι μικροελεγκτές εκτελούν τους αναγκαίους υπολογισμούς με σταθερή περίοδο. Η περίοδος αυτή εξαρτάται από την συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή και από το

πλήθος των υπολογισμών που πρέπει να εκτελεστούν. Πρέπει η περίοδος του μικροελεγκτή να είναι τουλάχιστο 10 φορές μικρότερη από την ελάχιστη περίοδο των ρευμάτων του στάτορα , έτσι ώστε να υπάρχει ικανοποιητική δυναμική απόκριση. Τυπικά αναφέρεται πως για περίοδο ρευμάτων στάτορα $T = 0.01 \text{ sec}$ ($\nu = 100 \text{ Hz}$), είναι αναγκαίο η περίοδος λειτουργίας του ελεγκτή να είναι μικρότερη του 1 msec. Η περίοδος δειγματοληψίας των ρευμάτων και των τάσεων θα είναι ανάλογα μικρότερη της κύριας (περίοδος λειτουργίας ελεγκτή), με τον αριθμό των απαιτούμενων μετρήσεων στη διάρκειά της.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Τέλειος Έλεγχος Εξόδου

1. Επεξήγηση Συμβόλων

V_a, V_b, V_c	: τάσεις στάτορα στο τριφασικό σύστημα
i_a, i_b, i_c	: ρεύματα στάτορα στο τριφασικό σύστημα
V_{sa}, V_{sb}	: τάσεις στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα
i_{sa}, i_{sb}	: ρεύματα στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα
i_{ra}, i_{rb}	: ρεύματα ρότορα στον a -άξονα και στον b -άξονα
ψ_{sa}, ψ_{sb}	: ροές στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα
ψ_{ra}, ψ_{rb}	: ροές ρότορα στον a -άξονα και στον b -άξονα
$i_{rd'}, i_{rq'}$: ρεύματα ρότορα στον d' -άξονα και στον q' -άξονα
$\psi_{rd'}, \psi_{rq'}$: ροές ρότορα στον d' -άξονα και στον q' -άξονα
R_s, R_r	: αντίσταση στάτορα, αντίσταση ρότορα
L_s, L_r, M	: αυτεπαγωγή στάτορα, αυτεπαγωγή ρότορα, αμοιβαία επαγωγή
n_p, J, D	: αριθμός ζευγών πόλων, ροπή αδράνειας, συντελεστής τριβής
ω, T, T_L	: γωνιακή ταχύτητα, ηλεκτρομαγνητική ροπή, ροπή φορτίου
σ, a	: $1 - M^2/L_s L_r$ (συντελεστής απωλειών), R_r/L_r (χρονική σταθερά ρότορα)
β	: $M/\sigma L_s L_r$
γ, μ	: $(M^2 R_r / \sigma L_s L_r^2) + (R_s / \sigma L_s)$, $n_p M / J L_r$

2. Μοντέλο Επαγωγικού Κινητήρα

2.1 Από το τριφασικό στο διφασικό σύστημα

Το μοντέλο του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα μπορεί να παρασταθεί από ένα ισοδύναμο μοντέλο σε δυο φάσεις, [13], [22], [23]. Οι τριφασικές ποσότητες του στάτορα μετασχηματίζονται σε διφασικές ως προς το ακίνητο σύστημα συντεταγμένων του στάτορα

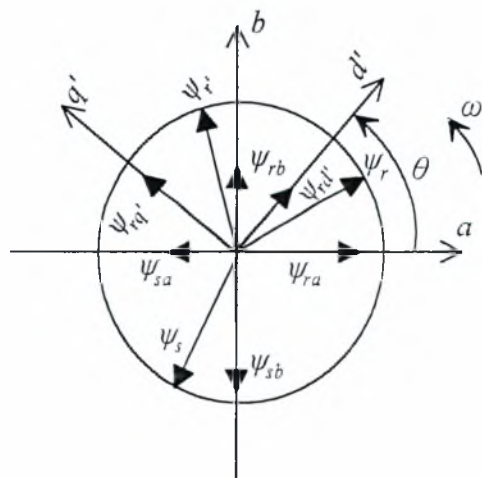
($a-b$), Σχήμα 1. Ο μετασχηματισμός είναι ο ίδιος και για τις ποσότητες του στάτορα, όπως και για τις αντίστοιχες του ρότορα, και εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} S_{sa} \\ S_{sb} \\ S_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

όπου S_{sa}, S_{sb}, S_{s0} και S_a, S_b, S_c είναι ποσότητες του στάτορα (ή του ρότορα) στις δυο και στις τρεις φάσεις, αντίστοιχα. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{sa} \\ S_{sb} \\ S_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Από τη σχέση (2.1) φαίνεται καθαρά πως $S_{s0} = \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)$. Αυτή η ποσότητα είναι ίση με το μηδέν στο μοντέλο που ακολουθεί, λόγω του απομονωμένου ουδέτερου της συμμετρικής ηλεκτρικής μηχανής, π.χ. ισχύει ότι $S_a + S_b + S_c = 0$ για όλες τις ποσότητες του στάτορα (και του ρότορα). Παρόμοιες σχέσεις με τις (2.1) και (2.2) επικρατούν και για το ακίνητο σύστημα συντεταγμένων του ρότορα ($d' - q'$), Σχήμα 1.



Σχήμα 1: Συστήματα συντεταγμένων στους $a-b$ και $d' - q'$ άξονες

2.2 Δυναμική των τυλιγμάτων

Οι πρώτες δύο σχέσεις που ακολουθούν εκφράζουν τη δυναμική των τυλιγμάτων του στάτορα. Οι επόμενες δυο είναι οι αντίστοιχες για το ρότορα.

$$R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} = V_{sa}, \quad R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} = V_{sb}, \quad R_r i_{rd'} + \frac{d\psi_{rd'}}{dt} = 0, \quad R_r i_{rq'} + \frac{d\psi_{rq'}}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

Το ακίνητο σύστημα συντεταγμένων ως προς το ρότορα ($d' - q'$) περιστρέφεται με τη γωνιακή ταχύτητα του ρότορα ω σε σχέση με το ακίνητο σύστημα συντεταγμένων ως προς τον στάτορα. Είναι αναγκαίο όλες οι ποσότητες να αναφέρονται στο ακίνητο σύστημα του στάτορα. Αυτό επιτυγχάνεται με τον ακόλουθο μετασχηματισμό

$$\begin{bmatrix} X_{ra} \\ X_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{rd'} \\ X_{rq'} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

όπου το σύμβολο X δηλώνει ποσότητες του ρότορα. Ο προηγούμενος μετασχηματισμός μετασχηματίζει την ποσότητα X από το ($d' - q'$) στο ($a - b$) σύστημα συντεταγμένων.

Ακολουθεί ο αντίστροφος μετασχηματισμός

$$\begin{bmatrix} X_{rd'} \\ X_{rq'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Η ποσότητα θ δηλώνει τη γωνία του ρότορα σε σχέση με τον στάτορα, π.χ. $\frac{d\theta}{dt} = \omega$, Σχήμα 1.

Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό (2.4), οι σχέσεις στην (2.3) παίρνουν την ακόλουθη μορφή

$$R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} = V_{sa}, \quad R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} = V_{sb}, \quad R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} + n_p \omega \psi_{rb} = 0, \quad R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} - n_p \omega \psi_{ra} = 0 \quad (2.6)$$

2.3 Ηλεκτρομαγνητικές και μηχανικές εξισώσεις

Κάνοντας την παραδοχή ύπαρξης γραμμικών κυκλωμάτων, ίσων αμοιβαίων επαγωγών και σίδηρο άπειρης μαγνητικής διαπερατότητας, ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις [13], [22], [23]

$$\psi_{sa} = L_s i_{sa} + M i_{ra}, \quad \psi_{sb} = L_s i_{sb} + M i_{rb}, \quad \psi_{ra} = L_r i_{ra} + M i_{sa}, \quad \psi_{rb} = L_r i_{rb} + M i_{sb} \quad (2.7)$$

Από τις (2.6) και (2.7) παράγονται οι ακόλουθες σχέσεις

$$R_s i_{sa} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{ra}}{dt} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{sa}}{dt} = V_{sa} \quad , \quad R_s i_{sb} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{rb}}{dt} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{sb}}{dt} = V_{sb} \quad (2.8a)$$

$$\frac{R_r}{L_r} \psi_{ra} - \frac{R_r}{L_r} M i_{sa} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} + n_p \omega \psi_{rb} = 0 \quad , \quad \frac{R_r}{L_r} \psi_{rb} - \frac{R_r}{L_r} M i_{sb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} - n_p \omega \psi_{ra} = 0 \quad (2.8b)$$

Η σχέση που εκφράζει τη δυναμική του ρότορα είναι [22]

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - T_L - D\omega \quad (2.9)$$

όπου T είναι η ροπή που παράγεται από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο, και δίνεται από τη σχέση

$$T = \frac{3}{2} \frac{n_p M}{L_r} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) \quad (2.10)$$

2.4 Το μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα στο χώρο κατάστασης

Από τις σχέσεις (2.8), (2.9), (2.10) και χρησιμοποιώντας τα σύμβολα που αναφέρονται στην Επεξήγηση Συμβόλων, παράγεται το μη γραμμικό, πέμπτης τάξης, μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\mu}{2} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{D}{J} \omega \\ -a\psi_{ra} - n_p \omega \psi_{rb} + aM i_{sa} \\ n_p \omega \psi_{ra} - a\psi_{rb} + aM i_{sb} \\ \alpha\beta\psi_{ra} + n_p \beta \omega \psi_{rb} - \gamma i_{sa} \\ -n_p \beta \omega \psi_{ra} + \alpha\beta\psi_{rb} - \gamma i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

ή πιο σύντομα

$$\dot{x} = h(x) + f T_L + B u \quad (2.12)$$

όπου $x = [\omega \ \psi_{ra} \ \psi_{rb} \ i_{sa} \ i_{sb}]^T$ είναι το διάνυσμα κατάστασης, $u = [V_{sa} \ V_{sb}]$ είναι η είσοδος (εντολή) και $h(x)$, f , B είναι κατάλληλες δυναυσματικές συναρτήσεις και πίνακας, αντίστοιχα.

Οι μεταβλητές απόδοσης επιλέγονται να είναι, η γωνιακή ταχύτητα ω και το τετράγωνο της νόρμας του διανύσματος της ροής του ρότορα $\psi = \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2$ [8], (εδώ καλείται, επίσης, και συνολική ροή), π.χ, το διάνυσμα απόδοσης είναι

$$y = c(x) = \begin{bmatrix} \omega \\ x^T N x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ \psi \end{bmatrix} \quad ; \quad N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

3. Σχεδιαστικός Στόχος

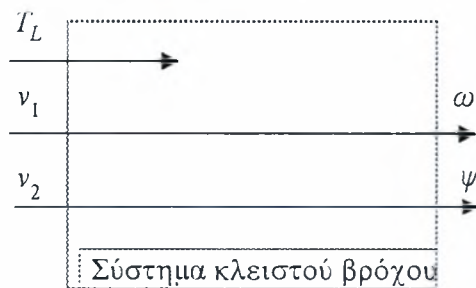
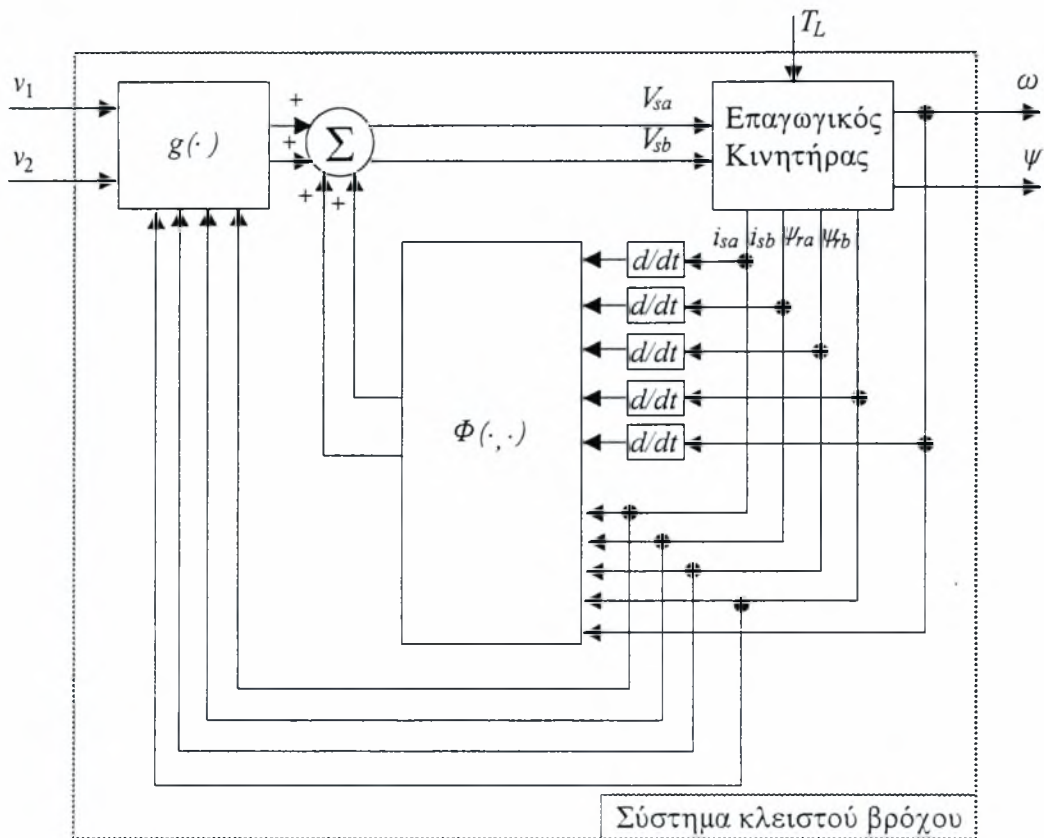
Στο σύστημα (2.12) εφαρμόζεται ο ακόλουθος P-D νόμος ελέγχου

$$u(t) = \Phi(x, \dot{x}) + g(x)v(t) \quad (3.1)$$

όπου $\Phi(x, \dot{x}) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ είναι ο όρος ανατροφοδότησης, $g(x) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ είναι ο προαντισταθμιστής και $v(t) = \begin{bmatrix} v_1(t) & v_2(t) \end{bmatrix}^T$ είναι το δυάνυσμα των εξωτερικών εντολών.

Ο αντικειμενικός στόχος ελέγχου είναι να βρεθούν κατάλληλες διανυσματικές συναρτήσεις $\Phi(x, \dot{x})$ και $g(x)$, έτσι ώστε η έξοδος να είναι ίση με την είσοδο, π.χ. $y = \omega$. Με αυτόν τον τρόπο το δυάνυσμα εξόδου ελέγχεται, τέλεια, από την εξωτερική εντολή και είναι ανεξάρτητο από την εξωτερική διαταραχή (ροπή φορτίου) T_L . Αυτή η σχεδιαστική απαίτηση ονομάζεται τέλειος έλεγχος εξόδου [24]. Για την ειδική περίπτωση όπου επικρατούν μηδενικές διαταραχές, το πρόβλημα απλοποιείται σε αυτό της ακολούθησης εντολής που αναλύεται στο [25], για την περίπτωση των γενικευμένων μη γραμμικών συστημάτων.

Για το προκειμένο πρόβλημα, όλες οι μεταβλητές κατάστασης, δηλαδή οι $\omega, \psi_{ra}, \psi_{rb}, i_{sa}, i_{sb}$, υποτίθεται (προς το παρόν) ότι είναι μετρήσιμες. Η διάταξη ενός τέτοιου σχεδιαστικού σκηνικού φαίνεται στο Σχήμα 2.



Σχήμα 2: Σχεδιαστικό σκηνικό τέλειου ελέγχου εξόδου

4. Τέλειος Έλεγχος Εξόδου

Ακολουθώντας την διαδικασία στο [25], το σύστημα (2.11) πολλαπλασιάζεται με τον αντίστοιχο πίνακα

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \sigma L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma L_s \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Τότε το σύστημα (2.11) μπορεί να ξαναγραφεί όπως φαίνεται στη συνέχεια

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \sigma L_s \\ i_{sb} \sigma L_s \\ \omega \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma L_s (\alpha \beta \psi_{ra} + n_p \beta \omega \psi_{rb} - \gamma i_{sa}) \\ \sigma L_s (-n_p \beta \omega \psi_{ra} + \alpha \beta \psi_{rb} - \gamma i_{sb}) \\ \frac{3\mu}{2} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{D}{J} \omega \\ -\alpha \psi_{ra} - n_p \omega \psi_{rb} + a M i_{sa} \\ n_p \omega \psi_{ra} - \alpha \psi_{rb} + a M i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Διαιρώντας το σύστημα (4.2) σε δυο ομάδες εξισώσεων, από τις οποίες η πρώτη ενεργοποιείται από την εξωτερική είσοδο ενώ η δεύτερη από τη διαταραχή, προκύπτει

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \sigma L_s \begin{bmatrix} \alpha \beta \psi_{ra} + n_p \beta \omega \psi_{rb} - \gamma i_{sa} \\ -n_p \beta \omega \psi_{ra} + \alpha \beta \psi_{rb} - \gamma i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} \quad (4.3a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\mu}{2} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{D}{J} \omega \\ -\alpha \psi_{ra} - n_p \omega \psi_{rb} + a M i_{sa} \\ n_p \omega \psi_{ra} - \alpha \psi_{rb} + a M i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (4.3b)$$

Χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα του [25] για την ακολούθηση εντολής, ο P-D νόμος ελέγχου που προτείνεται εδώ είναι της μορφής (3.1), με

$$\Phi(x, \dot{x}) = \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} - \sigma L_s \begin{bmatrix} \alpha \beta \psi_{ra} + n_p \beta \omega \psi_{rb} - \gamma i_{sa} \\ -n_p \beta \omega \psi_{ra} + \alpha \beta \psi_{rb} - \gamma i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix},$$

$$g(x) = I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad v(t) = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Έτσι, ο ελεγκτής λαμβάνει την ακόλουθη μορφή

$$\begin{bmatrix} V_{sa}(t) \\ V_{sb}(t) \end{bmatrix} = \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \end{bmatrix} - \sigma L_s \begin{bmatrix} \alpha \beta \psi_{ra}(t) + n_p \beta \omega(t) \psi_{rb}(t) - \gamma i_{sa}(t) \\ -n_p \beta \omega(t) \psi_{ra}(t) + \alpha \beta \psi_{rb}(t) - \gamma i_{sb}(t) \end{bmatrix}$$

$$- \begin{bmatrix} \omega(t) \\ \psi_{ra}^2(t) + \psi_{rb}^2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Εφαρμόζοντας αυτόν τον νόμο ελέγχου στο σύστημα (4.2), το κλειστό σύστημα που προκύπτει, είναι

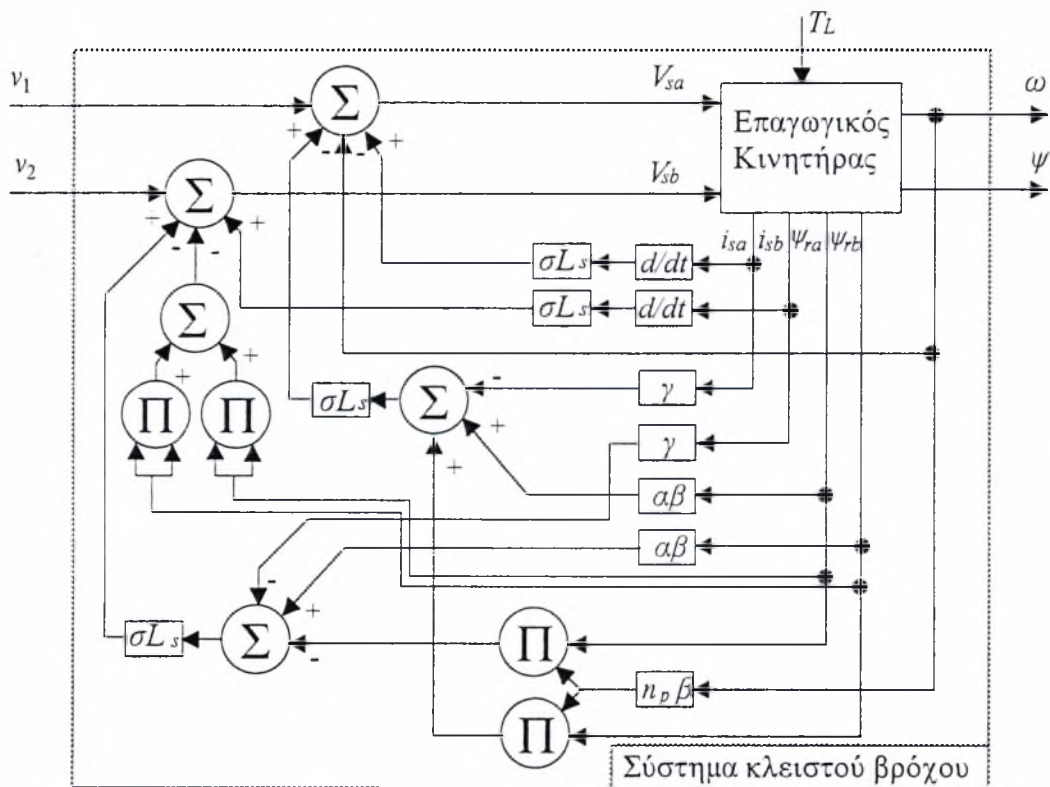
$$\begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (4.6a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_1 \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\mu}{2}(\psi_{ra}i_{sb} - \psi_{rb}i_{sa}) - \frac{D}{J}v_1 \\ -a\psi_{ra} - n_p v_1 \psi_{rb} + aMi_{sa} \\ n_p v_1 \psi_{ra} - a\psi_{rb} + aMi_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (4.6b)$$

Η προηγούμενη έκφραση του κλειστού συστήματος διαιρείται σε δυο ομάδες, από τις οποίες η πρώτη ενεργοποιείται από τις εξωτερικές εντολές $v_1(t)$ και $v_2(t)$, ενώ η δεύτερη από την διαταραχή T_L . Έτσι αποδεικνύεται το επόμενο θεώρημα.

Θεώρημα 4.1: Τέλειος έλεγχος εξόδου της γωνιακής ταχύτητας και της συνολικής ροής ενός επαγωγικού κινητήρα (σύστημα (2.11)), μπορεί να πραγματοποιηθεί, πάντα, μέσω ενός, ανεξάρτητου από τη ροπή φορτίου, P-D νόμου ελέγχου. Ένας P-D νόμος ελέγχου που δίνει λύση στο πρόβλημα, δίνεται από τη σχέση (4.5). ■

Ο ελεγκτής που εκφράζεται από την (4.5) μπορεί να αναλυθεί σε στοιχειώδεις πράξεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.



Σχήμα 3: P-D Ελεγκτής για Τέλειο Έλεγχο Εξόδου

Όπως είναι γνωστό, η εφαρμογή ενός P-D νόμου ελέγχου σε ένα κανονικό (regular) σύστημα, δεν διασφαλίζει κανονικότητα (regularity) [25]. Με άλλα λόγια, το κλειστό σύστημα δεν είναι απαραίτητα κανονικό. Ειδικότερα, το κλειστό σύστημα στην (4.6) εμπεριέχει αλγεβρικές και διαφορικές εξισώσεις, αποτελώντας έτσι ένα γενικευμένο σύστημα στο χώρο κατάστασης [24] - [29].

Εδώ πρέπει να σημειωθεί πως ο ελεγκτής (4.5) είναι ανεξάρτητος από το μηχανικό μέρος του κινητήρα, και πιο συγκεκριμένα από τη ροπή φορτίου, το συντελεστή τριβής και την ροπή αδράνειας.

5. Ροές και Ρεύματα του Κλειστού Συστήματος

Σε αυτή την ενότητα θα καθοριστούν οι σχέσεις που εκφράζουν τις αποκρίσεις των ροών και των ρευμάτων του κλειστού συστήματος (4.6). Οι ροές του ρότορα στο διφασικό σύστημα μπορούν να εκφραστούν σε συνάρτηση μιας γωνίας $\rho(t)$. Αυτή είναι η γωνία μεταξύ του a -άξονα και του διανύσματος της ροής $[\psi_{ra} \ \psi_{rb}]^T$ [23]. Χρησιμοποιώντας το εξής αποτέλεσμα του κλειστού συστήματος: $\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 = v_2$, οι δύο ροές βρίσκονται ότι είναι

$$\psi_{ra} = \sqrt{v_2} \cos \rho(t), \quad \psi_{rb} = \sqrt{v_2} \sin \rho(t) \quad ; \quad \tan \rho(t) = \frac{\psi_{rb}}{\psi_{ra}} \quad (5.1)$$

Με αντικατάσταση της σχέσης (5.1) στις δυο τελευταίες εξισώσεις της (4.6b), προκύπτει

$$\frac{d\sqrt{v_2(t)}}{dt} \cos \rho(t) - \sqrt{v_2(t)} \sin \rho(t) \frac{d\rho(t)}{dt} = aMi_{sa}(t) - a\sqrt{v_2(t)} \cos \rho(t) - n_p v_1(t) \sqrt{v_2(t)} \sin \rho(t) \quad (5.2a)$$

$$\frac{d\sqrt{v_2(t)}}{dt} \sin \rho(t) + \sqrt{v_2(t)} \cos \rho(t) \frac{d\rho(t)}{dt} = n_p v_1(t) \sqrt{v_2(t)} \cos \rho(t) + aMi_{sb}(t) - a\sqrt{v_2(t)} \sin \rho(t) \quad (5.2b)$$

Η επίλυση των προηγούμενων σχέσεων ως προς τα ρεύματα στάτορα είναι

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{aM} \frac{d\sqrt{v_2(t)}}{dt} + \frac{\sqrt{v_2(t)}}{M} \\ \frac{\sqrt{v_2(t)}}{aM} \left(\frac{d\rho(t)}{dt} - n_p v_1(t) \right) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Οι σχέσεις (5.1) και (5.3) είναι παραμετρικές λύσεις των ροών και των ρευμάτων του κλειστού συστήματος, αντίστοιχα. Οι λύσεις είναι παραμετροποιημένες σε συνάρτηση της γωνίας $\rho(t)$. Στη συνέχεια θα καθοριστεί η σχέση που εκφράζει τη γωνία αυτή.

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (5.1) και (5.3) στην πρώτη των σχέσεων της (4.6b), προκύπτει η ακόλουθη σχέση

$$v_2 \frac{d\rho(t)}{dt} = n_p v_1 v_2 + \frac{2aM}{3\mu} \left[\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} \right] \quad (5.4)$$

Λόγω της γενικευμένης περιγραφής στο χώρο κατάστασης του κλειστού συστήματος (4.6) όπως και της σχέσης (5.4), γίνεται σαφές πως η τελευταία γίνεται έμμεση (implicit) για $v_2 = 0$. Αυτό σημαίνει πως η τιμή της πρώτης εξωτερικής εισόδου v_1 θα καθοριζόταν από τις τιμές της ροπής φορτίου και του συντελεστή τριβής. Ένας ανάλογος περιορισμός έχει ήδη συναντηθεί στην πρώτη των σχέσεων της (4.6a), όπου ισχύει ότι $\psi(t) = \psi_{ra}^2(t) + \psi_{rb}^2(t) = v_2(t)$ π.χ. $v_2(t) \geq 0 \quad \forall t \in [0, \infty)$. Βασισμένοι στις προηγούμενες παρατηρήσεις και συνδυάζοντας τους περιορισμούς, προκύπτει ο ακόλουθος, τελικός, περιορισμός για το v_2

$$v_2(t) > 0 \quad \forall t \in [0, \infty) \quad (5.5)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον προηγούμενο περιορισμό, η σχέση (5.4) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\frac{d\rho(t)}{dt} = n_p v_1 + \frac{2aM}{3\mu v_2} \left[\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} \right] \quad (5.6)$$

Ολοκληρώνοντας τη σχέση (5.6) στο ανοιχτό διάστημα $(0, t)$, προκύπτει

$$\rho(t) = n_p \int_{0+}^t v_1 dt + \frac{2aM}{3\mu} \left(\frac{dv_1}{dt} \int_{0+}^t \frac{1}{v_2} dt + \frac{D}{J} \int_{0+}^t \frac{v_1}{v_2} dt + \frac{1}{J} \int_{0+}^t \frac{T_L}{v_2} dt \right) + \rho(0+) \quad (5.7)$$

Από την προηγούμενη σχέση φαίνεται καθαρά πως η τιμή της γωνίας $\rho(t)$ επηρεάζεται από την διαταραχή και την αρχική τιμή της, π.χ. $\rho(0+)$. Αντικαθιστώντας την (5.7) στις (5.1) και (5.3), παράγονται οι αποκρίσεις των ρευμάτων και των ροών του κλειστού συστήματος. Οι ροές δίνονται από την (5.1), ενώ χρησιμοποιώντας τον περιορισμό (5.5) και την σχέση (5.6), οι εξισώσεις των ρευμάτων (5.3), γίνονται

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_2}} \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \left[\begin{array}{c} \frac{dv_2}{dt} \frac{1}{2aM} + \frac{v_2}{M} \\ \frac{2}{3\mu} \left(\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} \right) \end{array} \right] \quad (5.8)$$

Λόγω της περιοδικότητας των ημιτονοειδών συναρτήσεων στις (5.1) και (5.8), προκύπτει πως η αρχική γωνία $\rho(0+)$ είναι μόνο μια αρχική φάση στην απόκριση των ρευμάτων και των ροών.

Από τον περιορισμό (5.5) φαίνεται καθαρά πως η εξωτερική εντολή της συνολικής ροής πρέπει να αποκτήσει μια κατάλληλη θετική τιμή, στιγμιαία, έτσι ώστε τα ρεύματα να έχουν αποδεκτά πλάτη. Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, γίνεται σαφές πως μια κατάλληλη είσοδος για την v_2 είναι το βηματικό σήμα με κατάλληλο πλάτος, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι αναγκαίοι περιορισμοί που επιβάλλονται από τα ρεύματα. Η περίπτωση των βηματικών εξωτερικών εισόδων εμφανίζει αρκετό ενδιαφέρον, αφού καλύπτει την πολύ συχνά απαιτούμενη ανάγκη ύπαρξης σταθερής γωνιακής ταχύτητας. Για το λόγο αυτό, η βηματική απόκριση θα εξετασθεί χωριστά. Πριν εξετασθεί η βηματική απόκριση, θα παρουσιαστεί μια σημαντική ιδιότητα του κλειστού συστήματος, η οποία προκύπτει από τη σχέση (5.8).

5.1 Εκτίμηση της Ροπής Φορτίου

Από την (5.8), το τετράγωνο της νόρμας των ρευμάτων υπολογίζεται ότι είναι

$$i_{sa}^2 + i_{sb}^2 = \frac{1}{4v_2 a^2 M^2} \left(\frac{dv_2}{dt} + 2v_2 a \right)^2 + \frac{4}{9\mu^2 v_2} \left(\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} \right)^2 \quad (5.9a)$$

Σύμφωνα με την (5.9), το τετράγωνο της ροπής που παράγεται από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο, δίνεται από τη σχέση

$$\left(\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} \right)^2 = \frac{9\mu^2 v_2}{4} (i_{sa}^2 + i_{sb}^2) - \left(\frac{3\mu}{2aM} \right)^2 \left(\frac{1}{2} \frac{dv_2}{dt} + v_2 a \right)^2 \quad (5.9b)$$

Βασισμένοι στην (2.10), η ροπή που παράγεται από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο δίνεται από τη σχέση

$$\frac{dv_1}{dt} + \frac{D}{J} v_1 + \frac{T_L}{J} = \text{sign}[\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}] \sqrt{\frac{9\mu^2 v_2}{4} (i_{sa}^2 + i_{sb}^2) - \left(\frac{3\mu}{2Ma} \right)^2 \left(\frac{1}{2} \frac{dv_2}{dt} + av_2 \right)^2} \quad (5.10)$$

όπου το $\text{sign}[\cdot]$ δηλώνει το πρόσημο του ορίσματος, π.χ. είναι ίσο με -1 αν το όρισμα είναι αρνητικό και ίσο με 1 αν το όρισμα είναι θετικό. Από την (5.10), μπορεί να εκτιμηθεί η άγνωστη ροπή φορτίου, όπως φαίνεται στη συνέχεια

$$T_L = -J \frac{dv_1}{dt} - Dv_1 + \text{sign}[\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}] \frac{3\mu J}{2} \sqrt{v_2 (i_{sa}^2 + i_{sb}^2) - \frac{1}{M^2} \left(\frac{1}{2a} \frac{dv_2}{dt} + v_2 \right)^2} \quad (5.11)$$

Σύμφωνα με την (5.11), η ροπή φορτίου εκφράζεται αναλυτικά σε όρους των εξωτερικών εντολών και των μεταβλητών κατάστασης των ροών και των ρευμάτων (εκτιμώμενες και μετρούμενες, αντίστοιχα). Αυτό είναι σημαντικό αποτέλεσμα, ειδικά για τις μηχανουργικές κατεργασίες, την επεξεργασία μετάλλων, και στη μεταφορά βαριών φορτίων, όπου απαιτείται

η ροπή φορτίου να βρίσκεται μέσα σε λογικά όρια. Αν και η σχέση (5.11), η οποία δίνει την τιμή της ροπής φορτίου, προκύπτει από εξισώσεις που περιγράφουν το κλειστό σύστημα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για επιπρόσθετους βρόχους ασφαλείας.

5.2 Βηματική Απόκριση

Οι εξωτερικές εισοδοί είναι $v_1(t) = U_1 u_\beta(t)$ και $v_2(t) = U_2 u_\beta(t)$ όπου U_1, U_2 είναι τα πλάτη και $u_\beta(t)$ είναι η μοναδιαία βηματική συνάρτηση. Οι σχέσεις (5.1), (5.7) και (5.8) παίρνουν τη μορφή

$$\psi_{ra} = \sqrt{U_2} \cos \rho(t), \quad \psi_{rb} = \sqrt{U_2} \sin \rho(t), \quad \rho(t) = \left[n_p U_1 + \frac{2aM}{3\mu U_2} \left(\frac{DU_1}{J} + \frac{T_L(t)}{J} \right) \right] t + \rho(0+) \quad (5.12a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M^{-1} \sqrt{U_2} \\ \frac{2}{3\mu J \sqrt{U_2}} (DU_1 + T_L) \end{bmatrix} \quad (5.12b)$$

Υποτίθεται πως το φορτίο είναι σταθερό, π.χ. $T_L(t) = T_0$. Τότε, ορίζοντας τις σταθερές ποσότητες $v = n_p U_1 + \frac{2aM}{3\mu U_2} (DU_1 + T_0)$ και $\rho_0 = \rho(0+)$, οι σχέσεις στην (5.12) παίρνουν τη μορφή

$$\psi_{ra} = \sqrt{U_2} \cos(vt + \rho_0), \quad \psi_{rb} = \sqrt{U_2} \sin(vt + \rho_0), \quad \rho(t) = vt + \rho_0 \quad (5.13a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(vt + \rho_0) M^{-1} \sqrt{U_2} - \sin(vt + \rho_0) \frac{2}{3\mu J \sqrt{U_2}} (DU_1 + T_L) \\ \sin(vt + \rho_0) M^{-1} \sqrt{U_2} + \cos(vt + \rho_0) \frac{2}{3\mu J \sqrt{U_2}} (DU_1 + T_L) \end{bmatrix} \quad (5.13b)$$

Ομοια, η (5.11) παίρνει τη μορφή

$$T_L = -DU_1 + \text{sign}[\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}] \frac{3}{2} \mu J \sqrt{U_2} \sqrt{(i_{sa}^2 + i_{sb}^2)} - M^{-2} U_2 \quad (5.14)$$

6. Τέλειος Έλεγχος Εξόδου με ταυτόχρονη Ευστάθεια

Σε αυτή την ενότητα εξετάζονται οι προϋποθέσεις που πρέπει να ισχύουν, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του τέλειου ελέγχου εξόδου με ταυτόχρονη ύπαρξη ευστάθειας, για τον επαγωγικό κινητήρα που περιγράφεται από την (2.11). Αρχικά, θα εξεταστεί η περίπτωση της ασυμπτωτικής ευστάθειας. Η ιδιότητα της ασυμπτωτικής

ευστάθειας ισχύει για το κλειστό σύστημα (4.6), αν και μόνο αν για μηδενικές εξωτερικές εισόδους, μηδενική διαταραχή και για κάθε αρχική συνθήκη $\omega(0-), \psi_{ra}(0-), \psi_{rb}(0-), i_{sa}(0-), i_{sb}(0-)$, ισχύει ότι $\lim_{t \rightarrow +\infty} \omega(t) = 0, \lim_{t \rightarrow +\infty} \psi_{ra}(t) = 0, \lim_{t \rightarrow +\infty} \psi_{rb}(t) = 0,$
 $\lim_{t \rightarrow +\infty} i_{sa}(t) = 0$ and $\lim_{t \rightarrow +\infty} i_{sb}(t) = 0.$

Χρησιμοποιώντας τις (4.6a), (5.1) και (5.3) για μηδενικές εξωτερικές εισόδους και μηδενική διαταραχή, υπολογίζεται ότι

$$\omega(t) = 0, \quad \psi_{ra}(t) = 0, \quad \psi_{rb}(t) = 0, \quad i_{sa}(t) = 0, \quad i_{sb}(t) = 0 \quad ; \quad \forall t > 0 \quad (6.1)$$

Από την σχέση (6.1), αποδεικνύεται το επόμενο θεώρημα.

Θεώρημα 6.1: Το πρόβλημα του τέλει ελέγχου εξόδου με ταυτόχρονη ευστάθεια ικανοποιείται πάντα, μέσω ενός P-D νόμου ελέγχου (4.4), για τον επαγωγικό κινητήρα που περιγράφεται από την (2.11). ■

Για την μελέτη του προβλήματος συνολικής ευστάθειας στον τέλει έλεγχο εξόδου, θεωρείται το σύστημα κλειστού βρόχου (4.6), το οποίο προκύπτει ύστερα από την εφαρμογή του P-D νόμου ελέγχου (4.5). Η λύση των καταστάσεων του συστήματος δίνεται από τις (4.6a), (6.1), (6.7) και (6.9). Από αυτές τις σχέσεις συμπεραίνεται πως για φραγμένες εξωτερικές εισόδους, οι οποίες έχουν ταυτόχρονα και φραγμένες πρώτες παραγώγους, για $t > 0$, τότε οι καταστάσεις του συστήματος είναι φραγμένες για $t > 0$ για κάθε αρχική συνθήκη.

7. Για την Υλοποίηση του Ελεγκτη

7.1 Για την απόκτηση του D-όρου ανατροφοδότησης

Η απόκριση του φυσικού συστήματος είναι μοναδική και καλώς ορισμένη, ανεξάρτητα από τις δυσκολίες που προκύπτουν στην αναλυτική επίλυση της (4.6b) [30]-[34]. Λόγω των ιδιόμορφων χαρακτηριστικών του (4.6), κάθε ασυνέχεια των εξωτερικών εντολών μπορεί να οδηγήσει στη δημιουργία κρουστικών συναρτήσεων στην απόκριση του κλειστού συστήματος. Στην περίπτωση που αυτές οι ασυνέχειες συμβαίνουν στη χρονική στιγμή $t = 0$,

πρέπει να γίνει χρήση της γενικευμένης παραγώγου, η οποία ορίζεται από την ακόλουθη σχέση

$$\mathbb{D}x \triangleq [x^{(1)}(t)] + \delta(t)[x(0+) - x(0-)] \quad (7.1)$$

όπου το σύμβολο $[x^{(1)}(t)]$ δηλώνει την παράγωγο του $x(t)$ σύμφωνα με την συνήθη έννοια, η οποία όμως επιλέγεται να είναι ίση με το μηδέν εκεί που δεν ορίζεται. Το σύμβολο $\delta(t)$ δηλώνει την κρουστική συνάρτηση. Αντικαθιστώντας τον συνηθισμένο διαφορικό τελεστή d/dt με τον γενικευμένο διαφορικό τελεστή \mathbb{D} στο σύστημα (2.12), προκύπτει

$$\mathbb{D}x = h(x) + fT_L + Bu \quad (7.2)$$

Για να ικανοποιεί ο ελεγκτής (4.5) τις σχεδιαστικές απαιτήσεις του τέλειου ελέγχου εξόδου και ειδικότερα αυτές της ακολούθησης εντολής για $t \geq 0$, οι διαφορικοί όροι di_{sa}/dt και di_{sb}/dt πρέπει να αντικατασταθούν από τους γενικευμένους διαφορικούς όρους $\mathbb{D}i_{sa}$ και $\mathbb{D}i_{sb}$, αντίστοιχα. Ακόμη, οι ποσότητες $i_{sa}(0-)$ και $i_{sb}(0-)$ πρέπει να είναι γνωστές στον ελεγκτή, έτσι ώστε να μπορεί να παραχθεί μια σχέση ανάλογη με την (7.1). Αυτή η παραδοχή μπορεί να εξηγηθεί ως εξής [25]: οι είσοδοι του κινητήρα, V_{sa} και V_{sb} , ενεργοποιούνται τη χρονική στιγμή $t = 0$, ενώ ο ελεγκτής λαμβάνει μετρήσεις των ρευμάτων του στάτορα τουλάχιστον ένα μικρό χρονικό διάστημα $(t_0^*, 0)$ $t_0^* < 0$ πιο πριν και φυσικά για $t \geq 0$. Σε αυτή την περίπτωση, ο P-D ελεγκτής μπορεί να εκφραστεί όπως φαίνεται στην ακόλουθη σχέση

$$u(t) = \Phi(x, \mathbb{D}x) + g(x)v(t) \quad (7.3)$$

Αντικαθιστώντας την κανονική παράγωγο στην (4.5) με την γενικευμένη παράγωγο, και από την εφαρμογή της στο ανοιχτό σύστημα (7.2), προκύπτει (για $t > 0$)

$$\begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (7.4a)$$

$$\mathbb{D} \begin{bmatrix} v_1 \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\mu}{2}(\psi_{ra}i_{sb} - \psi_{rb}i_{sa}) - \frac{D}{J}v_1 \\ -a\psi_{ra} - n_p v_1 \psi_{rb} + aMi_{sa} \\ n_p v_1 \psi_{ra} - a\psi_{rb} + aMi_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (7.4b)$$

Αν η παραδοχή της μέτρησης των $i_{sa}(0-)$ και $i_{sb}(0-)$ δεν ισχύει, τότε η ισότητα (7.4a) γίνεται

$$\begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \delta(t) \begin{bmatrix} -i_{sa}(0-) \\ -i_{sb}(0-) \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

7.2 Για την διαθεσιμότητα των καταστάσεων

Από τη σχέση (4.5) μπορεί να παρατηρηθεί πως για να υλοποιηθεί ο ελεγκτής, είναι αναγκαία η μέτρηση ή η εκτίμηση όλων των μεταβλητών κατάστασης, δηλαδή της γωνιακής ταχύτητας ω , των ροών ψ_{ra} και ψ_{rb} , και των ρευμάτων i_{sa} και i_{sb} . Μια περιγραφή του τρόπου απόκτησης αυτών των ποσοτήτων παρουσιάζεται στη συνέχεια.

α) Η γωνιακή ταχύτητα ω μπορεί να αποκτηθεί με μέτρηση. Ένας οπτικός κωδικοποιητής υψηλής ανάλυσης μπορεί να δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Το σφάλμα της μέτρησης δεν είναι σταθερό, και σε χαμηλές ταχύτητες γίνεται μεγαλύτερο λόγω του μικρού αριθμού παραγόμενων παλμών ανά περίοδο δειγματοληψίας του ελεγκτή.

β) Τα ρεύματα στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα μπορούν να υπολογιστούν από τη μέτρηση, μέσω αμπερομέτρων, των ρευμάτων i_a, i_b, i_c στις τρεις φάσεις και κάνοντας χρήση του μετασχηματισμού (2.1). Επιπρόσθετα κυκλώματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μέτρηση των παραγώγων των ρευμάτων, όταν η υλοποίηση είναι αναλογική. Όταν γίνεται χρήση ψηφιακών κυκλωμάτων, ακριβείς μετρήσεις των ρευμάτων και γρήγορη δειγματοληψία, μπορούν να οδηγήσουν σε ικανοποιητικές προσεγγίσεις των παραγώγων.

γ) Οι ροές ρότορα στον a -άξονα και στον b -άξονα δεν είναι εύκολα μετρήσιμες ποσότητες. Η εγκατάσταση ροομέτρων μέσα στον κινητήρα είναι ακριβή και όχι πολύ αξιόπιστη μέθοδος. Για αυτό το λόγο, γίνεται αναγκαία η παρουσία ενός παρατηρητή ροών. Η επόμενη ενότητα είναι αφιερωμένη σε αυτό το σκοπό.

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως για την υλοποίηση του παρατηρητή είναι αναγκαία η μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας ω , των ρευμάτων i_{sa} και i_{sb} , όπως και των τάσεων V_{sa} και V_{sb} . Για την απόκτηση αυτών των τάσεων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τρία βολτόμετρα για τη μέτρηση των τάσεων στις τρεις φάσεις, και στη συνέχεια να γίνει χρήση του μετασχηματισμού (2.1). Εναλλακτικά, οι ζητούμενες τάσεις μπορούν να υπολογιστούν

κάνοντας χρήση της εξόδου του μικροελεγκτή, το οποίο επιφέρει, όμως, ένα μικρό σφάλμα στην όλη διαδικασία.

8. Ένας Γενικευμένος Παρατηρητής Ροών στο Χώρο Κατάστασης

Ο παρατηρητής που προτείνεται, είναι της ακόλουθης γενικευμένης μορφής στο χώρο κατάστασης

$$E(\dot{z}(t)) = A(z(t)) + D(z(t))u_m(t) \quad (8.1a)$$

$$w(t) = L(z(t)) \quad (8.1b)$$

όπου $z(t)$ είναι το διάνυσμα κατάστασης του παρατηρητή, και το μετρήσιμο διάνυσμα κατάστασης είναι το $u_m(t) = [\omega(t) \ i_{sa}(t) \ i_{sb}(t) \ V_{sa}(t) \ V_{sb}(t)]^T$. $w(t)$ είναι το διάνυσμα των εκτιμώμενων ροών, π.χ. $w(t) = [\hat{\psi}_{ra} \ \hat{\psi}_{rb}]^T$ όπου $\hat{\psi}_{ra}$ και $\hat{\psi}_{rb}$ είναι οι εκτιμήσεις των ροών ψ_{ra} και ψ_{rb} , αντίστοιχα. Ο παρατηρητής προτείνεται να είναι ο

$$z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ z_3(t) \ z_4(t) \ z_5(t) \ z_6(t) \ z_7(t)]^T \quad (8.2a)$$

$$E(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A(z) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, D(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.2b)$$

$$L(z) = \frac{1}{\beta(a^2 + n_p^2 z_1^2)} \begin{bmatrix} a & -n_p z_1 \\ n_p z_1 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_6 + \gamma z_1 i_{sa} - \sigma^{-1} L_s^{-1} z_4 \\ z_7 + \gamma z_3 - \sigma^{-1} L_s^{-1} z_5 \end{bmatrix} \quad (8.2c)$$

Από τις (8.1a) και (8.2a) παρατηρείται ότι το δυναμικό μέρος του παρατηρητή περιγράφεται από ένα γραμμικό γενικευμένο σύστημα στο χώρο κατάστασης. Βασισμένοι στα αποτελέσματα των [28]-[29] συμπεραίνεται πως το σύστημα (8.1a) είναι ασυμπτωτικά και συνολικά ευσταθές. Ακόμη, από τις (8.1b) και (8.2c), παρατηρείται πως οι εκτιμώμενες μεταβλητές είναι, επίσης, ευσταθείς.

