

**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
Τ. Ε. Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ**

ΣΧΟΛΗ: ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ: ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

Επιβλέπων: ΠΕΤΡΟΣ Δ. ΚΑΡΑΓ΄ΣΑΣ, Καθηγητής Εφαρμογών

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ

**Πτυχιακή Εργασία:
ΒΑΣΙΛΟΠΟΥΛΟΣ ΑΝΤ. ΔΙΟΝΥΣΙΟΣ (ΑΜ: 35027)**

ΝΟΕΜΒΡΙΟΣ 2013

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΣΕΛ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ.....	4
1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	4
1.2 ΤΙ ΕΙΝΑΙ ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟ.....	4
1.3 Η ΙΣΤΟΡΙΑ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΩΝ.....	4
1.4 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ.....	4
1.5 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΩΝ.....	5
1.6 ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ.....	6
1.7 ΣΚΑΝΔΑΛΑ.....	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ.....	9
2.1 ΜΕΣΑ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ.....	9
2.1.1 ΤΙ ΕΙΝΑΙ ΜΠΑΤΑΡΙΑ Η ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΗΣ	9
2.1.2 ΚΥΡΙΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΩΝ.....	10
2.1.3 ΚΥΡΙΑ ΜΕΓΕΘΗ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΩΝ	10
2.2 ΣΥΝΗΘΕΙΣ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΕΣ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΗΑ	11
2.3 ΕΠΙΚΡΑΤΕΣΤΕΡΟ ΜΕΣΟ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟ Η/Α.....	13
2.4 ΛΙΘΙΟ	14
2.5 ΜΕΤΑ ΤΟ ΛΥΘΙΟ.....	14
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ.....	16
3.1 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ.....	16
3.2 ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ.....	16
3.3 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	18
3.4 ΕΠΙΛΟΓΗ ΚΑΤΑΛΛΗΛΟΥ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΗΡΑ.....	19
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ.....	20
4.1 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ.....	20
4.1.1 ΜΕΘΟΔΟ ΑΜΕΣΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ (<i>DTFC</i> ή <i>DTC</i>).....	20
4.1.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΛΟΓΟΥ ΤΑΣΗΣ ΣΤΑΤΗ/ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	21
4.1.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ.....	21
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ.....	25
5.1 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΦΕΡΕΙΑΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΗΑ.....	25
5.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ	25
5.3 ΜΟΝΑΔΑ ΕΛΕΓΧΟΥ- ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗΣ.....	25
5.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ AC-DC.....	26
5.5 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC.....	28
5.5.1 DC- DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ.....	28
5.5.2 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ.....	31
5.5.3 DC-DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....	32
5.5.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC.....	34
5.5.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ.....	37
5.5.5.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ.....	37
5.5.5.1.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΜΙΣΗ ΓΕΦΥΡΑ.....	38
5.5.5.1.3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ.....	38
5.5.5.1.4 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ PUSH-PULL.....	39
5.5.5.1.5 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ.....	39
5.6 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	40

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ.....	52
ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ.....	52
6.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΗ	52
6.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ.....	52
6.3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ DC-AC.....	56
6.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΓΙΑ MOSFET	60
6.5 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΜΕ ΠΟΛΛΕΣ ΕΞΟΔΟΥΣ.....	61
6.5 ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ	66
6.5.1 ΟΛΙΣΘΗΣΗ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΤΟ ΔΡΟΜΕΑ.....	68
6.6. ΙΣΧΥΣ ΚΑΙ ΡΟΠΗ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.....	75
6.7 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΚΑΙ ΠΕΔΗΣΗ...76	
6.8 ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΠΑΝΩ ΚΑΙ ΚΑΤΩ ΑΠΟ ΤΗΝ ΒΑΣΙΚΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ...78	
6.9 ΜΗΧΑΝΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ.....	80
6.10 ΜΕΤΡΗΤΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ – ΑΙΣΘΗΤΗΡΕΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ	81
6.11 ΑΙΣΘΗΤΗΡΑΣ ΘΕΣΗΣ.....	84
6.12 ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ - ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗΣ.....	87
6.13 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ	89
6.14. ΕΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΤΟΥ ΠΕΔΙΟΥ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ ΚΑΙ (SPWM) ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	90
6.15 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	98
6.16 ΔΗΛΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΚΑΙ Ο ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....	99
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ.....	102
7.1 ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ.....	102
7.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....	103
7.3 ΠΕΡΙΟΡΙΣΤΗΣ ΡΟΠΗΣ.....	103
7.4 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	104
7.5 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΤΑΣΗΣ.....	104
ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....	105
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	105