Στην ακόλουθη σχέση ορίζονται τα σφάλματα e_a και e_b του παρατηρητή

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} - \hat{\psi}_{ra} \\ \psi_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

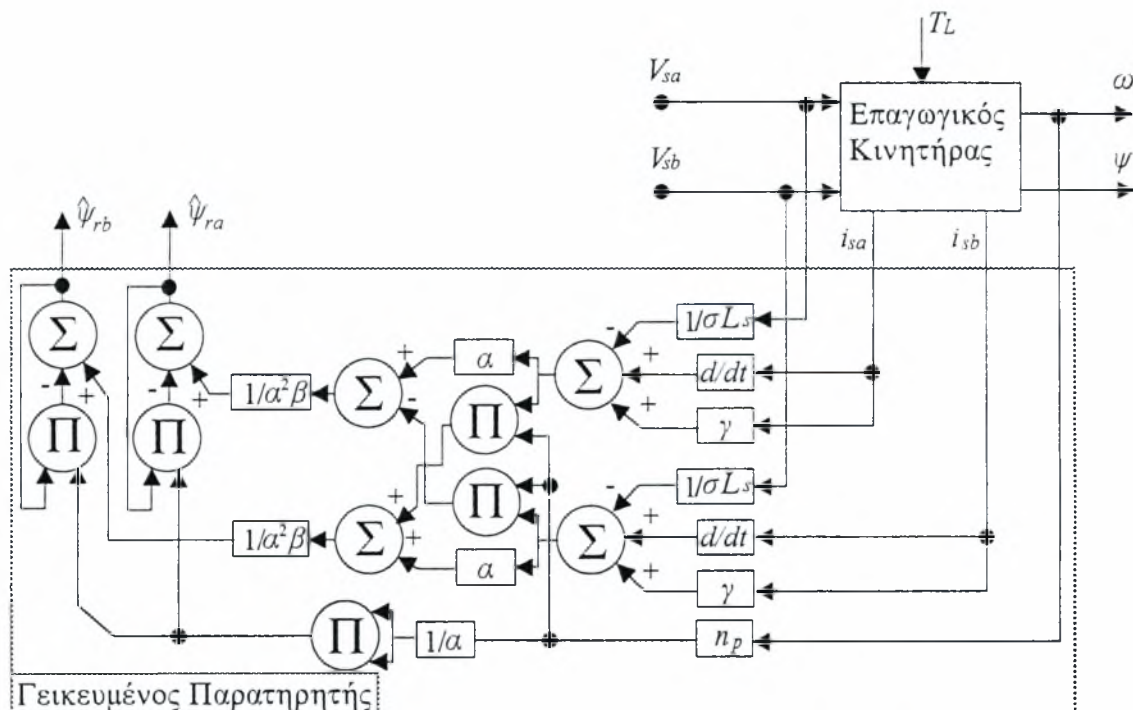
Για να επαληθευτεί η αποτελεσματικότητα του προτεινόμενου παρατηρητή, οι εκτιμώμενες μεταβλητές θα εκφραστούν σε συνάρτηση των μετρούμενων σημάτων. Αυτή η σχέση παρουσιάζεται στη συνέχεια

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ra} \\ \hat{\psi}_{rb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta(a^2 + n_p^2\omega^2)} \begin{bmatrix} a & -n_p\omega \\ n_p\omega & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sa}}{dt} + \gamma i_{sa} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sa} \\ \frac{di_{sb}}{dt} + \gamma i_{sb} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sb} \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

Για την παραγωγή της αντίστοιχης σχέσης των σφαλμάτων εκτίμησης, χρησιμοποιούνται οι δυο τελευταίες εξισώσεις του μοντέλου (2.11). Αφαιρώντας τις εκτιμώμενες ποσότητες στην (8.4) από αυτές τις εξισώσεις, οι σχέσεις των σφαλμάτων βρίσκονται να είναι

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

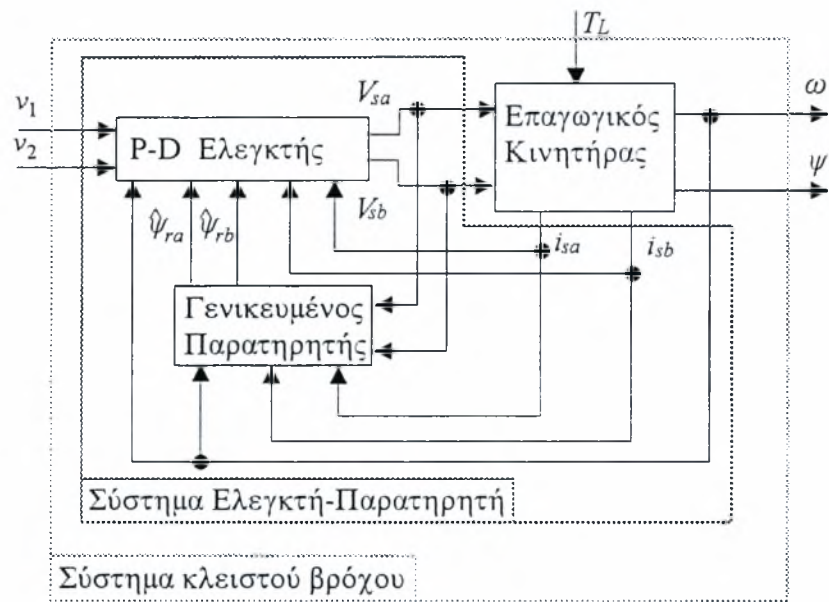
Στην παραγωγή της (8.5) όπως και στη σχέση του παρατηρητή (8.4), έγινε η υπόθεση ότι όλες οι μετρούμενες ποσότητες είναι ίσες με τις πραγματικές. Αυτή είναι λογική υπόθεση, στη θεωρία των παρατηρητών. Η σχέση (8.5) αποκαλύπτει ένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά των γενικευμένων παρατηρητών στο χώρο κατάστασης, π.χ. την ικανότητα τέλει ακολουθίας του μη μετρήσιμου σήματος. Ο παρατηρητής φαίνεται στο Σχήμα 4.



Σχήμα 4: Γενικευμένος Παρατηρητής Ρωών στο Χώρο Κατάστασης

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως ο γενικευμένος παρατηρητής (8.4) είναι ανεξάρτητος από το μηχανικό μέρος του κινητήρα.

Το συνολικό σχεδιαστικό πλάνο που προκύπτει ύστερα από την εφαρμογή του ελεγκτή (4.5), κάνοντας χρήση των εκτιμώμενων ροών $\hat{\psi}_{ra}$ και $\hat{\psi}_{rb}$ που προέρχονται από τον παρατηρητή (8.1) ή ισοδύναμα τον (8.4), στον επαγωγικό κινητήρα (2.11) φαίνεται στο Σχήμα 5.



Σχήμα 5: Σύστημα Κλειστού Βρόχου χρησιμοποιώντας Ελεγκτή- Παρατηρητή

9. Προσομοίωση

Τα αποτελέσματα των προηγούμενων ενοτήτων εφαρμόζονται στην περίπτωση ενός επαγωγικού κινητήρα Baldor M3541. Αυτός είναι ένας κινητήρας δύο πόλων με μέγιστη ταχύτητα 3450 rpm, μέγιστη τάση λειτουργίας 230 V και μέγιστο ρεύμα λειτουργίας 2.7 A. Στον κινητήρα εφαρμόζεται σταθερή ροπή φορτίου μεγέθους $T_L = 0.2 \text{ Nm}$, μέσω κατάλληλης μηχανικής διάταξης. Οι παράμετροι του μοντέλου του κινητήρα, βρίσκονται ότι είναι: $n_p = 1$, $R_s = 3.05 \Omega$, $R_r = 2.12 \Omega$, $L_s = 0.243 \text{ H}$, $L_r = 0.306 \text{ H}$, $M = 0.225 \text{ H}$. Η ροπή αδράνειας του

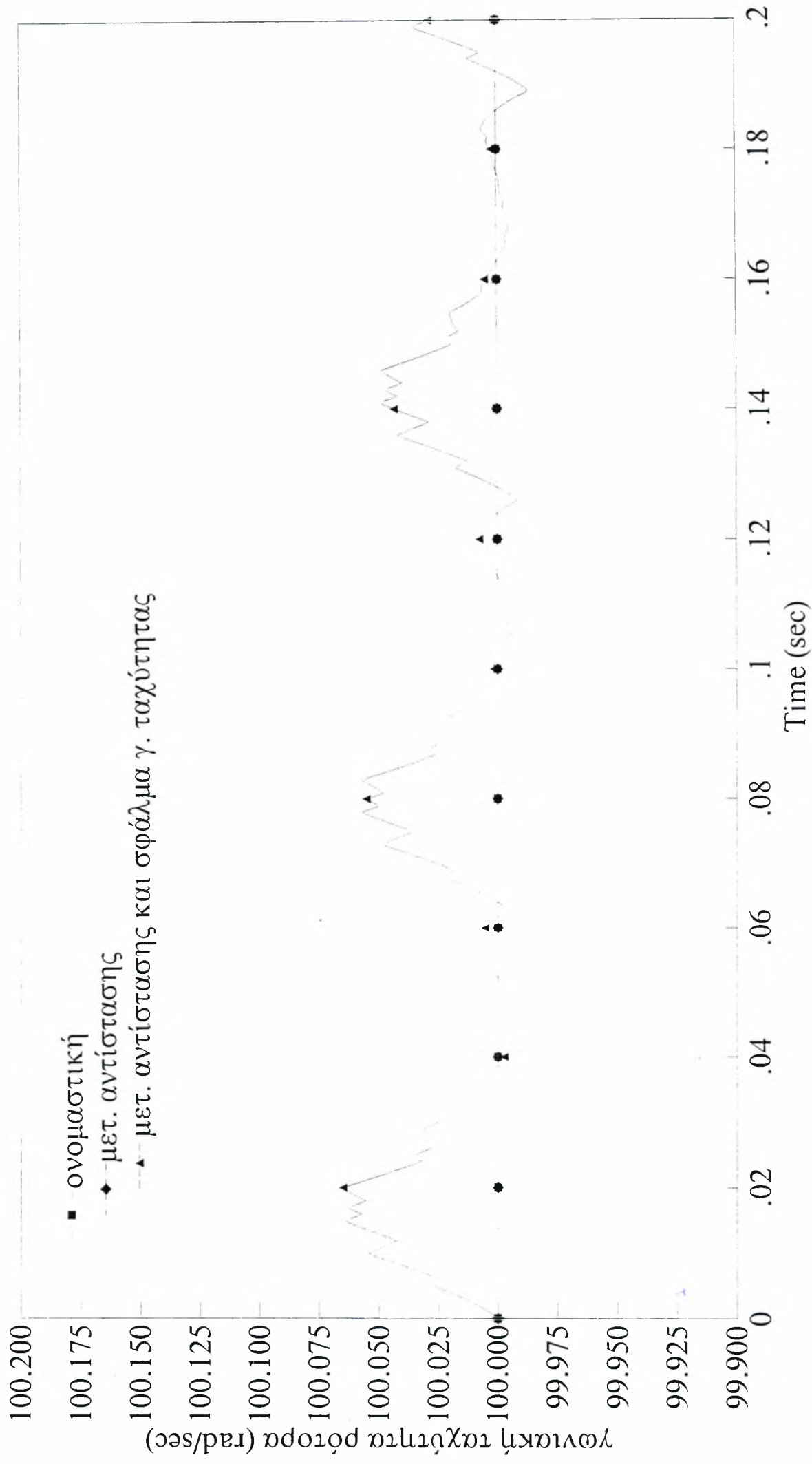
μηχανικού συστήματος βρίσκεται ότι είναι $J = 2 \times 10^{-4} \text{ kg m}^2$ και ο συντελεστής τριβής $D = 0.002 \text{ N m sec rad}^{-1}$. Οι εξωτερικές εισοδοί είναι $V_1 = 100$ και $V_2 = 0.8$. Έτσι, η επιθυμητή έξοδος είναι $\omega = 100 \text{ rad/sec}$ και $\psi = 0.8 \text{ Wb}^2$.

Η μεταβολή της αντίστασης του ρότορα υποτίθεται πως είναι $\Delta R = 1 \Omega$, η οποία αντιστοιχεί σε μια αύξηση της τιμής της περίπου 50%. Ο κωδικοποιητής που χρησιμοποιείται για την μέτρηση της ταχύτητας, έχει την ικανότητα να παράγει 2000 παλμούς/στροφή και ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι 1 kHz. Έτσι το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας περιορίζεται από τις τιμές $\pm \frac{2\pi}{2000} 1000 = \pm \pi \text{ rad}$. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κλειστού συστήματος φαίνονται στα Σχήματα 6-15. Οι τριφασικές τάσεις θεωρούνται πως ενεργοποιούνται από 1ης τάξης D/A (Digital to Analog) μετατροπείς. Για αυτή την περίπτωση το σφάλμα (η εσφαλμένη μέτρηση της ταχύτητας) φαίνεται στο Σχήμα 16.

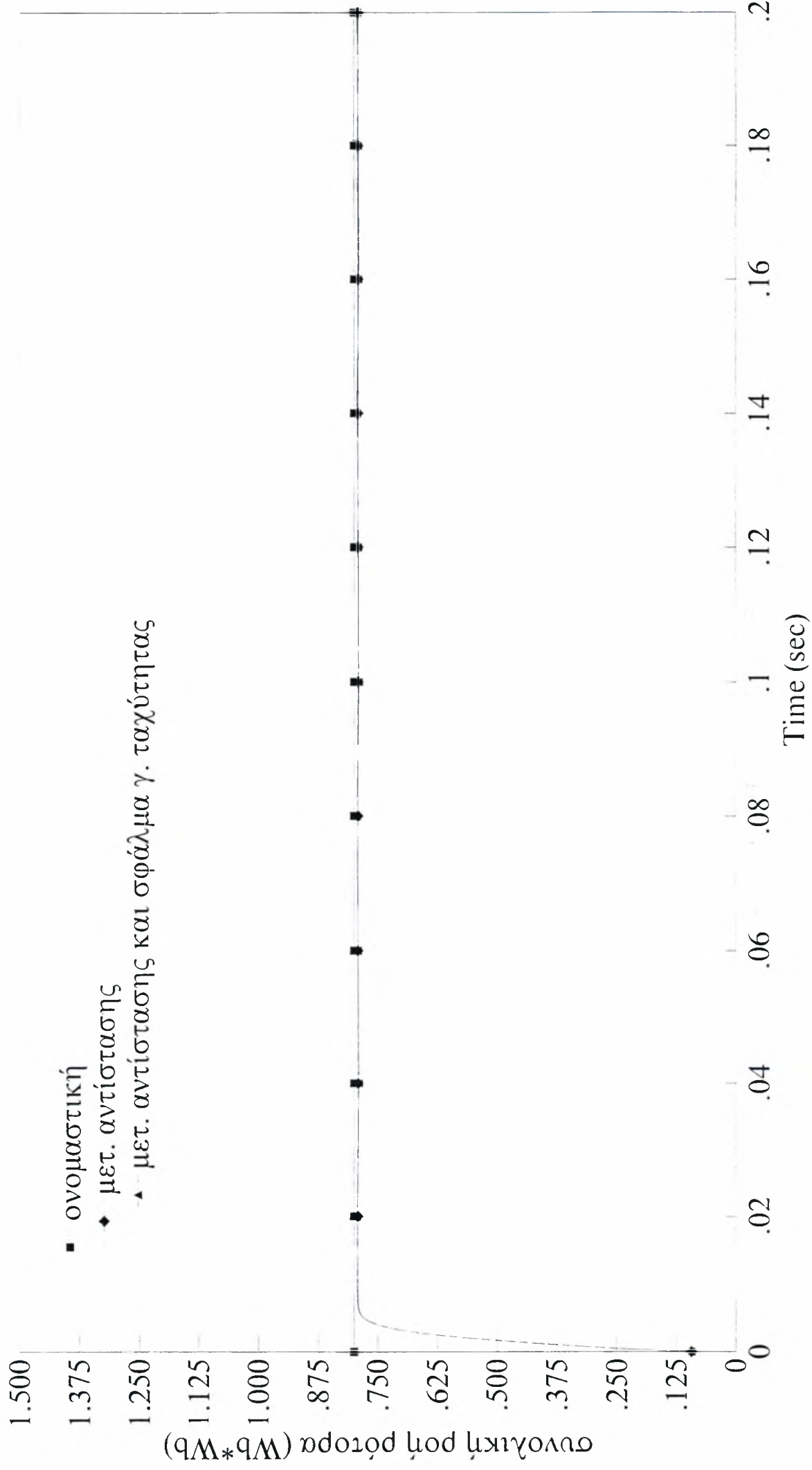
Η γωνιακή ταχύτητα φαίνεται στο Σχήμα 6 και η συνολική ροή του ρότορα στο Σχήμα 7. Οι ροές στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 8 και στο Σχήμα 9, αντίστοιχα. Το Σχήμα 10 και το Σχήμα 11, δείχνουν τα ρεύματα του στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα, αντίστοιχα. Οι τάσεις στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 12 και στο Σχήμα 13, αντίστοιχα. Οι εκτιμώμενες ροές στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 14 και στο Σχήμα 15, αντίστοιχα. Τέλος στο Σχήμα 17 φαίνεται η στιγμιαία ισχύς που καταναλώνει ο κινητήρας.

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, φαίνεται καθαρά η ευρωστία του συνδυασμού Ελεγκτή-Παρατηρητή ως προς την μεταβολή της τιμής της αντίστασης ρότορα και ως προς το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας.

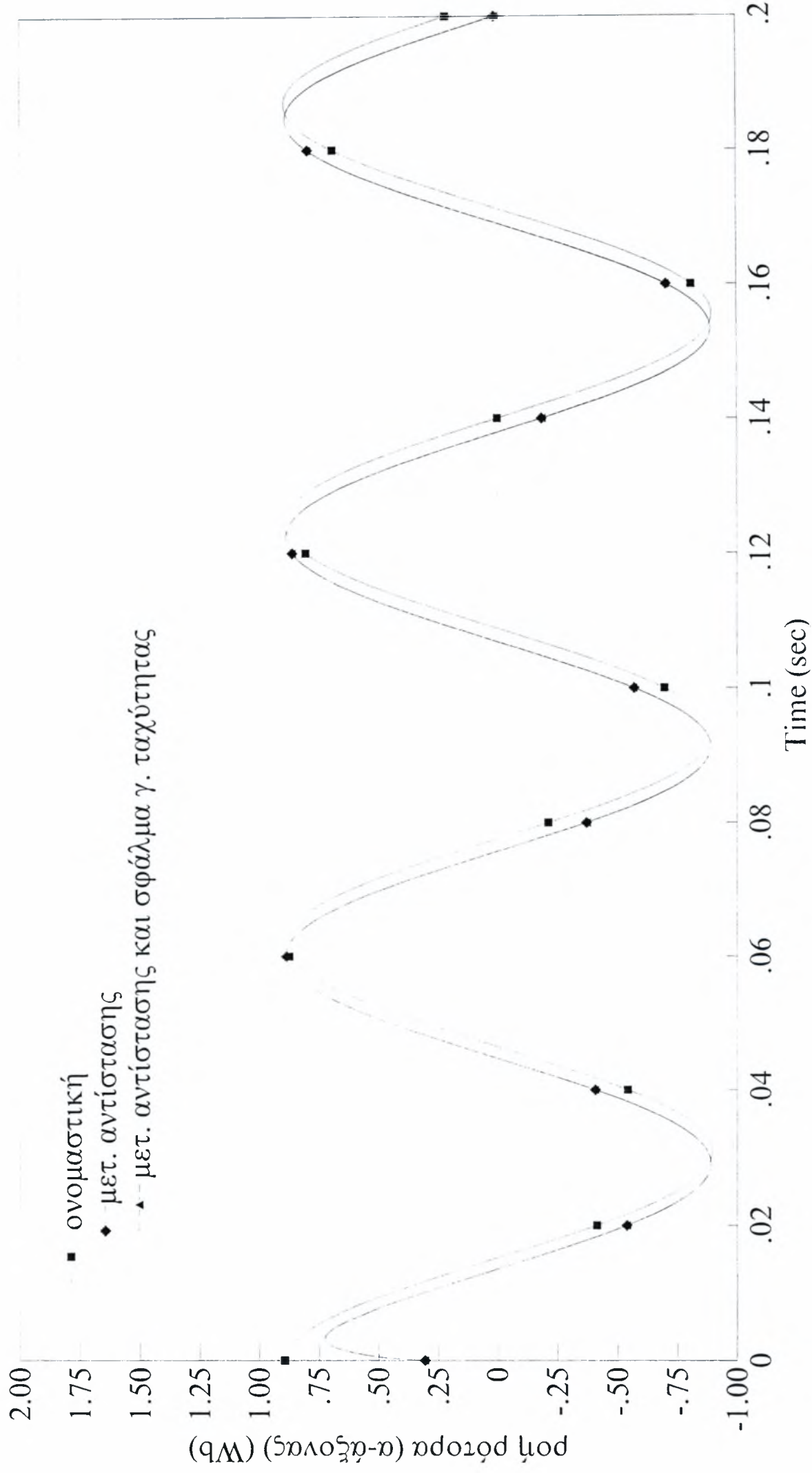
Σχήμα 6: Γωνιακή Ταχύτητα Ρότορα



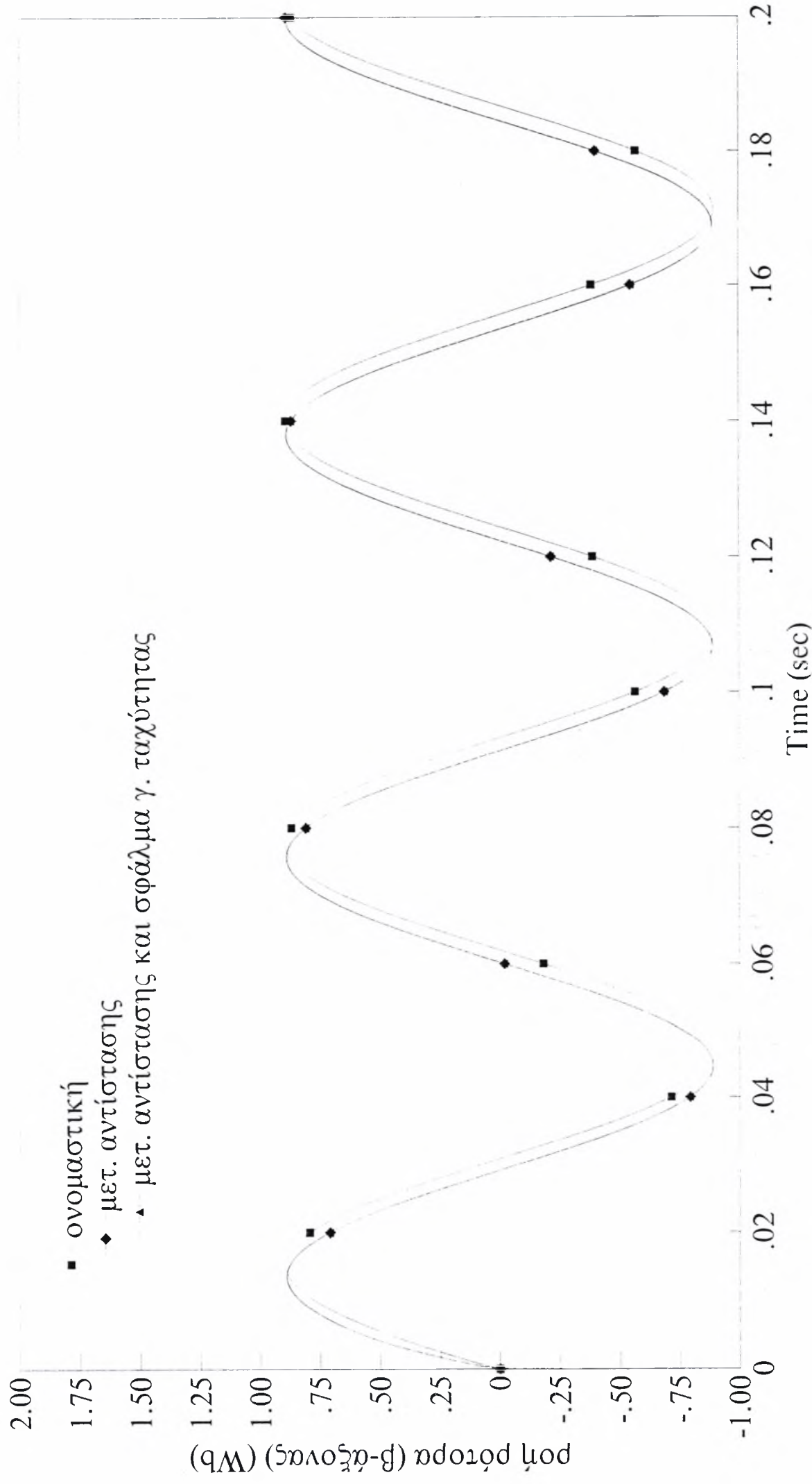
Σχήμα 7: Συνολική Ροή Ρότορα



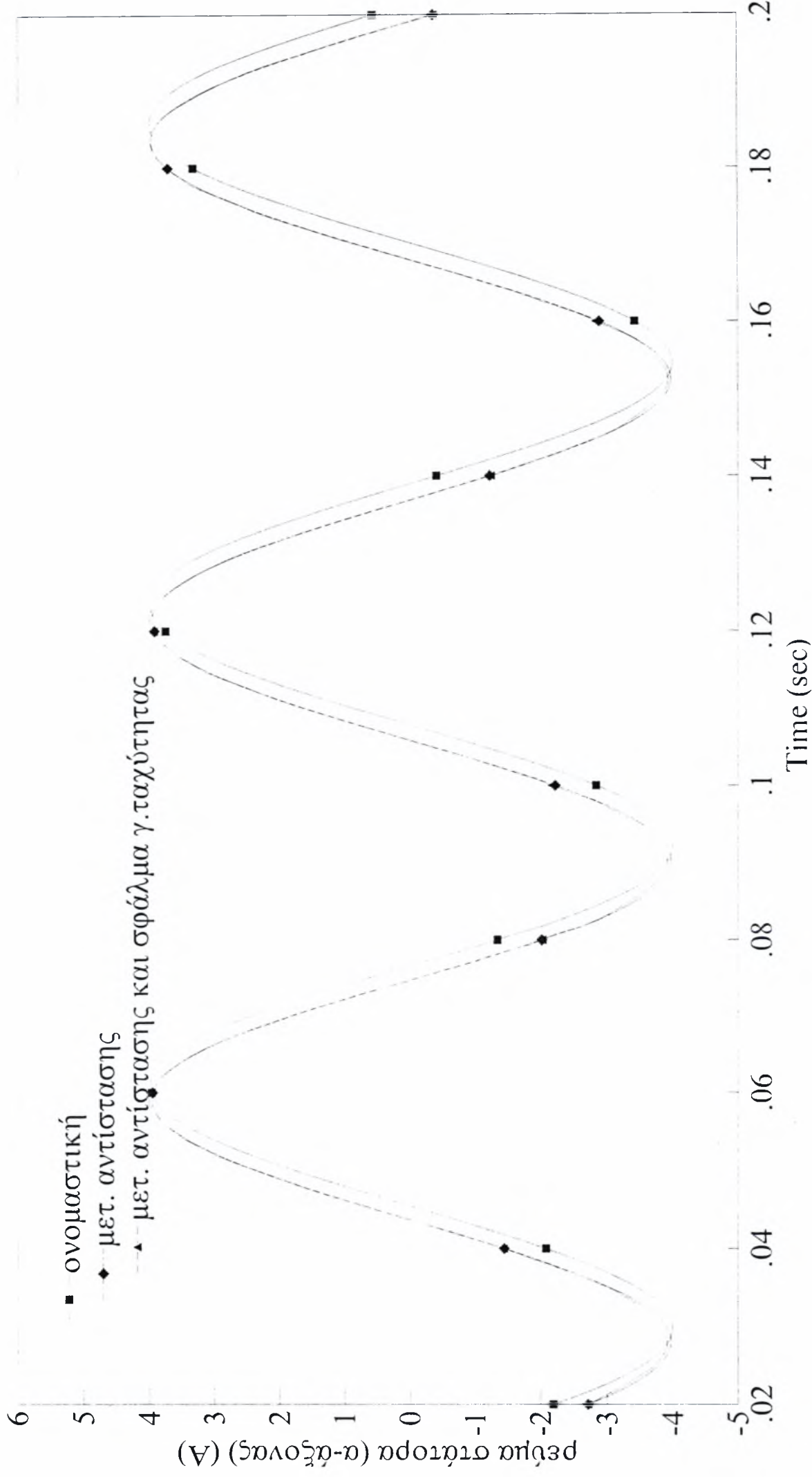
Σχήμα 8: Ροή Ρότορα (α-άξονας)



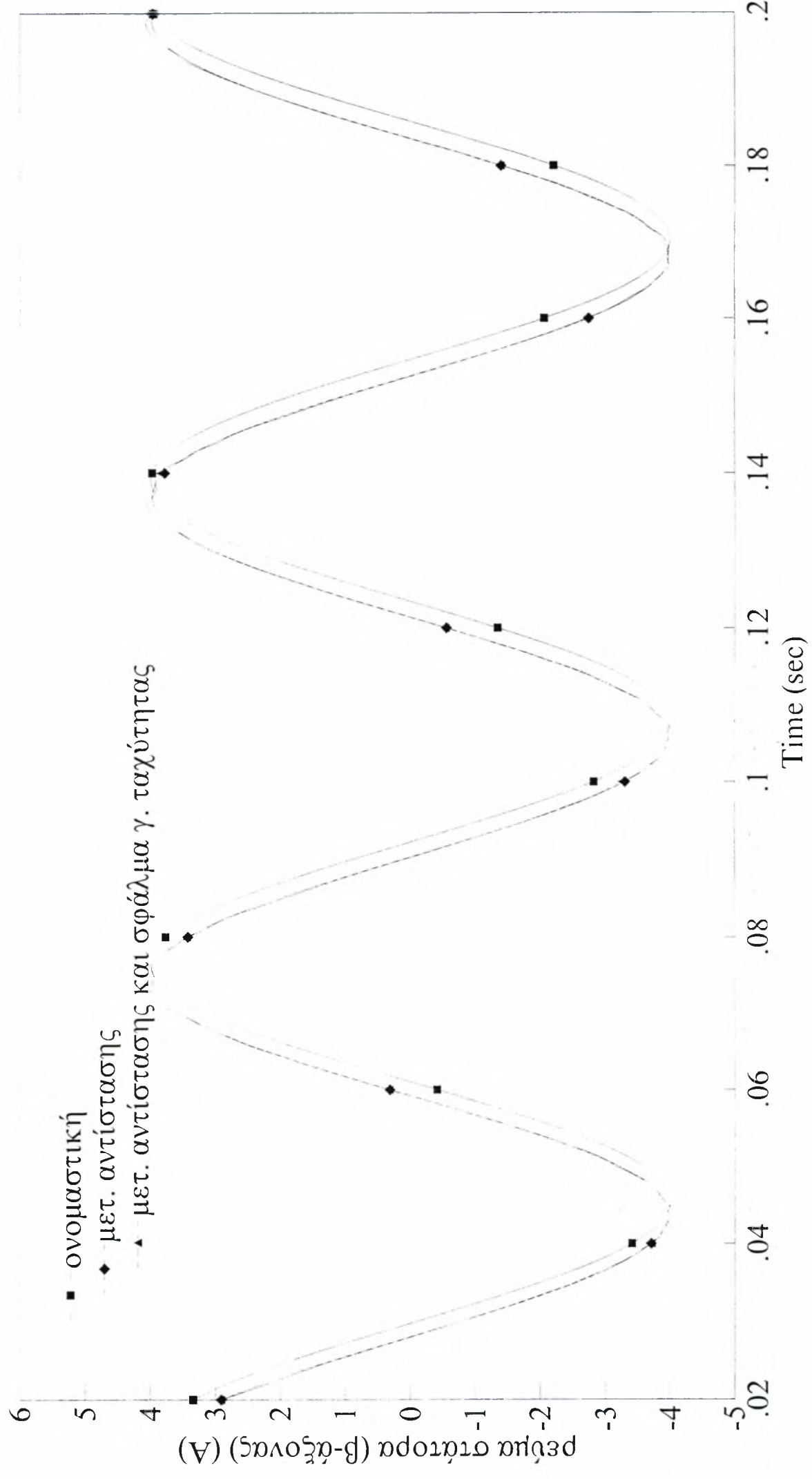
Σχήμα 9: Ροή Ρότορα (β-άξονας)



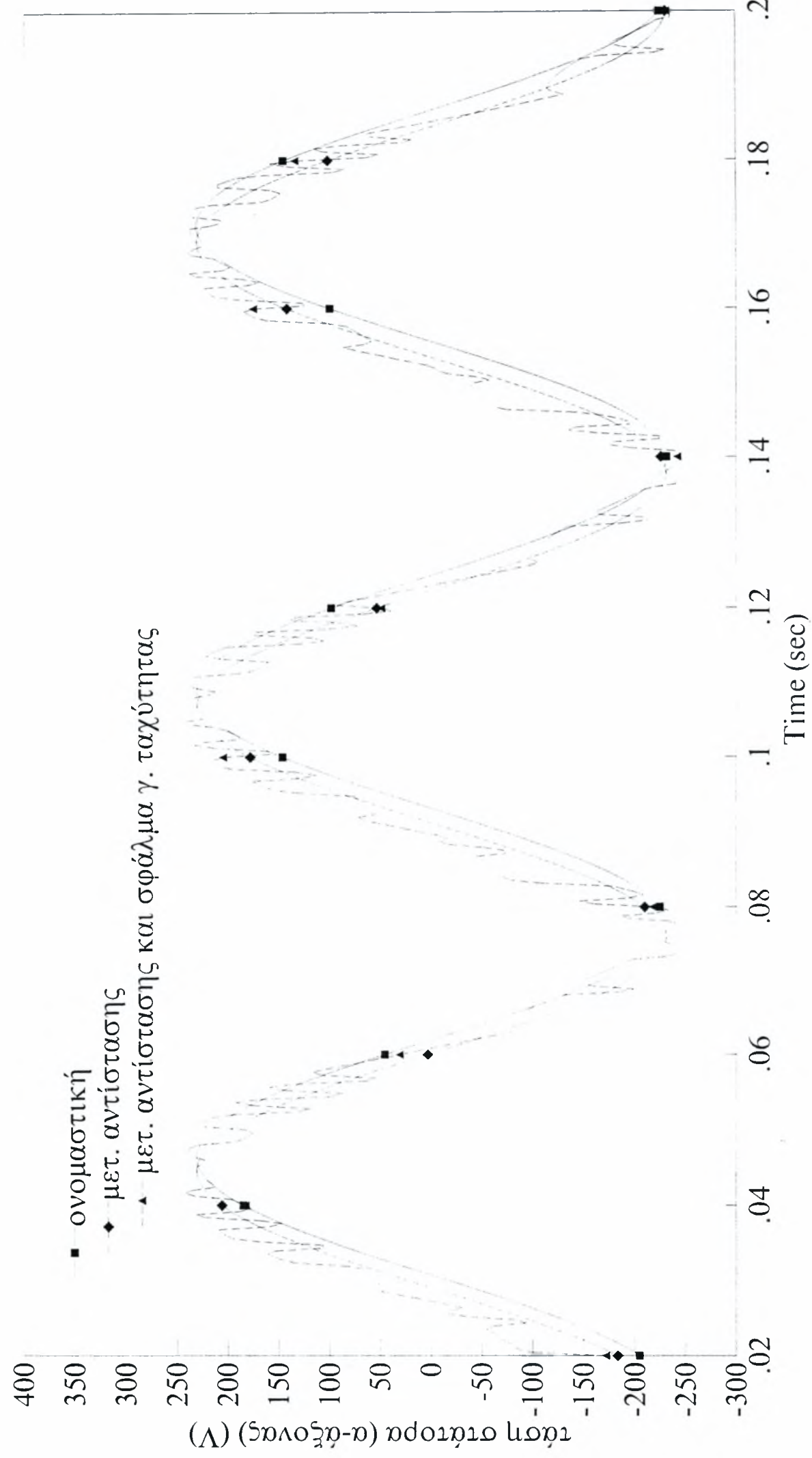
Σχήμα 10: Ρεύμα Στάτορα (α-άξονας)



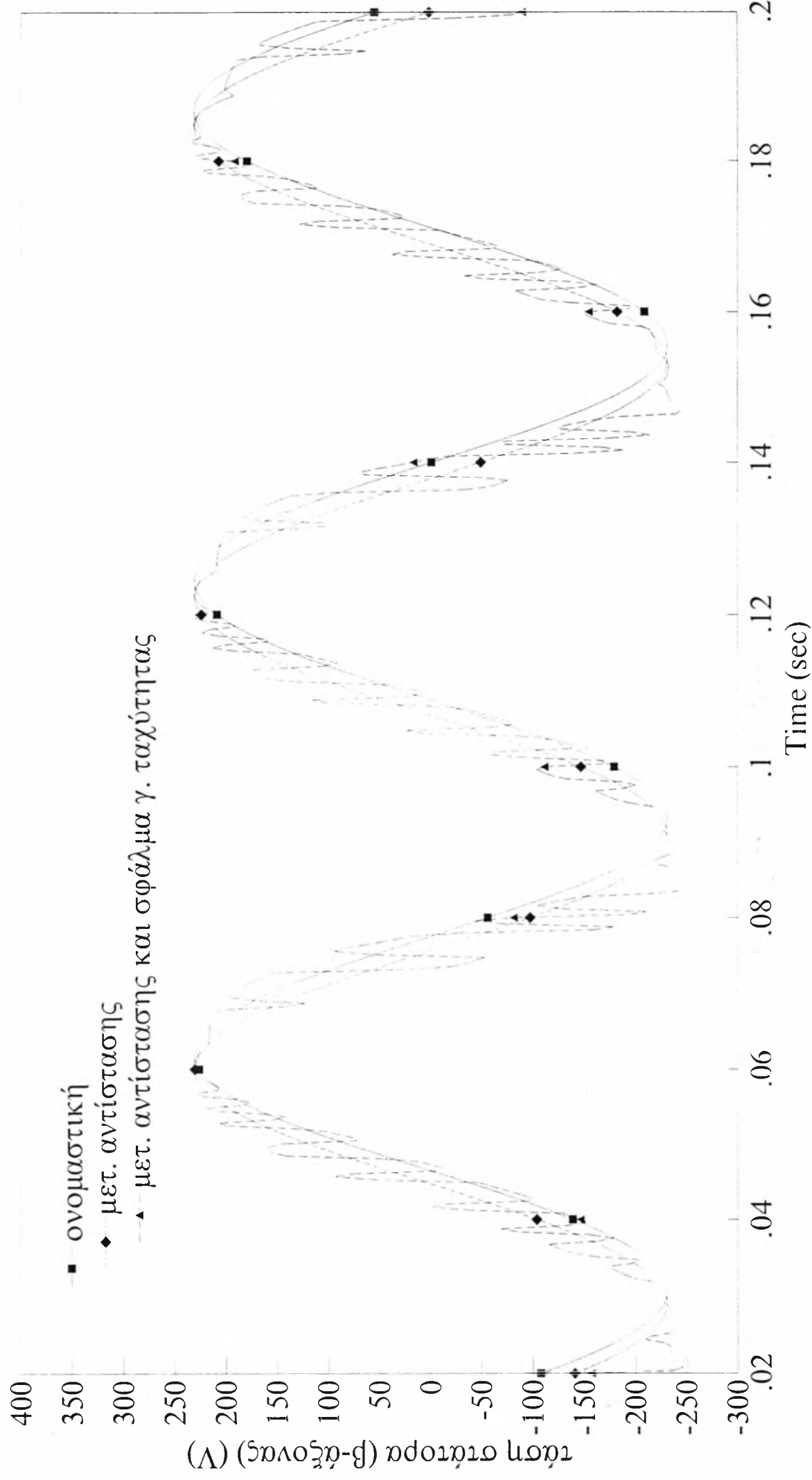
Σχήμα 11: Ρεύμα Στάτορα (β-άξονας)



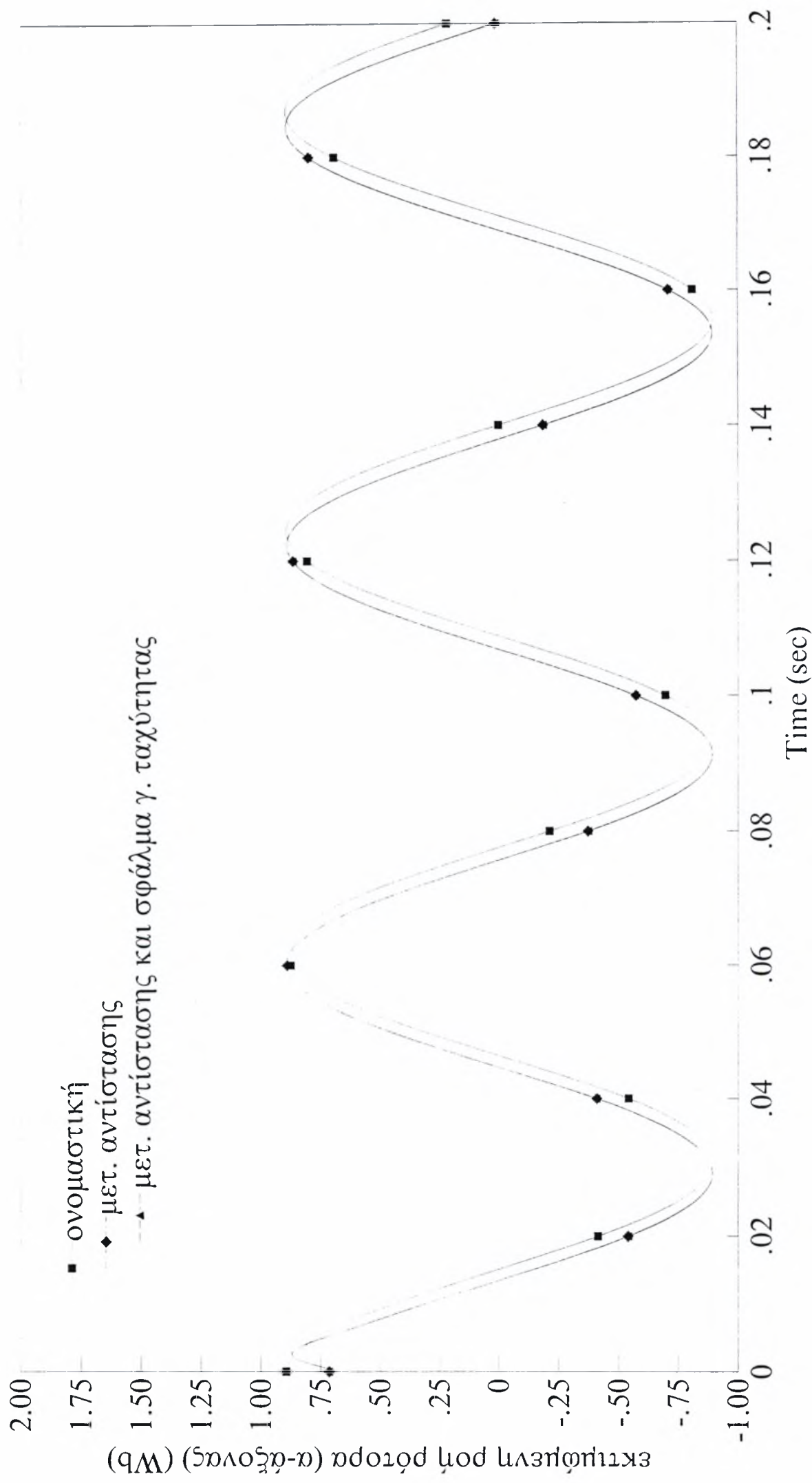
Σχήμα 12: Τάση Στάτορα (α-άξονας)



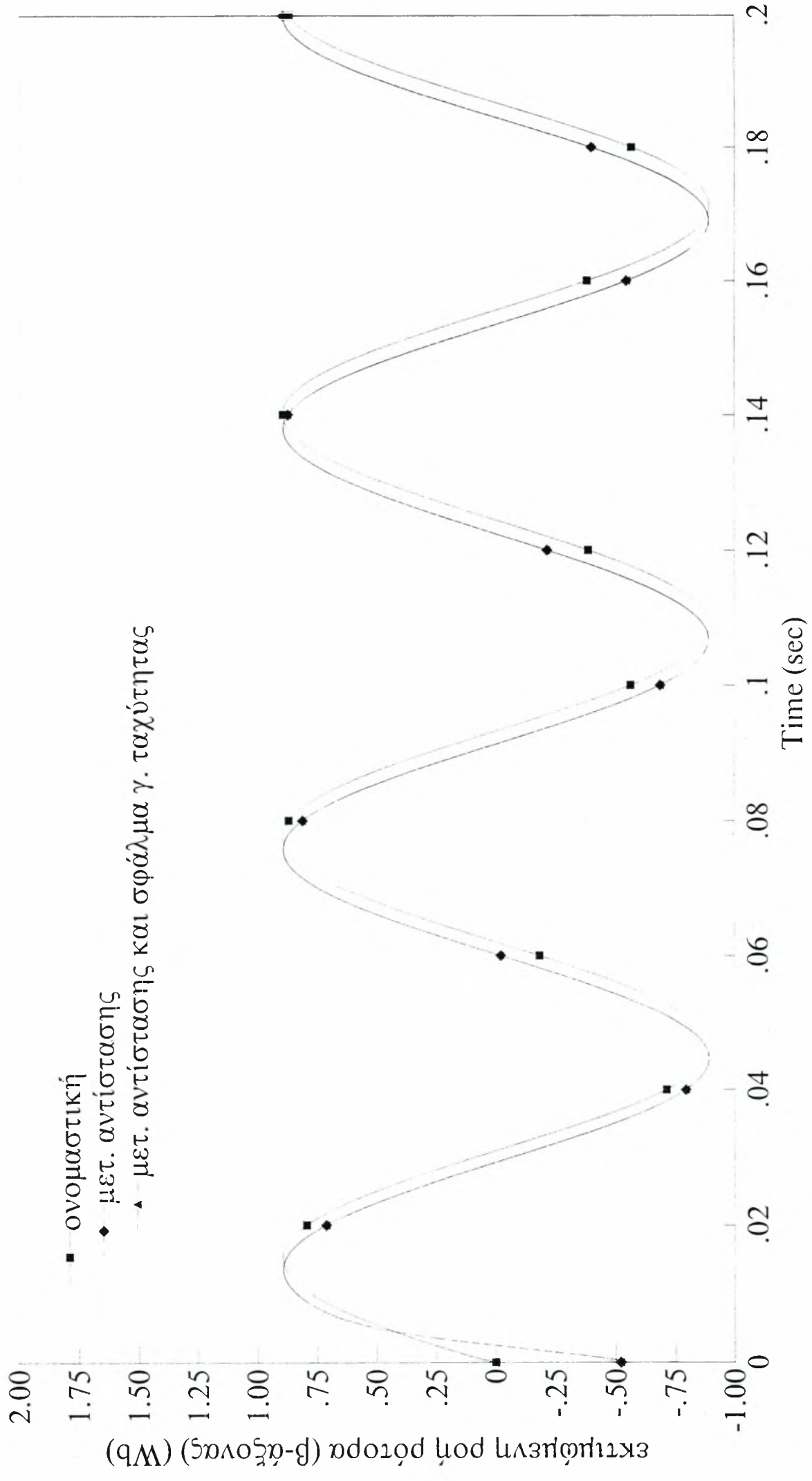
Σχήμα 13: Τάση Στάτορα (β-άξονας)



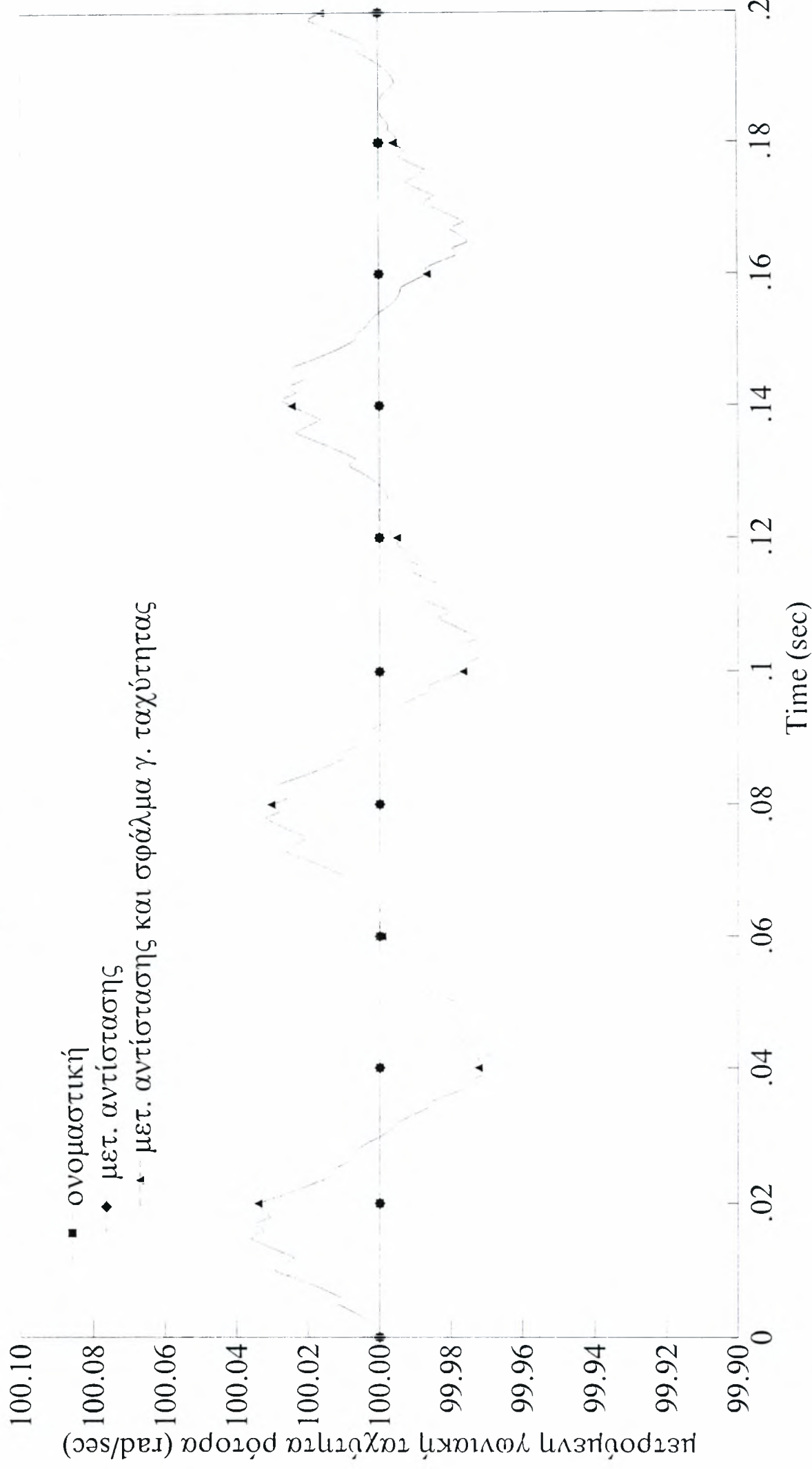
Σχήμα 14: Εκτιμώμενη Ροή Ρότορα (α-άξονας)



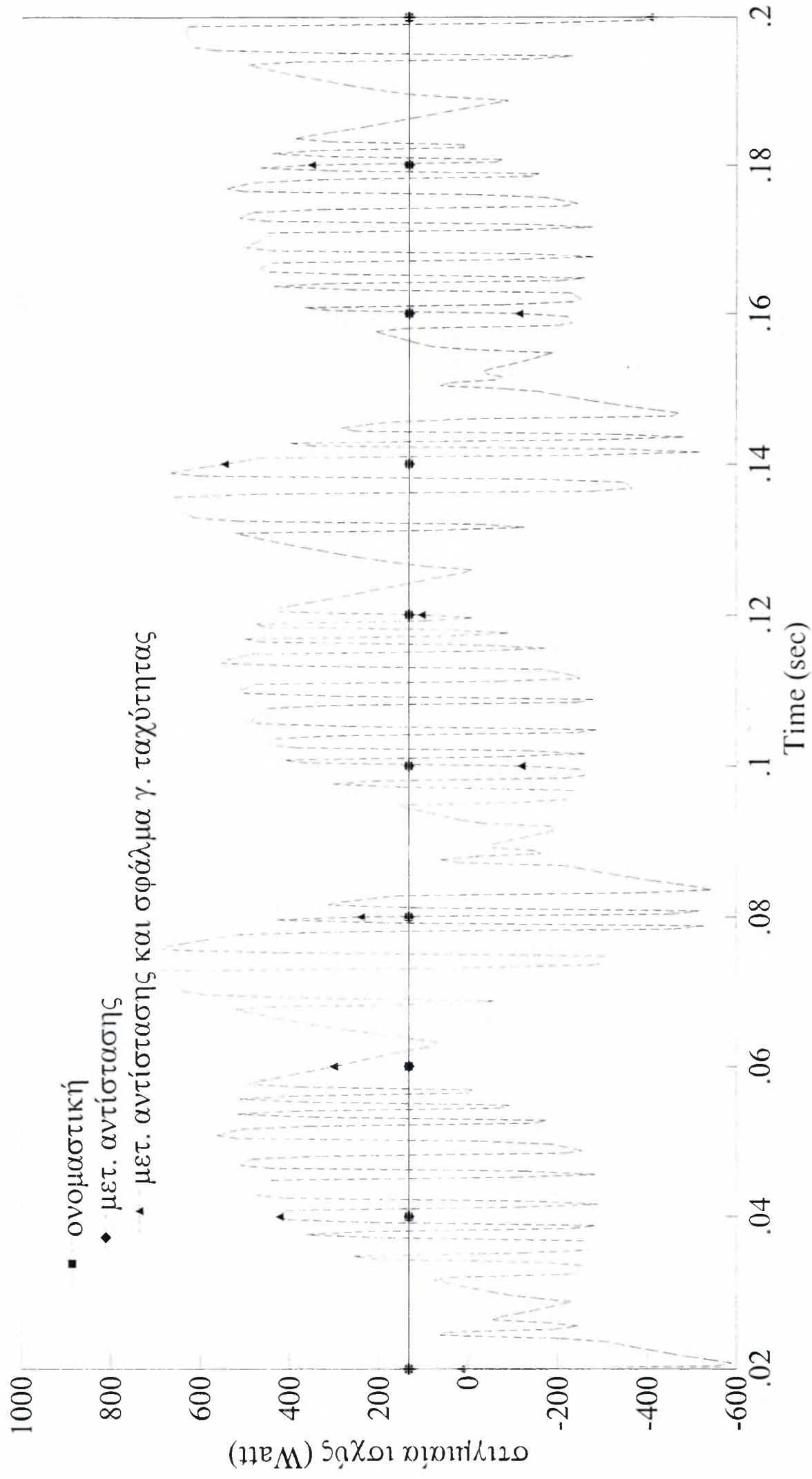
Σχήμα 15: Εκτιμώμενη Ροή Ρότορα (β-άξονας)



Σχήμα 16: Μετρούμενη Γωνιακή Ταχύτητα Ρότορα



Σχήμα 17: Στιγμιαία Ισχύς



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Ελεγκτής βασισμένος στο Θόρυβο της Μονάδας Ισχύος

1. Θόρυβος στη Μονάδα Ισχύος

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται η παραδοχή ότι η έξοδος του ελεγκτή (4.5) του Κεφαλαίου 3 (V_{sa} and V_{sb}), είναι η είσοδος στην ημιαγωγίμη μονάδα ισχύος (IGBTs ή τελεστικοί ενισχυτές ισχύος). Λόγω των ιδιοτήτων των ημιαγωγών (ύπαρξη θορύβου), η έξοδος της μονάδας ισχύος (\bar{V}_{sa} and \bar{V}_{sb}) και ταυτόχρονα η είσοδος στον κινητήρα είναι κάπως διαφορετική από την έξοδο του ελεγκτή (V_{sa} and V_{sb}). Η σχέση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου της μονάδας ισχύος επιλέγεται να είναι [35]

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{sa} \\ \bar{V}_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{sa} \\ \eta_{sb} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

όπου η_{sa} και η_{sb} είναι ο υπερτιθέμενος στο σήμα θόρυβος, στις δυο φάσεις.

2. Συνδυασμός Ελεγκτή-Παρατηρητή

Για την κατασκευή του ελεγκτή (4.5) του Κεφαλαίου 3 απαιτούνται οι τιμές των ρευμάτων του στάτορα, η τιμή της γωνιακής ταχύτητας του ρότορα και οι τιμές των ροών του ρότορα στις διφασικό σύστημα. Ενώ τα ρεύματα του στάτορα i_{sa} και i_{sb} και η γωνιακή ταχύτητα ω είναι μετρήσιμες ποσότητες, οι ροές του ρότορα ψ_{ra} και ψ_{rb} δεν μπορούν να αποκτηθούν, εύκολα και με ακρίβεια, με μέτρηση. Ετσι, στην Ενότητα 8 του Κεφαλαίου 3 σχεδιάστηκε ένας γενικευμένος παρατηρητής για την εκτίμηση των ροών (σχέση (8.4)). Επειδή στην περίπτωση αυτού του κεφαλαίου γίνεται η παραδοχή της ύπαρξης θορύβου, ο παρατηρητής δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\psi}}_{ra} \\ \dot{\hat{\psi}}_{rb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta(a^2 + n_p^2 \omega^2)} \begin{bmatrix} a & -n_p \omega \\ n_p \omega & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sa}}{dt} + \gamma i_{sa} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sa} \\ \frac{di_{sb}}{dt} + \gamma i_{sb} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Χρησιμοποιώντας τις εκτιμώμενες ροές $\hat{\psi}_{ra}$ και $\hat{\psi}_{rb}$ από την (2.1) στον ελεγκτή (4.5) του Κεφαλαίου 3, προκύπτει ο συνδυασμός ελεγκτή-παρατηρητή, ο οποίος φαίνεται στην ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_{sa} \\ \bar{V}_{sb} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\left(\frac{di_{sa}}{dt} + \gamma i_{sa} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sa} \right)^2 + \left(\frac{di_{sb}}{dt} + \gamma i_{sb} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sb} \right)^2}{\beta^2 (a^2 + n_p^2 \omega^2)} \omega \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

όπου

$$\frac{\left(\frac{di_{sa}}{dt} + \gamma i_{sa} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sa} \right)^2 + \left(\frac{di_{sb}}{dt} + \gamma i_{sb} - \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{sb} \right)^2}{\beta^2 (a^2 + n_p^2 \omega^2)} = \hat{\psi}_{ra}^2 + \hat{\psi}_{rb}^2 = \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \quad (2.3)$$

είναι η συνολική εκτιμώμενη, και ταυτόχρονα πραγματική, συνολική ροή του ρότορα.

Για να βρεθεί το σφάλμα του κλειστού συστήματος, η σχέση (2.2) ξαναγράφεται ως εξής

$$\begin{bmatrix} \omega - v_1 \\ \psi - v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_{sa} - V_{sa} \\ \bar{V}_{sb} - V_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

όπου $\psi = \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2$ είναι η δεύτερη έξοδος. Στην επόμενη σχέση ορίζονται τα σφάλματα του κλειστού συστήματος

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega - v_1 \\ \psi - v_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

όπου e_ω είναι το σφάλμα εξόδου της γωνιακής ταχύτητας και e_ψ είναι το σφάλμα εξόδου της συνολικής ροής ψ .

Από τις (1.1), (2.4) και (2.5) προκύπτει

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_{sa} \\ \eta_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

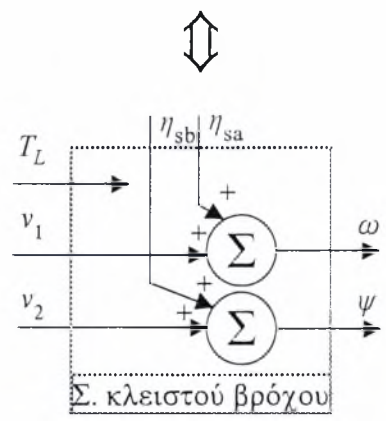
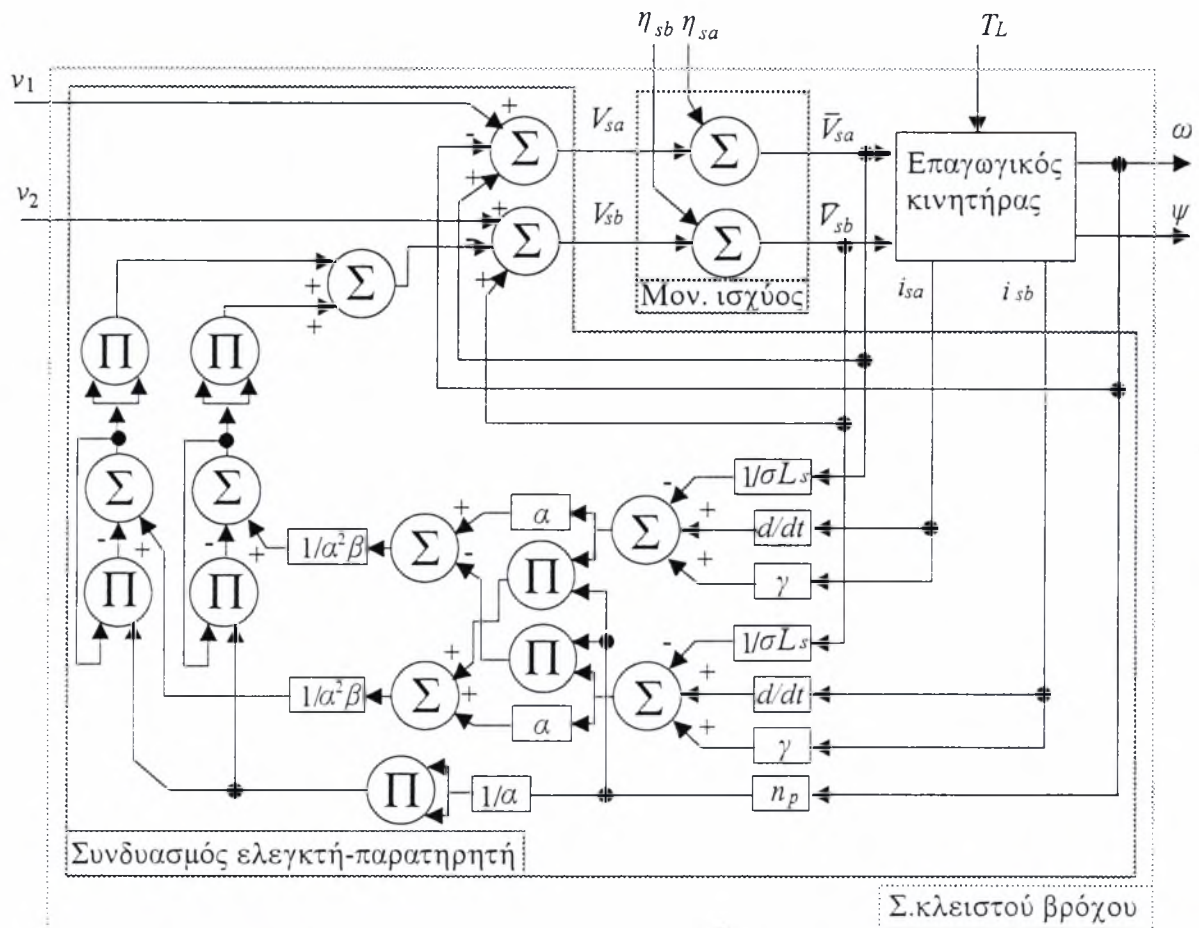
Έτσι, το σύστημα κλειστού βρόχου του επαγωγικού κινητήρα που προκύπτει είναι

$$\begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 + \eta_{sa} \\ v_2 + \eta_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.7a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_1 + \eta_{sa} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3\mu}{2} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{D}{J} (v_1 + \eta_{sa}) \\ -a\psi_{ra} - n_p (v_1 + \eta_{sa}) \psi_{rb} + aMi_{sa} \\ n_p (v_1 + \eta_{sa}) \psi_{ra} - a\psi_{rb} + aMi_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (2.7b)$$

Όπως φαίνεται από την (2.7), το πρώτο σύστημα εξισώσεων (2.7a) ενεργοποιείται από τις εξωτερικές εισόδους $v_1(t)$ και $v_2(t)$, ενώ το δεύτερο (2.7b) ενεργοποιείται από τη διαταραχή (ροπή φορτίου) T_L .

Ο ελεγκτής, ο κινητήρας και η μονάδα ισχύος, φαίνονται σε διάταξη κλειστού βρόχου στο Σχήμα 1.



Σχήμα 1: Σύστημα κλειστού βρόχου με συνδυασμό ελεγκτή-παρατηρητή

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως ο ελεγκτής (2.2) είναι ανεξάρτητος από το μηχανικό μέρος του επαγωγικού κινητήρα, δηλαδή από τη ροπή φορτίου, το συντελεστή τριβής και τη ροπή αδράνειας του συστήματος.

3. Ροές και Ρεύματα του Κλειστού Συστήματος

Σε αυτή την ενότητα θα καθοριστούν οι σχέσεις που εκφράζουν τις αποκρίσεις των ροών και των ρευμάτων του κλειστού συστήματος (2.7). Οι ροές του ρότορα στο διφασικό σύστημα μπορούν να εκφραστούν σε συνάρτηση μιας γωνίας $\rho(t)$. Αυτή είναι η γωνία μεταξύ του a -άξονα και του διανύσματος της ροής $[\psi_{ra} \ \psi_{rb}]^T$ [23]. Χρησιμοποιώντας το εξής αποτέλεσμα του κλειστού συστήματος: $\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 = v_2 + \eta_{sb}$, οι δύο ροές βρίσκονται ότι είναι

$$\psi_{ra} = \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \cos \rho(t), \quad \psi_{rb} = \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \sin \rho(t); \quad \tan \rho(t) = \frac{\psi_{rb}}{\psi_{ra}} \quad (3.1)$$

Με αντικατάσταση των σχέσεων (3.1) στις δυο τελευταίες εξισώσεις της (2.7b), προκύπτει

$$\frac{d\sqrt{v_2 + \eta_{sb}}}{dt} \cos \rho(t) - \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \sin \rho(t) \frac{d\rho(t)}{dt} = aMi_{sa} - a\sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \cos \rho(t) - n_p(v_1 + \eta_{sa}) \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \sin \rho(t) \quad (3.2a)$$

$$\frac{d\sqrt{v_2 + \eta_{sb}}}{dt} \sin \rho(t) + \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \cos \rho(t) \frac{d\rho(t)}{dt} = n_p(v_1 + \eta_{sa}) \sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \cos \rho(t) + aMi_{sb} - a\sqrt{v_2 + \eta_{sb}} \sin \rho(t) \quad (3.2b)$$

Η επίλυση των προηγούμενων σχέσεων ως προς τα ρεύματα στάτορα είναι

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{aM} \frac{d\sqrt{v_2(t) + \eta_{sb}(t)}}{dt} + \frac{\sqrt{v_2(t) + \eta_{sb}(t)}}{M} \\ \frac{\sqrt{v_2(t) + \eta_{sb}(t)}}{aM} \left(\frac{d\rho(t)}{dt} - n_p[v_1(t) + \eta_{sa}(t)] \right) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Οι σχέσεις (3.1) και (3.3) είναι παραμετρικές λύσεις των ροών και των ρευμάτων του κλειστού συστήματος, αντίστοιχα. Οι λύσεις είναι παραμετροποιημένες σε συνάρτηση της γωνίας $\rho(t)$. Στη συνέχεια θα καθοριστεί η σχέση που εκφράζει τη γωνία αυτή. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.1) και (3.3) στην πρώτη των σχέσεων της (2.7b), προκύπτει η ακόλουθη σχέση

$$(v_2 + \eta_{sb}) \frac{d\rho(t)}{dt} = n_p(v_1 + \eta_{sa})(v_2 + \eta_{sb}) + \frac{2aM}{3\mu} \left[\frac{d(v_1 + \eta_{sa})}{dt} + \frac{D}{J}(v_1 + \eta_{sa}) + \frac{T_L}{J} \right] \quad (3.4)$$

Λόγω της γενικευμένης περιγραφής στο χώρο κατάστασης του κλειστού συστήματος (2.7) όπως και της σχέσης (3.4), γίνεται σαφές πως η τελευταία γίνεται έμμεση (implicit) για $v_2 = -\eta_{sb}$. Αυτό σημαίνει πως η τιμή της πρώτης εξωτερικής εισόδου v_1 θα καθοριζόταν από τις τιμές της ροπής φορτίου, του συντελεστή τριβής και του θορύβου η_{sa} . Ένας ανάλογος περιορισμός έχει ήδη συναντηθεί στην πρώτη των σχέσεων της (2.7a), όπου ισχύει ότι $\psi(t) = \psi_{ra}^2(t) + \psi_{rb}^2(t) = v_2(t) + \eta_{sb}$ π.χ. $v_2(t) + \eta_{sb} \geq 0 \quad \forall t \in [0, \infty)$. Βασισμένοι στις προηγούμενες παρατηρήσεις και συνδυάζοντας τους περιορισμούς, προκύπτει ο ακόλουθος, τελικός, περιορισμός για το v_2

$$v_2(t) > -\eta_{sb}(t) \quad \forall t \in [0, \infty) \quad (3.5)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον προηγούμενο περιορισμό, η σχέση (3.4) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\frac{d\rho(t)}{dt} = n_p(v_1 + \eta_{sa}) + \frac{2aM}{3\mu(v_2 + \eta_{sb})} \left[\frac{d(v_1 + \eta_{sa})}{dt} + \frac{D}{J}(v_1 + \eta_{sa}) + \frac{T_L}{J} \right] \quad (3.6)$$

Ολοκληρώνοντας τη σχέση (3.6) στο ανοιχτό διάστημα $(0, t)$, προκύπτει

$$\rho(t) = n_p \int_{0+}^t (v_1 + \eta_{sa}) dt + \frac{2aM}{3\mu} \left(\int_{0+}^t \frac{d(v_1 + \eta_{sa})}{dt} \frac{1}{v_2 + \eta_{sb}} dt + \frac{1}{J} \int_{0+}^t \frac{D(v_1 + \eta_{sa}) + T_L}{v_2 + \eta_{sb}} dt \right) + \rho(0+) \quad (3.7)$$

Από την προηγούμενη σχέση φαίνεται καθαρά πως η τιμή της γωνίας $\rho(t)$ επηρεάζεται από την διαταραχή, το θόρυβο η_{sa} και η_{sb} και την αρχική τιμή της, π.χ. $\rho(0+)$. Αντικαθιστώντας την (3.7) στις (3.1) και (3.3), παράγονται οι αποκρίσεις των ρευμάτων και των ροών του κλειστού συστήματος. Οι ροές δίνονται από την (3.1), ενώ χρησιμοποιώντας τον περιορισμό (3.5) και την σχέση (3.6), οι εξισώσεις των ρευμάτων (3.3) γίνονται

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_2 + \eta_{sb}}} \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d(v_2 + \eta_{sb})}{dt} \frac{1}{2aM} + \frac{v_2 + \eta_{sb}}{M} \\ \frac{2}{3\mu} \left(\frac{d(v_1 + \eta_{sa})}{dt} + \frac{D}{J}(v_1 + \eta_{sa}) + \frac{T_L}{J} \right) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Λόγω της περιοδικότητας των ημιτονοειδών συναρτήσεων στις (3.1) και (3.8), προκύπτει πως η αρχική γωνία $\rho(0+)$ είναι μόνο μια αρχική φάση στην απόκριση των ρευμάτων και των ροών.

Από τον περιορισμό (3.5) φαίνεται καθαρά πως η εξωτερική εντολή της συνολικής ροής πρέπει να αποκτήσει μια κατάλληλη θετική τιμή, στιγμιαία, έτσι ώστε τα ρεύματα να

έχουν αποδεκτά πλάτη. Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, γίνεται σαφές πως μια κατάλληλη είσοδος για την v_2 είναι το βηματικό σήμα με κατάλληλο πλάτος, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι αναγκαίοι περιορισμοί που επιβάλλονται από τα ρεύματα.

4. Προσομοίωση

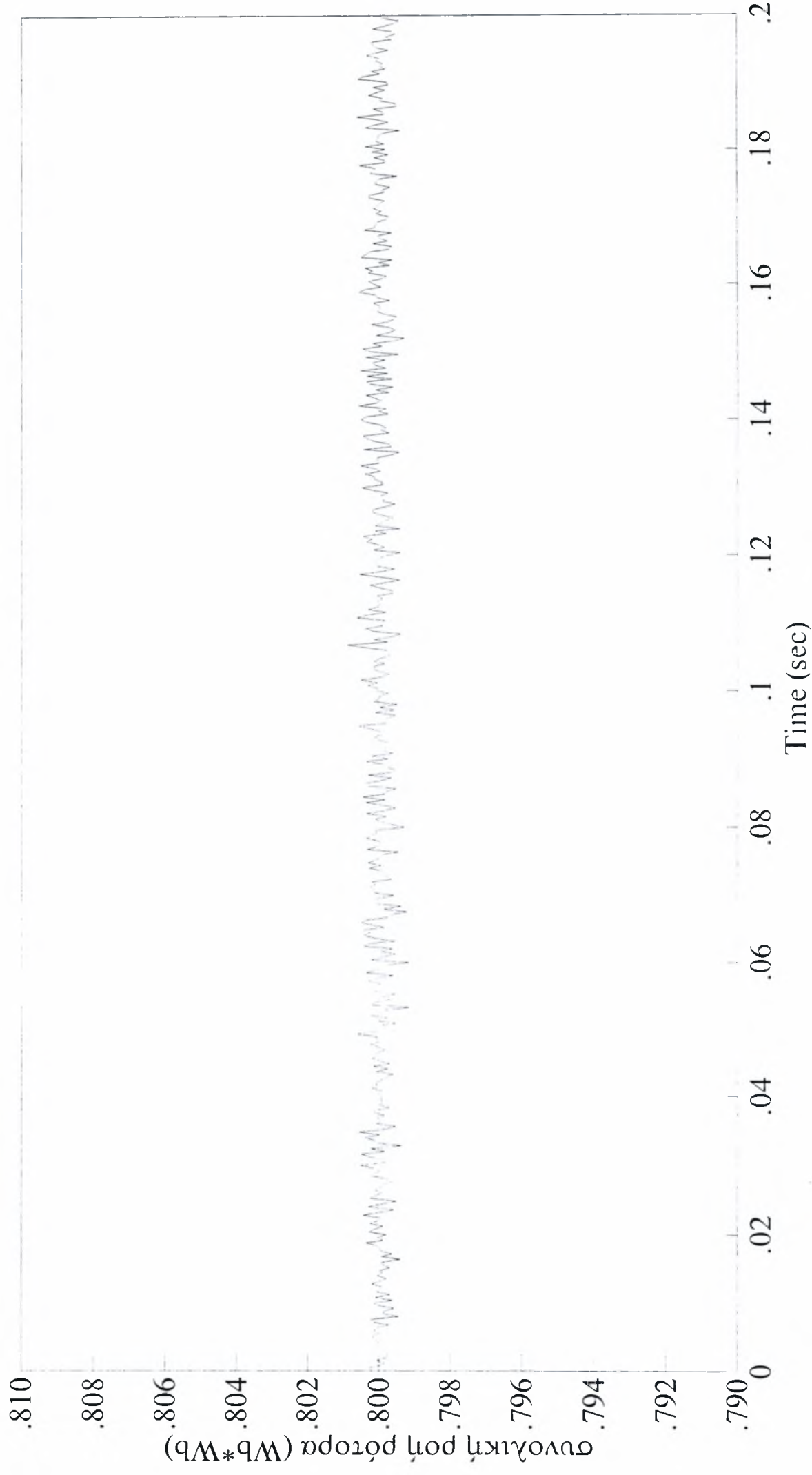
Τα αποτελέσματα των προηγούμενων ενοτήτων εφαρμόζονται στην περίπτωση του επαγωγικού κινητήρα Baldor M3541. Τα χαρακτηριστικά του παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 3. Οι εξωτερικές είσοδοι είναι $v_1 = 100$ και $v_2 = 0.8$. Έτσι, η επιθυμητή έξοδος είναι $\omega = 100$ rad/sec και $\psi = 0.8$ Wb².

Η γωνιακή ταχύτητα φαίνεται στο Σχήμα 2 και η συνολική ροή του ρότορα στο Σχήμα 3. Οι ροές στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 4 και στο Σχήμα 5, αντίστοιχα. Το Σχήμα 6 και το Σχήμα 7, δείχνουν τα ρεύματα του στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα, αντίστοιχα. Οι τάσεις στάτορα στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 8 και στο Σχήμα 9, αντίστοιχα. Οι εκτιμώμενες ροές στον a -άξονα και στον b -άξονα φαίνονται στο Σχήμα 10 και στο Σχήμα 11, αντίστοιχα. Τέλος στο Σχήμα 12 φαίνεται η στιγμιαία ισχύς που καταναλώνει ο κινητήρας. Ο θόρυβος στις δυο φάσεις φαίνεται στα Σχήματα 2 και 3 αν ληφθεί υπόψη η σχέση (2.7a) και ότι οι εξωτερικές είσοδοι είναι $v_1 = 100$ και $v_2 = 0.8$.

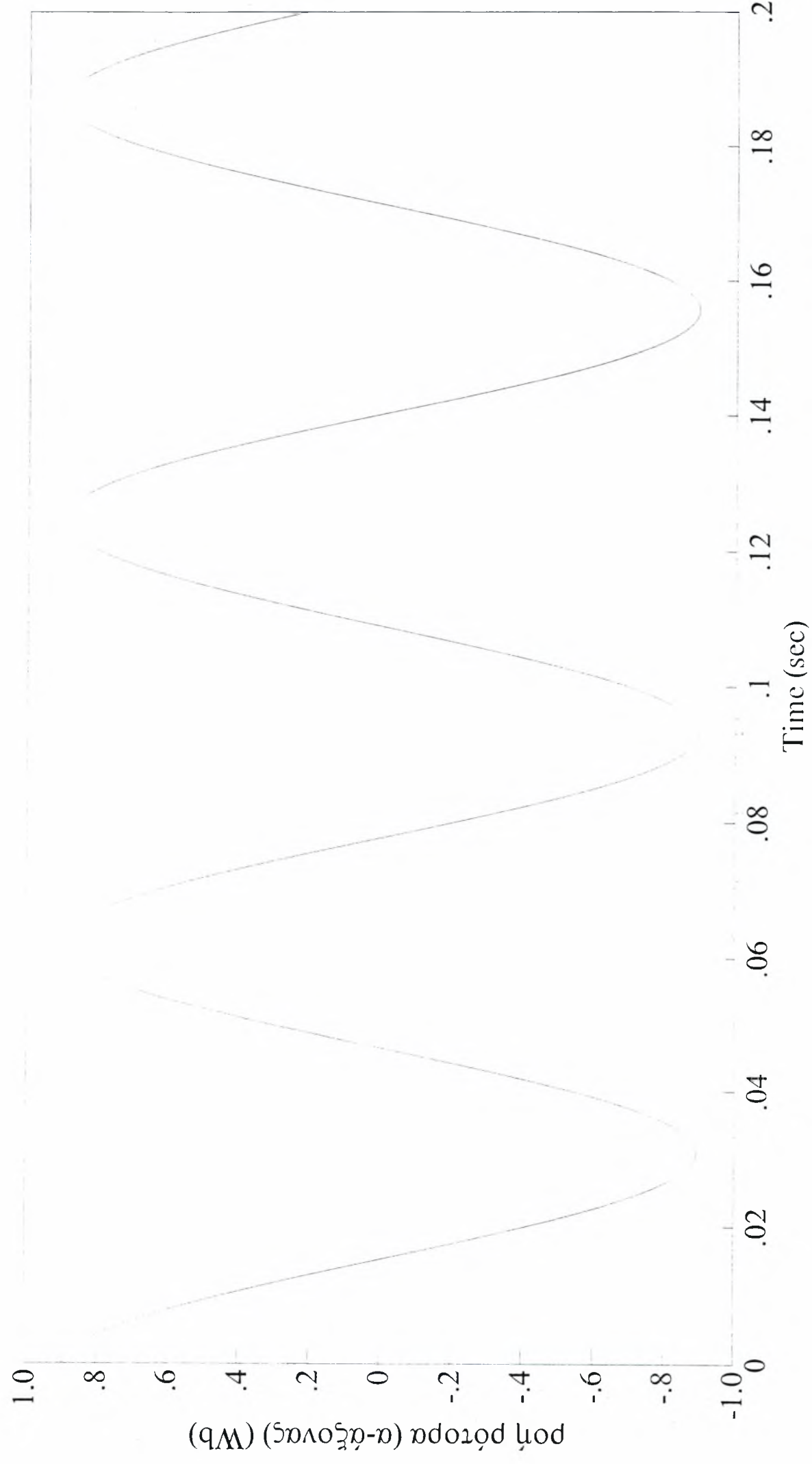
Σχήμα 2: Γωνιακή Ταχύτητα Ρότορα



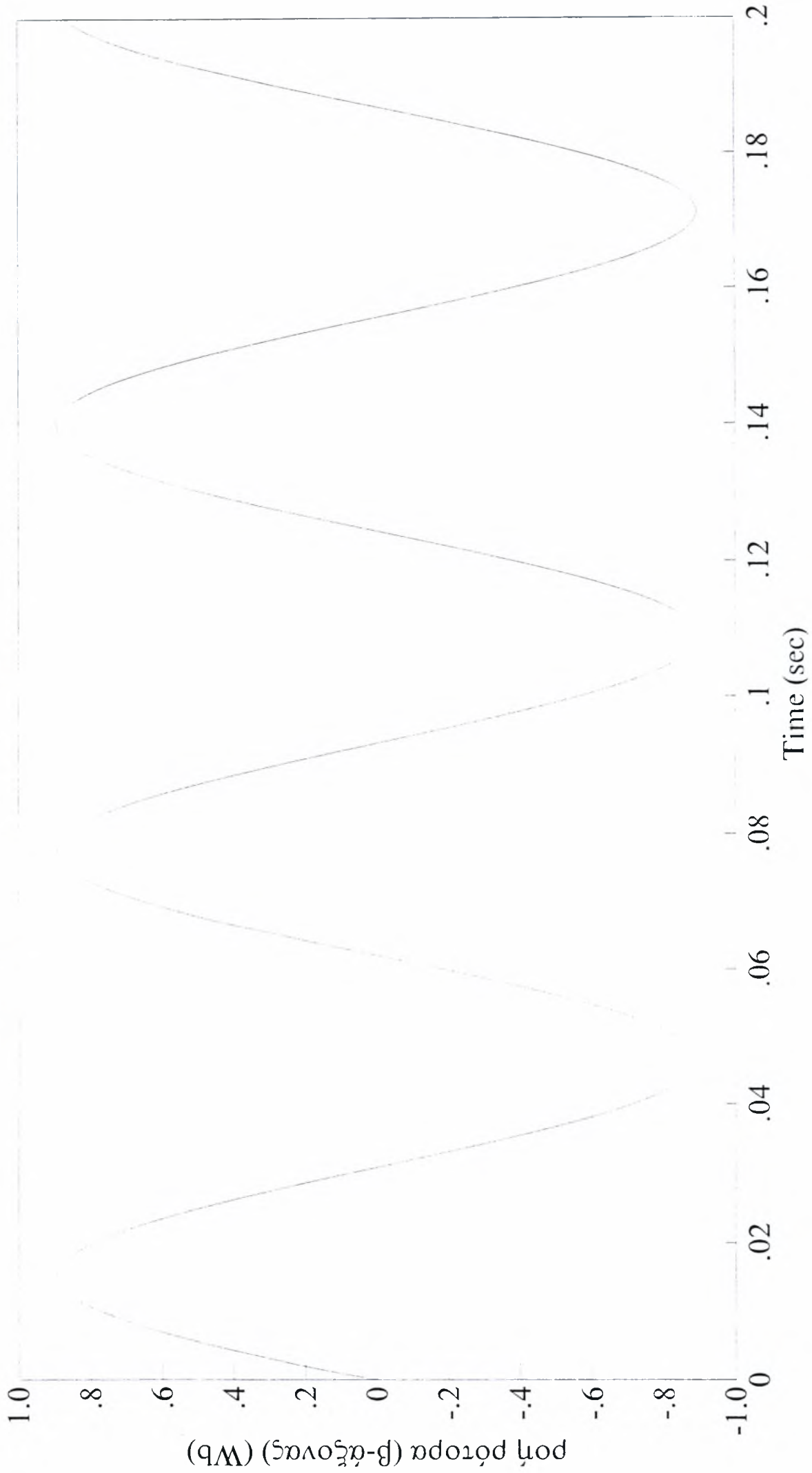
Σχήμα 3: Συνολική Ροή Ρότορα



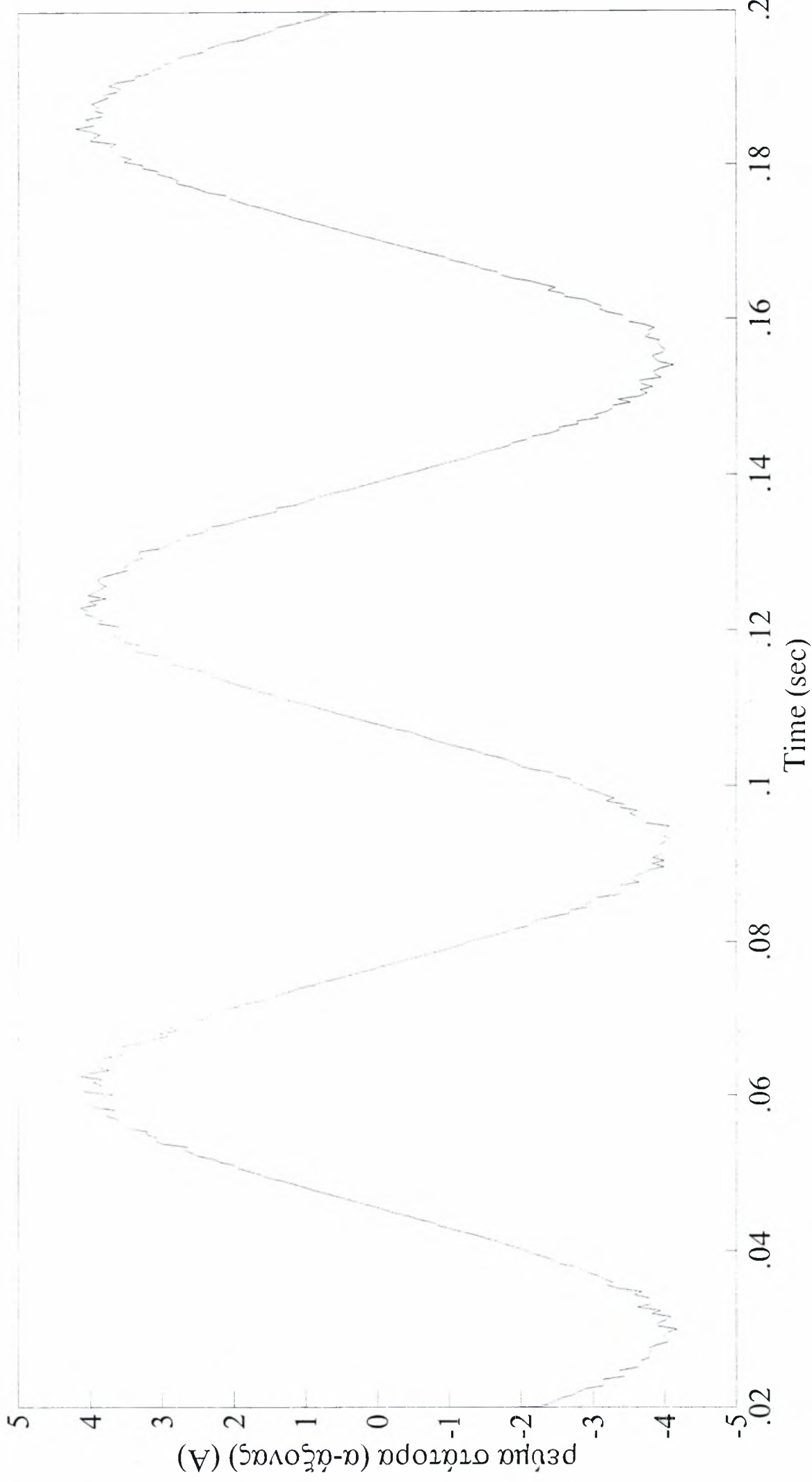
Σχήμα 4: Ροή Ρότορα (α-άξονας)



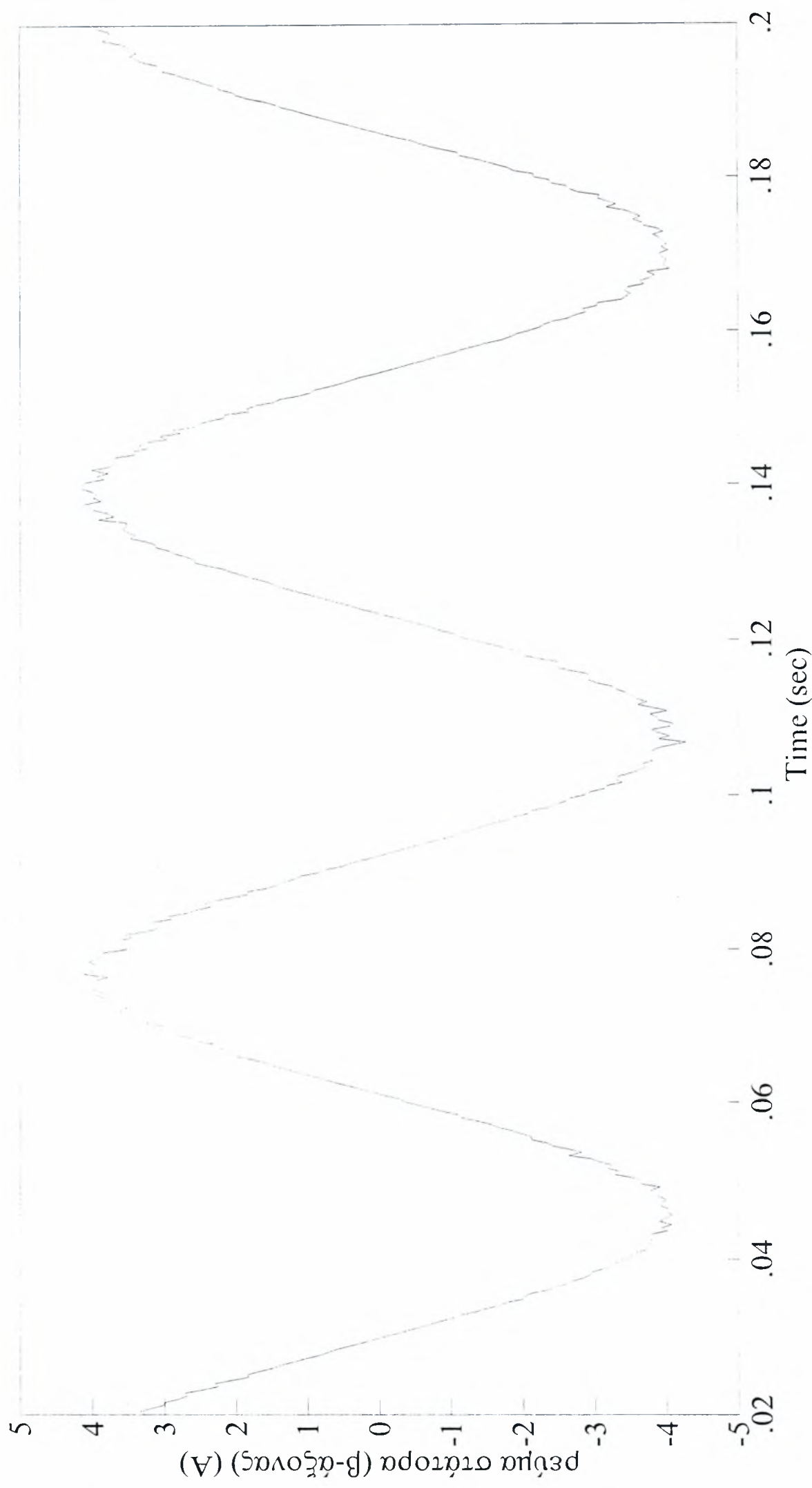
Σχήμα. 5: Ροή Ρότορα (β-άξονας)



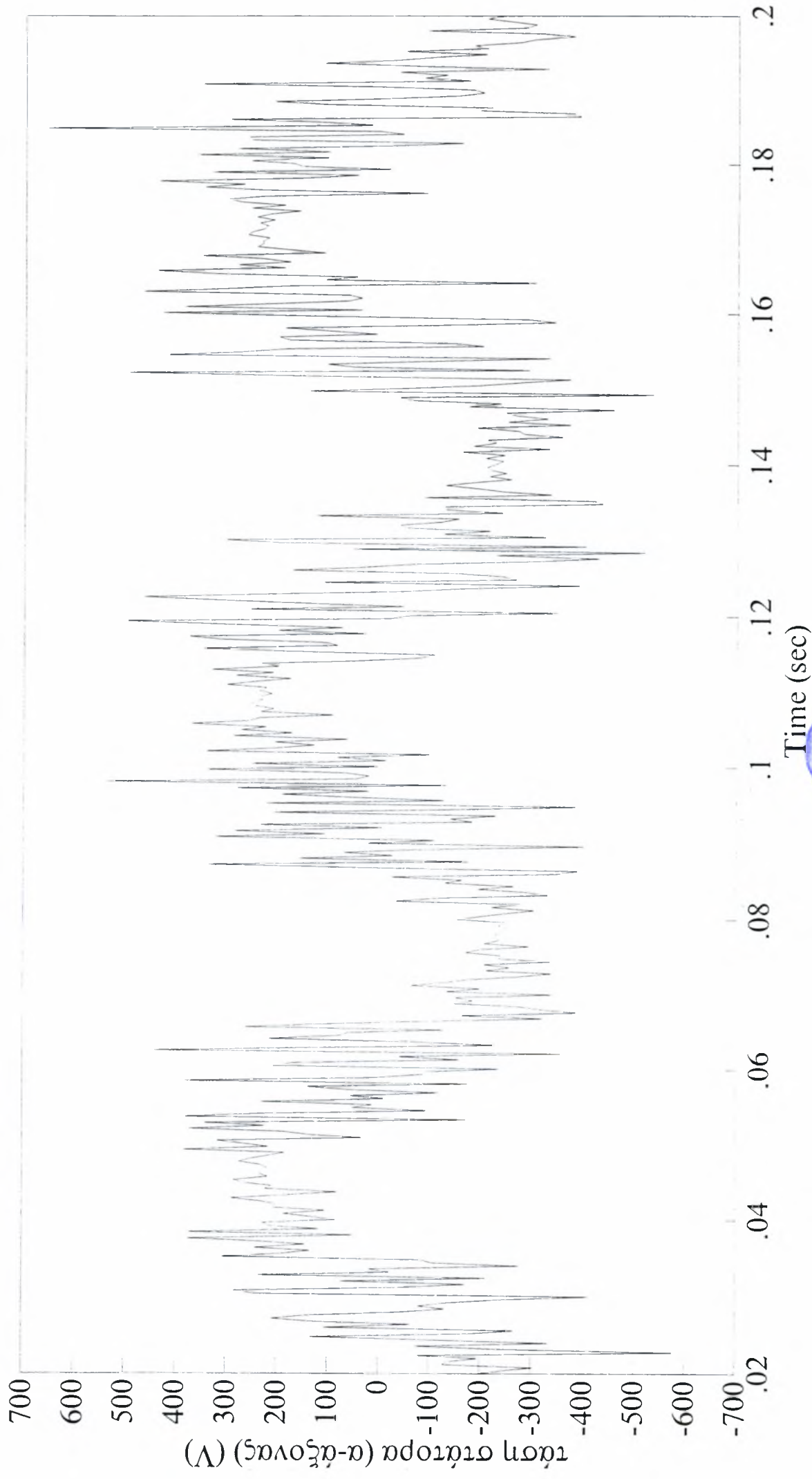
Σχήμα 6: Ρεύμα Στάτορα (α-άξονας)