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα τελευταία περίπου τριάντα χρόνια, το ενδιαφέρον της παγκόσμιας επιστημονικής κοινότητας, έχει στραφεί προς την ανάπτυξη τεχνολογιών για την κατασκευή νέων τύπων συστημάτων των αυτοκινήτων. Το ηλεκτρικό όχημα λοιπόν κατασκευάστηκε λόγω της επιτακτικής ανάγκης προστασίας του περιβάλλοντος, το οποίο δέχεται πλήγμα λόγω της συνεχούς διογκωμένης μόλυνσης που προκαλείτε από την χρήση των συμβατικών καύσιμων, καθώς κ από την ανάγκη απεξάρτησης των δεσμών που επιβάλλει το πετρέλαιο.

Καθώς το ενδιαφέρον για το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αυξάνεται, διευρύνονται οι τομείς της έρευνας γύρο από αυτό. Το μέσο παροχής κ αποθήκευσης ενέργειας, τα ηλεκτρονικά ισχύος, ο ηλεκτρικός κινητήρας καθώς κ ο έλεγχος των παραπάνω.

1.2 ΤΙ ΕΙΝΑΙ ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟ.

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο (ΗΑ), είναι ένα όχημα που κινείται αποκλειστικά με ηλεκτρική ενέργεια. Η ηλεκτρική αυτή ενέργεια προέρχεται από συσσωρευτές ή μετατροπείς ενέργειας οι οποίοι είναι τοποθετημένοι στο αμάξωμα. Η μετάδοση της κίνησης γίνεται με την βοήθεια ενός ή περισσότερων ηλεκτροκινητήρων.

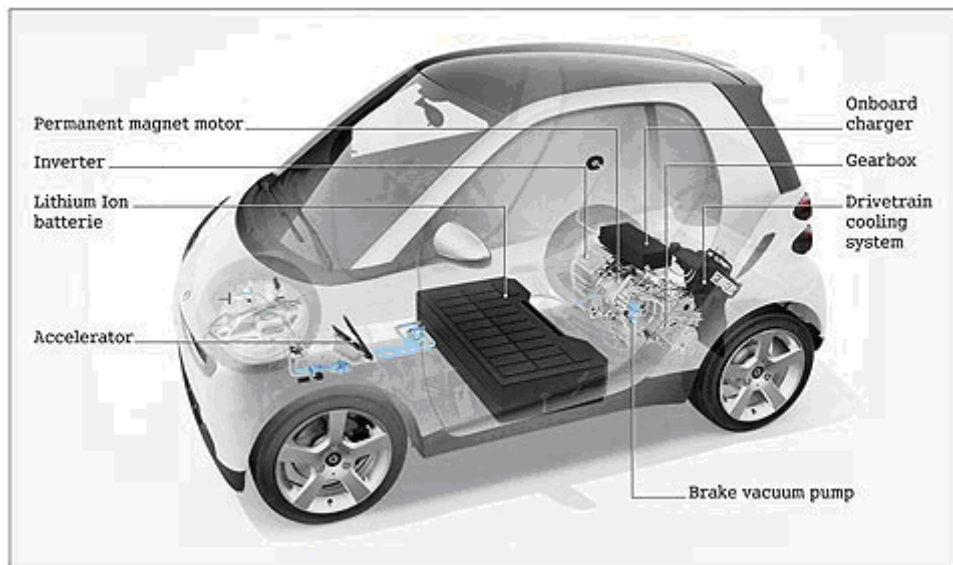
Τα ηλεκτρικά οχήματα είναι συνήθως ποδήλατα, οχήματα γκολφ, ανυψωτικά, αυτοκίνητα, ελαφρά φορτηγά κ.α.