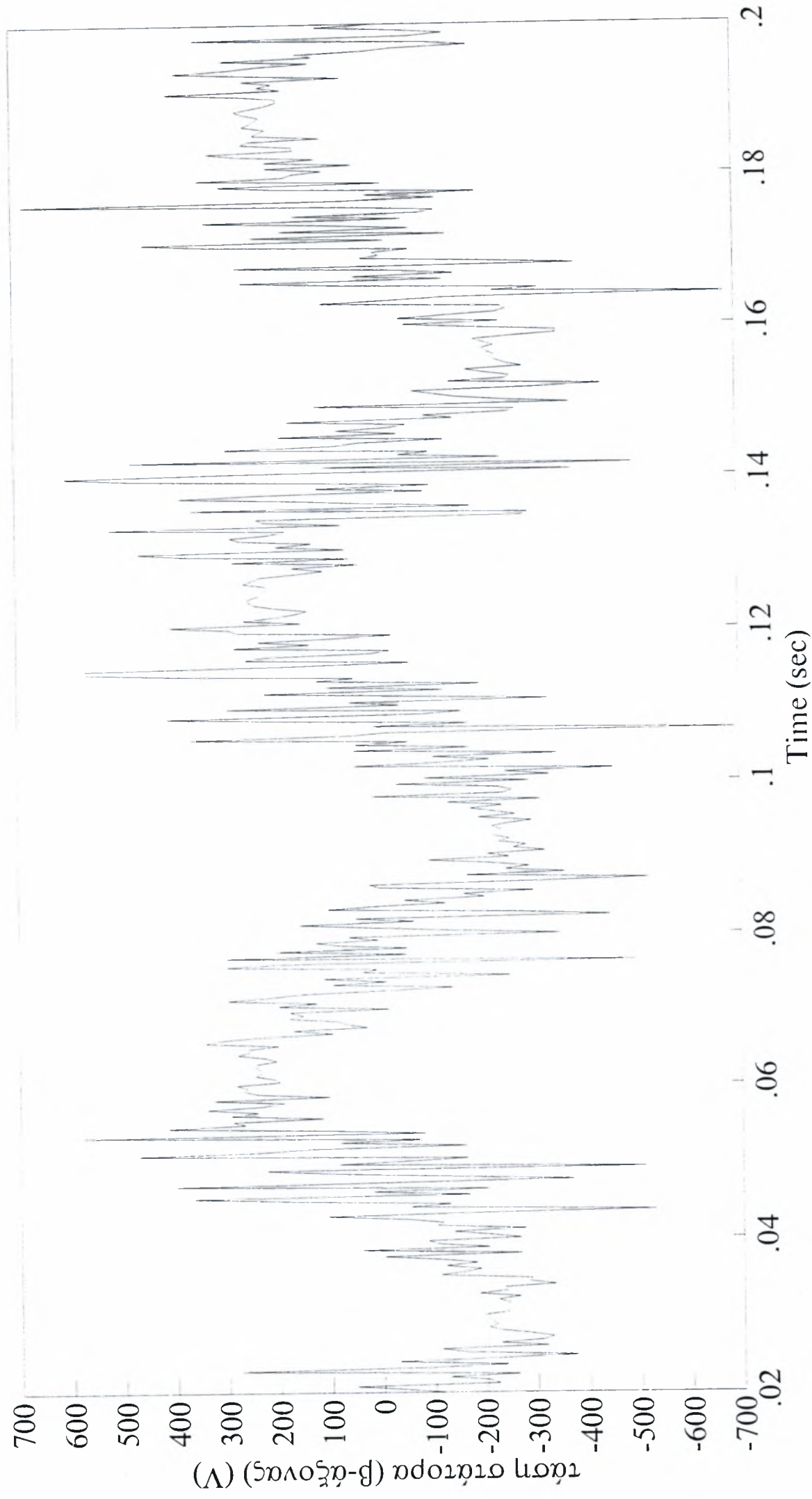
Σχήμα 7: Ρεύμα Στάτορα (β-άξονας)



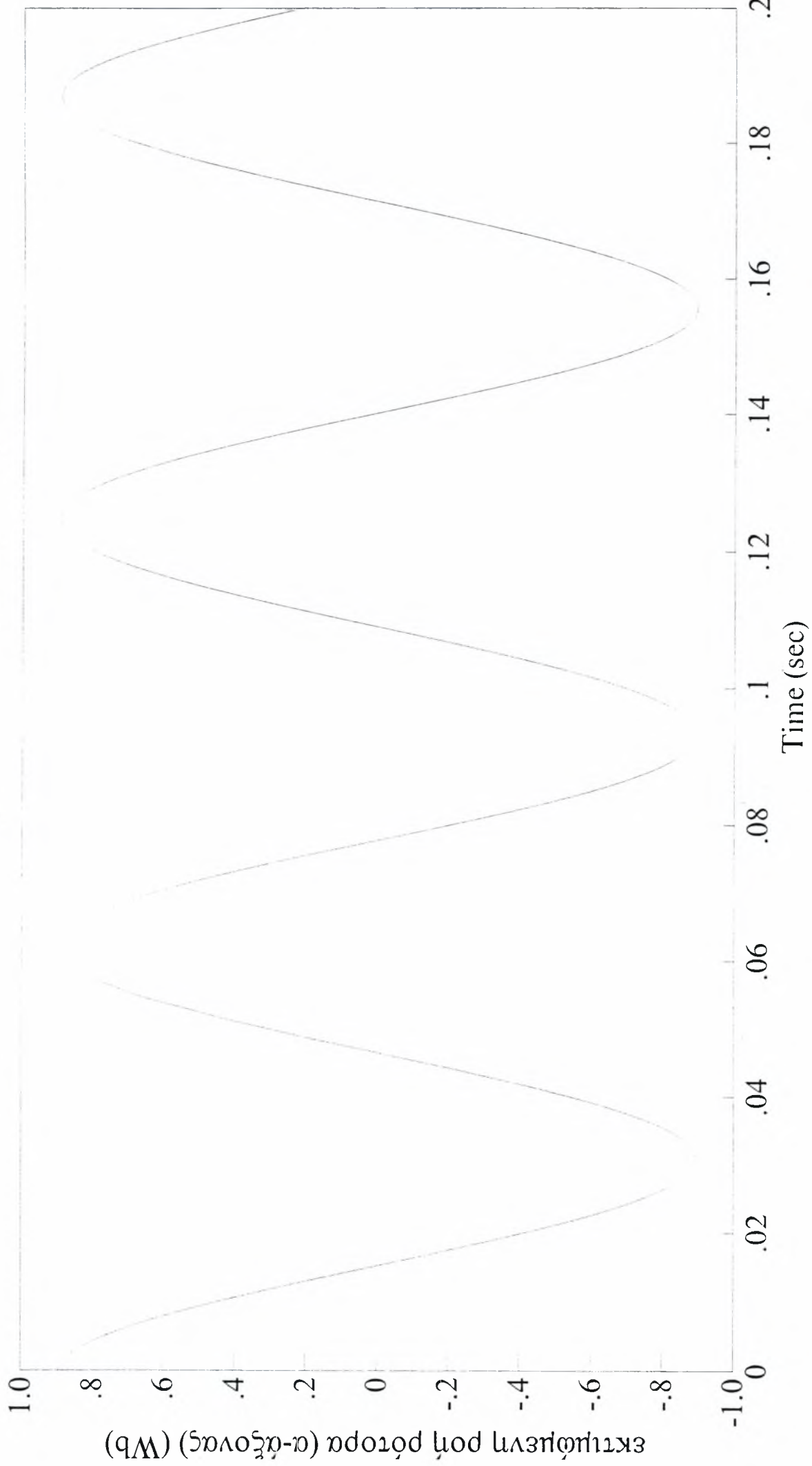
Σχήμα 8: Τάση Στάτορα (α-άξονας)



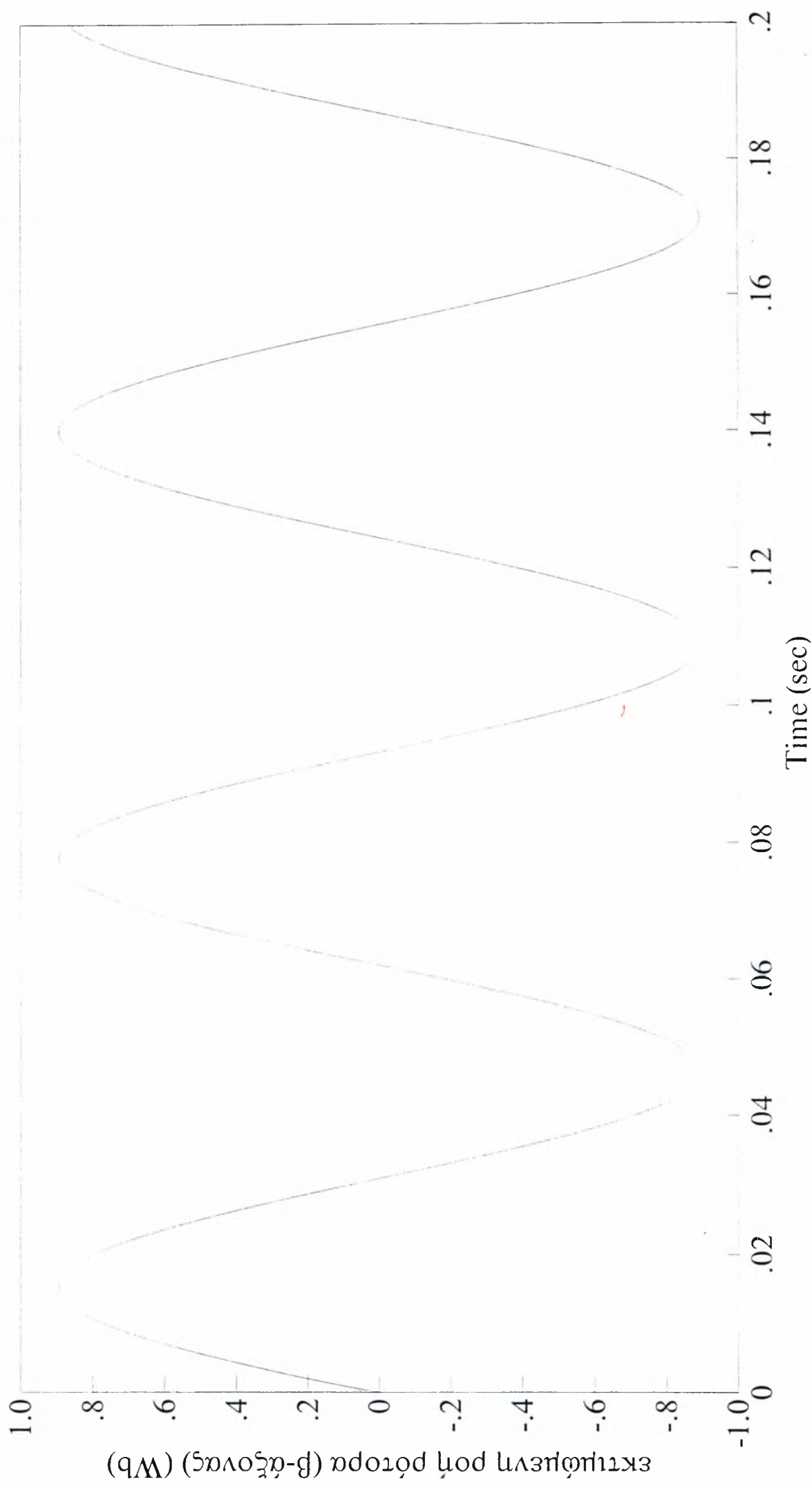
Σχήμα 9: Τάση Στάτορα (β-άξονας)



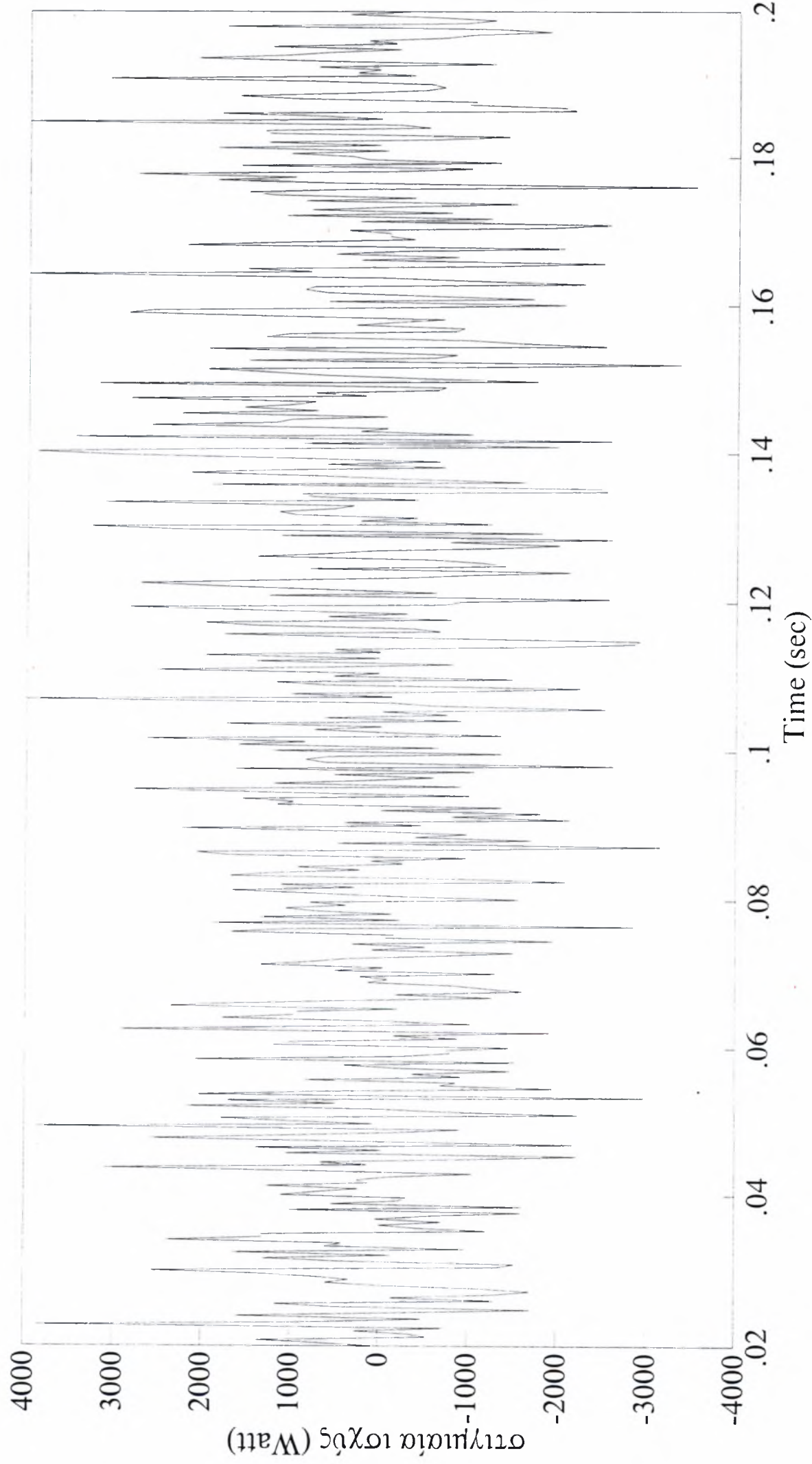
Σχήμα. 10: Εκτιμώμενη Ροή Ρότορα (α-άξονας)



Σχήμα 11: Εκτιμώμενη Ροή Ρότορα (β-άξονας)



Σχήμα 12: Στιγμιαία Ισχύς



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

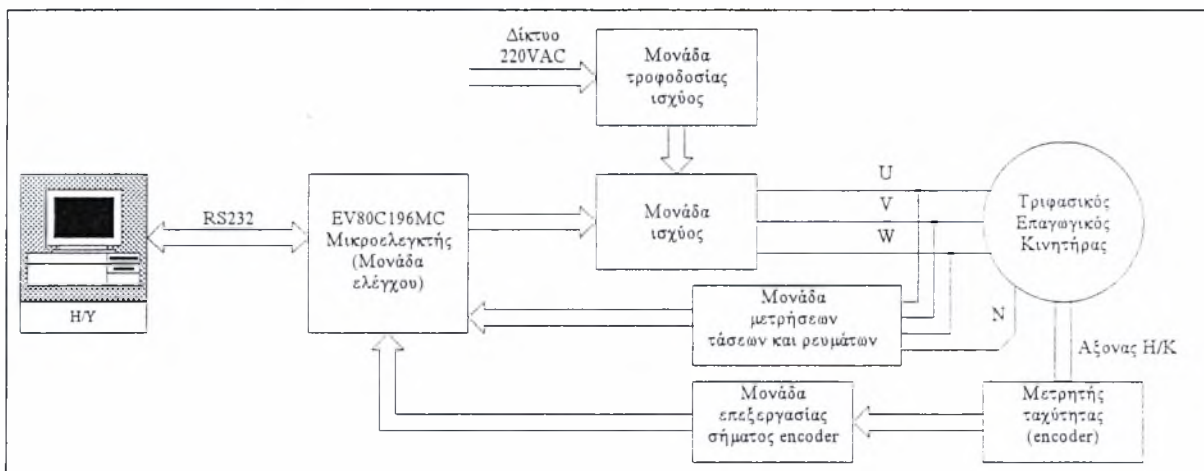
Σύνθεση Πειραματικής Διάταξης

1. Σύνθεση πειραματικής διάταξης

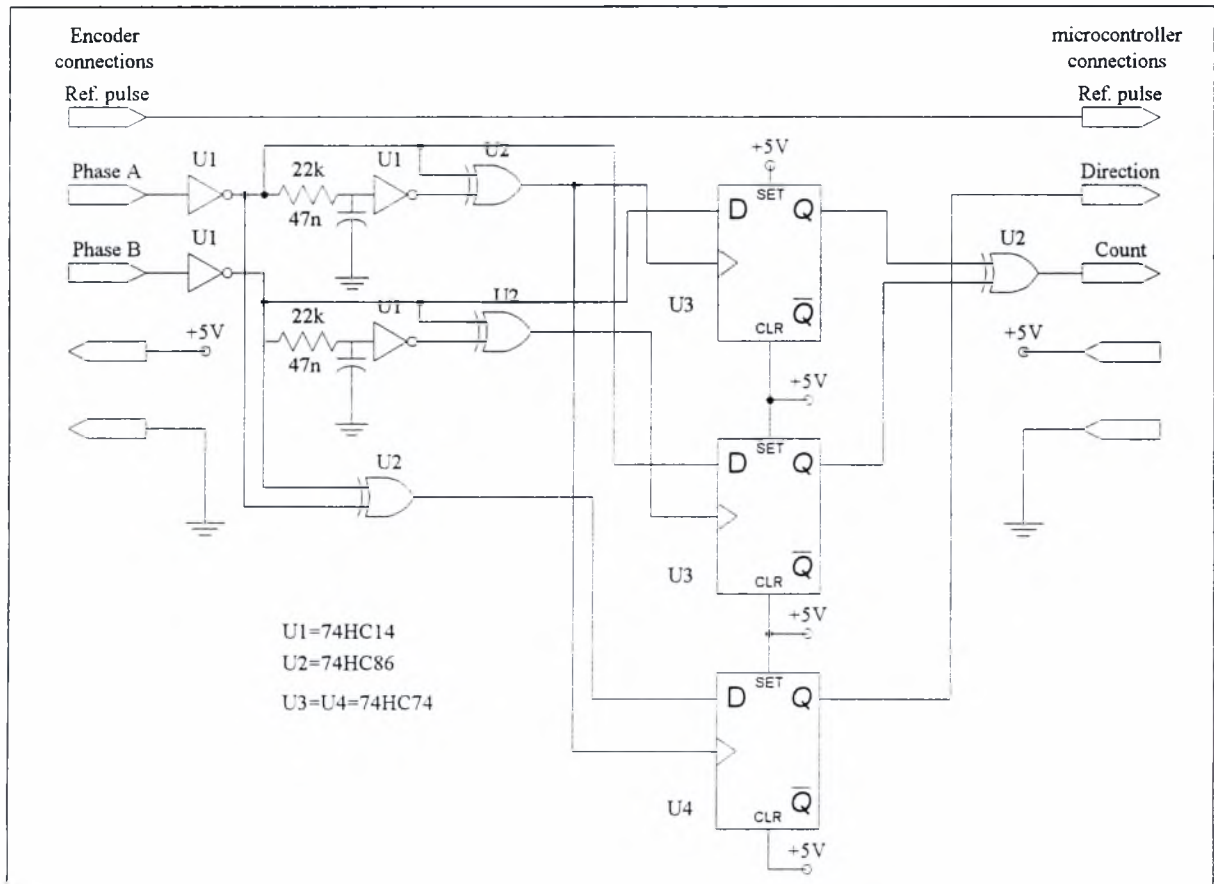
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη για τον έλεγχο του επαγωγικού κινητήρα. Τα τεχνικά στοιχεία των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που χρησιμοποιούνται βρίσκονται στο Παράρτημα Γ.

Η όλη διάταξη φαίνεται, γενικά, στο Σχήμα 1. Στο Σχήμα 2 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα της συσκευής που παρεμβάλλεται μεταξύ του μικροελεγκτή και του μετρητή ταχύτητας (encoder). Στο Σχήμα 3 φαίνεται η μονάδα ισχύος, η οποία οδηγεί τον κινητήρα, και στο Σχήμα 4 φαίνεται το απαιτούμενο τροφοδοτικό ισχύος. Στα Σχήματα 5 και 6 φαίνεται η μονάδα μετρήσεων των τάσεων και των ρευμάτων του κινητήρα.

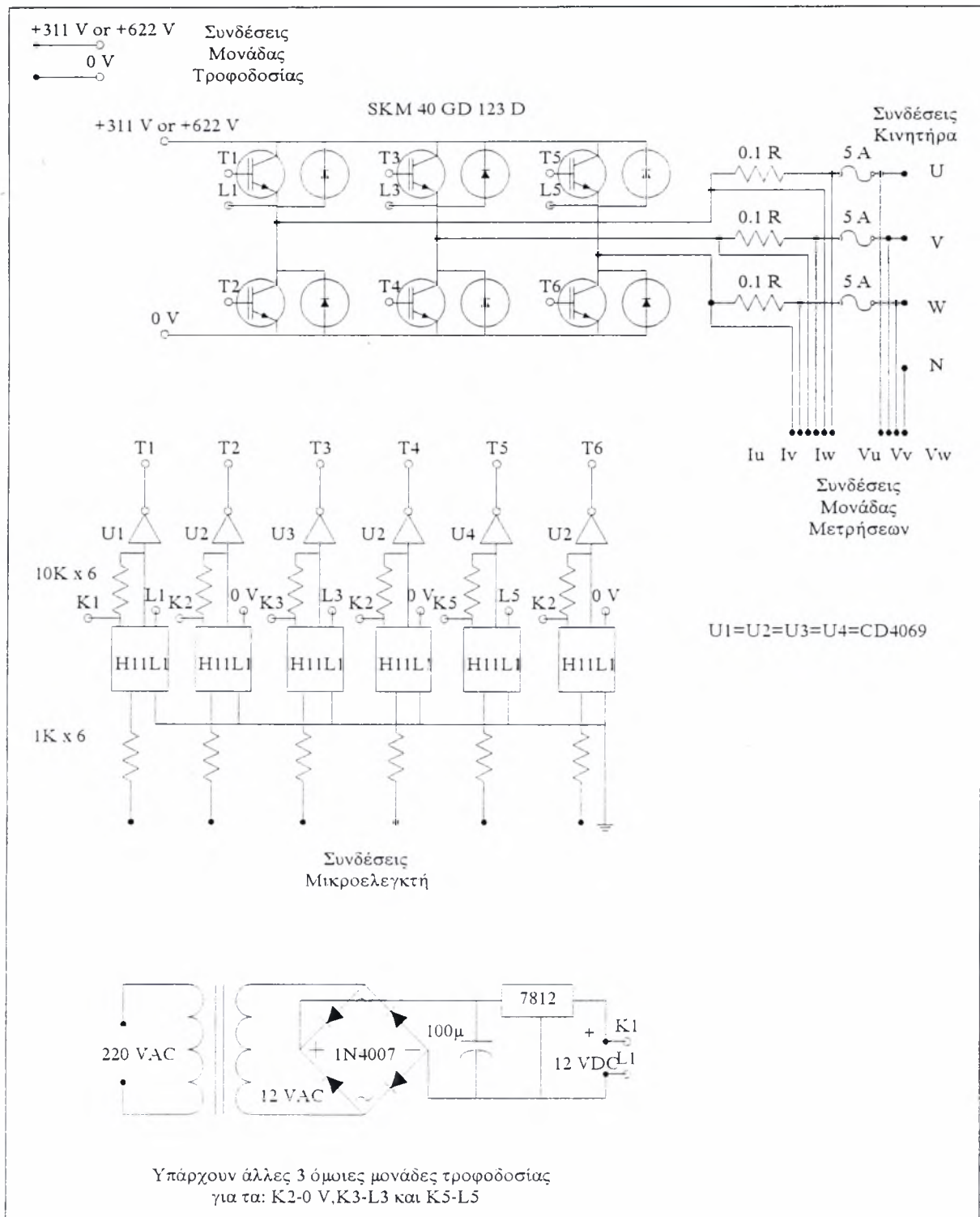
Ο χρησιμοποιούμενος μικροελεγκτής είναι ο 80C196MC της INTEL, και βρίσκεται σε πειραματική πλακέτα που συνδέεται με ηλεκτρονικό υπολογιστή (evaluation board). Μέσω του ηλεκτρονικού υπολογιστή, είναι δυνατός ο πλήρης έλεγχος της πειραματικής διάταξης.



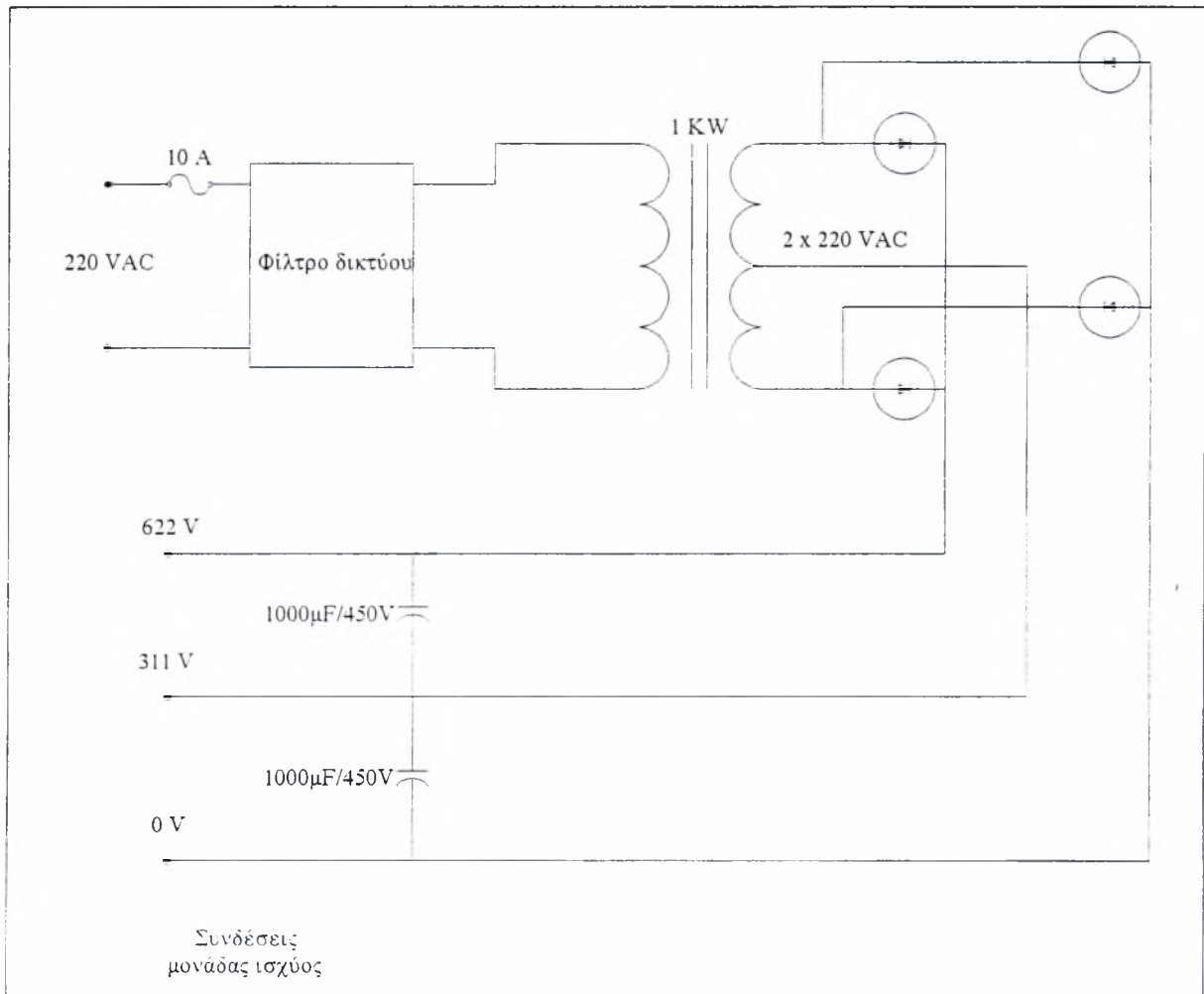
Σχήμα 1: Γενικό διάγραμμα πειραματικής διάταξης



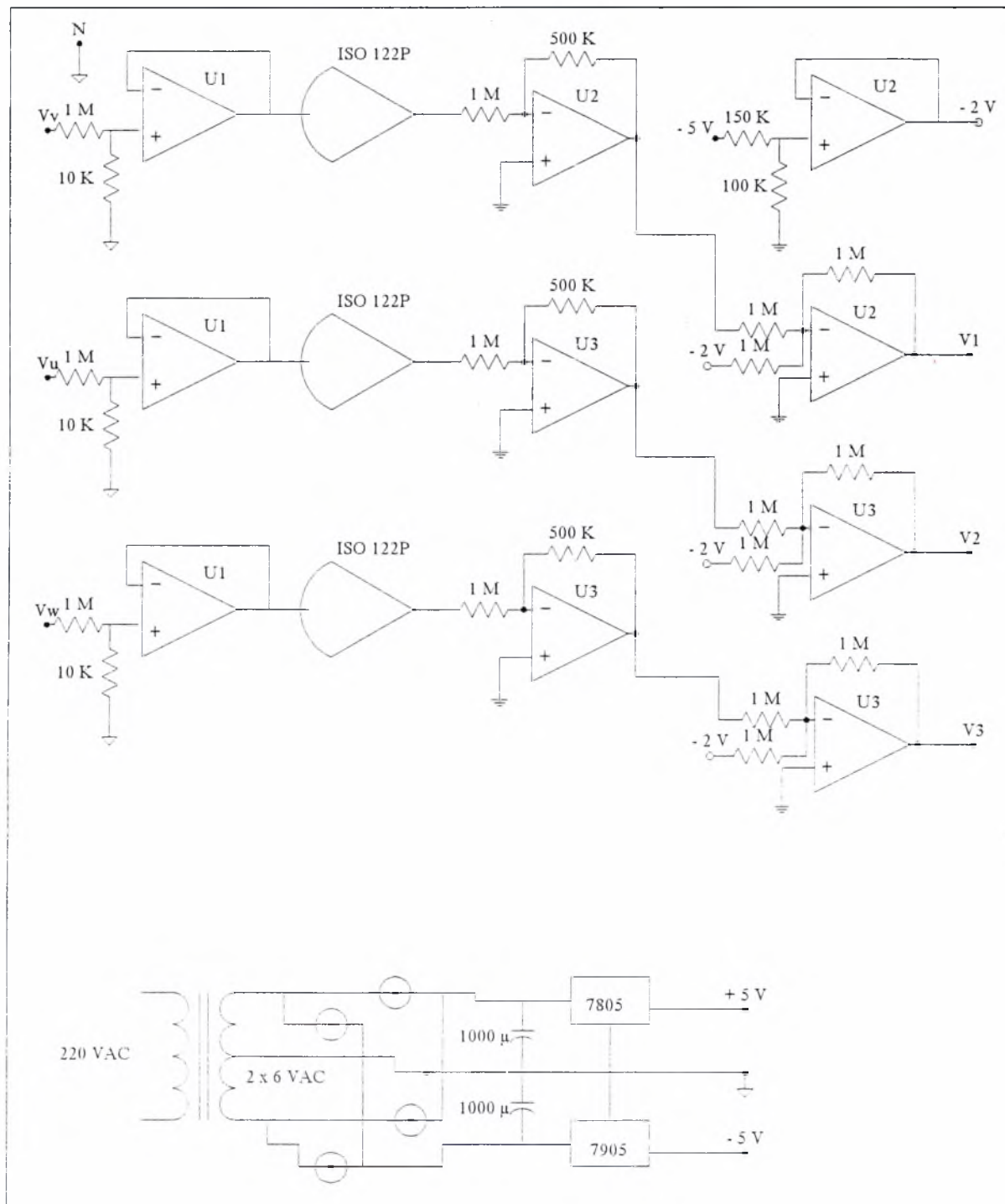
Σχήμα 2: Απαιτούμενο κύκλωμα για την λειτουργία του μετρητή ταχύτητας



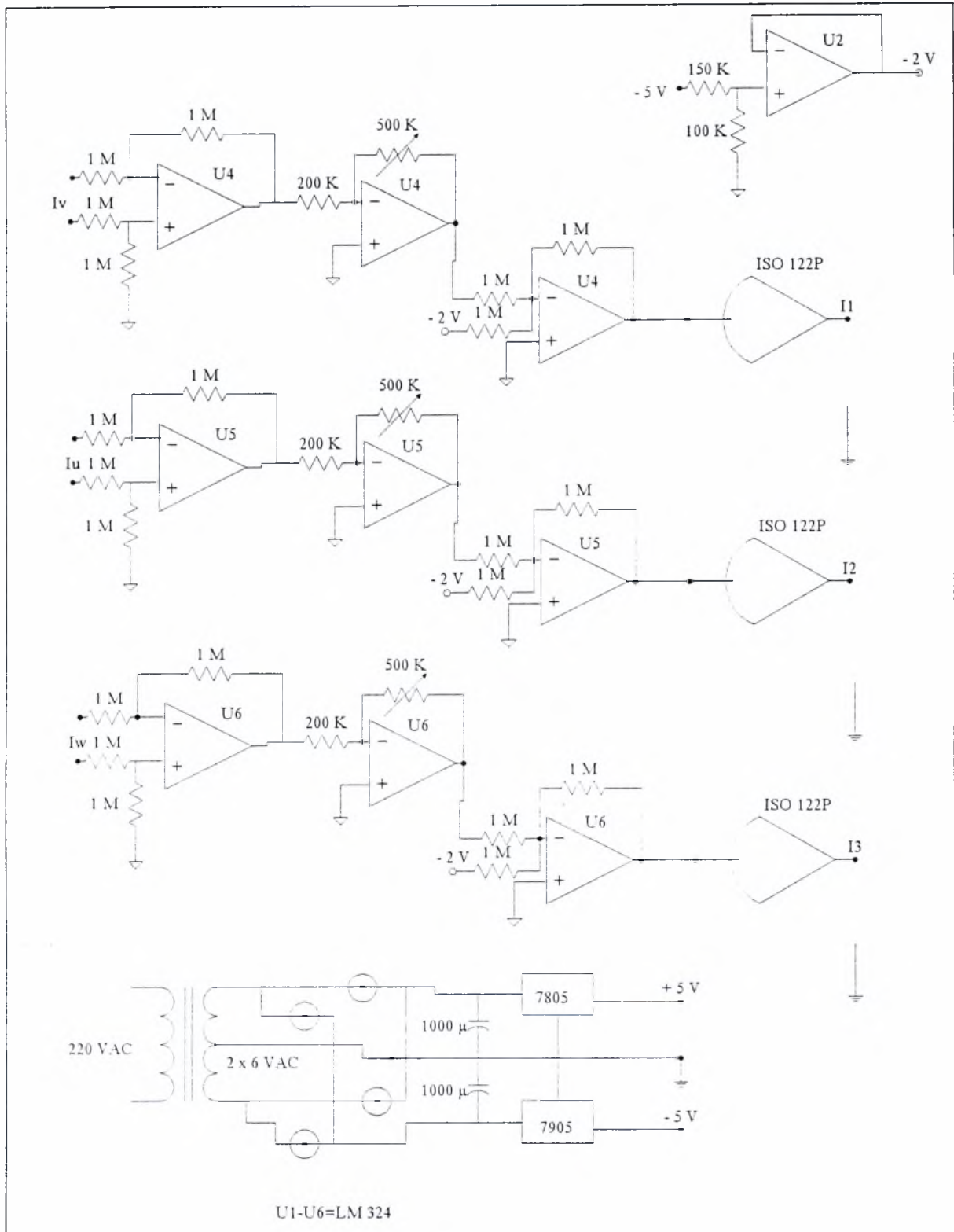
Σχήμα 3: Μονάδα ισχύος



Σχήμα 4: Τροφοδοτικό ισχύος



Σχήμα 5: Μονάδα μετρήσεων (Α μέρος)



Σχήμα 6: Μονάδα μετρήσεων (B μέρος)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρήχθησαν τα ακόλουθα αποτελέσματα:

- 1) Επιλύθηκε το πρόβλημα της τέλειας εξόδου για το μη γραμμικό μοντέλο του επαγωγικού κινητήρα.
- 2) Ο ελεγκτής που δίνει λύση στο πρόβλημα είναι ανεξάρτητος από τα μηχανικά χαρακτηριστικά του ρότορα (ροπή φορτίου, ροπή αδράνειας και συντελεστής τριβής).
- 3) Το σύστημα κλειστού βρόχου που προέκυψε, δηλαδή το σύστημα που ικανοποιεί τις σχεδιαστικές απαιτήσεις του ελέγχου τέλειας εξόδου, αποδεικνύεται πως είναι ασυμπτωτικά ευσταθές, όπως και συνολικά ευσταθές, για την περίπτωση φραγμένων εξωτερικών εισόδων και φραγμένων πρώτων παραγώγων.
- 4) Σχεδιάστηκε ένας γενικευμένος παρατηρητής στο χώρο κατάστασης, ώστε να είναι δυνατή η εκτίμηση των ροών. Το σφάλμα του παρατηρητή είναι μηδενικό στην περίπτωση που η αντίσταση του ρότορα δεν μεταβάλλεται και δεν υφίσταται σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας.
- 5) Το κλειστό σύστημα που προέκυψε, χρησιμοποιήθηκε για την εκτίμηση της εφαρμοζόμενης ροπής φορτίου.
- 6) Το σύστημα ελεγκτή-παρατηρητή που προτάθηκε από το σχεδιασμό αποδειχτηκε, μέσω προσομοίωσης στον επαγωγικό κινητήρα Baldor M3541, ότι είναι αρκετά εύρωστο ως προς τις μεταβολές της αντίστασης ρότορα, ακόμη και για μεταβολή 50%, και ως προς το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας.

Σημαντική συνεισφορά στην έρευνα που ακολουθεί θα ήταν η ανάπτυξη ενός ολοκληρωμένου ρομποτικού συστήματος, οι ενεργοποιητές του οποίου θα είναι επαγωγικοί κινητήρες ελεγχόμενοι σύμφωνα με την διάταξη που προτάθηκε στην παρούσα εργασία.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Σφάλματα Κλειστού Συστήματος

Γίνεται η παραδοχή ότι, ο ελεγκτής και ο παρατηρητής που χρησιμοποιούνται στη στρατηγική ελέγχου τέλει εξόδου, έχουν διαθέσιμες για χρήση τις ακριβείς τιμές των μετρούμενων καταστάσεων του συστήματος (το διάνυσμα των μετρούμενων καταστάσεων είναι $[\omega(t) \ i_{sa}(t) \ i_{sb}(t) \ V_{sa}(t) \ V_{sb}(t)]^T$). Στην προσπάθεια υλοποίησης του συστήματος ελεγκτή-παρατηρητή γίνεται φανερή η ύπαρξη σφάλματος στις μετρήσεις των καταστάσεων. Μια ρεαλιστική παραδοχή είναι ότι τα ρεύματα και οι τάσεις μπορούν να μετρηθούν με τέτοια ακρίβεια ώστε οι μετρούμενες ποσότητες μπορούν να θεωρηθούν σχεδόν ίσες με τις πραγματικές. Πρέπει ακόμη να σημειωθεί πως οι παράγωγοι των ρευμάτων του στάτορα, οι οποίες χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση του ελεγκτή, είναι ίσες με τις πραγματικές. Αυτή είναι αποδεκτή παραδοχή, αν η υλοποίηση του ελεγκτή πραγματοποιείται με αναλογικά κυκλώματα ή με αρκετά γρήγορους επεξεργαστές σήματος (DSP). Η ίδια παραδοχή δεν μπορεί να γίνει για τη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας ω . Οι χρησιμοποιούμενες συσκευές για τη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας εισάγουν ένα σφάλμα $\Delta\omega$ στη μετρούμενη τιμή της ταχύτητας ω . Έτσι αν η μετρούμενη τιμή της ταχύτητας είναι $\bar{\omega}$, τότε ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\Delta\omega = \bar{\omega} - \omega \quad (A1)$$

Γίνεται ακόμη η παραδοχή πως οι προσδιορισμένες παράμετροι του επαγωγικού ηλεκτροκινητήρα, με τη χρήση κατάλληλων τεχνικών αναγνώρισης, είναι τόσο κοντά στις πραγματικές τους τιμές, ώστε να μην απαιτείται διερεύνηση ύπαρξης σφαλμάτων που οφείλονται σε αυτό το λόγο. Η μόνη περίπτωση στην οποία πρέπει να δοθεί προσοχή, είναι η μεταβολή της τιμής της αντίστασης του ρότορα R_r , η οποία οφείλεται σε μεταβολή (αύξηση) της θερμοκρασίας στο ρότορα. Αξίζει να σημειωθεί πως αυτή η μεταβολή μπορεί

να ανέρθει μέχρι 50%. Αν η μεταβολή στην αντίσταση είναι ΔR , η ονομαστική τιμή R_N και η πραγματική τιμή R_r , τότε ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\Delta R = R_r - R_N \quad (\text{A2})$$

Είναι προφανές πως ο ελεγκτής χρησιμοποιεί την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N . Η αντίσταση στάτορα θεωρείται πως παραμένει σταθερή, επειδή δεν μεταβάλλεται πολύ η θερμοκρασία της κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του κινητήρα.

Το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας και η μεταβολή της τιμής της αντίστασης ρότορα επηρεάζουν την συμπεριφορά του συστήματος κλειστού βρόχου. Για αυτό το λόγο, πρέπει να διερευνηθεί η απόκλιση της εξόδου από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας. Επειδή οι επιθυμητές τιμές εξόδου της ταχύτητας ω και της συνολικής ροής ψ είναι v_1 και v_2 , αντίστοιχα, ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega - v_1 \\ \psi - v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega - v_1 \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 - v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A3})$$

όπου e_ω και e_ψ είναι τα σφάλματα εξόδου της ταχύτητας και της συνολικής ροής, αντίστοιχα.

Στην περίπτωση ύπαρξης σφαλμάτων στην έξοδο, οι σχέσεις (5.1), (5.6) and (5.8) πρέπει να ξαναγραφούν, όπως φαίνεται στη συνέχεια

$$\psi_{ra} = \sqrt{\psi} \cos \bar{\rho}(t), \quad \psi_{rb} = \sqrt{\psi} \sin \bar{\rho}(t) \quad (\text{A4})$$

$$\frac{d\bar{\rho}(t)}{dt} = n_p \omega + \frac{2R_r}{3n_p \psi} \left[J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L \right] \quad (\text{A5})$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\psi}} \begin{bmatrix} \cos \bar{\rho}(t) & -\sin \bar{\rho}(t) \\ \sin \bar{\rho}(t) & \cos \bar{\rho}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\psi}{dt} \frac{L_r}{2R_r M} + \frac{\psi}{M} \\ \frac{2L_r}{3n_p M} \left(J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L \right) \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

όπου $\omega = V_1 + e_\omega$ και $\psi = V_2 + e_\psi$.

Η απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου θα βρεθεί για όλες τις δυνατές περιπτώσεις, δηλαδή με ή χωρίς την ύπαρξη παρατηρητή, λαμβάνοντας υπόψη μόνο το σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας, μόνο τη μεταβολή της αντίστασης του ρότορα, ή και τις δύο περιπτώσεις ταυτόχρονα. Για την καλύτερη και πιο συμπαγή παρουσίαση των σχέσεων στις

περιπτώσεις που ακολουθούν, θα γίνει χρήση της επόμενης σχέσης. Αυτή είναι η σχέση (2.9), ξαναγραμμένη ως προς την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή T .

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L \quad (\text{A7})$$

1. Ο παρατηρητής δεν χρησιμοποιείται. Σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί την μετρούμενη τιμή της ταχύτητας $\bar{\omega}$. Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στο σύστημα (4.2), βρίσκονται τα σφάλματα εξόδου

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \Delta\omega \begin{bmatrix} -1 - n_p \frac{M}{L_r} \psi_{rb} \\ n_p \frac{M}{L_r} \psi_{ra} \end{bmatrix} \quad (\text{A8})$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (A4) στην (A8), προκύπτει

$$e_\omega = -\Delta\omega - \Delta\omega n_p \frac{M}{L_r} \sqrt{\psi} \sin \bar{\rho}(t) \quad (\text{A9})$$

$$e_\psi = \Delta\omega n_p \frac{M}{L_r} \sqrt{\psi} \cos \bar{\rho}(t) \quad (\text{A10})$$

Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A9) και (A10) δίνει την απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου.

2. Ο παρατηρητής δεν χρησιμοποιείται. Μεταβολή της αντίστασης ρότορα

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N . Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στο σύστημα (4.2), βρίσκεται η απόκριση των σφαλμάτων εξόδου

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \frac{\Delta RM}{L_r^2} \begin{bmatrix} \psi_{ra} - Mi_{sa} \\ \psi_{rb} - Mi_{sb} \end{bmatrix} \quad (\text{A11})$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (A4) και (A6) στην (A8), προκύπτει

$$e_\omega = \frac{\Delta RM}{L_r \sqrt{\psi}} \left[\frac{2T}{3n_p} \sin \bar{\rho}(t) - \frac{1}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} \cos \bar{\rho}(t) \right] \quad (\text{A12})$$

$$e_\psi = -\frac{\Delta RM}{L_r \sqrt{\psi}} \left[\frac{2T}{3n_p} \cos \bar{\rho}(t) + \frac{1}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} \sin \bar{\rho}(t) \right] \quad (\text{A13})$$

Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A12) και (A13) δίνει την απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου.

3. Ο παρατηρητής δεν χρησιμοποιείται. Σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας και μεταβολή της τιμής της αντίστασης ρότορα

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί τη μετρούμενη τιμή της ταχύτητας $\bar{\omega}$ και την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N . Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στο σύστημα (4.2), βρίσκεται η απόκριση των σφαλμάτων εξόδου

$$\begin{bmatrix} e_\omega \\ e_\psi \end{bmatrix} = \Delta\omega \begin{bmatrix} -1 - n_p \frac{M}{L_r} \psi_{rb} \\ n_p \frac{M}{L_r} \psi_{ra} \end{bmatrix} + \frac{\Delta RM}{L_r^2} \begin{bmatrix} \psi_{ra} - Mi_{sa} \\ \psi_{rb} - Mi_{sb} \end{bmatrix} \quad (A14)$$

Όπως φαίνεται από την προηγούμενη σχέση, τα σφάλματα εξόδου σε αυτή την περίπτωση είναι η υπέρθεση των σφαλμάτων των δύο προηγούμενων περιπτώσεων. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (A4) και (A6) στην (A14), προκύπτει

$$e_\omega = -\Delta\omega + \frac{M}{L_r \sqrt{\psi}} \left[\left(\frac{2\Delta RT}{3n_p} - \Delta\omega n_p \psi \right) \sin \bar{\rho}(t) - \frac{\Delta R}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} \cos \bar{\rho}(t) \right] \quad (A15)$$

$$e_\psi = -\frac{M}{L_r \sqrt{\psi}} \left[\frac{\Delta R}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} \sin \bar{\rho}(t) + \left(\frac{2\Delta RT}{3n_p} - \Delta\omega n_p \psi \right) \cos \bar{\rho}(t) \right] \quad (A16)$$

Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A15) και (A16) δίνει την απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου.

4. Ο παρατηρητής χρησιμοποιείται. Σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας

Ο παρατηρητής (8.4) χρησιμοποιεί την τιμή της μετρούμενης ταχύτητας $\bar{\omega}$. Τα σφάλματα του παρατηρητή φαίνονται στην ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} - \hat{\psi}_{ra} \\ \psi_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \end{bmatrix} = \frac{n_p L_r \Delta\omega}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \quad (A17)$$

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί την μετρούμενη τιμή της ταχύτητας $\bar{\omega}$ και τις παρατηρήσιμες τιμές των ροών του ρότορα $\hat{\psi}_{ra}, \hat{\psi}_{rb}$. Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στο σύστημα (4.2), προκύπτουν τα σφάλματα των εξόδων σε συνάρτηση του σφάλματος του παρατηρητή

$$e_\omega = \sigma L_s \left[\alpha \beta e_{ra} + n_p \beta \omega e_{rb} - n_p \beta \Delta\omega (\psi_{rb} - e_{rb}) \right] - \Delta\omega \quad (A18)$$

$$e_\psi = \sigma L_s \left[a\beta e_{rb} - n_p \beta \omega e_{ra} + n_p \beta \Delta \omega (\psi_{ra} - e_{ra}) \right] + 2(e_{ra} \psi_{ra} + e_{rb} \psi_{rb}) - (e_{ra}^2 + e_{rb}^2) \quad (\text{A19})$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (A4) και (A17) στις (A18) και (A19), προκύπτει

$$e_\omega = \frac{n_p M \Delta \omega \sqrt{\psi}}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left[2R_N n_p \bar{\omega} \cos \bar{\rho}(t) + \frac{1}{L_r} (R_N^2 - n_p^2 L_r^2 \bar{\omega}^2) \sin \bar{\rho}(t) \right] - \frac{n_p M \Delta \omega \sqrt{\psi}}{L_r} \sin \bar{\rho}(t) - \Delta \omega \quad (\text{A20})$$

$$e_\psi = \frac{n_p M \Delta \omega \sqrt{\psi}}{L_r} \cos \bar{\rho}(t) - \frac{n_p^2 L_r^2 \Delta^2 \omega \psi}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} + \frac{n_p L_r \Delta \omega \sqrt{\psi}}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \times \quad (\text{A21})$$

$$\times \left[4R_N \sqrt{\psi} \sin \bar{\rho}(t) \cos \bar{\rho}(t) + 2L_r n_p \bar{\omega} \sqrt{\psi} (\cos^2 \bar{\rho}(t) - \sin^2 \bar{\rho}(t)) + M \left(\frac{R_N^2}{L_r^2} - n_p^2 \bar{\omega}^2 \right) \cos \bar{\rho}(t) \right]$$

όπου $\bar{\omega} = (V_1 + e_\omega + \Delta \omega)$. Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A20) και (A21) δίνει την απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου.

5. Ο παρατηρητής χρησιμοποιείται. Μεταβολή στην αντίσταση ρότορα

Ο παρατηρητής (8.4) χρησιμοποιεί την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N .

Τα σφάλματα του παρατηρητή φαίνονται στην ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} - \hat{\psi}_{ra} \\ \psi_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \end{bmatrix} = \frac{\Delta R}{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2} \begin{bmatrix} R_N & -n_p \omega L_r \\ n_p \omega L_r & R_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M i_{sa} - \psi_{ra} \\ M i_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{A22})$$

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N και τις παρατηρήσιμες ροές $\hat{\psi}_{ra}, \hat{\psi}_{rb}$. Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στ σύστημα (4.2), προκύπτουν τα σφάλματα των εξόδων σε συνάρτηση του σφάλματος του παρατηρητή

$$e_\omega = \frac{M}{L_r^2} (\Delta R \psi_{ra} + R_N e_{ra}) + n_p \frac{M}{L_r} (V_1 + e_\omega) e_{rb} - \frac{M^2 \Delta R}{L_r^2} i_{sa} \quad (\text{A23})$$

$$e_\psi = \frac{M}{L_r^2} (\Delta R \psi_{rb} + R_N e_{rb}) - n_p \frac{M}{L_r} (V_1 + e_\omega) e_{ra} - \frac{M^2 \Delta R}{L_r^2} i_{sb} + 2(\psi_{ra} e_{ra} + \psi_{rb} e_{rb}) - (e_{ra}^2 + e_{rb}^2) \quad (\text{A24})$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (A4), (A6) και (A22) στις (A23) και (A24), προκύπτει

$$e_\omega = \frac{d\psi}{dt} \frac{n_p \omega R_N M \Delta R}{\sqrt{\psi} R_r [R_N^2 + n_p^2 L_r^2 \omega^2]} \sin \bar{\rho}(t) \quad (\text{A25})$$

$$e_\psi = \frac{\Delta R L_r}{R_N^2 + n_p^2 L_r^2 \omega^2} \left(\left[\frac{d\psi}{dt} \frac{R_N}{R_r} - \frac{4L_r T \omega}{3} \right] - \frac{\Delta R L_r}{\psi} \left[\left(\frac{1}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} \right)^2 + \left(\frac{2T}{3n_p} \right)^2 \right] \right) \quad (\text{A26})$$

Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A25) και (A26) δίνει την απόκριση των σφαλμάτων της εξόδου.

6. Ο παρατηρητής χρησιμοποιείται. Σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας και μεταβολή της τιμής της αντίστασης ρότορα

Ο παρατηρητής (8.4) χρησιμοποιεί την μετρούμενη τιμή της ταχύτητας $\bar{\omega}$ και την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N . Τα σφάλματα του παρατηρητή φαίνονται στην ακόλουθη σχέση

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \psi_{ra} - \hat{\psi}_{ra} \\ \psi_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \end{bmatrix} = \frac{L_r n_p \Delta \omega}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{\Delta R}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \\ L_r n_p \bar{\omega} & R_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M i_{sa} - \psi_{ra} \\ M i_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (A27)$$

Ο ελεγκτής (4.5) χρησιμοποιεί την μετρούμενη τιμή της ταχύτητας $\bar{\omega}$, την ονομαστική τιμή της αντίστασης ρότορα R_N και τις παρατηρήσιμες ροές $\hat{\psi}_{ra}, \hat{\psi}_{rb}$. Εφαρμόζοντας αυτόν τον ελεγκτή στο σύστημα (4.2), προκύπτουν τα σφάλματα των εξόδων σε συνάρτηση του σφάλματος του παρατηρητή

$$e_\omega = \frac{M}{L_r^2} (R_N e_{ra} + \Delta R \psi_{ra}) + \frac{n_p M}{L_r} (\bar{\omega} e_{rb} - \Delta \omega \psi_{rb}) - \frac{M^2 \Delta R}{L_r^2} i_{sa} - \Delta \omega \quad (A28)$$

$$e_\psi = -\frac{n_p M}{L_r} (\bar{\omega} e_{ra} - \Delta \omega \psi_{ra}) + \frac{M}{L_r^2} (R_N e_{rb} + \Delta R \psi_{rb}) - \frac{M^2 \Delta R}{L_r^2} i_{sb} + 2(\psi_{ra} e_{ra} + \psi_{rb} e_{rb}) - (e_{ra}^2 + e_{rb}^2) \quad (A29)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (A4), (A6) και (A27) στις (A28) και (A29), προκύπτει

$$e_\omega = -\Delta \omega + \frac{2n_p^2 M \bar{\omega} \sqrt{\psi} \Delta \omega}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} [R_N \cos \bar{\rho}(t) - n_p L_r \bar{\omega} \sin \bar{\rho}(t)] \quad (A30)$$

$$\begin{aligned}
e_\psi = & \frac{2Mn_p R_N \Delta\omega \sqrt{\psi}}{L_r (R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2)} [R_N \cos \bar{\rho}(t) - L_r n_p \bar{\omega} \sin \bar{\rho}(t)] - \frac{L_r^2 n_p^2 \Delta^2 \omega + 2R_N \Delta R + \Delta^2 R}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \psi \\
& + \frac{2L_r n_p \Delta\omega \psi}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} [L_r n_p \bar{\omega} (\cos^2 \bar{\rho}(t) - \sin^2 \bar{\rho}(t)) + 2R_N \cos \bar{\rho}(t) \sin \bar{\rho}(t)] \\
& - \frac{4L_r n_p \Delta\omega \Delta R \psi}{(R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2)^2} [L_r n_p R_N \bar{\omega} (\sin^2 \bar{\rho}(t) - \cos^2 \bar{\rho}(t)) - (R_N^2 - L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) \sin \bar{\rho}(t) \cos \bar{\rho}(t)] \\
& + \frac{2\Delta R}{(R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2)^2} \left[\left(\frac{L_r}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} + \psi \right) \cos \bar{\rho}(t) - \frac{2L_r T}{3n_p} \sin \bar{\rho}(t) \right] \times \\
& \times \left\{ (R_N - \Delta R) (R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) - 2R_N L_r^2 n_p^2 \bar{\omega} \Delta\omega \right\} \cos \bar{\rho}(t) \\
& + \left[L_r n_p \bar{\omega} (R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) - L_r n_p \Delta\omega (R_N^2 - L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) \right] \sin \bar{\rho}(t) \} \\
& + \frac{2\Delta R}{(R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2)^2} \left[\left(\frac{L_r}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} + \psi \right) \sin \bar{\rho}(t) + \frac{2L_r T}{3n_p} \cos \bar{\rho}(t) \right] \times \\
& \left\{ (R_N - \Delta R) (R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) + 2R_N L_r^2 n_p^2 \bar{\omega} \Delta\omega \right\} \sin \bar{\rho}(t) \\
& - \left[L_r n_p \Delta\omega (R_N^2 - L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) + (R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2) L_r n_p \bar{\omega} \right] \cos \bar{\rho}(t) \} \\
& - \frac{\Delta^2 R}{(R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2)^2} \psi \left[\left(\frac{L_r}{2R_r} \frac{d\psi}{dt} + \psi \right)^2 + \left(\frac{2L_r T}{3n_p} \right)^2 \right]
\end{aligned} \tag{A31}$$

όπου $\bar{\omega} = (V_1 + e_\omega + \Delta\omega)$. Η ταυτόχρονη αριθμητική επίλυση των σχέσεων (A5), (A30) και (A31), προκύπτει η απόκριση των σφαλμάτων εξόδου.

Σε όλες τις περιπτώσεις, οι αποκρίσεις των ροών του ρότορα και των ρευμάτων του στάτορα, μπορούν να βρεθούν από τις σχέσεις (A4), (A6) και των σφαλμάτων που προκύπτουν από την αριθμητική επίλυση των σχέσεων που τα εκφράζουν σε κάθε περίπτωση.

7. Διερεύνηση ορίων των σφαλμάτων του παρατηρητή με χρήση νορμών

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται η χρήση νορμών που χρησιμοποιήθηκε αρχικά για την εύρεση των ανώτατων και των κατώτατων ορίων των σφαλμάτων του παρατηρητή. Η μέθοδος αυτή δεν υποκαθιστά την προσομοίωση των σφαλμάτων σε πραγματικό χρόνο, αλλά είναι ένας εύχρηστος τρόπος αντιμετώπισης του προβλήματος της ευρωστίας του παρατηρητή. Τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται είναι τα ίδια με αυτά που αναφέρονται στην αρχή του παραρτήματος.

α) Υπαρξη σφάλματος στη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας

Τα σφάλματα του παρατηρητή δίνονται από τη σχέση (A17). Ετσι ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| = \left\| \frac{n_p L_r \Delta \omega}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \quad (\text{A32})$$

Κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων των νορμών πινάκων βρίσκειται ότι ισχύει

$$\left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| \leq \frac{n_p L_r |\Delta \omega|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left\| \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \quad (\text{A33})$$

Για την $\|\cdot\|_1$ (νόρμα-1) ισχύει

$$|e_{ra}| + |e_{rb}| \leq \frac{n_p L_r |\Delta \omega|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} (n_p L_r \bar{\omega} + R_N) (|\psi_{ra}| + |\psi_{rb}|) \quad (\text{A34})$$

Για την $\|\cdot\|_2$ (νόρμα-2) ισχύει

$$\sqrt{e_{ra}^2 + e_{rb}^2} \leq \frac{\sqrt{2} n_p L_r |\Delta \omega|}{\sqrt{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2}} \sqrt{\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2} \quad (\text{A35})$$

Για την $\|\cdot\|_\infty$ (νόρμα-άπειρο) ισχύει

$$\max_i |e_{ri}| \leq \frac{n_p L_r |\Delta \omega| (n_p L_r \bar{\omega} + R_N)}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \max_j |\psi_{rj}| \quad i = a, b \quad j = a, b \quad (\text{A36})$$

β) Μεταβολή της αντίστασης ρότορα

Τα σφάλματα του παρατηρητή δίνονται από τη σχέση (A22). Ετσι ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| = \left\| \frac{\Delta R}{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2} \begin{bmatrix} R_N & -n_p \omega L_r \\ n_p \omega L_r & R_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Mi_{sa} - \psi_{ra} \\ Mi_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \quad (\text{A37})$$

Κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων των νορμών πινάκων βρίσκειται ότι ισχύει

$$\left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| \leq \frac{|\Delta R|}{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2} \left\| \begin{bmatrix} R_N & -n_p \omega L_r \\ n_p \omega L_r & R_N \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} Mi_{sa} - \psi_{ra} \\ Mi_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \quad (\text{A38})$$

Για την $\|\cdot\|_1$ (νόρμα-1) ισχύει

$$|e_{ra}| + |e_{rb}| \leq \frac{|\Delta R| (R_N + n_p |\omega| L_r)}{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2} (|Mi_{sa} - \psi_{ra}| + |Mi_{sb} - \psi_{rb}|) \quad (\text{A39})$$

Για την $\|\cdot\|_2$ (νόρμα-2) ισχύει

$$\sqrt{e_{ra}^2 + e_{rb}^2} \leq \frac{\sqrt{2} |\Delta R|}{\sqrt{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2}} \sqrt{(Mi_{sa} - \psi_{ra})^2 + (Mi_{sb} - \psi_{rb})^2} \quad (\text{A40})$$

Για την $\|\cdot\|_\infty$ (νόρμα-άπειρο) ισχύει

$$\max_i |e_{ri}| \leq \frac{|\Delta R| (R_N + n_p |\omega| L_r)}{R_N^2 + n_p^2 \omega^2 L_r^2} \max_j |Mi_{sj} - \psi_{sj}| \quad i = a, b \quad j = a, b \quad (\text{A41})$$

γ) Υπαρξη σφάλματος στη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας και μεταβολή της αντίστασης ρότορα

Τα σφάλματα του παρατηρητή δίνονται από τη σχέση (A27). Έτσι ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\begin{aligned} \left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| &= \left\| \frac{L_r n_p \Delta \omega}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\Delta R}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \begin{bmatrix} R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \\ L_r n_p \bar{\omega} & R_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Mi_{sa} - \psi_{ra} \\ Mi_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \end{aligned} \quad (\text{A42})$$

Κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων των νορμών πινάκων βρίσκεται ότι ισχύει

$$\begin{aligned} \left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| &\leq \frac{L_r n_p |\Delta \omega|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left\| \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \\ &\quad + \frac{|\Delta R|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left\| \begin{bmatrix} R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \\ L_r n_p \bar{\omega} & R_N \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} Mi_{sa} - \psi_{ra} \\ Mi_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \end{aligned} \quad (\text{A43})$$

Για όλα τα είδη των νορμών αποδεικνύεται πως ισχύει η ακόλουθη σχέση

$$\left\| \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \right\| \quad (\text{A44})$$

Από τις (A43) και (A44) προκύπτει

$$\left\| \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \end{bmatrix} \right\| \leq \frac{\left\| \begin{bmatrix} L_r n_p \bar{\omega} & R_N \\ R_N & -L_r n_p \bar{\omega} \end{bmatrix} \right\|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left(L_r n_p |\Delta \omega| \left\| \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| + |\Delta R| \left\| \begin{bmatrix} Mi_{sa} - \psi_{ra} \\ Mi_{sb} - \psi_{rb} \end{bmatrix} \right\| \right) \quad (\text{A45})$$

Για την $\|\cdot\|_1$ (νόρμα-1) ισχύει

$$|e_{ra}| + |e_{rb}| \leq \frac{R_N + L_r n_p |\bar{\omega}|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left[L_r n_p |\Delta\omega| (|\psi_{ra}| + |\psi_{rb}|) + |\Delta R| (|Mi_{sa} - \psi_{ra}| + |Mi_{sb} - \psi_{rb}|) \right] \quad (\text{A46})$$

Για την $\|\cdot\|_2$ (νόρμα-2) ισχύει

$$\sqrt{e_{ra}^2 + e_{rb}^2} \leq \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2}} \left(L_r n_p |\Delta\omega| \sqrt{\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2} + |\Delta R| \sqrt{(Mi_{sa} - \psi_{ra})^2 + (Mi_{sb} - \psi_{rb})^2} \right) \quad (\text{A47})$$

Για την $\|\cdot\|_\infty$ (νόρμα-άπειρο) ισχύει

$$\max_i |e_{ri}| \leq \frac{R_N + L_r n_p |\bar{\omega}|}{R_N^2 + L_r^2 n_p^2 \bar{\omega}^2} \left(L_r n_p |\Delta\omega| \max_j |\psi_{rj}| + |\Delta R| \max_k |Mi_{sk} - \psi_{rk}| \right) \quad (\text{A48})$$

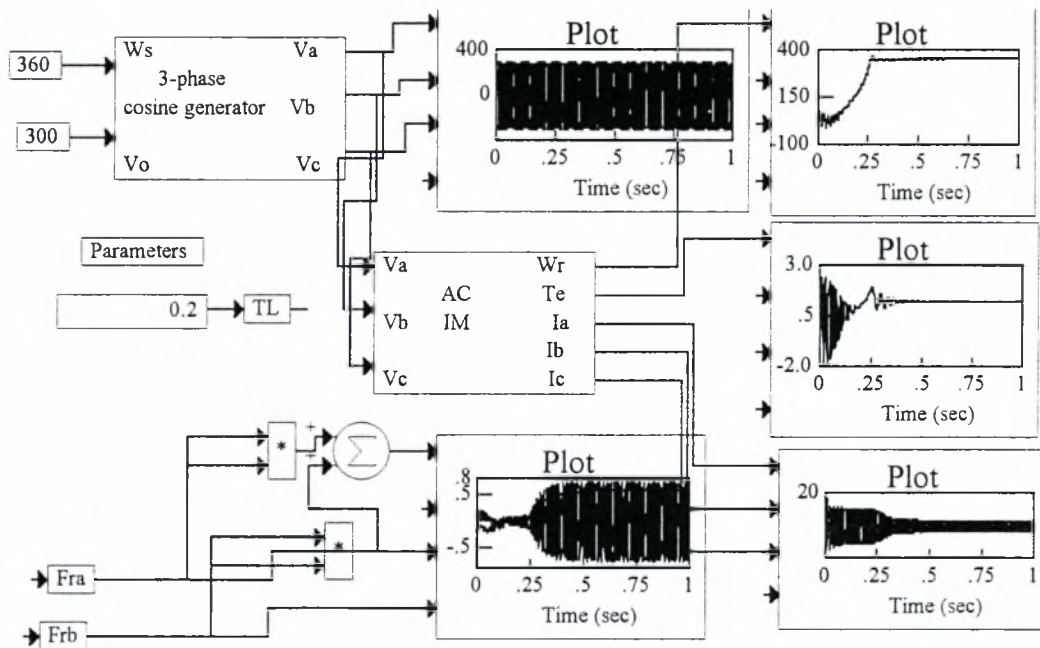
$$i = a, b \quad j = a, b \quad k = a, b$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Κώδικες Προσομοίωσης

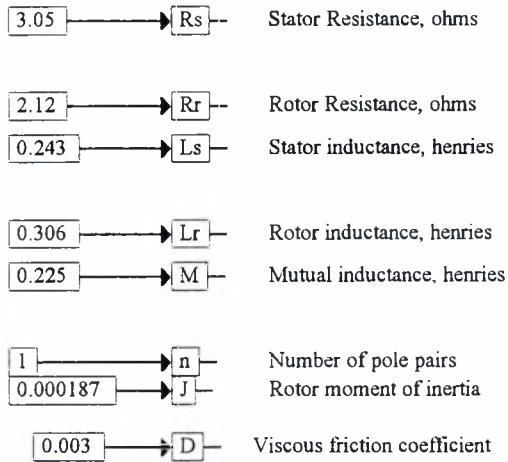
Σε αυτό το παράρτημα παρουσιάζονται οι κώδικες του προγράμματος Vissim 2.0, οι οποίοι χρησιμοποιήθηκαν για τις ακόλουθες προσομοιώσεις: α) της λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα με συμμετρικό τριφασικό ημιτονοειδές σύστημα τάσεων και β) της εξαγωγής των σφαλμάτων και της απόκρισης του ηλεκτροκινητήρα στο σύστημα κλειστού βρόχου της στρατηγικής ελέγχου τέλει εξόδου.

α) Το συνολικό διάγραμμα είναι

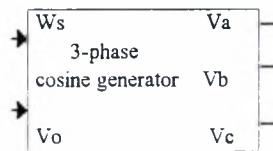


Ακολουθεί ο καθορισμός των παραμέτρων του ηλεκτρομηχανικού συστήματος

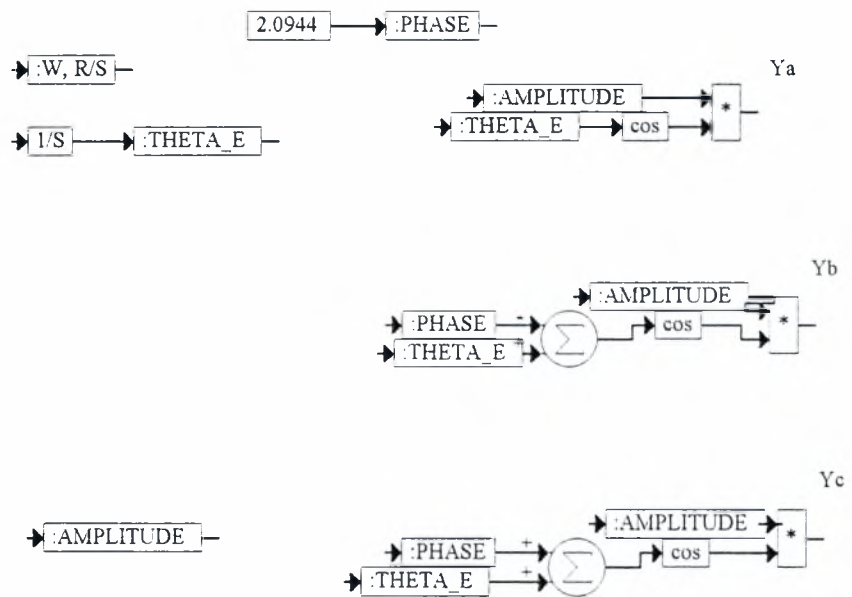
Parameters



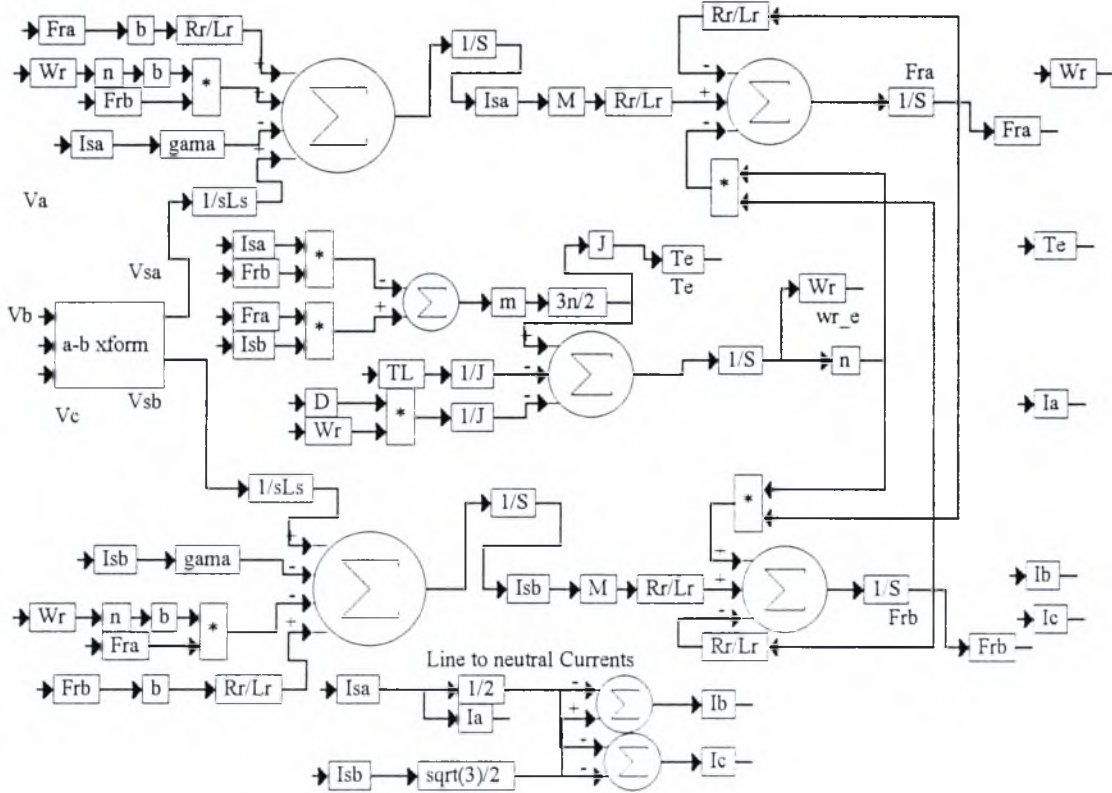
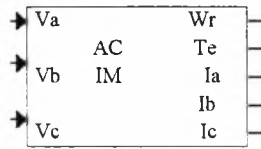
Στη συνέχεια παρουσιάζεται η τριφασική γεννήτρια συνημιτόνου



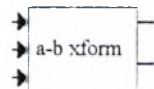
3 PHASE SINUSOID GENERATOR

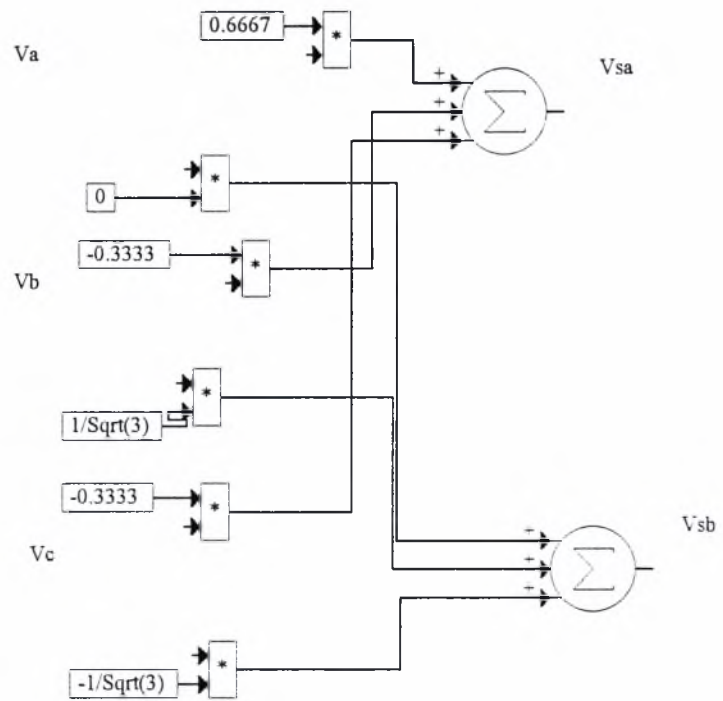


Ακολουθεί το μοντέλο του επαγωγικού τριφασικού ηλεκτροκινητήρα

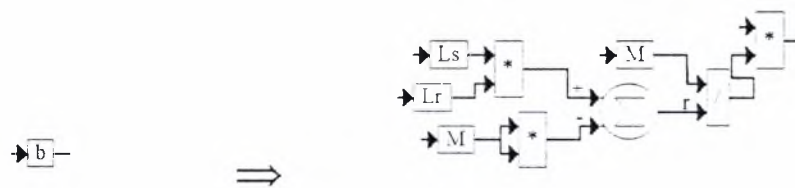
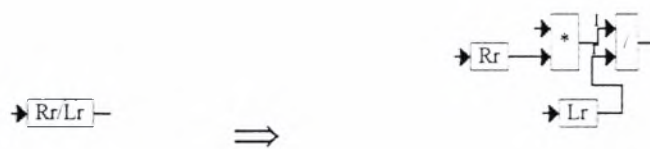


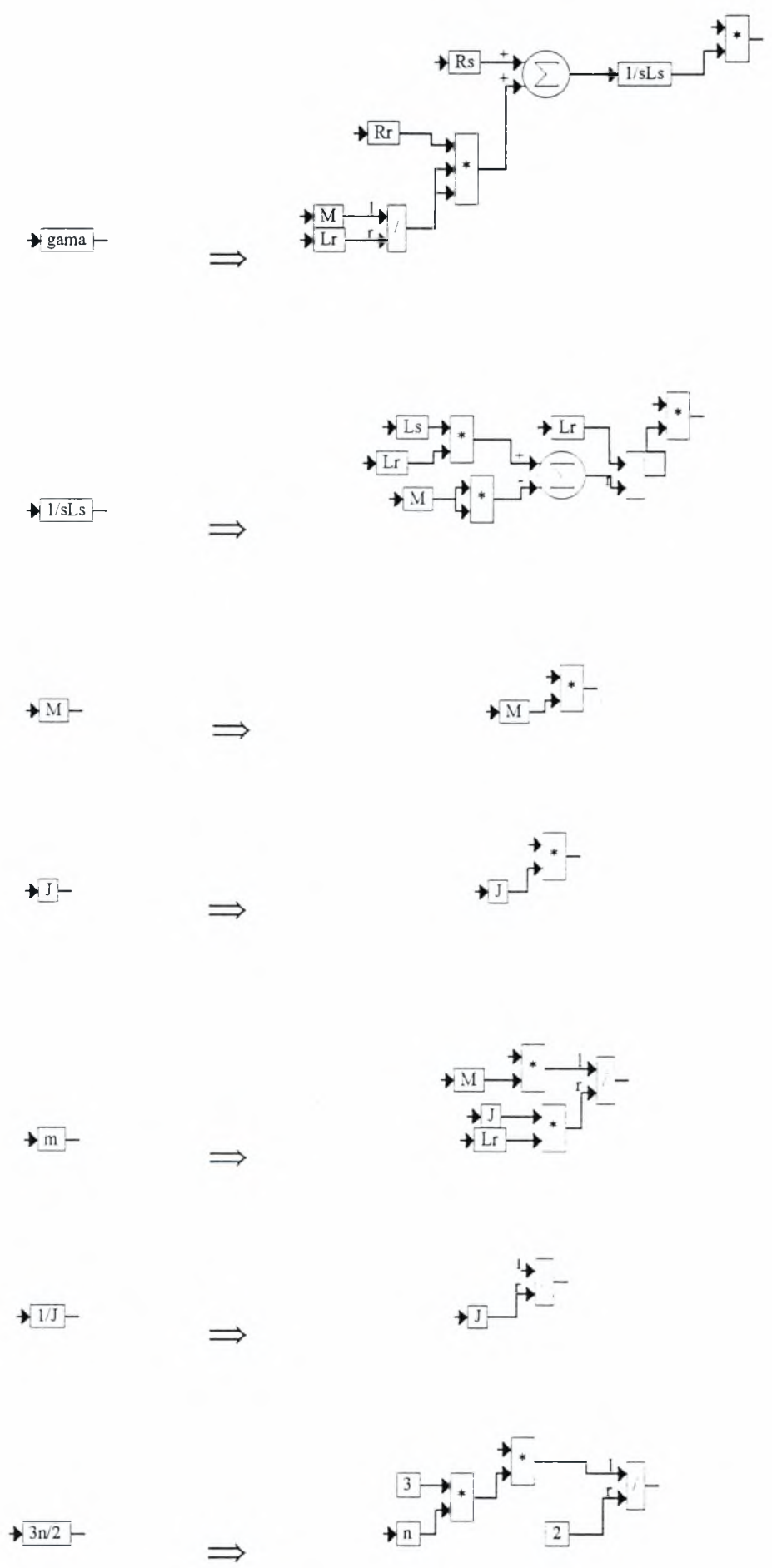
Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο χρησιμοποιούμενος μετασχηματισμός από το τριφασικό στο διφασικό σύστημα



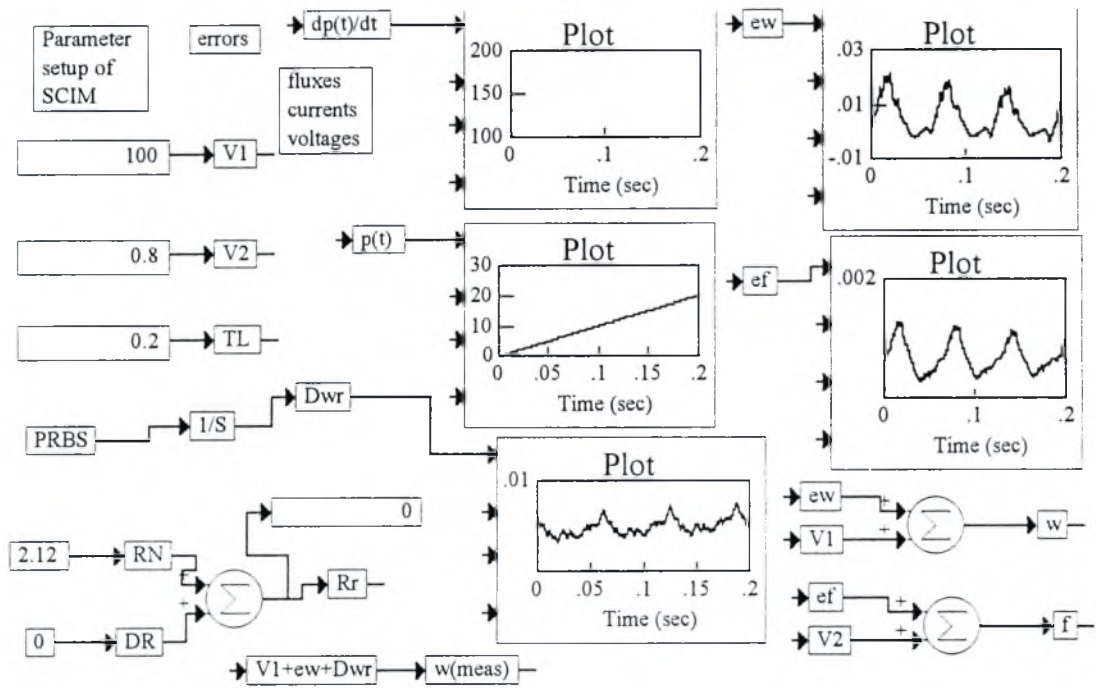


Ακολουθούν τα χρησιμοποιούμενα, από τον κινητήρα, δομικά τετράγωνα

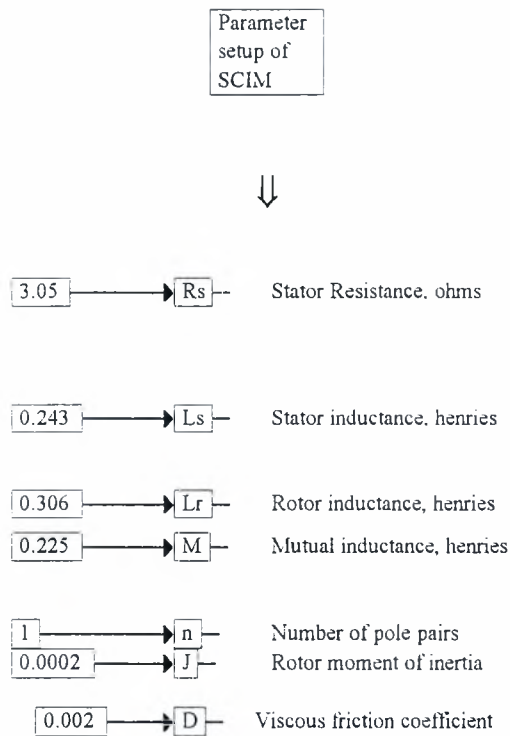




β) Το συνολικό διάγραμμα των σφαλμάτων είναι



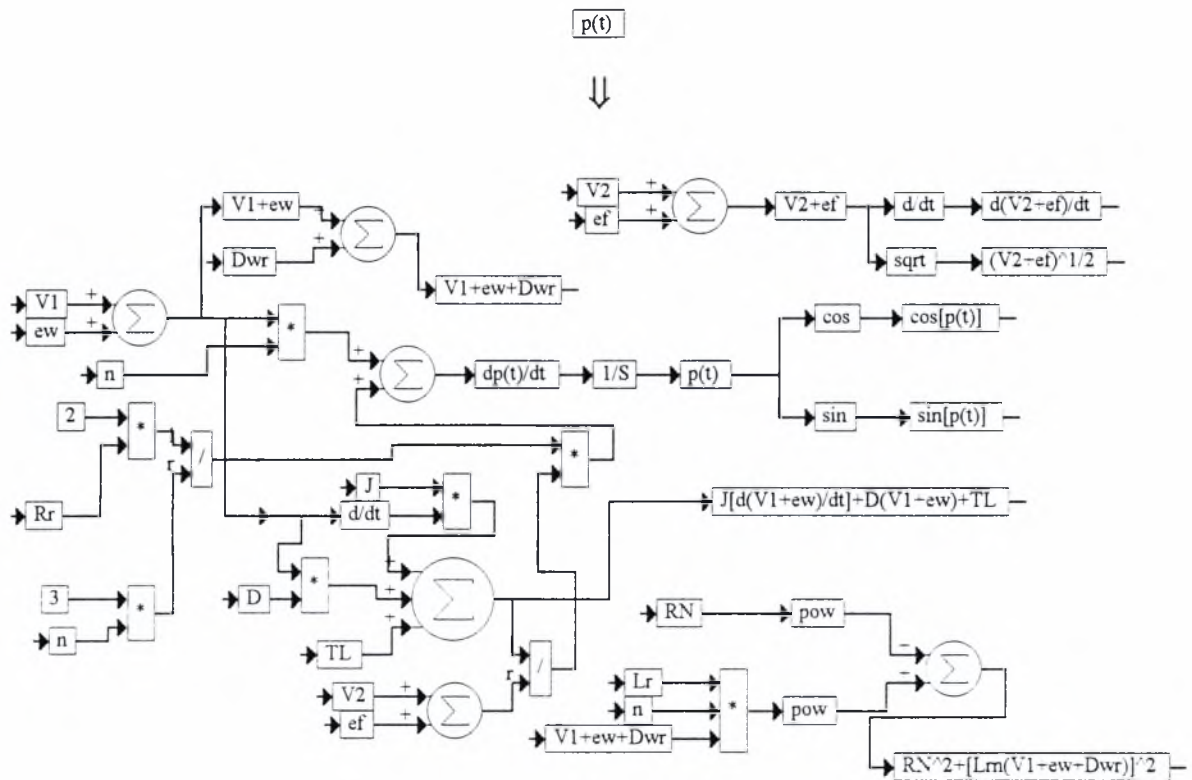
Οι παράμετροι του συστήματος είναι



Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι εξισώσεις των σφαλμάτων



Οπου η γωνία $\rho(t)$ είναι



Η παράγωγος προσεγγίζεται όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα



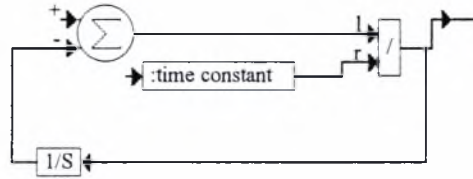
Continuous Derivative Model: □

This model is used to approximate the derivative of a signal using a lag filter. The derivative is valid for frequencies up to $(1/\text{time constant})$. For higher frequencies the time constant must be decreased.

Limitations:

1. time constant > 0
2. Simulation stepsize must be less than the time constant for stability.
3. First Pass Results are inaccurate