1.3 Η ΙΣΤΟΡΙΑ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΩΝ:

Τα ΗΑ έχουν εμφανιστεί από τα μέσα του 19^{ου} αιώνα πριν απ' την εμφάνιση των κινητήρων εσωτερικής καύσης. Ο σκοτσέζος επιχειρηματίας Robert Anderson ξεκίνησε εκείνη την περίοδο την παραγωγή οχημάτων που ήταν ιδιαίτερα δημοφιλή την εποχή εκείνη. Έναν αιώνα αργότερα η τεχνολογία των συσσωρευτών σημείωσε μεγάλη βελτίωση κ τα ΗΑ έγιναν ακόμα πιο δημοφιλή κ ελκυστικά. Με την πάροδο του χρόνου οι μηχανές εσωτερικής καύσης κέρδισαν έδαφος κ τα ΗΑ σταδιακά πέρασαν στο περιθώριο. Ο λόγος ήταν κυρίως οικονομικός καθώς οι συσσωρευτές ήταν ποιο δαπανηροί στην κατασκευή τους απ' τα λεγόμενα απολιθωμένα καύσιμα όπως το πετρέλαιο κ η βενζίνη. Επίσης τα ΗΑ σπερούσαν σημαντικά ως προς την αυτονομία.

1.4 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ:

Τα ΗΑ αποτελούνται από τρία βασικά μέρη, τον ελεγκτή, τον συσσωρευτή ή μετατροπέα κ τον ηλεκτρικό κινητήρα.



εικόνα 1.4

Η λειτουργία του ΗΑ είναι σχετικά απλή. Το πεντάλ επιτάχυνσης συνδέεται με ένα ποτενσιόμετρο το οποίο μετρά την δύναμη που έχει εφαρμόσει ο οδηγός στο πεντάλ. Το ποτενσιόμετρο εν συνεχεία στέλνει σήμα στον ελεγκτή και αυτός κανονίζει την ποσότητα της ενέργειας προς τον ηλεκτροκινητήρα.

1.5 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΩΝ:

Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είναι το μέλλον της αυτοκινητοβιομηχανίας, σύμφωνα με τους ειδικούς. Το βασικό επιχείρημα των υποστηρικτών της ανωτέρω απόψεως είναι ότι τα αυτοκίνητα που κινούνται με ηλεκτρισμό δεν είναι μόνο φιλικά προς το περιβάλλον, αλλά και αθόρυβα. Το όφελος για το περιβάλλον είναι μεγάλο αφού απλά δεν υπάρχουν ρύποι, ενώ παράλληλα η ηλεκτροκίνηση συμβάλλει στην εξοικονόμηση του μαύρου χρυσού. Για τους κατοίκους μεγάλων πόλεων όπως το Πεκίνο που αντιμετωπίζουν προβλήματα από το καυσαέριο και τον θόρυβο, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα αποτελούν την ενδεδειγμένη λύση, λέει ο Μάρτιν Βίτσελ από το γερμανικό Ινστιτούτο Φράουενχοφερ για Ενεργειακά Ζητήματα, ο οποίος λαμβάνει μέρος στο Συνέδριο για τα ηλεκτροκίνητα οχήματα που πραγματοποιείται στην Βόννη. «Ο πληθυσμός ταλαιπωρείται αφάνταστα από τον θόρυβο των αυτοκινήτων και άλλων οχημάτων. Εάν ρωτήσετε για παράδειγμα κατοίκους κινεζικών πόλεων, στις οποίες έχουν απαγορευθεί οι δίχρονοι κινητήρες σε μηχανάκια και αυτοκίνητα, τότε εκείνοι θα σας απαντήσουν ότι η διαφορά είναι μεγάλη», λέει ο Φράουενχοφερ.