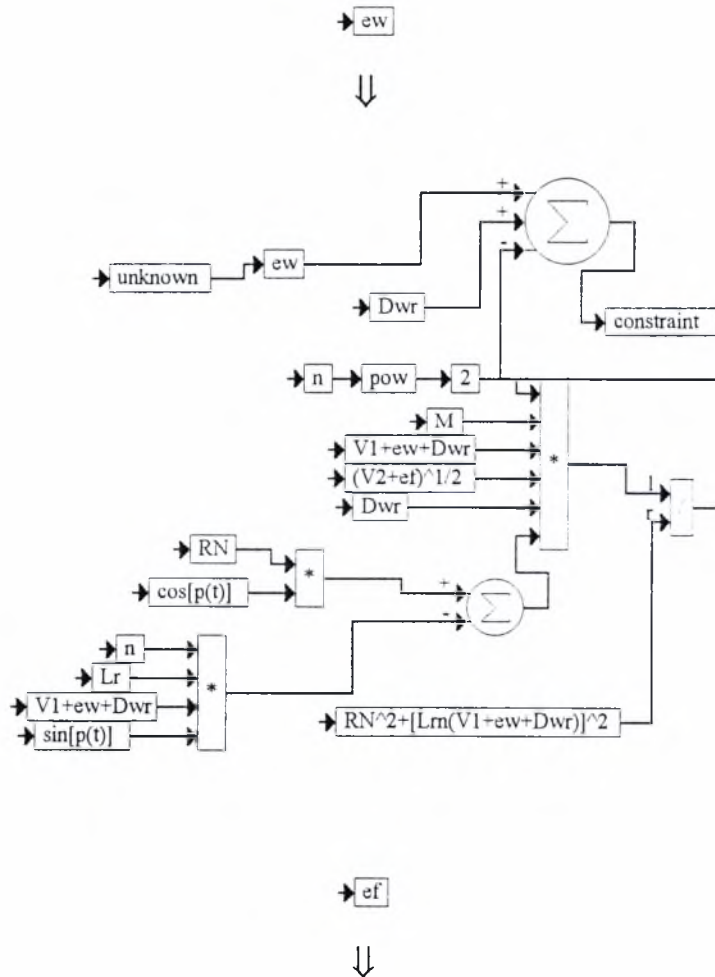
Input signal

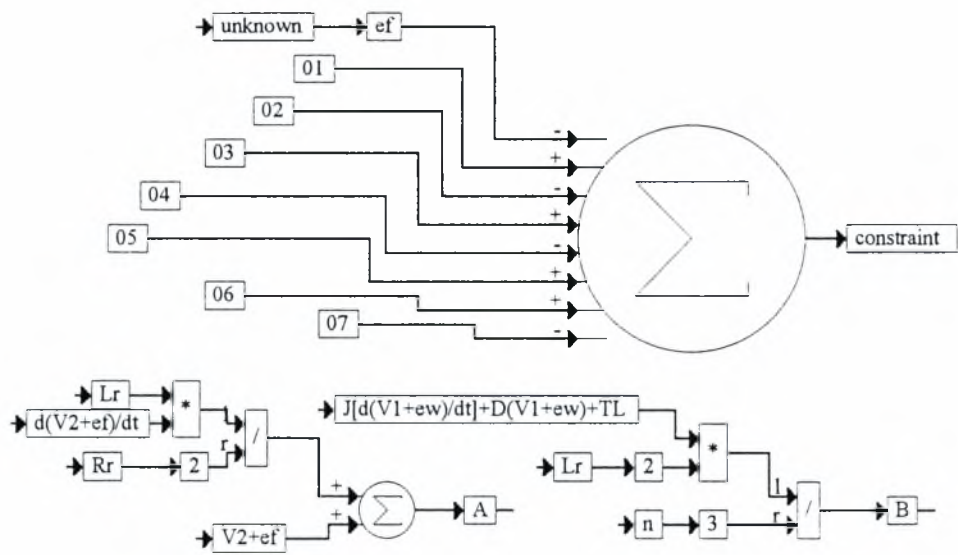


==== Parameters ====

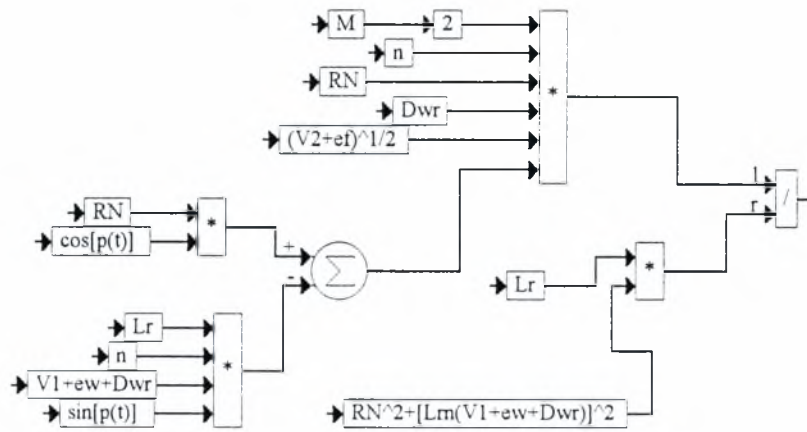


Ακολουθούν οι σχέσεις των σφαλμάτων της ταχύτητας και της ροής

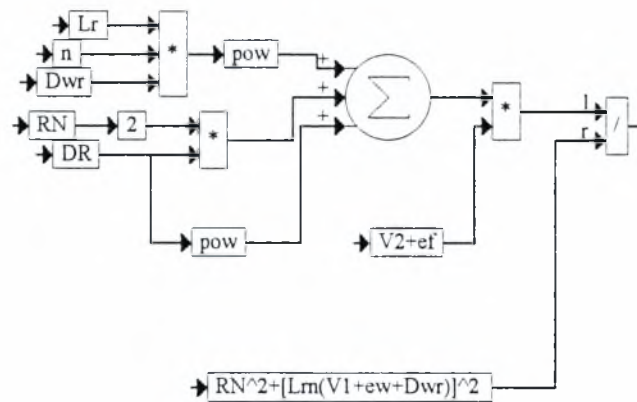




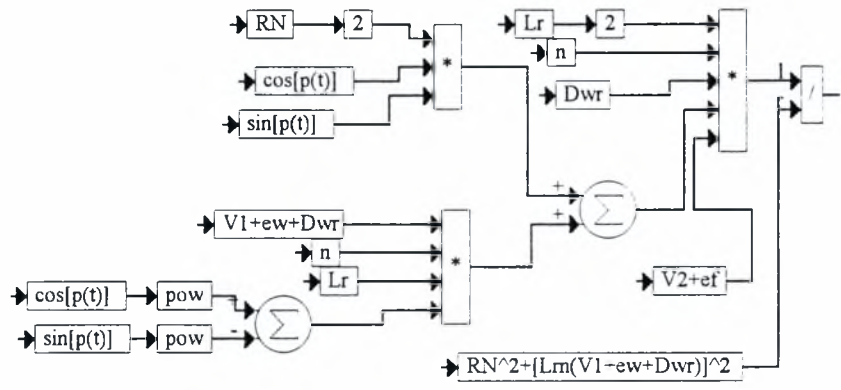
01
 \Downarrow



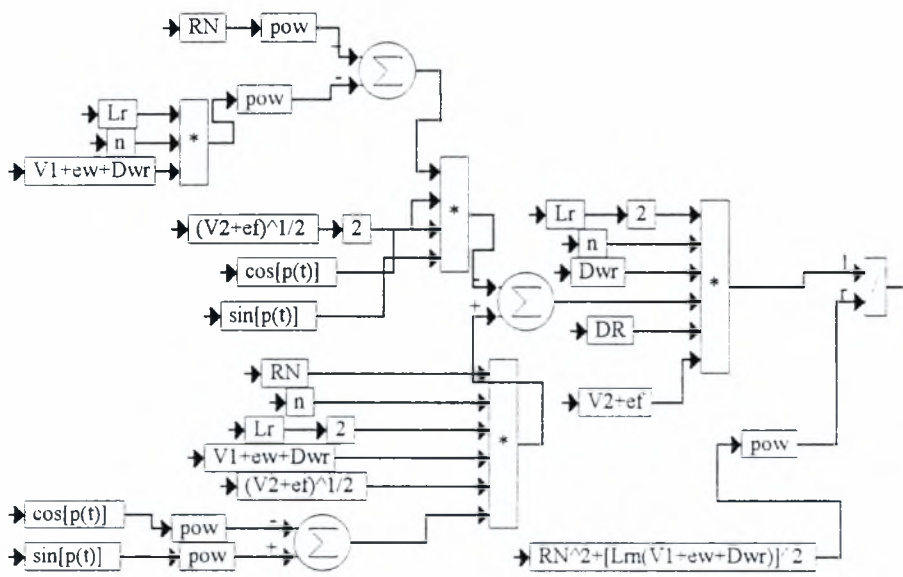
02
 \Downarrow



03

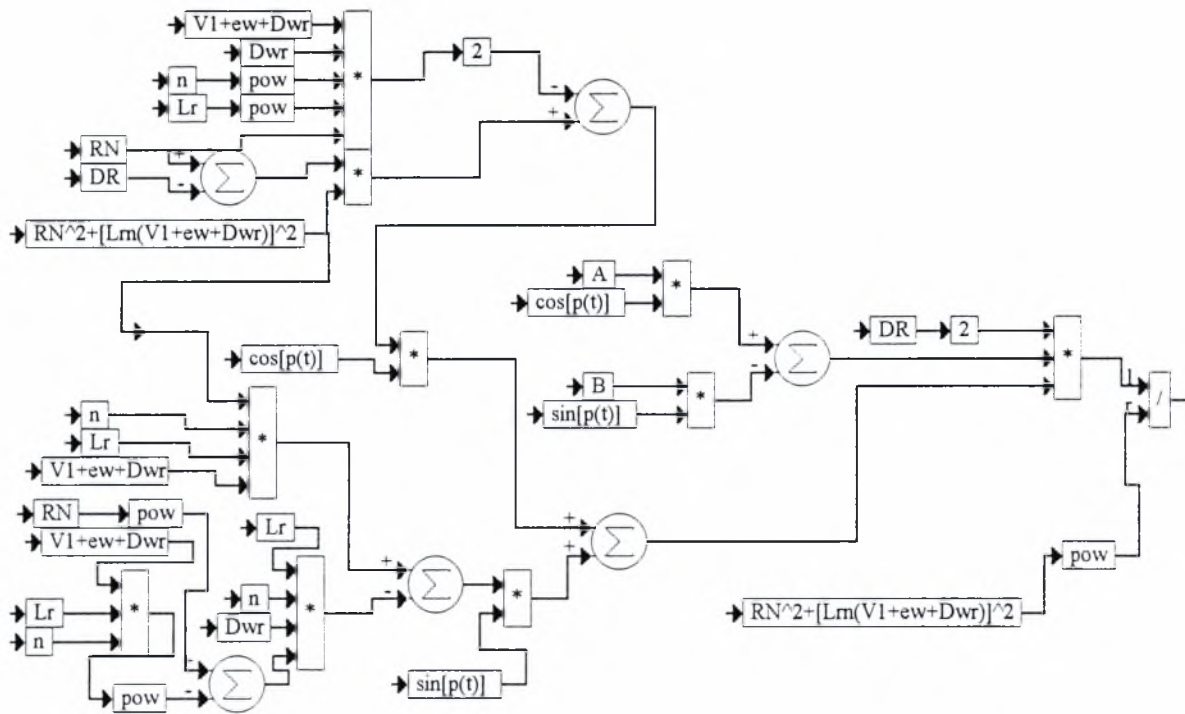


04

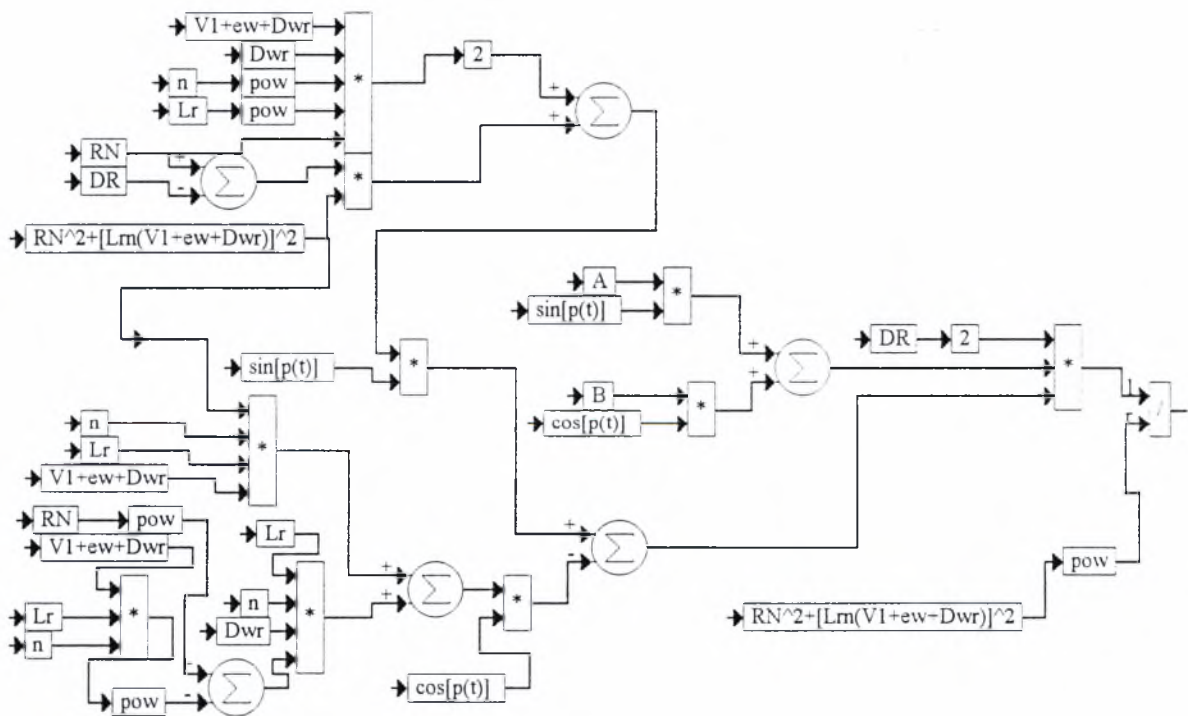


05

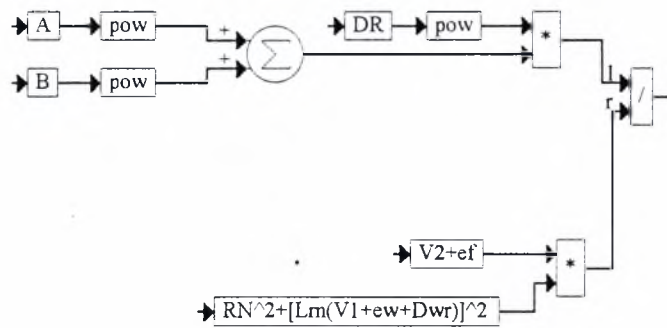




06



07



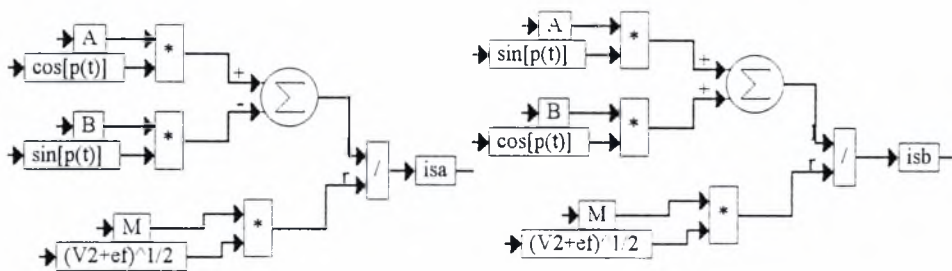
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι σχέσεις των αποκρίσεων των ροών, των ρευμάτων και των τάσεων του κινητήρα στο κλειστό σύστημα

fluxes
currents
voltages

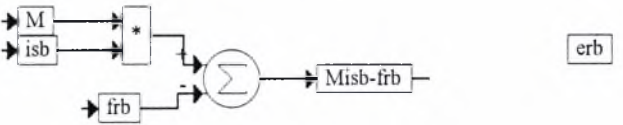
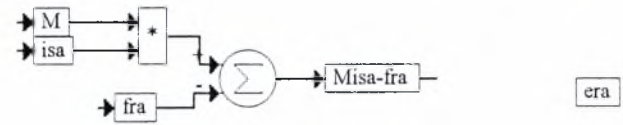
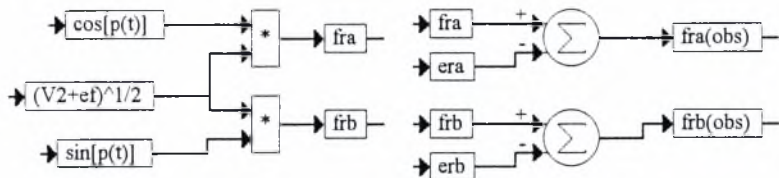


controller output
voltages isa.isb
fra.frb
observer errors 3-phase
fra(observed) quantities
frb(observed)

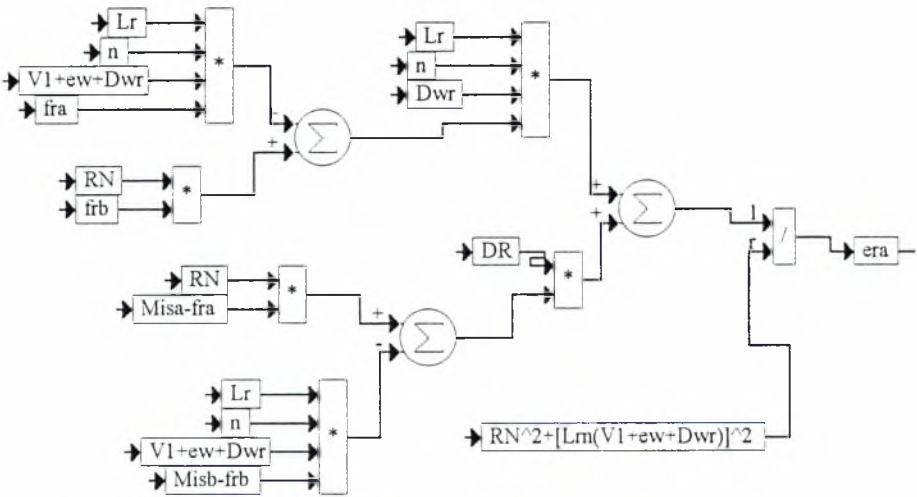
isa.isb



fra,frb
 observer errors
 fra(observed)
 frb(observed)

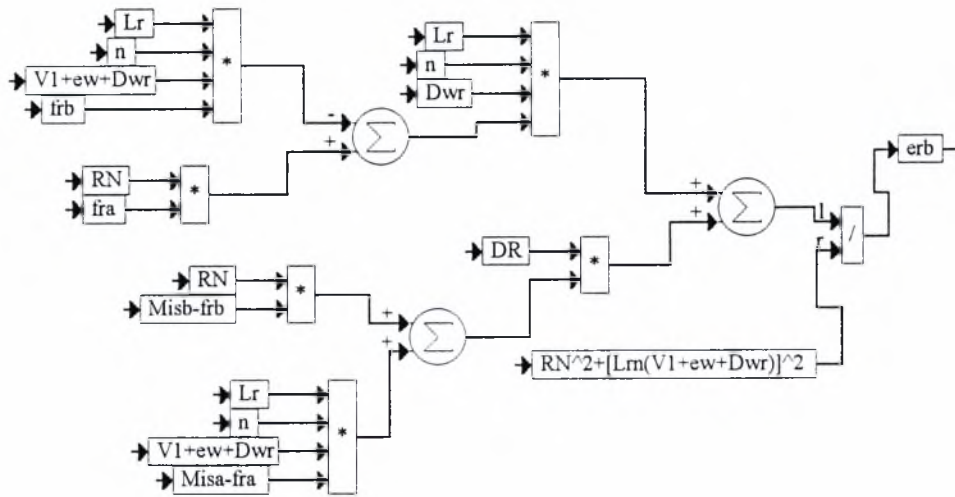


era

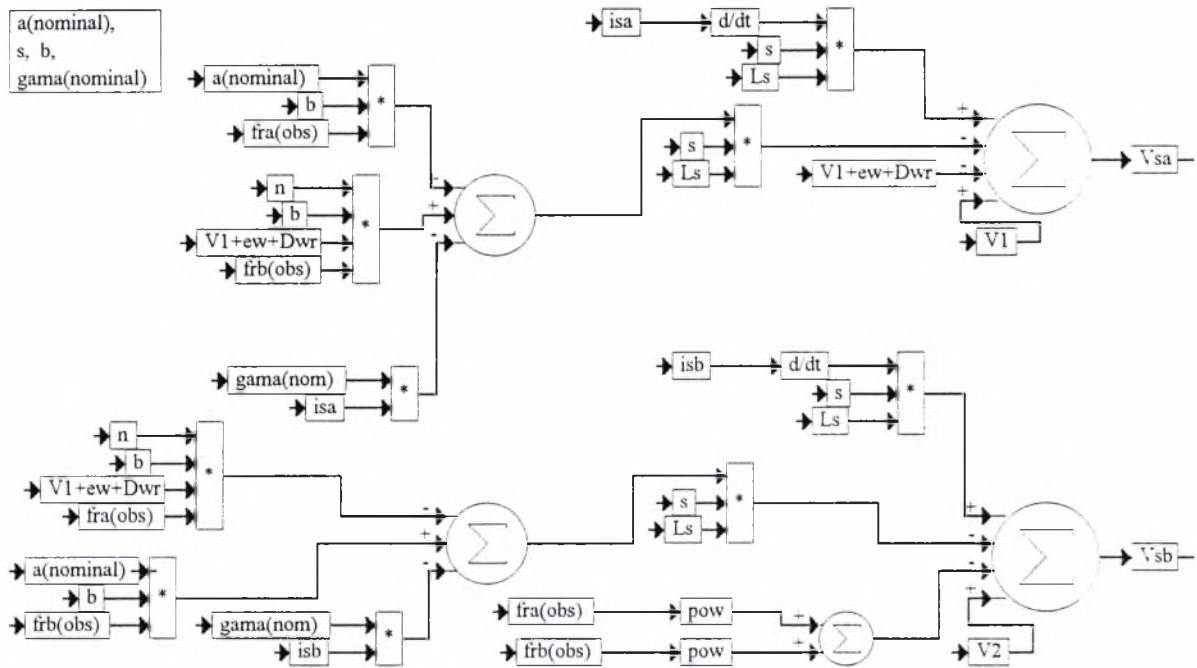


erb



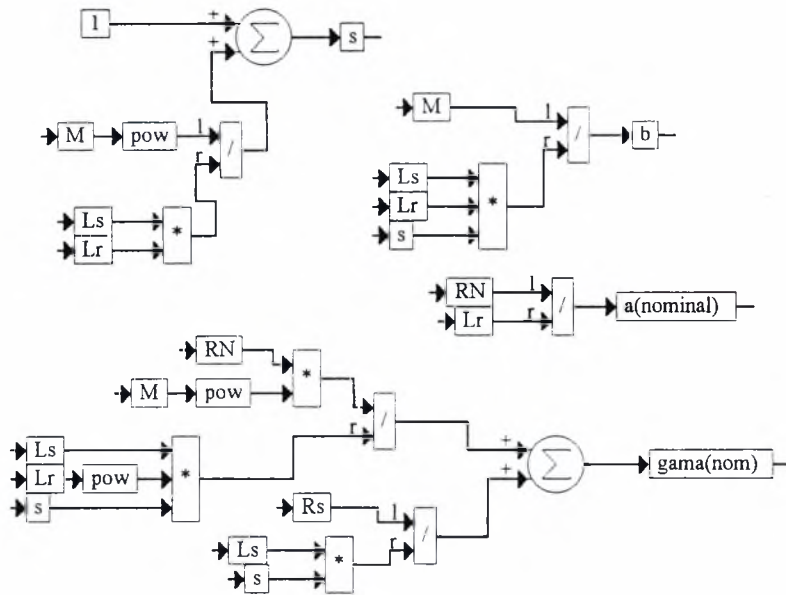


controller output voltages



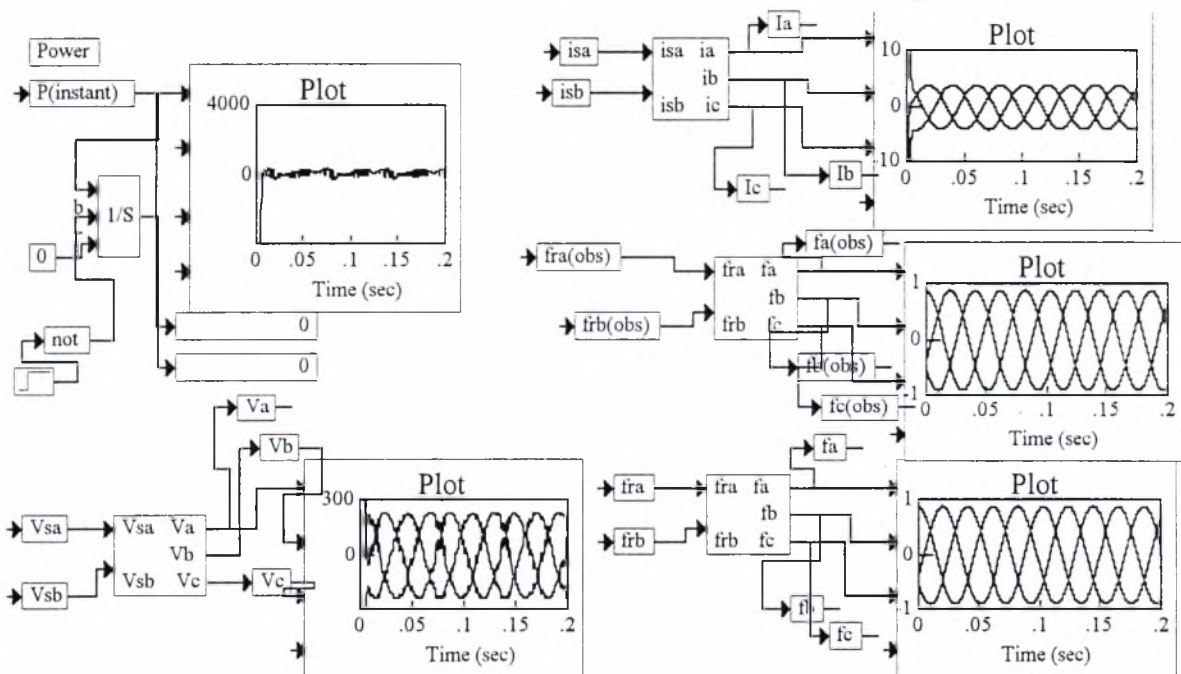
$a(\text{nominal})$,
 s , b ,
 $\text{gama}(\text{nominal})$



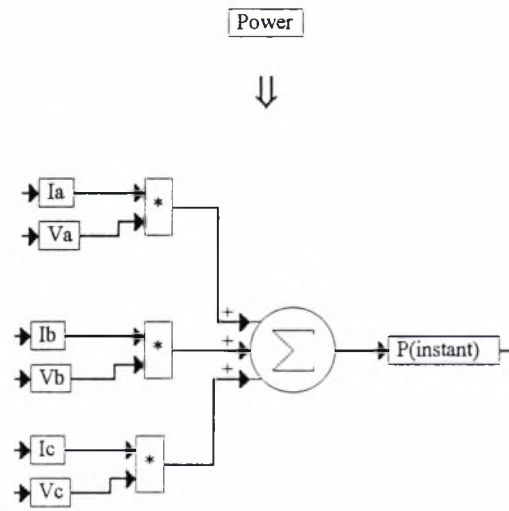


Οι μετασχηματισμοί από το διφασικό στο τριφασικό σύστημα είναι

3-phase quantities



Ακολουθεί η σχέση της στιγμιαίας ισχύος



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

Τεχνικά Στοιχεία

Σε αυτό το παράρτημα παρουσιάζονται τα τεχνικά στοιχεία των βασικότερων ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή της πειραματικής διάταξης ελέγχου του επαγωγικού κινητήρα BALDOR M3541. Τα εξαρτήματα παρουσιάζονται με την ακόλουθη σειρά: 1) μετρητής ταχύτητας (encoder) 735-L1 2) ημιαγώγιμη μονάδα ισχύος IGBT SEMIKRON SKM 40 GD 123D 3) οπτοαπομονωτής HARRIS H11L1 4) τελεστικός ενισχυτής απομόνωσης BURR-BROWN ISO122P 5) τελεστικός ενισχυτής NS LM324 6) αντιστροφείς CD4069 7) αντιστροφείς MM54HC14 8) D FLIP-FLOP MM54HC74A 9) πύλες XOR MM54HC86



Series 730

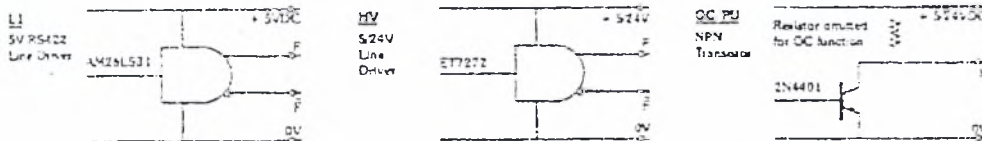
Design Features

This low cost and very rugged size 25 encoder has been designed to suit a wide variety of industrial applications, and may be specified in various output options, from 0001 to 3000 ppr, as per the list of standard discs on page 31.

Specifications

Input voltage range	5 / 24V (see output circuits)	Starting torque	0.002 Nm (0.02 with seal)
Regulation, for 5V operation	5%, with 2% maximum ripple	Radial loading	20 N operating
Current consumption	50 to 100 mA typical	Axial loading	10 N operating
Output circuits	See Ordering Information	Moment of inertia	320 g/cm
Frequency response	731/734 = 20KHz, 735 = 125 KHz	Acceleration	10 ⁹ radlans / sec ²
Symmetry	180° electrical, ± 5% (± 18°)	Weight	0.45 Kg
Quadrature phasing	90° electrical, ± 10% (± 36°)	Housing	Aluminium with protective finish
Reference marker pulse	Normally gated (A+Z=F) Other options available	Mounting	Servo Flange or Square Flange
Rise time	Less than 1 microsecond	Operating temperature	-10°C to +70°C
Accuracy	Within 0.1° from one pulse to any other	High Temperature option	(735 only) -10°C to +100°C
LED life	100,000 hrs typical	Storage temperature	-35°C to +85°C
Pulses per revolution	See ordering information	Humidity	95% RH
Max shaft speed	6,000 rpm continuous	Vibration	10 G's @ 58 to 500 Hz
Shaft sizes and types	See ordering information	Shock	50 G's for 11 mSec
Shaft tolerances	g6	Protection	IP54 (IP65 with gland and shaft seal)
Bearings	Double sealed ABEC 3		

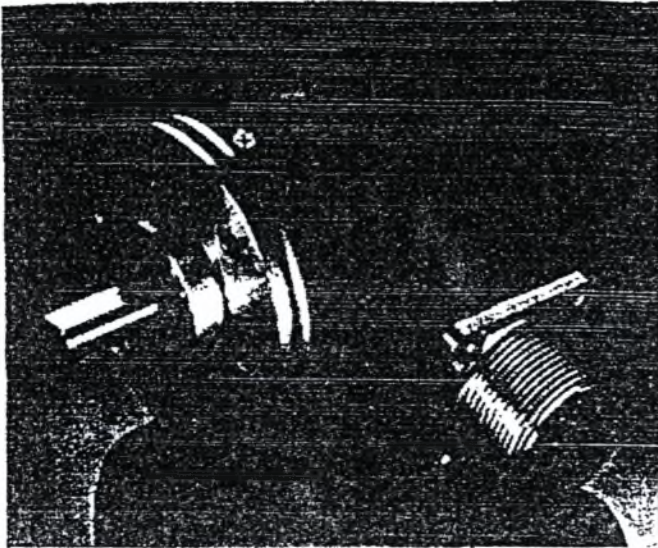
Output Circuits



For terminating information please see pages 35 & 36

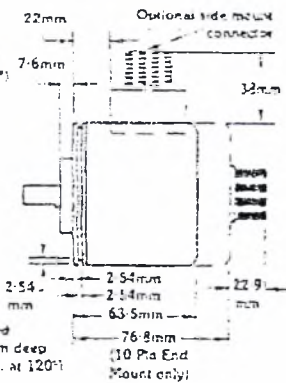
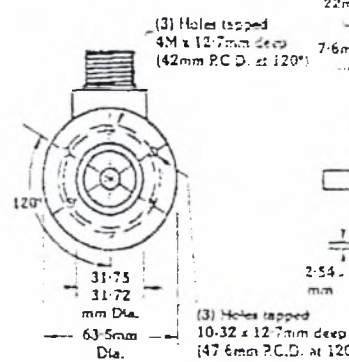
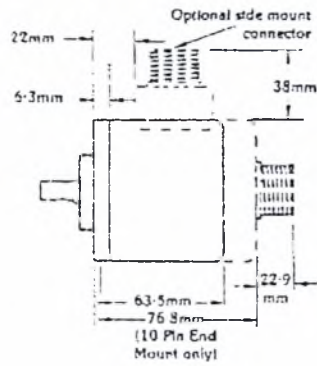
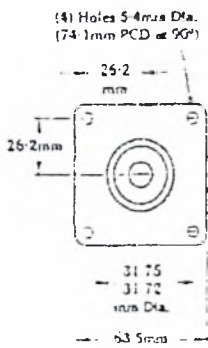
Ordering Information

730	Signal Configuration	VCC / Output Circuit	Mounting	Shaft	Connector	Pulses per Revolution	HTO
1 = Single A (\bar{A} , L1 & HV)			S = Round Servo Flange F = Square Flange			731-733: 0001 - 1600 ppr 734: 0001 - 0999 ppr 735: Purple: HTO available! 0100, 0120, 0125, 0200, 0250, 0300, 0360, 0400, 0500, 0512, 0600, 0635, 0720, 0800, 1000, 1024, 1200, 1250, 1270, 1500, 1800, 2000, 2048, 2400, 2500, 3000, 739: 3600, 4000, 4096, 4800, 5000, 6000. As per list on page 31	
2 = Quadrature A+B ($\bar{A}+\bar{B}$, L1 & HV)				06 = 6mm 07 = 7mm 08 = 8mm 10 = 10mm 12 = 12mm OS = 0.375" X = Special Shaft	EG2 = End Gland + 2m cable SG2 = Side Gland + 2m cable E04 = End 4 pin connector S04 = Side 4 pin connector E06 = End 6 pin connector S06 = Side 6 pin connector S07 = Side 7 pin connector S10 = Side 10 pin connector LE1* = End 10 pin connector		
3 = Single - Marker A+Z ($\bar{A}+\bar{Z}$, L1 & HV)				See dimensions for details of shaft			
4 = Quad. - Marker A+B+Z ($\bar{A}+\bar{B}+\bar{Z}$, L1 & HV)							
5 = Quad. - Marker A+B+Z ($\bar{A}+\bar{B}+\bar{Z}$, L1 & HV @ 125 KHz). High temp option available from 0100 to 1024 ppr only							
9 = Single - Marker (HVL D only) High Resolution							
L1 = 5V RS422 Differential Driver HV = 5/24V RS422 Differential Driver PU = 5/24V NPN with Pull-up OC = 5/24V NPN Open Collector							Add 'HTO' if high temperature option required (for 735 only) See pulses per revolution



731 Single Channel	A
732 Quadrature	A-B
733 Single + Marker	A-Z
734 Quadrature + Marker	A-B+Z
735 Quadrature + Marker	A-B+Z (125 KHz)
Square flange surcharge	MFS
735 High temperature option	HTO
739 Single + Marker	A-Z High Resolution
Extra Cable, per Metre	C8L
Mounting Flange 50 / 58 mm	M-2
Mounting Bracket 'L'	M-3
Mounting Flange L25G	M-7
4 pin mating connector	C04
6 pin mating connector	C06
7 pin mating connector	C07
10 pin mating connector	C10
Line Driver / Receiver Module	RX/TX
Pulse Doubling (731)	PX2

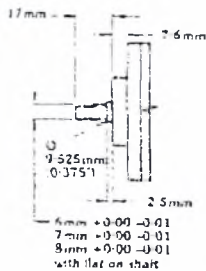
Dimensions



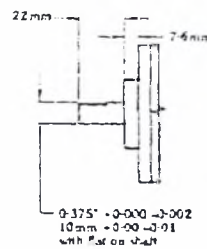
Flange Mount

Servo Mount

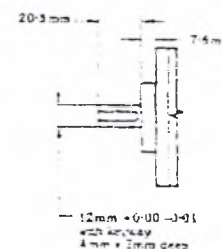
Shaft Sizes



6, 7 and 8 mm Shafts



0.375" and 10mm Shafts



12mm Shaft

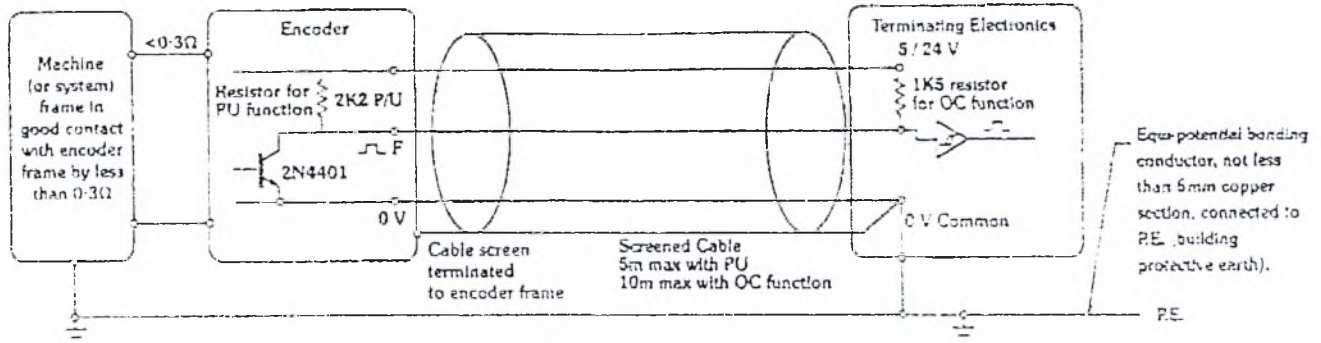


Output Circuits

Outputs PU, and OC, 5/24 volt NPN (2N4401)

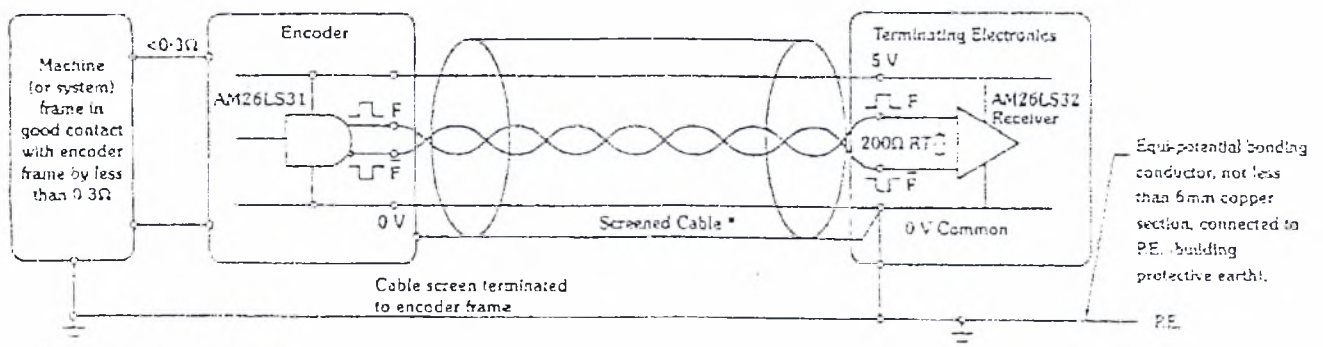
"PU" Outputs have the collector of the NPN transistor pulled up to the encoder supply voltage through a (2K2 or 1K5) resistor PU. This will sink up to 100 mA per channel.

With "OC" outputs the resistor (PU) is moved to the receiver end of the cable as (OC). It may be pulled up to voltages other than that which supplies the encoder. All screens should be terminated to P.E. (building protective earth) at each end. It may also be necessary to provide an equi-potential bonding conductor between all parts of a machine or system, in order to maintain a 0 V potential difference to P.E.



Output L1, 5 volt RS422 Differential Line Driver (AM26LS31)

RS 422 Line Drivers provide TWO signals for each channel. These DIFFERENTIAL outputs are designed to transmit data over long lengths of cable, terminating into an approved RS422 receiver (AM26LS33). Please note that TERMINATING resistors R_T should be connected, between the true and inverted outputs, AT THE RECEIVER END. All screens should be terminated to P.E. (building protective earth) at each end. It may also be necessary to provide an equi-potential bonding conductor between all parts of a machine or system, in order to maintain a 0 V potential difference to P.E.

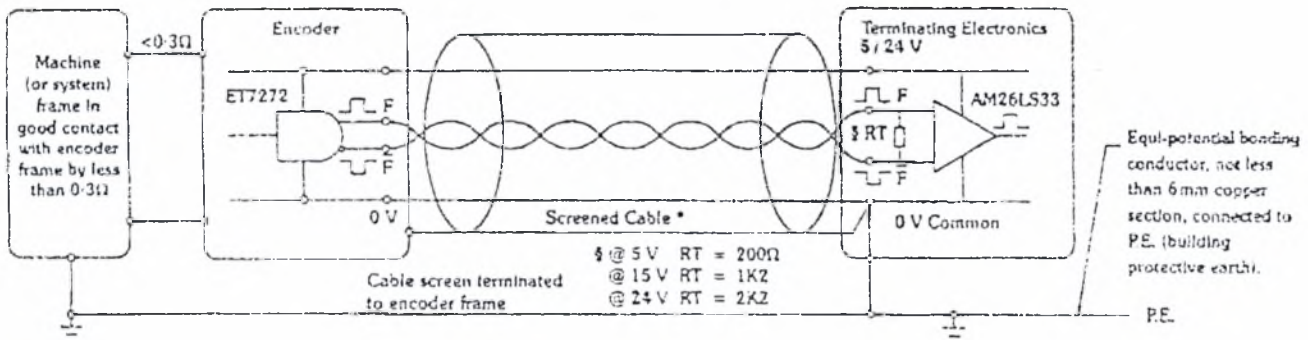


* With care, and good cabling practice, it is possible to transmit secure signals over several hundred metres. Suggested cable specification UL 2464 or equivalent.



Output HV 5/24 volt RS422-Differential Line Driver (ET7272)

Similar in operation to the 5V RS422 line driver (L1) but with the advantage of the wider operating voltage of 5/24 V. These drivers have a push-pull output, capable of sinking or sourcing up to 20 mA, for each signal. Please note that terminating resistors R_T should be connected, between the true and inverted outputs, AT THE RECEIVER END. All screens should be terminated to P.E. (building protective earth) at each end. It may also be necessary to provide an equal-potential bonding conductor between all parts of a machine or system, in order to maintain a 0 V potential difference to P.E.



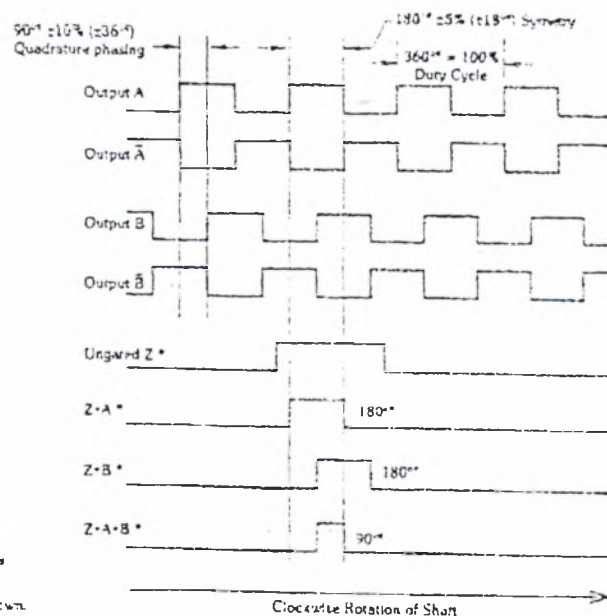
* With care, and good cabling practice, it is possible to transmit secure signals over several hundred metres. Suggested cable specification: UL 2464 or equivalent.

Waveform Timing

These output waveform timing diagrams illustrate the relationship of output A, B, and Index. Quadrature separation (right) is typically 90 electrical degrees with a tolerance of 10%. Output A leads B for clockwise rotation of the encoder shaft. For NPN output, \bar{A} , \bar{B} , and \bar{Z} will not be present. For some types the marker pulse can be gated, $Z \cdot A$, $Z \cdot B$, $Z \cdot A \cdot B$.

Note:
 These signal configurations were obtained from a clockwise turning shaft (viewed from the shaft end) with the oscilloscope triggering on the negative edge of Output A with scope channel 1, and Output B or Output Z on scope channel 2.

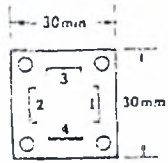
Complement outputs
 \bar{Z} , $\bar{Z} \cdot A$, $\bar{Z} \cdot B$, $\bar{Z} \cdot A \cdot B$
 available but not shown.



Terminating Information



4 Pin Hirschman Connector



* Front view of encoder mounted connector

- 1 = 0V Common
- 2 = VCC
- 3 = Signal A
- 4 = Signal B

Series 800 Absolute Terminations

Brown	Data 1	MSB	Brown/Yellow	VCC
Red	Data 2		White/Yellow	0V Common
Pink	Data 3			
Yellow	Data 4			
Green	Data 5			
Blue	Data 6			
Violet	Data 7			
Grey	Data 8			
White	Data 9			
Black	Data 10	LSB 10 Bit		
Brown/Green	Data 11	LSB 11 Bit		
Red/Blue	Data 12	LSB 12 Bit		

Green/White *CW/CCW

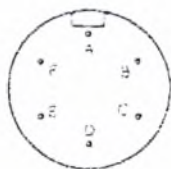
*Normal count direction counter-clockwise (view on shaft). Can be reversed to clockwise count by connecting this pin to 0V Common. Do not connect to a voltage greater than 5VDC.

6, 7, 10 Pin MS Crown Connector (C06, C07, C10)

	Pin	711R	711	731	732	733	702	734	735	725	
		716R	716	741	742	743		744			
6 pin (No Case Ground)	7 pin	10 pin	A	VCC	0V	A	A	A	A	A	A
			B	0V	VCC	—	B	Z	B	B	B
			C	A	(\bar{A})*	(\bar{A})*	(\bar{A})*	(\bar{A})*	Z	Z	Z
			D	B	A	VCC	VCC	VCC	VCC	VCC	VCC
			E	(\bar{A})*	B	—	(\bar{B})*	(\bar{Z})*	—	—	—
			F	(\bar{B})*	(\bar{B})*	0V	0V	0V	0V	0V	0V
			G			Case Grnd	Case Grnd	Case Grnd	Case Grnd	Case Grnd	Case Grnd
			H						(\bar{A})*	(\bar{A})*	(\bar{A})*
			I						(\bar{B})*	(\bar{B})*	(\bar{B})*
			J						(\bar{Z})*	(\bar{Z})*	(\bar{Z})*

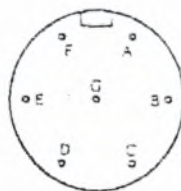
* Only available with output circuits L1 and HV

C06



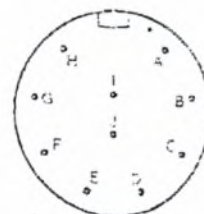
Ø 22mm

C07



Ø 25mm

C10



Ø 23mm

* Front view of encoder mounted connector

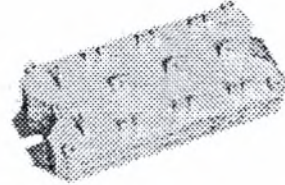
6 Pin Connectors do not provide for a case ground pin. To ensure continuity of protective earth, the cable's braided screen should maintain full contact with the mating connector, by means of the clamp provided. Failure to observe this procedure may negate any EMC protection.

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V _{CEs}		1200	V
V _{CGR}	R _{GE} = 20 kΩ	1200	V
I _C	T _{case} = 25/80 °C	40 / 25	A
I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	70 / 50	A
V _{GES}		± 20	V
P _{tot}	per IGBT, T _{case} = 25 °C	200	W
T _j , (T _{sig})		- 40 ... +150 (125)	°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	55/150/56	
Inverse Diode			
I _F = - I _C	T _{case} = 25/80 °C	45 / 30	A
I _{FM} = - I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	70 / 50	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms; sin.; T _j = 150 °C	350	A
I ² t	t _p = 10 ms; T _j = 150 °C	600	A ² s

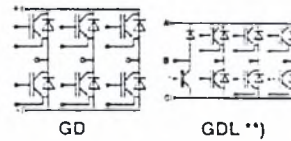
Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
V _{(BR)CES}	V _{GE} = 0, I _C = 0,8 mA	≥ V _{CEs}	-	-	V
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 1 mA	4,5	5,5	6,5	V
I _{CEs}	V _{GE} = 0 } T _j = 25 °C V _{CE} = V _{CEs} } T _j = 125 °C	-	0,1	1	mA
I _{GES}	V _{GE} = 20 V, V _{CE} = 0	-	-	200	nA
V _{CEsat}	I _C = 25 A } V _{GE} = 15 V; I _C = 40 A } T _j = 25 (125) °C	-	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V _{CEsat}	I _C = 40 A } T _j = 25 (125) °C	-	3,1(3,9)	-	V
g _{is}	V _{CE} = 20 V, I _C = 25 A	-	20	-	S
C _{CHC}	per IGBT	-	-	300	pF
C _{res}	V _{GE} = 0	-	1500	2100	pF
C _{res}	V _{CE} = 25 V	-	250	300	pF
C _{res}	f = 1 MHz	-	110	150	pF
L _{CE}		-	-	60	nH
t _{on}	V _{CC} = 600 V	-	70	-	ns
t _r	V _{GE} = + 15 V / - 15 V ³⁾	-	55	-	ns
t _{off}	I _C = 25 A, ind. load	-	400	-	ns
t _f	R _{Gon} = R _{Goff} = 40 Ω	-	40	-	ns
E _{on} ⁵⁾	T _j = 125 °C	-	3,8	-	mWs
E _{off} ⁵⁾		-	2,3	-	mWs
Inverse Diode ⁶⁾					
V _F = V _{EC}	I _F = 25 A } V _{GE} = 0 V; I _F = 40 A } T _j = 25 (125) °C	-	2,0(1,8)	2,5	V
V _F = V _{EC}	I _F = 40 A } T _j = 25 (125) °C	-	2,3(2,1)	-	V
V _{TO}	T _j = 125 °C	-	1,1	1,2	V
r _T	T _j = 125 °C	-	25	44	mΩ
I _{RPM}	I _F = 25 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	19(25)	-	A
Q _{rr}	I _F = 25 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	1,5(4,5)	-	μC
Thermal Characteristics					
R _{thjC}	per IGBT	-	-	0,6	°C/W
R _{thjC}	per diode	-	-	1,0	°C/W
R _{thm}	per module	-	-	0,05	°C/W

SEMİTRANS® M IGBT Modules

SKM 40 GD 123 D
SKM 40 GD 123 D L*)
SKM 40 GDL 123 D **)



Sixpack



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 * I_{nom}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes³⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (9 mm) and creepage distances (13 mm).

Typical Applications

- Switched mode power supplies
- Three phase inverters for AC motor speed control
- Pulse frequencies also above 15 kHz

¹⁾ T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified

²⁾ I_F = - I_C, V_R = 600 V, - di/dt = 500 A/μs, V_{GE} = 0 V

³⁾ Use V_{GEoff} = -5 ... -15 V

⁵⁾ See fig. 2 + 3; R_{Goff} = 40 Ω

⁶⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

*) Main terminals = 2 mm dia. outline → B 6 - 10

***) Sevenpack, picture → B6 - 29 Cases and mech. data → B6 - 16 Sixpack and Sevenpack

SKM 40 GD 123 D, SKM 40 GDL 123 D

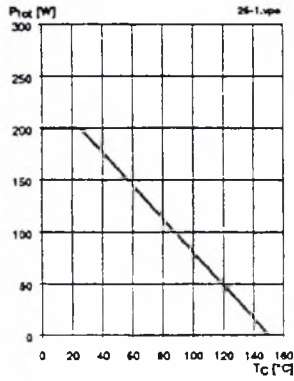


Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_c)$

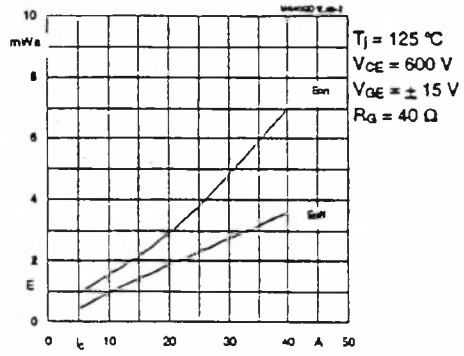


Fig. 2 Turn-on /-off energy $= f(I_c)$

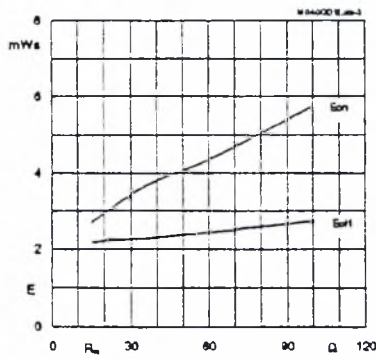


Fig. 3 Turn-on /-off energy $= f(R_g)$

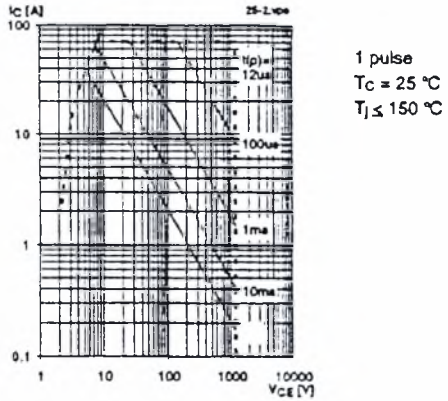


Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_c = f(V_{ce})$

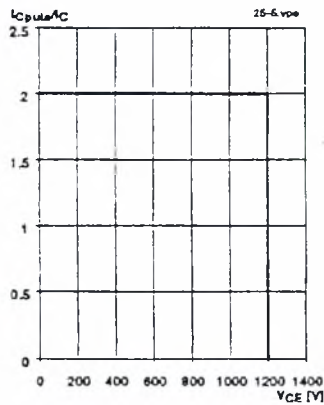


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

$T_j \leq 150 \text{ °C}$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$
 $R_{g(on)} = 40 \text{ } \Omega$
 $I_c = 25 \text{ A}$

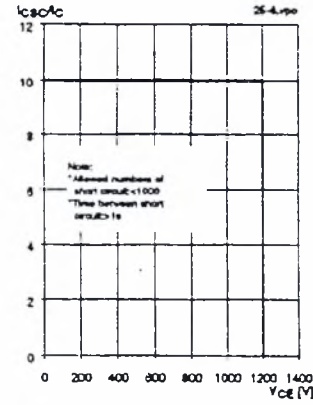


Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_c = f(V_{ce})$

$T_j \leq 150 \text{ °C}$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$
 $t_{ec} \leq 10 \text{ } \mu\text{s}$
 $L < 50 \text{ nH}$
 $I_c = 25 \text{ A}$

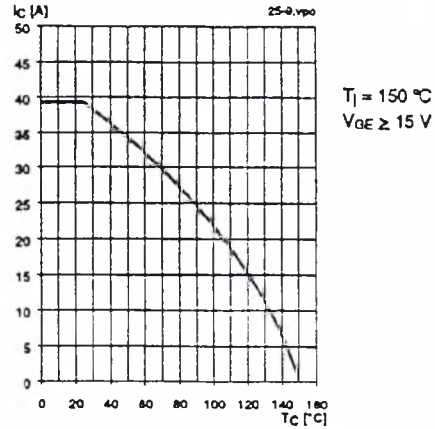


Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_c = f(T_c)$

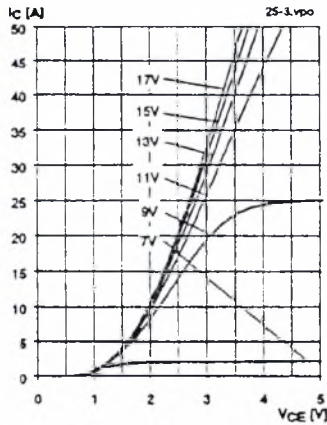


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; 25 °C

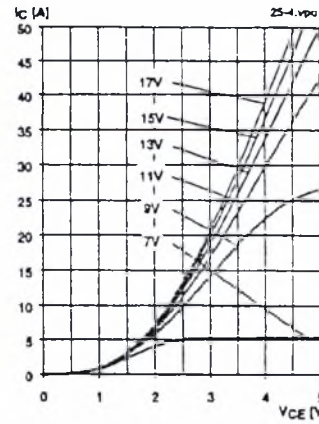


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; 125 °C

$$P_{cond(\tau)} = V_{CEsat(\tau)} \cdot I_{C(\tau)}$$

$$V_{CEsat(\tau)} = V_{CE(\tau O)(\tau)} + r_{CE(\tau)} \cdot I_{C(\tau)}$$

$$V_{CE(\tau O)(\tau)} \leq 1,5 + 0,002 (T_j - 25) [V]$$

$$r_{CE(\tau)} = 0,040 + 0,00016 (T_j - 25) [\Omega]$$

$$\text{valid for } V_{GE} = +15 \frac{+2}{-1} [V]; I_c \geq 0,3 I_{Cn}$$

Fig. 11 Typ. saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equations

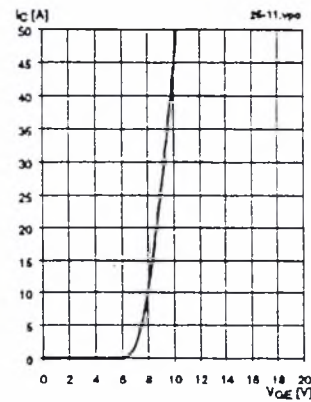


Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $V_{CE} = 20 V$

SKM 40 GD 123 D, SKM 40 GDL 123 D

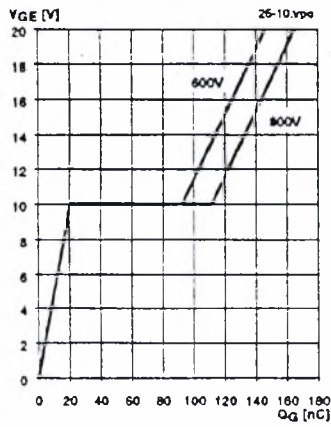


Fig. 13 Typ. gate charge characteristic

$I_{c\text{pulse}} = 25 \text{ A}$

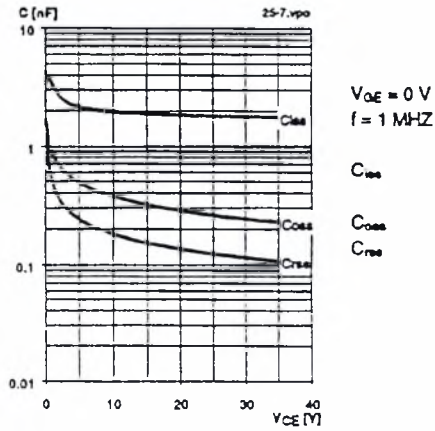


Fig. 14 Typ. capacitances vs. V_{CE}

$V_{GE} = 0 \text{ V}$
 $f = 1 \text{ MHz}$

C_{iss}
 C_{oss}
 C_{rss}

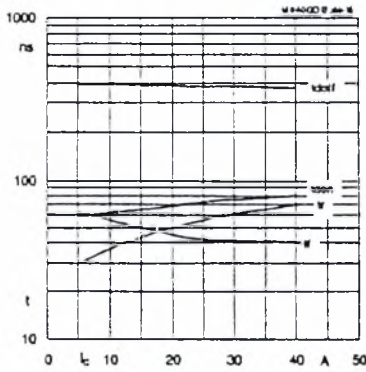


Fig. 15 Typ. switching times vs. I_c

$T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$
 $V_{CE} = 600 \text{ V}$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$
 $R_{gon} = 40 \text{ } \Omega$
 $R_{goff} = 40 \text{ } \Omega$
induct. load

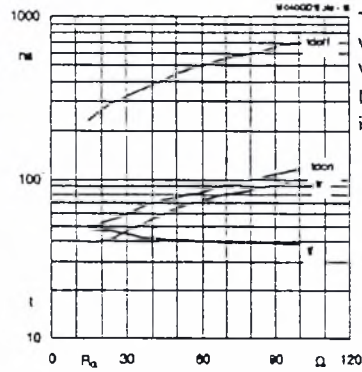


Fig. 16 Typ. switching times vs. gate resistor R_g

$T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$
 $V_{CE} = 600 \text{ V}$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$
 $I_c = 25 \text{ A}$
induct. load

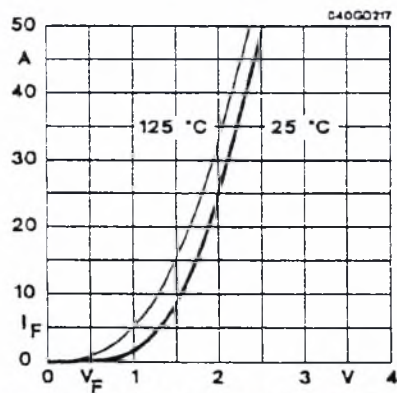


Fig. 17 Typ. CAL diode forward characteristic

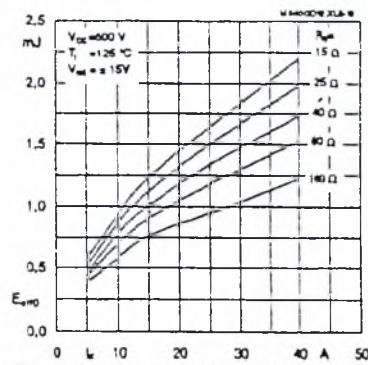


Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

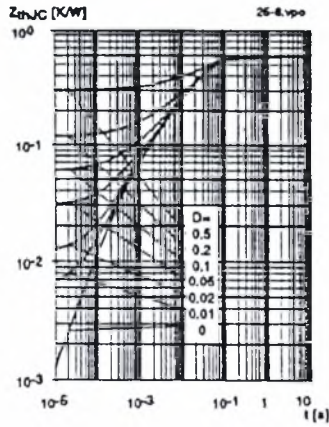


Fig. 19 Transient thermal impedance of IGBT
 $Z_{thJC} = f(t_p)$; $D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

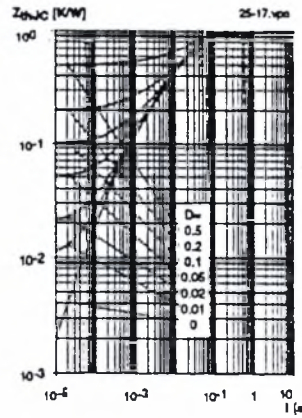


Fig. 20 Transient thermal impedance of inverse CAL diodes
 $Z_{thJC} = f(t_p)$; $D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

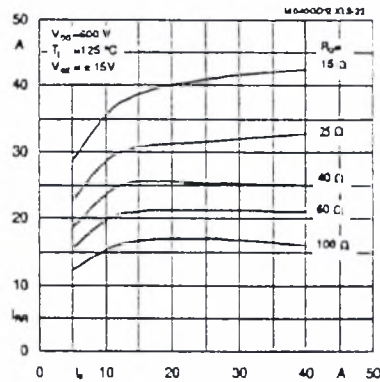


Fig. 22 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(I_r; R_{\theta})$

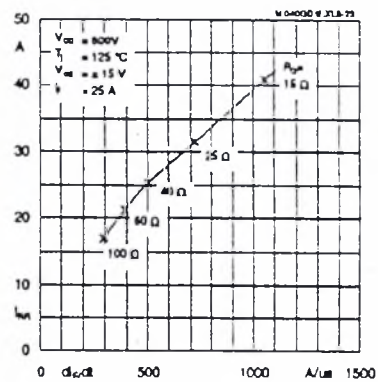


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(dv/dt)$

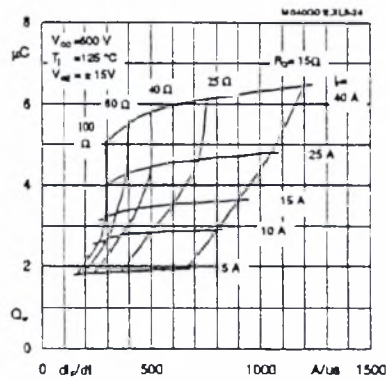
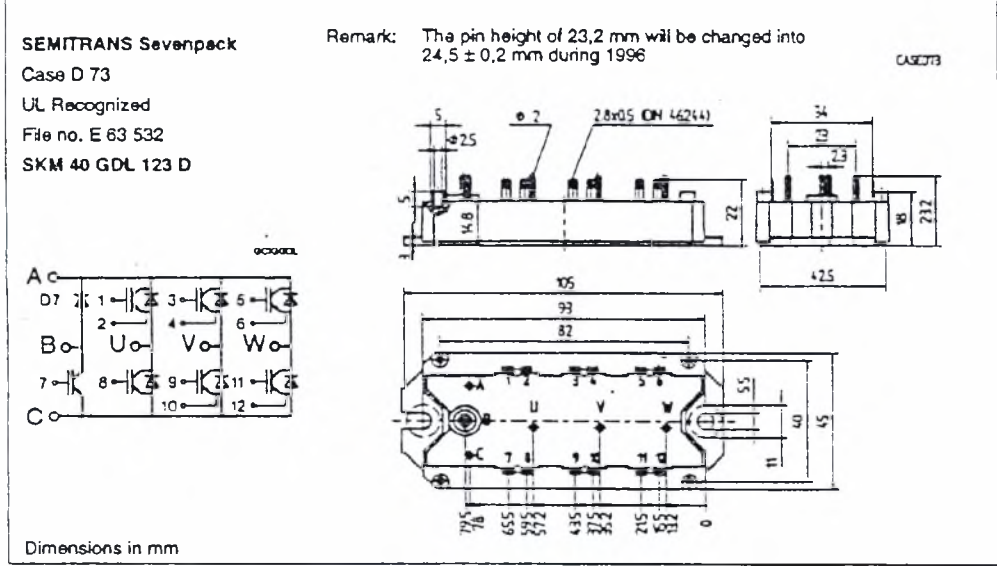
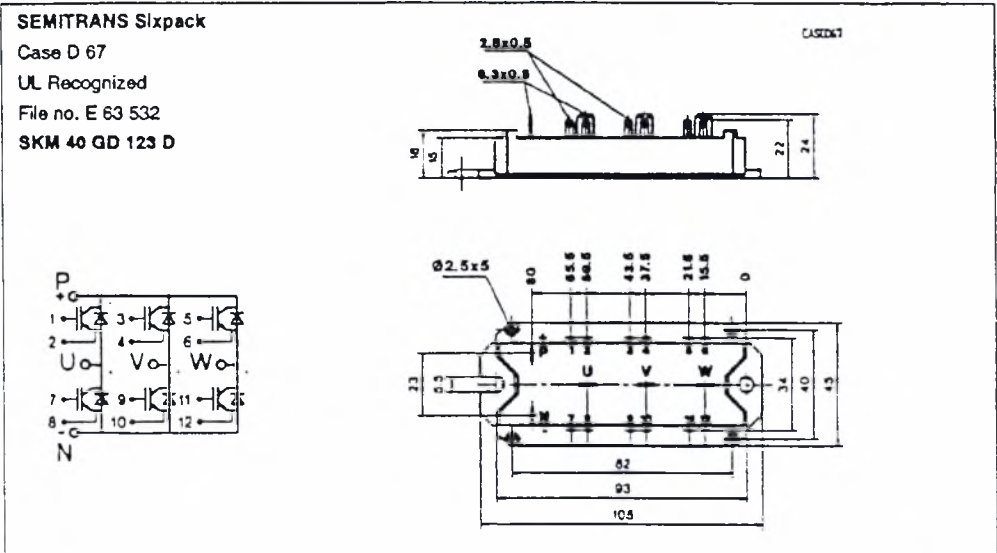


Fig. 24 Typ. CAL Diode recovered charge

SKM 40 GD 123 D, SKM 40 GD L 123 D



Case outlines and circuit diagrams

Symbol	Conditions		Values			Units
			min.	typ.	max.	
M ₁	to heatsink, SI Units (M5)		4	-	5	Nm
a	to heatsink, US Units		35	-	44	lb.in.
w			-	-	5x9,81	m/s ²
			-	-	190	g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESD). Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.
 Two devices are supplied in one SEMIBOX A.
 Larger packing units (10 and 20 pieces) are used if suitable.
 SEMIBOX → page C - 1.

H11L1, H11L2, H11L3 Optoisolator GaAs Infrared Emitting Diode and Microprocessor Compatible Schmitt Trigger

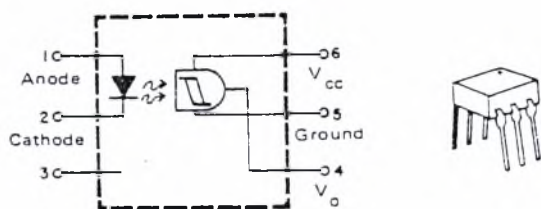
The H11L series has a gallium arsenide, infrared emitting diode optically coupled across an isolating medium-to-high speed integrated circuit detector. The output incorporates a Schmitt trigger which provides hysteresis for noise immunity and pulse shaping. The detector circuit is optimized for simplicity of operation and utilizes an open collector output for maximum application flexibility. These devices are mounted in dual in-line packages. These devices are also available in surface-mount packaging.

FEATURES

- Free from latch up and oscillation throughout voltage and temperature ranges
- High data rate, 1 MHz typical (NRZ)
- Microprocessor compatible drive
- Logic compatible output sinks 16 milliamperes at 0.4 volts maximum
- High isolation between input and output
- Guaranteed On/Off threshold hysteresis
- High common mode rejection ratio
- Fast switching: $t_{rise}, t_{fall} = 100$ nanoseconds typical
- Wide supply voltage capability, compatible with all popular logic systems

MECHANICAL SPECIFICATIONS

- Plastic 6 PIN dual in line package, tin plated leads
- Lead orientation as shown:



absolute maximum ratings: (25°C)

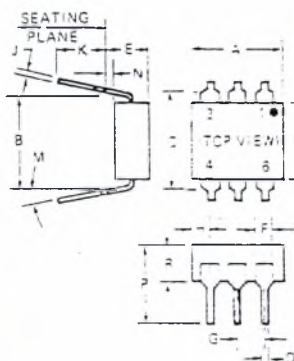
INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliampere
Forward Current (Peak) (Pulse Width 1 μ sec 300pps)	3	amperes
Reverse Voltage	6	volts
*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.		

PHOTO DETECTOR		
Power Dissipation	**150	milliwatts
V ₄₅ Allowed Range	0 to 16	volts
V ₆₅ Allowed Range	0 to 16	volts
I ₄ Output Current	50	milliampere
**Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.		

VDE Approved to 0883/6.80 01!0b Certificate # 35025

APPLICATIONS

- Logic to logic isolator
- Programmable current level sensor
- Line receiver — eliminates noise and transient problems
- Logic level shifter — couples TTL to CMOS
- A.C. to TTL conversion — square wave shaping
- Digital programming of power supplies
- Interfaces computers with peripherals



SYMBOL	MILLIMETERS		INCHES		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	8.38	8.89	.330	.350	
B	7.62 REF		.300 REF		1
C		8.64		.340	2
D	.406	.508	.016	.020	
E		5.08		.200	3
F	1.01	1.78	.040	.070	
G	2.28	2.80	.090	.110	
H		2.16		.085	4
J	.203	.305	.008	.012	
K	2.54		.100		
M		.15		.15	
N	.381		.015		
P		9.53		.375	
R	2.92	3.43	.115	.135	
S	6.10	6.86	.240	.270	

- NOTES:
 1. INSTALLED POSITION LEAD CENTERS.
 2. OVERALL INSTALLED DIMENSION.
 3. THESE MEASUREMENTS ARE MADE FROM THE SEATING PLANE. 4. FOUR PLACES.

TOTAL DEVICE	
Storage Temperature	-55°C to +150°C
Operating Temperature	-55°C to +100°C
Lead Soldering Time (at 260°C)	10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output)	3535 V _(peak) 2500 V _(RMS)
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)	3180 V _(peak) 2250 V _(RMS)

Covered under U.L. component recognition program, reference file E51868

H11L1, H11L2, H11L3

electrical characteristics: (0-70°C)

INFRARED EMITTING DIODE		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	PHOTO DETECTOR		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage	V_F	-	1.10	1.50	volts	Operating Voltage Range	V_{CC}	3	-	15	volts
$I_F = 10 \text{ mA}$		0.75	0.95	-	volts	Supply Current	$I_{6(\text{off})}$	-	1.0	5.0	milli-ampere
$I_F = 0.3 \text{ mA}$					volts	($I_F = 0, V_{CC} = 5 \text{ V}$)					
Reverse Current	I_R	-	-	10	micro-ampere	Output Current, High	I_{OH}	-	-	100	micro-ampere
($V_R = 3 \text{ V}$)						($I_F = 0, V_{CC} = V_o = 15 \text{ V}$)					
Capacitance	C_J	-	-	100	picofarads						
($V = 0, f = 1 \text{ MHz}$)											

coupled electrical characteristics (0-70°C)

				MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Supply Current		$I_{6(\text{on})}$		-	1.6	5.0	milliampere
($I_F = 10 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}$)							
Output Voltage, Low		V_{OL}		-	0.2	0.4	volts
($R_{64} = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = I_{F(\text{on})} \text{ Max}$)							
Turn-On Threshold Current		$I_{F(\text{on})}$					
($R_{64} = 270 \Omega,$							
$V_{CC} = 5 \text{ V}$)							
Turn-Off Threshold Current		$I_{F(\text{off})}$					
($R_{64} = 270 \Omega,$							
$V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F (\text{Max.}) = 40 \text{ mA}$)							
Hysteresis Ratio		$I_{F(\text{off})}/I_{F(\text{on})}$		0.50	0.75	0.90	-
($R_{64} = 270 \Omega,$							
$V_{CC} = 5 \text{ V}$)							

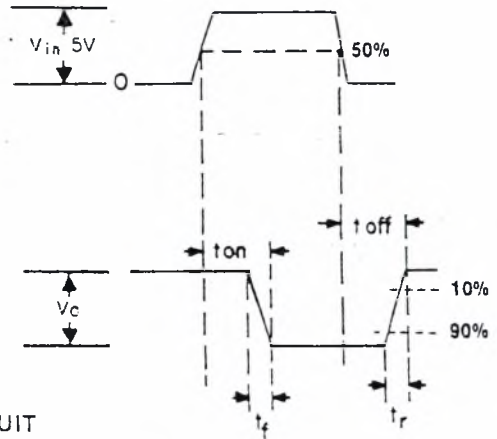
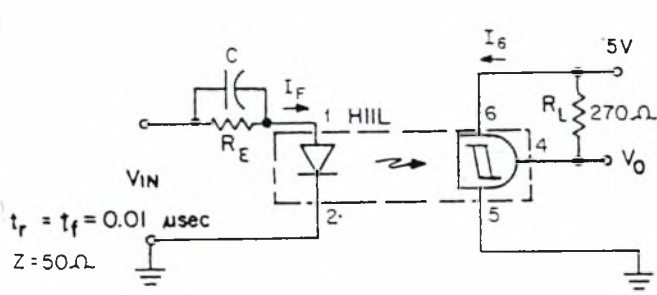
switching characteristics (25°C) H11L1

SWITCHING SPEED		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
$R_E = 1200 \Omega, C = 0$					
Turn-On Time	t_{on}	-	1.0	-	$\mu\text{sec.}$
Fall Time	t_f	-	0.1	-	$\mu\text{sec.}$
Turn-Off Time	t_{off}	-	2.0	-	$\mu\text{sec.}$
Rise Time	t_r	-	0.1	-	$\mu\text{sec.}$
$R_E = 1200 \Omega, C = 270 \text{ pF}, f \leq 100 \text{ KHz}, t_p \geq 1 \mu\text{sec}$					
Turn-On Time	t_{on}	-	0.65	-	$\mu\text{sec.}$
Fall Time	t_f	-	0.05	-	$\mu\text{sec.}$
Turn-Off Time	t_{off}	-	1.20	-	$\mu\text{sec.}$
Rise Time	t_r	-	0.07	-	$\mu\text{sec.}$
Data Rate (NRZ)		-	1.0*	-	MHz
<u>Overdrive Switching</u> ($I_F (\text{Max.}) = 40 \text{ mA}$)					
$V_{IN} = 5 \text{ V DC}, R_E = 75 \Omega, C = 0, V_{CC} = 5 \text{ V}, R_L = 270 \Omega$					
Turn-Off Time	t_{off}	-	-	10	$\mu\text{sec.}$

*Maximum data rate will vary depending on the bias conditions and is usually highest when R_E and C are matched to $I_{F(\text{on})}$ and V_{CC} is between 3 and 5V, with this optimized bias, most units will operate at over 1.5 MHz, NRZ.

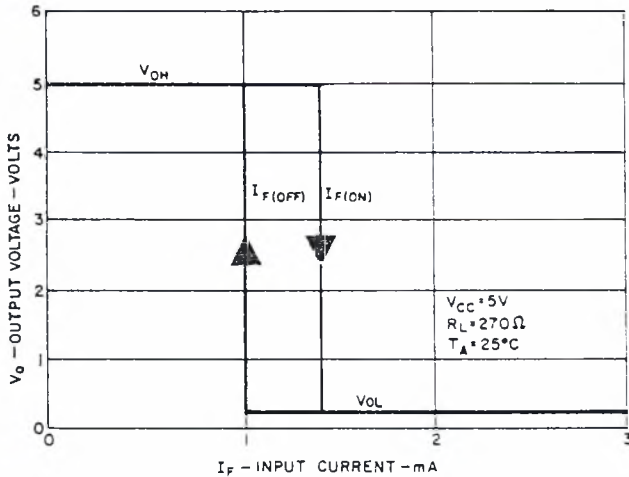
H11L1, H11L2, H11L3

switching characteristics (25°C)

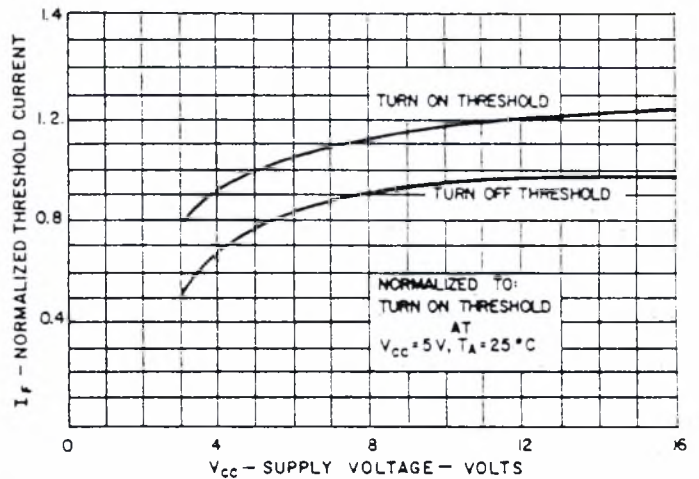


SWITCHING TEST CIRCUIT

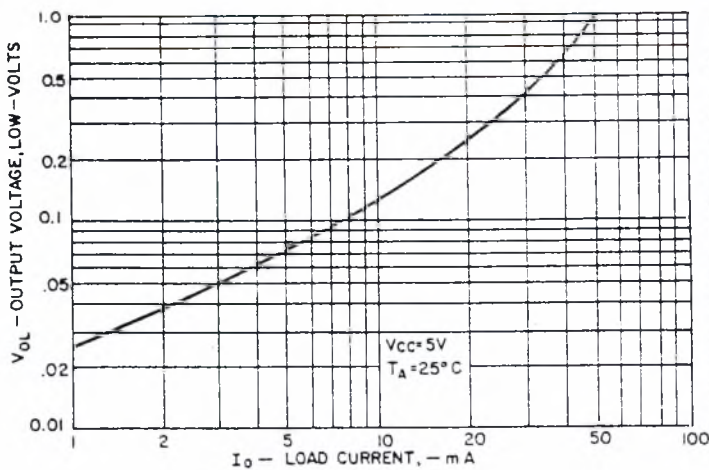
TYPICAL CHARACTERISTICS



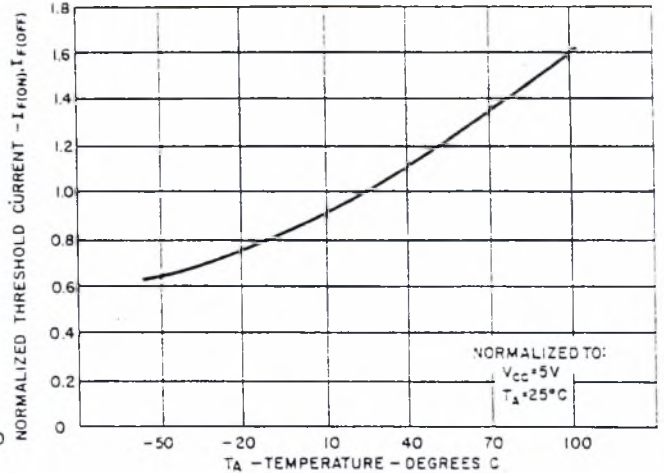
TRANSFER CHARACTERISTICS



THRESHOLD CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

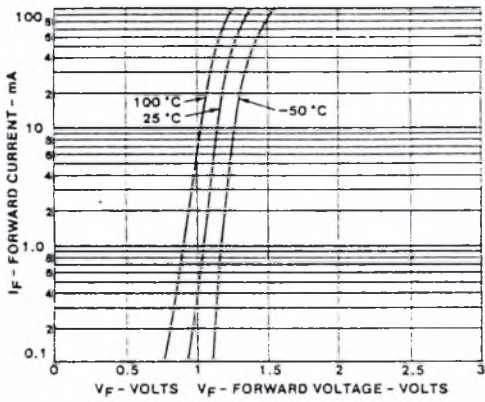


ON VOLTAGE VS. LOAD CURRENT

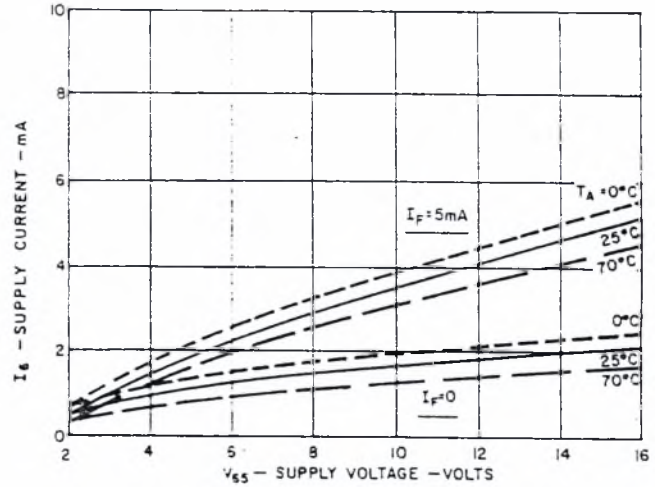


THRESHOLD CURRENTS VS. TEMPERATURE

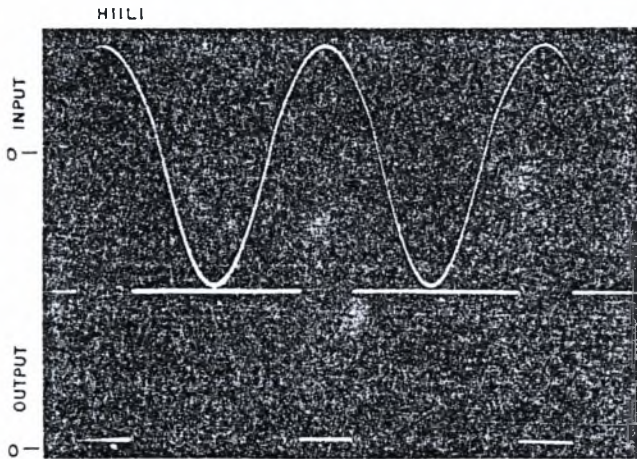
H11L1, H11L2, H11L3



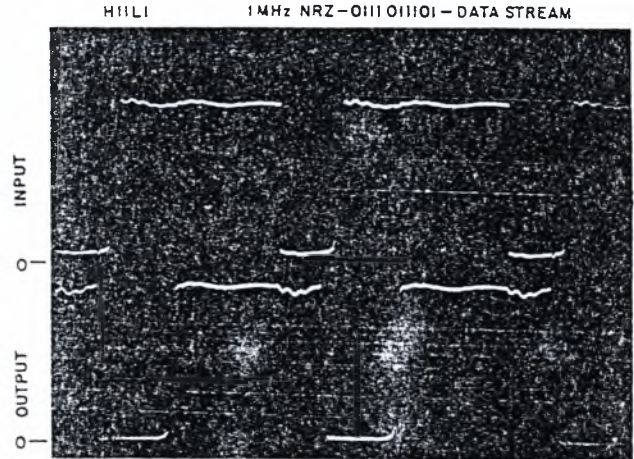
FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



SUPPLY CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

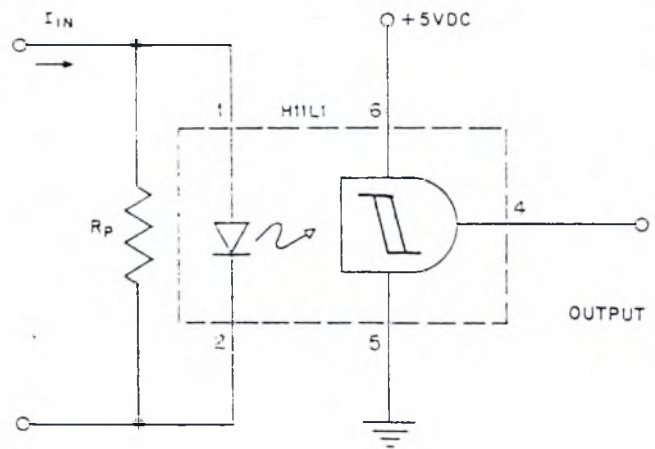
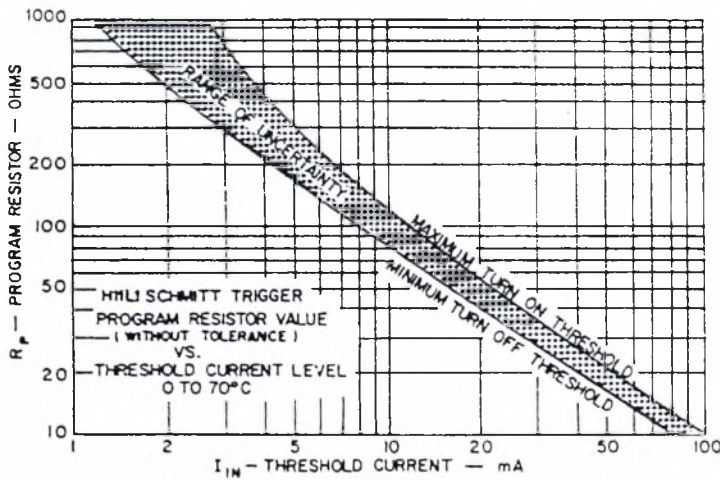


V = 2V / DIV
H = 5ms / DIV
R_L = 270Ω
R_E = 1200Ω
C = 0



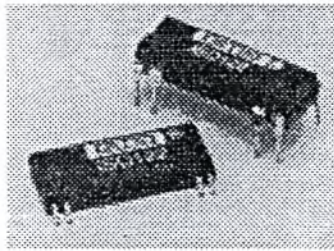
V = 2V / DIV
H = 1μS / DIV
R_L = 270Ω
R_E = 1.2KΩ
C = 270pf

TYPICAL APPLICATION



PROGRAMMABLE CURRENT THRESHOLD SENSING CIRCUIT

PLEASE NOTE: THE INFORMATION INCLUDED IN THIS SPECIFICATION HAS BEEN CAREFULLY CHECKED AND IS BELIEVED TO BE RELIABLE, HOWEVER, NO RESPONSIBILITY IS ASSUMED FOR INACCURACIES.



ISO122

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- BIPOLAR OPERATION: $V_o = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- 0.020% max NONLINEARITY
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

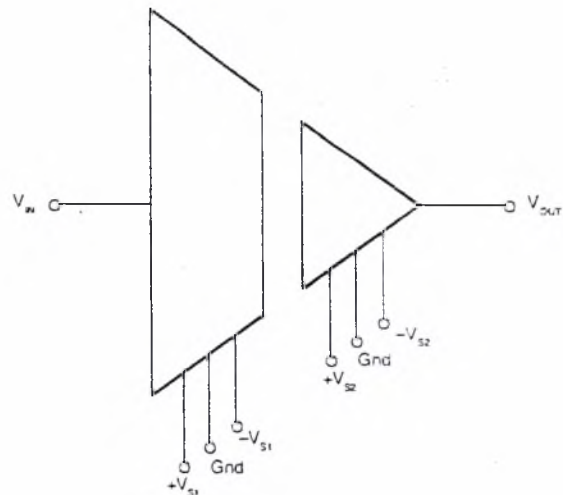
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO122 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO122 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.020% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO122 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400 • Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd. • Tucson, AZ 85706
Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111 • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

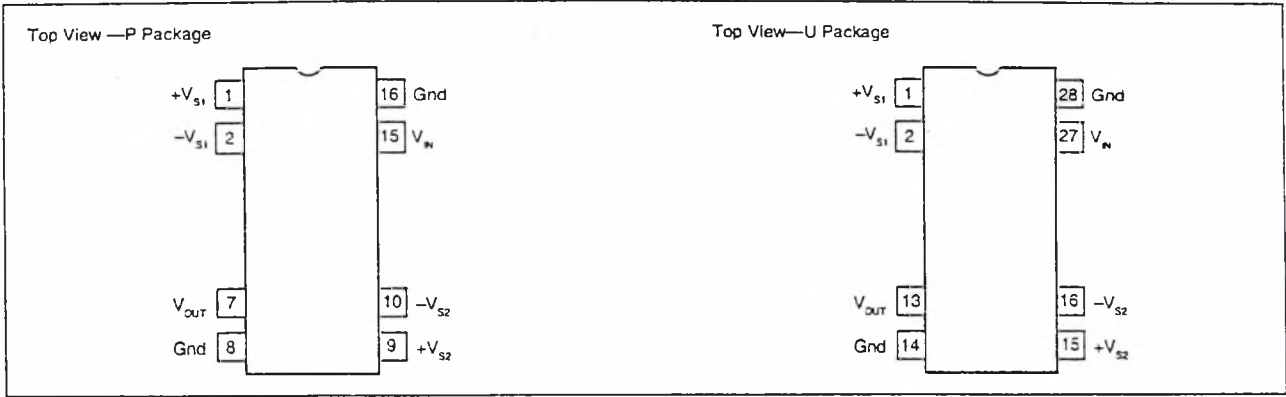
PARAMETER	CONDITIONS	ISO122P/U			ISO122JP/JU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Voltage Rated Continuous AC 60Hz 100% Test (1) Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1s, 50C PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^4 \parallel 2$ 0.18	0.5	*	*	*	VAC VAC dB $\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity(2)	$V_O = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.015	± 0.50 ± 0.020		*	*	V/V %FSR ppm/°C %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50		*	*	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		*	*	*	V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage(3)		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		*	*	*	V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recover Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150			*	*	kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	*	*	*	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40		+85 +85 +85	*	*	*	°C °C °C °C/W °C/W

* Specification same as ISO122P/U.

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

CONNECTION DIAGRAM



PACKAGE INFORMATION⁽¹⁾

MODEL	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER
ISO122P	16-Pin Plastic DIP	238
ISO122JP	16-Pin Plastic DIP	238
ISO122U	28-Pin Plastic SOIC	217-1
ISO122JU	28-Pin Plastic SOIC	217-1

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix D of Burr-Brown IC Data Book.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

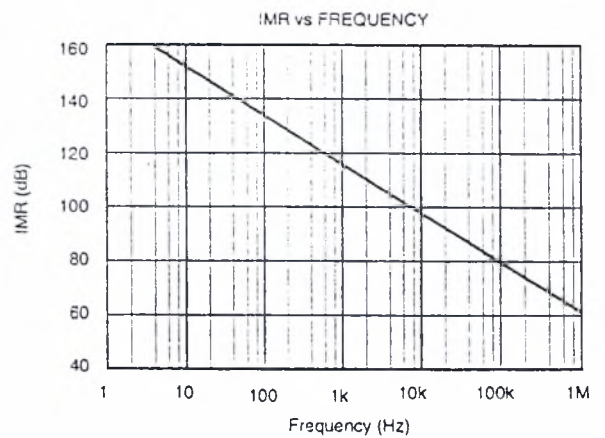
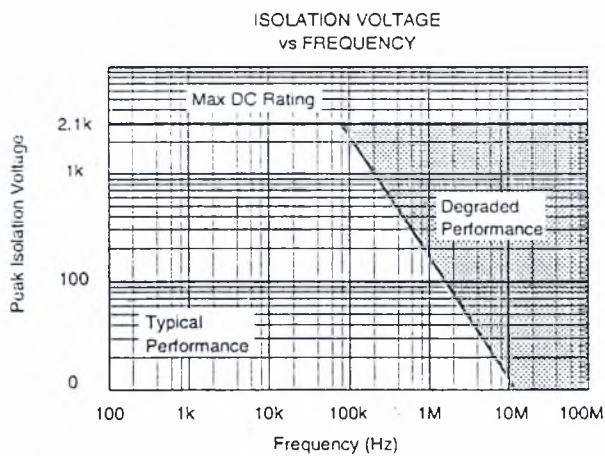
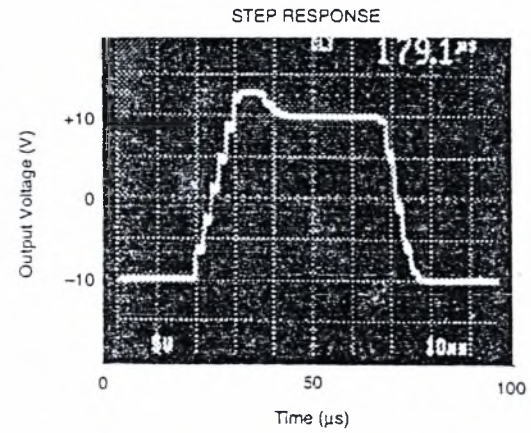
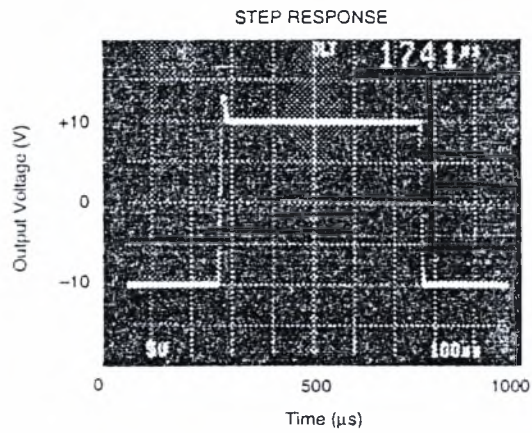
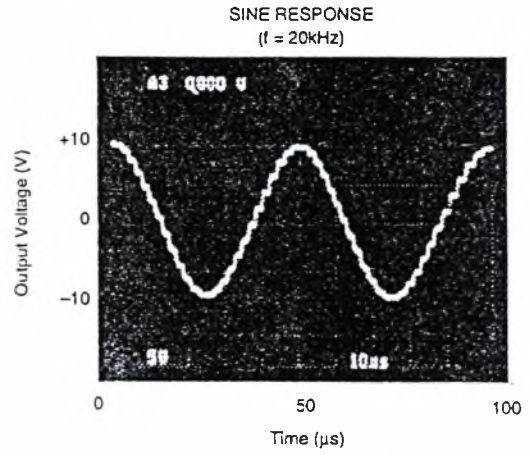
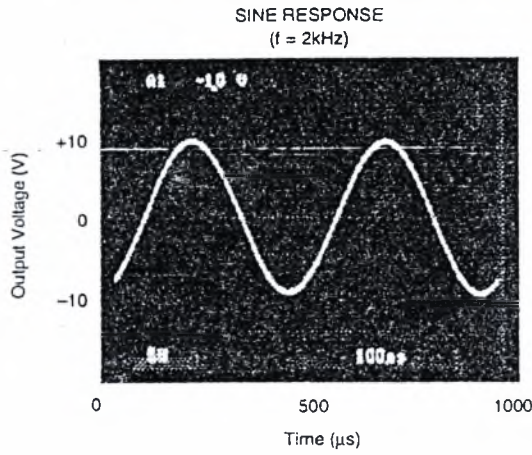
Supply Voltage	±18V
V_{in}	±100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	+85°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short to Common	Continuous

ORDERING INFORMATION

MODEL	PACKAGE	NONLINEARITY MAX %FSR
ISO122P	Plastic DIP	±0.020
ISO122JP	Plastic DIP	±0.050
ISO122U	Plastic SOIC	±0.020
ISO122JU	Plastic SOIC	±0.050

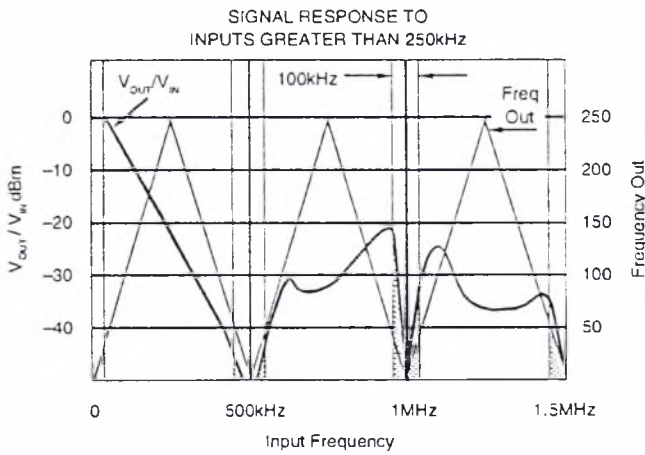
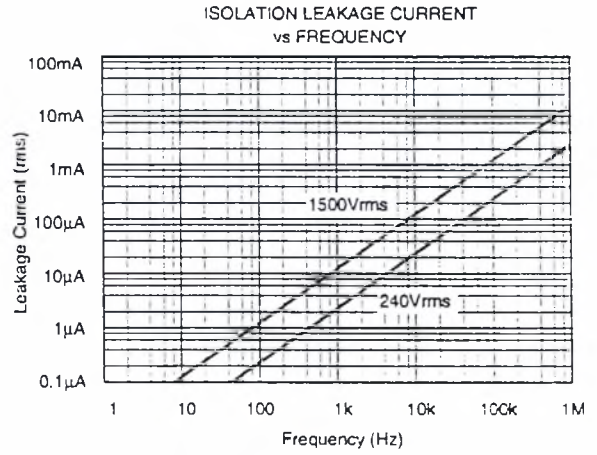
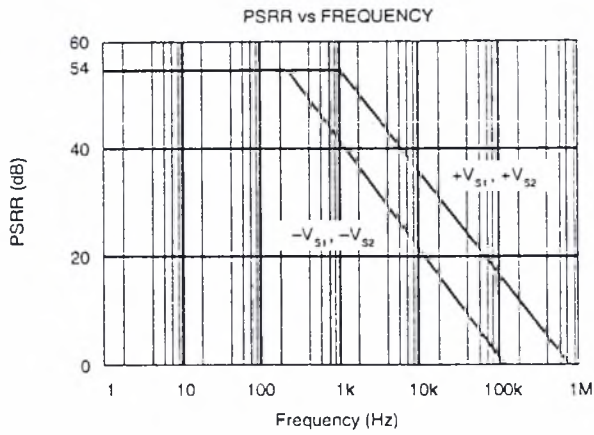
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

$T_a = +25^\circ\text{C}$, $V_s = \pm 15\text{V}$ unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES

$T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ unless otherwise noted.



LM124/LM224/LM324, LM2902

Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

Advantages

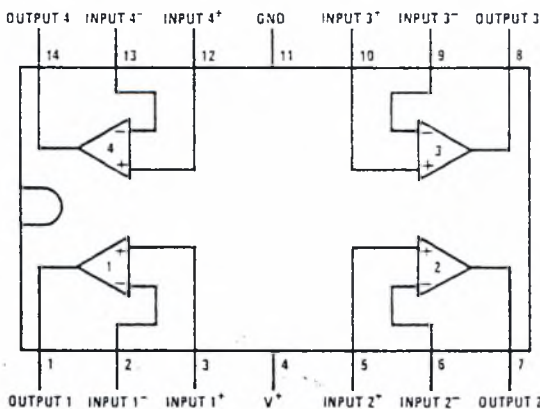
- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply 3 V_{DC} to 32 V_{DC}
 - or dual supplies ±1.5 V_{DC} to ±16 V_{DC}
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA_{DC}
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC}
and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}

Connection Diagram

Dual-In-Line Package

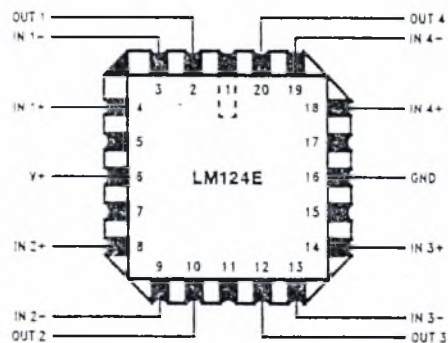


TL/H/9299-1

Top View

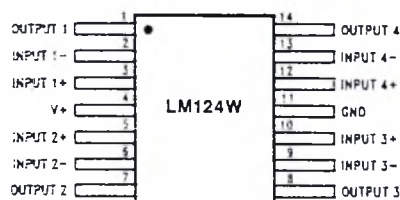
Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883**,
LM124AJ/883*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ,
LM324M, LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or
LM2902N

See NS Package Number J14A, M14A or N14A



TL/H/9299-32

Order Number LM124AE/883 or LM124E/883
See NS Package Number E20A



TL/H/9299-33

Order Number LM124AW/883 or LM124W/883
See NS Package Number W14B

*LM124A available per JM38510/11006

**LM124 available per JM38510/11005

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 9)

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	$32 V_{DC}$ or $\pm 16 V_{DC}$	$26 V_{DC}$ or $\pm 13 V_{DC}$	$26 V_{DC}$ or $\pm 15 V_{DC}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Differential Input Voltage	$32 V_{DC}$	$26 V_{DC}$	$26 V_{DC}$	260°C
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+32 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+26 V_{DC}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	260°C
Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{DC}$) (Note 3)	50 mA	50 mA	260°C	260°C
Power Dissipation (Note 1) Molded DIP	1130 mW	1130 mW	215°C	215°C
Cavity DIP	1260 mW	1260 mW	220°C	220°C
Small Outline Package	800 mW	800 mW		
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) $V^+ \leq 15 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous	Continuous	250V	250V
Operating Temperature Range LM324/LM324A	0°C to $+70^\circ\text{C}$	-40°C to $+85^\circ\text{C}$		
LM224/LM224A	-25°C to $+85^\circ\text{C}$			
LM124/LM124A	-55°C to $+125^\circ\text{C}$			

Storage Temperature Range
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 260°C
Soldering Information
Dual-In-Line Package
Soldering (10 seconds) 260°C
Small Outline Package
Vapor Phase (60 seconds) 215°C
Infrared (15 seconds) 220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.
ESD Tolerance (Note 10) 250V

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0 V_{DC}$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5) $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 1	± 2	± 1	± 3	± 2	± 3	± 2	± 5	± 2	± 7	± 2	± 7	mV _{DC}
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 2	± 10	± 2	± 15	± 5	± 30	± 3	± 30	± 5	± 50	± 5	± 50	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$, (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$), $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V _{DC}
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V_{I1} = 30V$ (LM2902 $V^+ = 26V$) $V^+ = 5V$	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15 V_{DC}$, $R_L \geq 2 k\Omega$, ($V_O = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$), $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $V^+ = 5 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$ (LM2902, $V^+ = 5 V_{DC}$ to $26 V_{DC}$), $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz}, T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
Output Current	Source	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mADC
	Sink	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
Short Circuit to Ground	$V_{IN}^+ = 1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = 15 V_{DC}, V_O = 2 V_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}$	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	μADC
	$V_{IN}^- = 1 V_{DC}, V_{IN}^+ = 0 V_{DC}, V^+ = 15 V_{DC}, V_O = 200 \text{ mV}_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}$	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	mADC
Input Offset Voltage	(Note 5)	± 4		± 4		± 5		± 7		± 9		± 10		mV _{DC}
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	± 7	± 20	± 7	± 20	± 7	± 30	± 7	± 30	± 7	± 30	± 7	± 30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$	± 30		± 30		± 75		± 100		± 150		± 45	± 200	nADC
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	± 10	± 200	± 10	± 200	± 10	± 300	± 10	± 300	± 10	± 300	± 10	± 300	pADC/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$	40	100	40	100	40	200	40	300	40	500	40	500	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30 V_{DC}$ (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	V _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (V_O Swing = $1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25		25		15		25		15		15		V/mV
	$V^+ = +30 V_{DC}, R_L = 2 \text{ k}\Omega$	26		26		26		26		26		22		
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$)	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	23	24	V _{DC}
	$V^+ = 5 V_{DC}, R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	100	mV _{DC}



Electrical Characteristics $V^+ = +5.0 V_{DC}$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source $V_O = 2 V_{DC}$ $V_{IN}^+ = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA _{DC}
	Sink $V_{IN}^- = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$	10	15	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA, independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input loads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC} (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902 specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.

Note 5: $V_O = 1.4 V_{DC}$, R_S = 0Ω with V^+ from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}; and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to $V^+ - 1.5 V_{DC}$) for LM2902, V^+ from 5 V_{DC} to 26 V_{DC}.

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

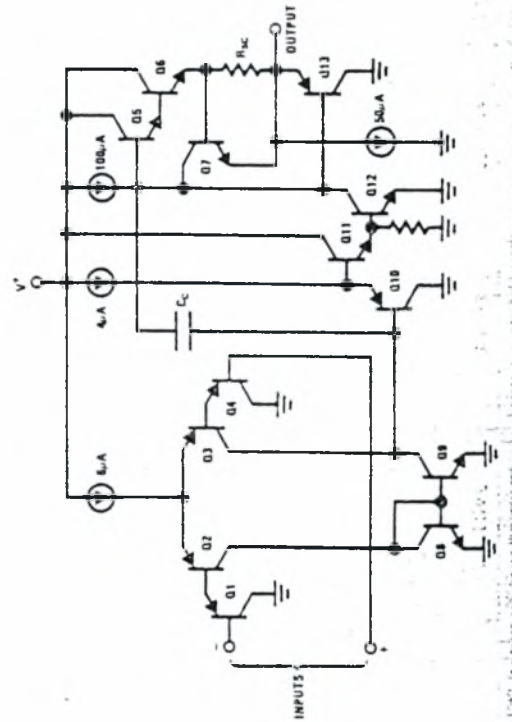
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at 25°C), but either or both inputs can go to +32 V_{DC} without damage (+26 V_{DC} for LM2902), independent of the magnitude of V^+ .

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

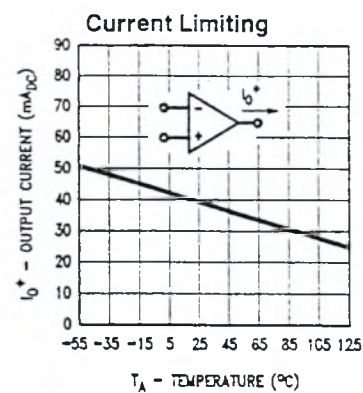
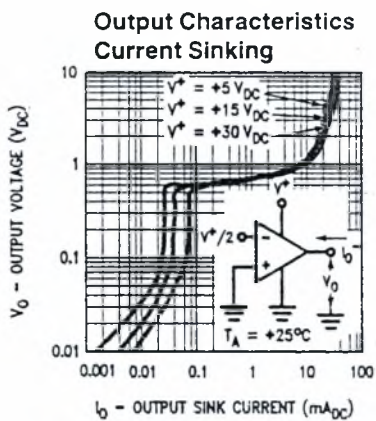
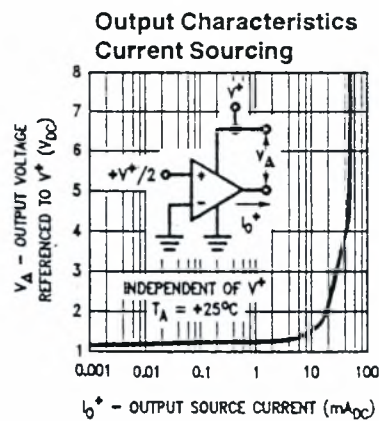
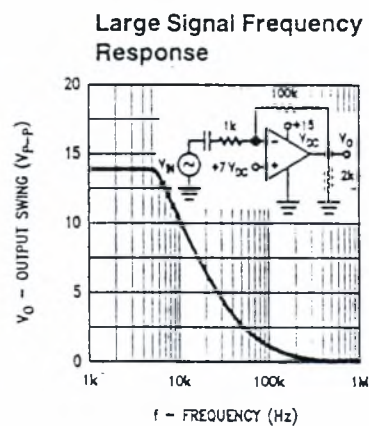
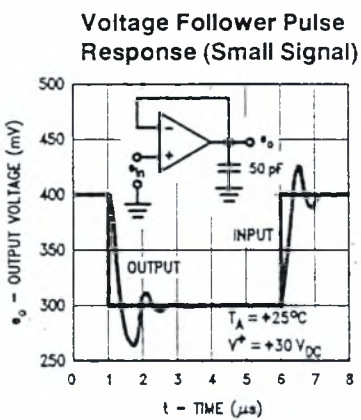
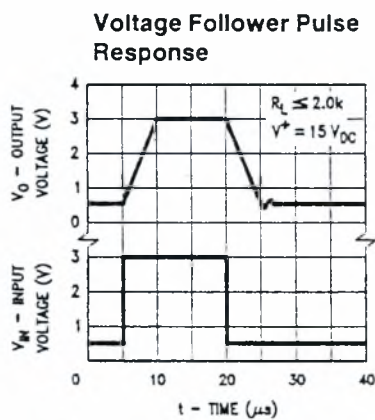
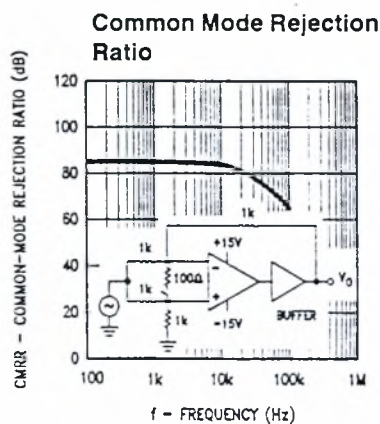
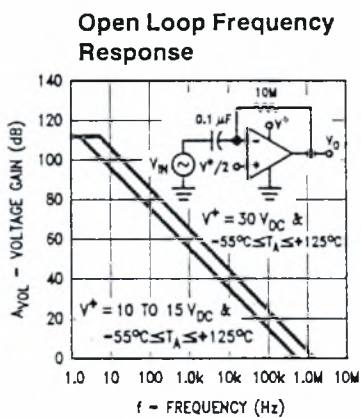
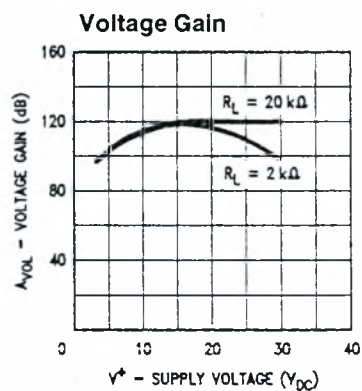
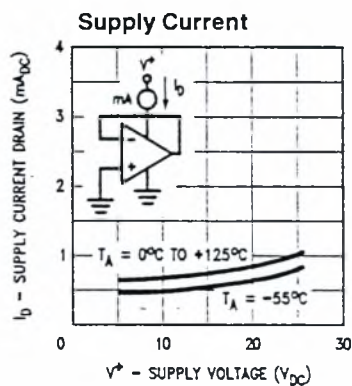
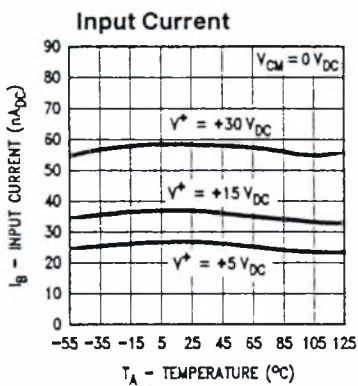
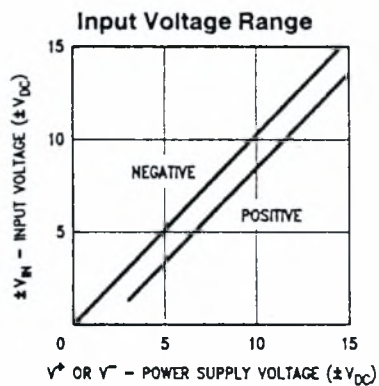
Note 9: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

Note 10: 1 human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Schematic Diagram (Each Amplifier)



Typical Performance Characteristics





CD4069UBM/CD4069UBC Inverter Circuits

General Description

The CD4069UB consists of six inverter circuits and is manufactured using complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity, and symmetric controlled rise and fall times.

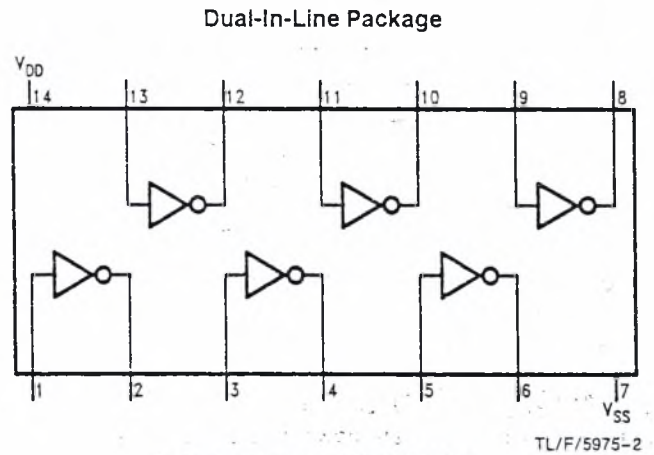
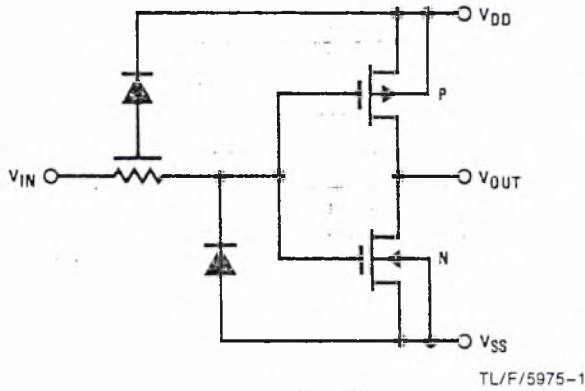
This device is intended for all general purpose inverter applications where the special characteristics of the MM74C901, MM74C903, MM74C907, and CD4049A Hex Inverter/Buffers are not required. In those applications requiring larger noise immunity the MM74C14 or MM74C914 Hex Schmitt Trigger is suggested.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{DD} and V_{SS} .

Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45 V_{DD} typ.
- Low power TTL compatibility Fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Equivalent to MM54C04/MM74C04

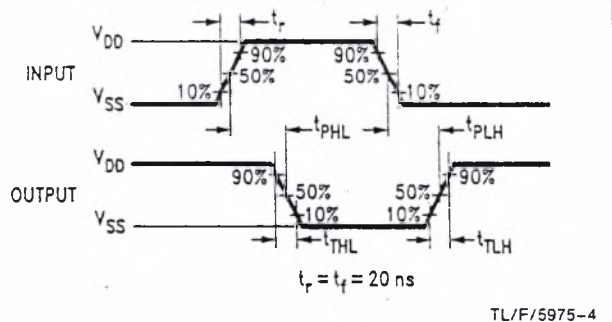
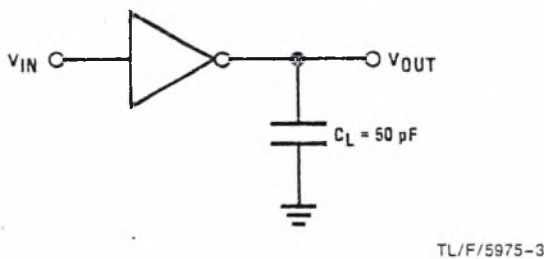
Schematic and Connection Diagram



Order Number CD4069UB*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms



Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18 V _{DC}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to V_{DD} + 0.5 V _{DC}
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15V _{DC}
Input Voltage (V_{IN})	0V to V_{DD} V _{DC}
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4069UBM	-55°C to +125°C
CD4069UBC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4069UBM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V,$ $V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		0.25			0.25		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V,$ $V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		0.5		0.5		15	μA	
		$V_{DD} = 15V,$ $V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		1.0		1.0		30	μA	
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$								V
		$V_{DD} = 10V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 15V$	9.95		9.95	10		9.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		1.0			1.0		1.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$		2.0			2.0		2.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$		3.0			3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$	4.0		4.0				4.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$	8.0		8.0				8.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	12.0		12.0				12.0	V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.10		-10^{-5}	-0.10		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.10		10^{-5}	0.10		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4069UBC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	- 40°C		+ 25°C			+ 85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I _{DD}	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS}		1.0			1.0		7.5	μA
		V _{DD} = 10V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS}		2.0			2.0		15	μA
		V _{DD} = 15V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS}		4.0			4.0		30	μA
V _{OL}	Low Level Output Voltage	I _O < 1 μA V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05	V
		V _{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05	V
		V _{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	I _O < 1 μA V _{DD} = 5V	4.95		4.95			4.95		V
		V _{DD} = 10V	9.95		9.95			9.95		V
		V _{DD} = 15V	14.95		14.95			14.95		V
V _{IL}	Low Level Input Voltage	I _O < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V		1.0			1.0		1.0	V
		V _{DD} = 10V, V _O = 9V		2.0			2.0		2.0	V
		V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		3.0			3.0		3.0	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	I _O < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V	4.0		4.0			4.0		V
		V _{DD} = 10V, V _O = 1V	8.0		8.0			8.0		V
		V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	12.0		12.0			12.0		V
I _{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I _{OH}	High Level Output Current (Note 3)	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.30		-10 ⁻⁵	-0.30		-1.0	μA
		V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.30		10 ⁻⁵	0.30		1.0	μA

AC Electrical Characteristics*

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200 kΩ, t_r and t_f ≤ 20 ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL} or t _{PLH}	Propagation Delay Time from Input to Output	V _{DD} = 5V		50	90	ns
		V _{DD} = 10V		30	60	ns
		V _{DD} = 15V		25	50	ns
t _{THL} or t _{TLH}	Transition Time	V _{DD} = 5V		80	150	ns
		V _{DD} = 10V		50	100	ns
		V _{DD} = 15V		40	80	ns
C _{IN}	Average Input Capacitance	Any Gate		6	15	pF
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance	Any Gate (Note 4)		12		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

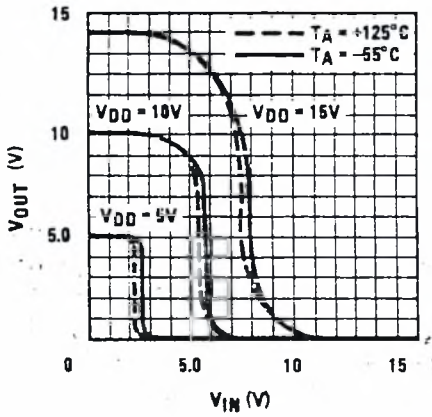
Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

Note 4: C_{PD} determines the no load AC power consumption of any CMOS device. For complete explanation, see 54C/74C Family Characteristics application note—AN-90.

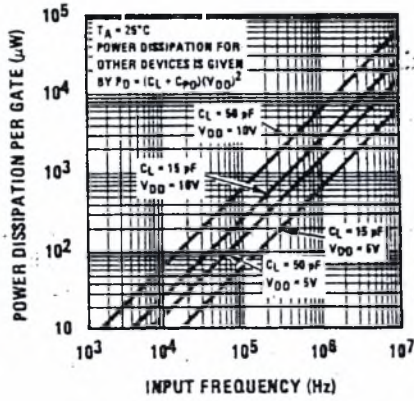
Typical Performance Characteristics

Gate Transfer Characteristics



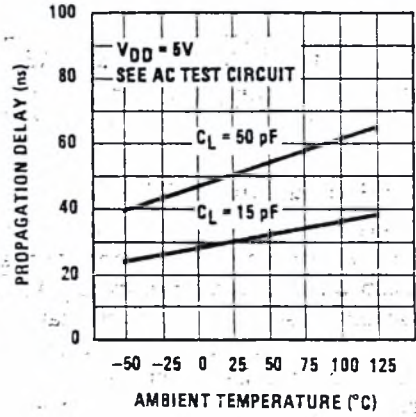
TL/F/5975-5

Power Dissipation vs Frequency



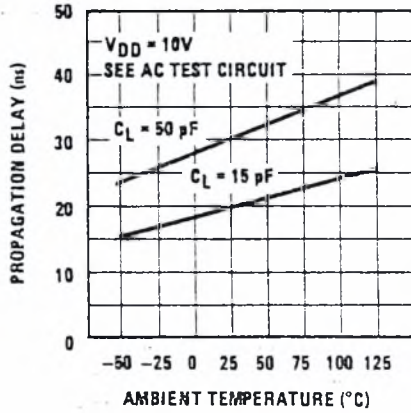
TL/F/5975-6

Propagation Delay vs Ambient Temperature



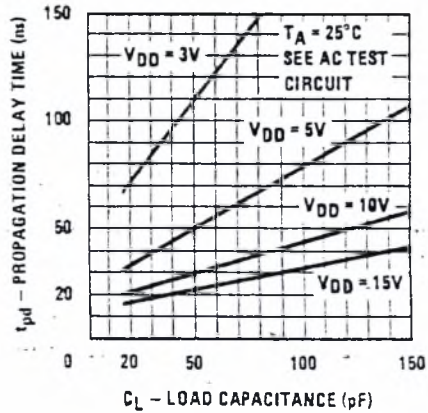
TL/F/5975-7

Propagation Delay vs Ambient Temperature



TL/F/5975-8

Propagation Delay Time vs Load Capacitance



TL/F/5975-9



MM54HC14/MM74HC14 Hex Inverting Schmitt Trigger

General Description

The MM54HC14/MM74HC14 utilizes advanced silicon-gate CMOS technology to achieve the low power dissipation and high noise immunity of standard CMOS, as well as the capability to drive 10 LS-TTL loads.

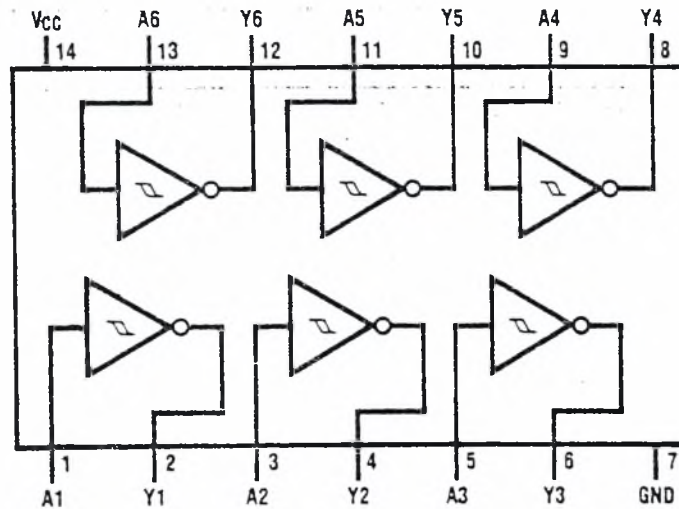
The 54HC/74HC logic family is functionally and pinout compatible with the standard 54LS/74LS logic family. All inputs are protected from damage due to static discharge by internal diode clamps to V_{CC} and ground.

Features

- Typical propagation delay: 13 ns
- Wide power supply range: 2–6V
- Low quiescent current: 20 μ A maximum (74HC Series)
- Low input current: 1 μ A maximum
- Fanout of 10 LS-TTL loads
- Typical hysteresis voltage: 0.9V at $V_{CC}=4.5V$

Connection and Schematic Diagrams

Dual-In-Line Package

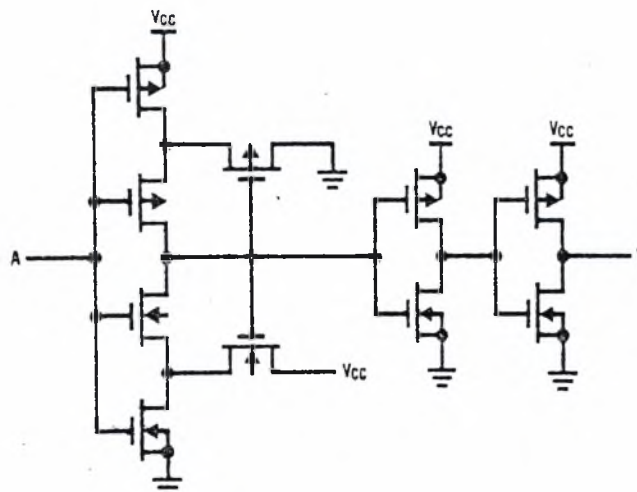


Top View

TL/F/5105-1

Order Number MM54HC14* or MM74HC14*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.



TL/F/5105-2

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage (V_{IN})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage (V_{OUT})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	± 20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	± 25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	± 50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C

Power Dissipation (P_D)	600 mW
(Note-3) S.O. Package only	500 mW
Lead Temp. (T_L) (Soldering 10 seconds)	260°C

Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	6	V
DC Input or Output Voltage (V_{IN}, V_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temp. Range (T_A)			
MM74HC	-40	+85	°C
MM54HC	-55	+125	°C

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ\text{C}$		74HC	54HC	Units
						$T_A = -40$ to 85°C	$T_A = -55$ to 125°C	
				Typ	Guaranteed Limits			
V_{T+}	Positive Going Threshold Voltage	Minimum	2.0V	1.2	1.0	1.0	1.0	V
			4.5V	2.7	2.0	2.0	2.0	V
			6.0V	3.2	3.0	3.0	3.0	V
		Maximum	2.0V	1.2	1.5	1.5	1.5	V
			4.5V	2.7	3.15	3.15	3.15	V
			6.0V	3.2	4.2	4.2	4.2	V
V_{T-}	Negative Going Threshold Voltage	Minimum	2.0V	0.7	0.3	0.3	0.3	V
			4.5V	1.8	0.9	0.9	0.9	V
			6.0V	2.2	1.2	1.2	1.2	V
		Maximum	2.0V	0.7	1.0	1.0	1.0	V
			4.5V	1.8	2.2	2.2	2.2	V
			6.0V	2.2	3.0	3.0	3.0	V
V_H	Hysteresis Voltage	Minimum	2.0V	0.5	0.2	0.2	0.2	V
			4.5V	0.9	0.4	0.4	0.4	V
			6.0V	1.0	0.5	0.5	0.5	V
		Maximum	2.0V	0.5	1.0	1.0	1.0	V
			4.5V	0.9	1.4	1.4	1.4	V
			6.0V	1.0	1.5	1.5	1.5	V
V_{OH}	Minimum High Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IL}$ $ I_{OUT} = 20 \mu\text{A}$	2.0V	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5V	4.5	4.4	4.4	4.4	V
			6.0V	6.0	5.9	5.9	5.9	V
		$V_{IN} = V_{IL}$ $ I_{OUT} = 4.0 \text{ mA}$ $ I_{OUT} = 5.2 \text{ mA}$	4.5V	4.2	3.98	3.84	3.7	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	5.2	V
V_{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ $ I_{OUT} = 20 \mu\text{A}$	2.0V	0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5V	0	0.1	0.1	0.1	V
			6.0V	0	0.1	0.1	0.1	V
		$V_{IN} = V_{IH}$ $ I_{OUT} = 4.0 \text{ mA}$ $ I_{OUT} = 5.2 \text{ mA}$	4.5V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
I_{IK}	Maximum Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	6.0V		± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND $I_{OUT} = 0 \mu\text{A}$	6.0V		2.0	20	40	μA

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: -12 mW/°C from 65°C to 85°C; ceramic "J" package: -12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of 5V $\pm 10\%$ the worst case output voltages (V_{OH} and V_{OL}) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current (I_{IK} , I_{CC} and I_{OZ}) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

AC Electrical Characteristics $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C, C_L = 15 pF, t_r = t_f = 6 ns$

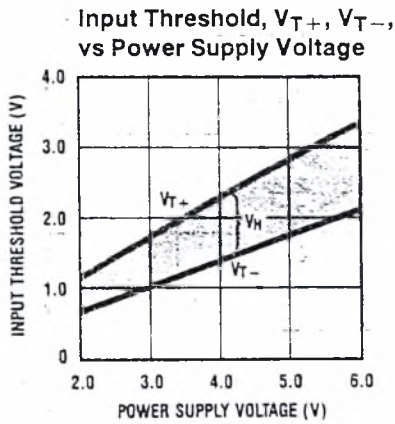
Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay		12	22	ns

AC Electrical Characteristics $V_{CC} = 2.0V to 6.0V, C_L = 50 pF, t_r = t_f = 6 ns$ (unless otherwise specified)

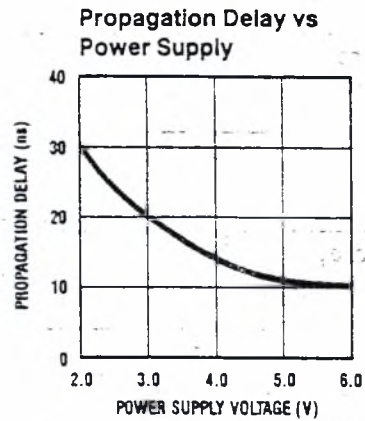
Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$		74HC	54HC	Units
						$T_A = -40 to 85^\circ C$	$T_A = -55 to 125^\circ C$	
				Typ	Guaranteed Limits			
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay		2.0V	60	125	156	188	ns
			4.5V	13	25	31	38	ns
			6.0V	11	21	26	32	ns
t_{TLH}, t_{THL}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	30	75	95	110	ns
			4.5V	8	15	19	22	ns
			6.0V	7	13	16	19	ns
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per gate)		27				pF
C_{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF

Note 5: C_{PD} determines the no load dynamic power consumption, $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$, and the no load dynamic current consumption, $I_S = C_{PD} V_{CC} f + I_{CC}$.

Typical Performance Characteristics



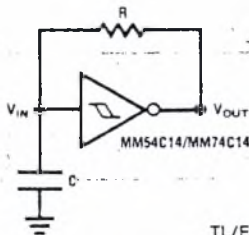
TL/F/5105-3



TL/F/5105-4

Typical Applications

Low Power Oscillator



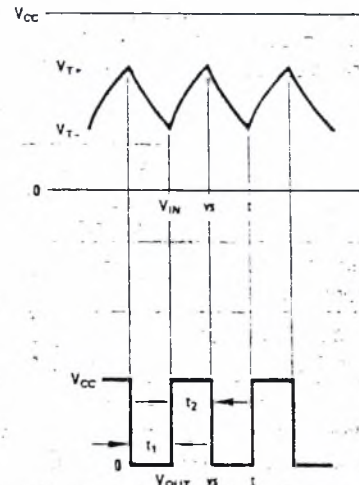
TL/F/5105-5

$$t_1 \approx RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}}$$

$$t_2 \approx RC \ln \frac{V_{CC} - V_{T-}}{V_{CC} - V_{T+}}$$

$$f \approx \frac{1}{RC \ln \frac{V_{T+}(V_{CC} - V_{T-})}{V_{T-}(V_{CC} - V_{T+})}}$$

Note: The equations assume $t_1 + t_2 \gg t_{pd0} + t_{pd1}$



TL/F/5105-6



MM54HC74A/MM74HC74A

Dual D Flip-Flop with Preset and Clear

General Description

The MM54HC74A/MM74HC74A utilizes advanced silicon-gate CMOS technology to achieve operating speeds similar to the equivalent LS-TTL part. It possesses the high noise immunity and low power consumption of standard CMOS integrated circuits, along with the ability to drive 10 LS-TTL loads.

This flip-flop has independent data, preset, clear, and clock inputs and Q and \bar{Q} outputs. The logic level present at the data input is transferred to the output during the positive-going transition of the clock pulse. Preset and clear are independent of the clock and accomplished by a low level at the appropriate input.

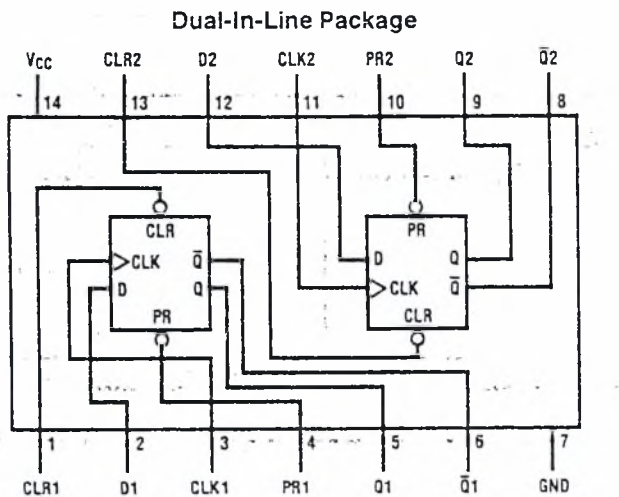
The 54HC/74HC logic family is functionally and pinout compatible with the standard 54LS/74LS logic family. All inputs are protected from damage due to static discharge by internal diode clamps to V_{CC} and ground.

Features

- Typical propagation delay: 20 ns
- Wide power supply range: 2–6V
- Low quiescent current: 40 μ A maximum (74HC Series)
- Low input current: 1 μ A maximum
- Fanout of 10 LS-TTL loads

Connection and Logic Diagrams

Truth Table



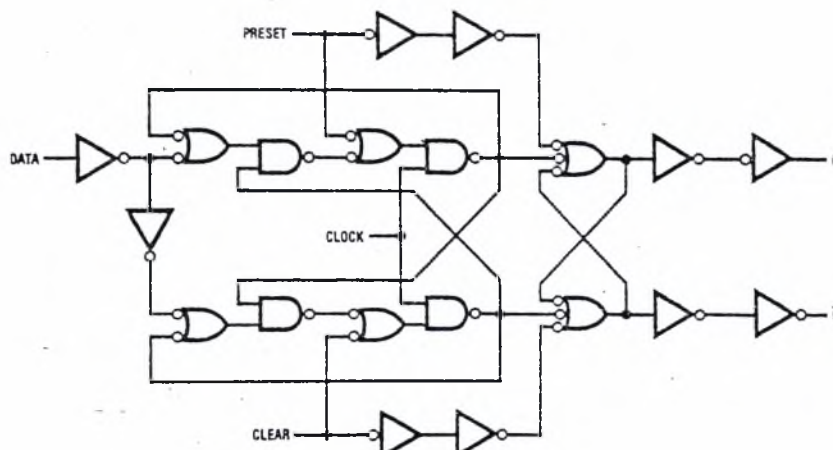
Inputs				Outputs	
PR	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H*	H*
H	H	\uparrow	H	H	L
H	H	\uparrow	L	L	H
H	H	L	X	Q0	$\bar{Q}0$

Note: Q0 = the level of Q before the indicated input conditions were established.

* This configuration is nonstable; that is, it will not persist when preset and clear inputs return to their inactive (high) level.

Order Number MM54HC74A* or MM74HC74A*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.



Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

For Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage (V_{IN})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage (V_{OUT})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	± 20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	± 25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	± 50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
(Note 3)	600 mW
S.O. Package only -	500 mW
Lead Temp. (T_L) (Soldering 10 seconds)	260°C

Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	6	V
DC Input or Output Voltage (V_{IN}, I_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temp. Range (T_A)			
MM74HC	-40	+85	°C
MM54HC	-55	+125	°C
Input Rise or Fall Times (t_r, t_f)			
$V_{CC} = 2.0V$		1000	ns
$V_{CC} = 4.5V$		500	ns
$V_{CC} = 6.0V$		400	ns

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$			Units	
				Typ	74HC $T_A = -40$ to $85^\circ C$	54HC $T_A = -55$ to $125^\circ C$		
V_{IH}	Minimum High Level Input Voltage		2.0V		1.5	1.5	V	
			4.5V		3.15	3.15	V	
			6.0V		4.2	4.2	V	
V_{IL}	Maximum Low Level Input Voltage**		2.0V		0.5	0.5	V	
			4.5V		1.35	1.35	V	
			6.0V		1.8	1.8	V	
V_{OH}	Minimum High Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	2.0	1.9	1.9	V	
			4.5V	4.5	4.4	4.4	V	
			6.0V	6.0	5.9	5.9	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	4.3	3.98	3.84	3.7	V
			6.0V	5.2	5.48	5.34	5.2	V
V_{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	0	0.1	0.1	V	
			4.5V	0	0.1	0.1	V	
			6.0V	0	0.1	0.1	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
I_{IN}	Maximum Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	6.0V		± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND $I_{OUT} = 0 \mu A$	6.0V		4.0	40	80	μA

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: -12 mW/°C from 65°C to 85°C; ceramic "J" package: -12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of $5V \pm 10\%$ the worst case output voltages (V_{OH} , and V_{OL}) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current (I_{IN} , I_{CC} , and I_{OZ}) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

** V_{IL} limits are currently tested at 20% of V_{CC} . The above V_{IL} specification (30% of V_{CC}) will be implemented no later than Q1, CY'89.

AC Electrical Characteristics $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C, C_L = 15 \text{ pF}, t_r = t_f = 6 \text{ ns}$

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
f_{MAX}	Maximum Operating Frequency		72	30	MHz
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock to Q or \bar{Q}		10	30	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Preset or Clear to Q or \bar{Q}		17	40	ns
t_{REM}	Minimum Removal Time, Preset or Clear to Clock		6	5	ns
t_s	Minimum Setup Time Data to Clock		10	20	ns
t_H	Minimum Hold Time Clock to Data		0	0	ns
t_W	Minimum Pulse Width Clock, Preset or Clear		8	16	ns

AC Electrical Characteristics $C_L = 50 \text{ pF}, t_r = t_f = 6 \text{ ns}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$		74HC	54HC	Units
						$T_A = -40 \text{ to } 85^\circ C$	$T_A = -55 \text{ to } 125^\circ C$	
				Typ	Guaranteed Limits			
f_{MAX}	Maximum Operating Frequency		2.0V	22	6	5	4	MHz
			4.5V	72	30	24	20	MHz
			6.0V	94	35	28	24	MHz
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock to Q or \bar{Q}		2.0V	34	110	140	165	ns
			4.5V	12	22	28	33	ns
			6.0V	10	19	24	28	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Preset or Clear To Q or \bar{Q}		2.0V	66	150	190	225	ns
			4.5V	20	30	38	45	ns
			6.0V	16	26	33	38	ns
t_{REM}	Minimum Removal Time Preset or Clear To Clock		2.0V	20	50	65	75	ns
			4.5V	6	10	13	15	ns
			6.0V	5	9	11	13	ns
t_s	Minimum Setup Time Data to Clock		2.0V	35	80	100	120	ns
			4.5V	10	16	20	24	ns
			6.0V	8	14	17	20	ns
t_H	Minimum Hold Time Clock to Data		2.0V		0	0	0	ns
			4.5V		0	0	0	ns
			6.0V		0	0	0	ns
t_W	Minimum, Pulse Width Clock, Preset or Clear		2.0V	30	80	101	119	ns
			4.5V	9	16	20	24	ns
			6.0V	8	14	17	20	ns
t_{TLH}, t_{THL}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	25	75	95	110	ns
			4.5V	7	15	19	22	ns
			6.0V	6	13	16	19	ns
t_r, t_f	Maximum Input Rise and Fall Time		2.0V		1000	1000	1000	ns
			4.5V		500	500	500	ns
			6.0V		400	400	400	ns
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per flip-flop)		80				pF
C_{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF

Note 5: C_{PD} determines the no load dynamic power consumption, $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$, and the no load dynamic current consumption, $I_S = C_{PD} V_{CC} f + I_{CC}$.



MM54HC86/MM74HC86 Quad 2-Input Exclusive OR Gate

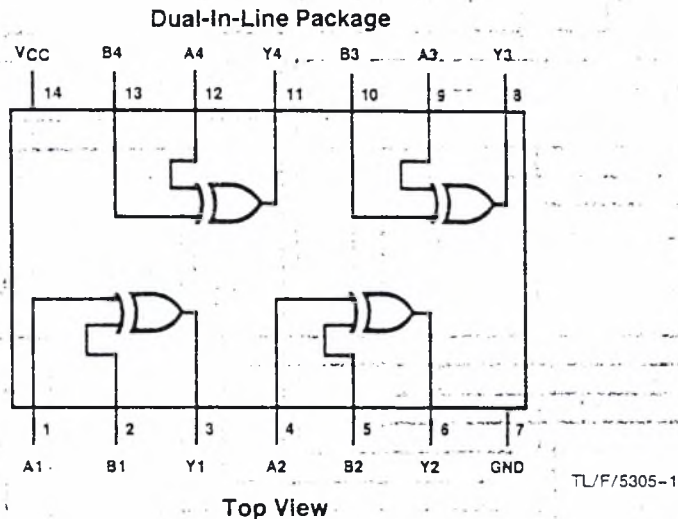
General Description

This EXCLUSIVE OR gate utilizes advanced silicon-gate CMOS technology to achieve operating speeds similar to equivalent LS-TTL gates while maintaining the low power consumption and high noise immunity characteristic of standard CMOS integrated circuits. These gates are fully buffered and have a fanout of 10 LS-TTL loads. The MM54HC/74HC logic family is functionally as well as pin out compatible with the standard 54LS/74LS logic family. All inputs are protected from damage due to static discharge by internal diode clamps to V_{CC} and ground.

Features

- Typical propagation delay: 9 ns
- Wide operating voltage range: 2–6V
- Low input current: 1 μ A maximum
- Low quiescent current: 20 μ A maximum (74 Series)
- Output drive capability: 10 LS-TTL loads

Connection Diagram



Order Number MM54HC86* or MM74HC86*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

Truth Table

Inputs		Outputs
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

$$Y = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$$

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage (V_{IN})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage (V_{OUT})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	± 20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	± 25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	± 50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D) (Note 3)	600 mW
S.O. Package only	500 mW
Lead Temperature (T_L) (Soldering 10 seconds)	260°C

Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	6	V
DC Input or Output Voltage - (V_{IN}, V_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temp. Range (T_A)			
MM74HC	-40	+85	°C
MM54HC	-55	+125	°C
Input Rise or Fall Times (t_r, t_f)			
$V_{CC} = 2.0V$		1000	ns
$V_{CC} = 4.5V$		500	ns
$V_{CC} = 6.0V$		400	ns

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$			Units	
				Typ	74HC $T_A = -40$ to $85^\circ C$	54HC $T_A = -55$ to $125^\circ C$		
V_{IH}	Minimum High Level Input Voltage		2.0V	1.5	1.5	1.5	V	
			4.5V	3.15	3.15	3.15	V	
			6.0V	4.2	4.2	4.2	V	
V_{IL}	Maximum Low Level Input Voltage**		2.0V	0.5	0.5	0.5	V	
			4.5V	1.35	1.35	1.35	V	
			6.0V	1.8	1.8	1.8	V	
V_{OH}	Minimum High Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	2.0	1.9	1.9	V	
			4.5V	4.5	4.4	4.4	V	
			6.0V	6.0	5.9	5.9	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	4.2	3.98	3.84	3.7	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	5.2	V
V_{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	0	0.1	0.1	V	
			4.5V	0	0.1	0.1	V	
			6.0V	0	0.1	0.1	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
I_{IH}	Maximum Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	6.0V	± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA	
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND $I_{OUT} = 0 \mu A$	6.0V	2.0	20	40	μA	

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: -12 mW/°C from 65°C to 85°C; ceramic "J" package: -12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of $5V \pm 10\%$ the worst case output voltages (V_{OH} and V_{OL}) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current (I_{IH} , I_{CC} , and I_{OL}) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

** V_{IL} limits are currently tested at 20% of V_{CC} . The above V_{IL} specification (30% of V_{CC}) will be implemented no later than Q1, CY'89.

AC Electrical Characteristics $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C, C_L = 15 \text{ pF}, t_r = t_f = 6 \text{ ns}$

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay		12	20	ns

AC Electrical Characteristics $V_{CC} = 2.0V \text{ to } 6.0V, C_L = 50 \text{ pF}, t_r = t_f = 6 \text{ ns}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$		74HC $T_A = -40 \text{ to } 85^\circ C$		54HC $T_A = -55 \text{ to } 125^\circ C$		Units
				Typ	Guaranteed Limits					
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay		2.0V	60	120	151	179	ns		
			4.5V	12	24	30	36	ns		
			6.0V	10	20	26	30	ns		
t_{TLH}, t_{THL}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	30	75	95	110	ns		
			4.5V	8	15	19	22	ns		
			6.0V	7	13	16	19	ns		
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per gate)		25				pF		
C_{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF		

Note 5: C_{PD} determines the no load dynamic power consumption, $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$, and the no load dynamic current consumption, $I_S = C_{PD} V_{CC} f + I_{CC}$.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ-ΑΡΘΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] R. Gabriel, W. Leonhard and C. J. Nordby, “Field-oriented control of standard AC motor using microprocessors”, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 16, pp. 186-192, 1980
- [2] F. Harashima, S. Kondo, K. Ohnishi, M. Kajita and M. Susono, “Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 35, pp. 253-262, 1985
- [3] E. Y. Y. Ho and P. C. Sen, “Decoupling control of induction motor drives”, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 35, pp. 253-262, 1987
- [4] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano, “Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function”, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 22, pp. 453-459, 1986
- [5] Y. Kuroe and H. Haneda, “Theory of power-electronic AC motor control for modeling, estimation, and control and/or analysis”, *Proc. of the 25th Conf. on Decision and Control*, pp. 54-61, 1986
- [6] R. D. Lorentz and D. B. Lawson, “Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers”, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 23, pp. 597-602, 1987
- [7] J. Chiasson, “Dynamic feedback linearization of the induction motor”, *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 38, pp. 1588-1594, 1993
- [8] D. Kim, I. Ha, and M. Ko, “Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling”, *Int. J. Contr.*, vol. 51, pp. 863-883, 1990
- [9] C. C. Chan, W. S. Leung and C. W. NG, “Adaptive decoupling control of induction motor drives”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 37, pp. 41-47, 1990
- [10] F. J. Lin and C. M. Liaw, “Reference model selection and adaptive control for induction motor drives”, *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 38, pp. 1594-1600, 1993

- [11] J. Hu and D. M. Dawson, "Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty", *Automatica*, vol. 32, pp. 1127-1143, 1996
- [12] A. Matsushita and T. Tsuchiya, "Decoupled preview control system and its application to induction motor drive", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 42, pp. 50-57, 1995
- [13] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 38, pp. 208-221, 1993
- [14] J. Hu, D. M. Dawson and Y. Qian, "Position tracking control of an induction motor via partial state feedback", *Automatica*, vol. 31, pp. 989-1000, 1995
- [15] C. Canudas de Wit and S. I. Seleme Jr., "Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach", *Automatica*, vol. 33, pp. 63-79, 1997
- [16] S. H. Kim and S. K. Sul, "Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 44, pp. 512-518, 1997
- [17] R. Ortega, C. Canudas and S. I. Seleme, "Nonlinear control of induction motors: torque tracking with unknown load disturbance", *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 38, pp. 1675-1680, 1993
- [18] N. Mutoh, S. Kaneko, T. Miyazaki, R. Masaki and S. Obara, "A torque controller suitable for electric vehicles", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 44, pp. 54-63, 1997
- [19] R. Ortega and G. Espinosa, "Torque regulation of induction motors", *Automatica*, vol. 29, pp. 621-633, 1993
- [20] M.H. Ramsey and J.K. Armintor, "Recommended practice for repair of electrical motors", *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 29, pp. 52-59, 1993
- [21] K. Srinivasan and T. C. Tsao, "Machine Tool Feed Drives and their Control-A Survey of the State of the Art", *ASME Journal of Manufacturing Science and Eng.*, vol. 119, pp. 743-748, 1997
- [22] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996

- [23] A.E.Fitzgerald, C. Kingsley, Jr., and S. D. Umans, *Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1990
- [24] P. N. Paraskevopoulos, F. N. Koumboulis and C. J. Zervas, "Perfect output control for nonsquare generalized state space systems" *IEE Proc., Part D, Control Theory and Applications*, vol. 142, pp. 119-122, 1995
- [25] F. N. Koumboulis and B. G. Mertzios, "Feedback Controlling against Chaos", *Chaos. Solitons and Fractals*, in press.
- [26] L. Dai, *Singular Control Systems*, Springer-Verlag, Berlin, 1989
- [27] M.A. Christodoulou and C. Isik, "Feedback control of nonlinear singular systems", *Int. J. Contr.*, vol. 51, pp. 487-494, 1990
- [28] F. N. Koumboulis and P. N. Paraskevopoulos, "On the stability of generalized state space systems", *IEEE Trans. Circ. Sys.*, vol. 39, pp. 1006-1010, 1992
- [29] P. N. Paraskevopoulos and F. N. Koumboulis, "Observers for singular systems", *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 37, pp. 1211-1215, 1992
- [30] J. D. Aplevich, *Implicit Linear Systems*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1991
- [31] F. L. Lewis, "A tutorial on the geometric analysis of linear time-invariant implicit systems", *Automatica*, vol. 28, pp. 119-137, 1992
- [32] E. M. Bonilla and M. Malabre, "Variable Structure Systems via Implicit Descriptions", *Proc. European Control Conf. Grenoble. Grance*, vol. 1, pp. 403-408, 1991
- [33] A. Banazuk, M. Kocieski and K. M. Przyluski, "A disturbance decoupling problem for implicit linear discrete time systems", *SIAM J. Contr. Optimiz.*, vol. 28, pp. 1270-1293, 1990
- [34] K. Ozcaldiran and F. L. Lewis, "On the Regularizability of Singular Systems", *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 35, pp. 1156-1160, 1990
- [35] A. Papoulis, *Signal Analysis*. McGraw-Hill, 1984