Ωστόσο, σύμφωνα με δημοσίευμα της «Ντύτσε Βέλλε», θα χρειασθεί χρόνος μέχρι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα να γίνουν μέρος της καθημερινότητας. Η γερμανική κυβέρνηση ευελπιστεί ότι μέχρι το 2020 θα κυκλοφορούν στους δρόμους της χώρας ένα εκατομμύριο ηλεκτροκίνητα οχήματα. Αξίζει να αναφερθεί ότι σήμερα κυκλοφορούν στην Γερμανία 41 εκ. αυτοκίνητα.



Τρίκυκλο Zap Xebra (2006 - 2009) στο Chicago Auto Show το 2007.

Τα ΗΑ είναι συνήθως αυτοκίνητα, ελαφρά φορτηγά, μηχανοποιημένα ποδήλατα, ηλεκτρικά μηχανικά δίκυκλα και άλλα.

Γενικά τα πλεονεκτήματα των ΗΑ είναι:

1. Δεν παράγουν κανενός είδους ρύπους εξάτμισης.
2. Προκαλούν την ελάχιστη δυνατή ρύπανση σε μακροχρόνια βάση, υπό τον όρο ότι χρησιμοποιούν ηλεκτρική ενέργεια από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Υπό αυτή την προϋπόθεση, μπορούν να μετριάσουν την παγκόσμια θέρμανση που προκαλείται από το φαινόμενο του θερμοκηπίου και να μειώσουν την εξάρτηση από το πετρέλαιο.
3. Είναι πιο αθόρυβα από τα αυτοκίνητα εσωτερικής καύσης.
4. Επιτυγχάνουν σχεδόν σταθερή ροπή από την ακινησία έως το μέγιστο όριο στροφών λειτουργίας.
5. Έχουν ευχέρεια να λειτουργούν σε πιο υψηλές στροφές από τους βενζινοκινητήρες, συχνά ακόμα και ως τις 14.000 στροφές / λεπτό.
6. Έχουν χαμηλότερο κόστος σε βάθος χρόνου, καθώς δεν επηρεάζονται από την κάθε τόσο αύξηση της τιμής της βενζίνης, αλλά και λόγω του χαμηλότερου κόστους σέρβις και συντήρησης. Τα ΗΑ χρειάζονται πολύ λιγότερο σέρβις και συντήρηση, καθώς:
7. Δεν απαιτούν τις τακτικές αλλαγές λαδιών.
8. Καθώς δεν εκπέμπουν ρύπους, δεν έχουν σύστημα εξαγωγής καυσαερίων και διάταξη εξάτμισης, ούτε σιγαστήρα (σιλανσιέ) προ της εξάτμισης, ούτε καταλύτη ή φίλτρο καπνού.
9. Δεν απαιτούν αντικατάσταση ή έστω συντήρηση σε μηχανικά μέρη, όπως σύστημα ανάφλεξης, πιστόνια, βαλβίδες ή εκκεντροφόρους, διότι στα ΗΑ δεν υπάρχουν, ενώ οι μηχανές εσωτερικής καύσης έχουν πάνω από 100 κινούμενα μέρη.
10. Μπορούν να σχεδιαστούν έτσι ώστε να αυτο-φορτίζονται κατά τις επιβραδύνσεις του οχήματος (regenerative braking), βελτιώνοντας έτσι τον δείκτη κατανάλωσης.

1.6 ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ:



Το σπορ ηλεκτροκίνητο Tesla Roadster

Το κόστος παραγωγής της αποθηκεύσεως σε μπαταρίες που έχουν συγκριτικά περιορισμένες δυνατότητες ήταν ένας μεγάλος παράγοντας για την πτώση της δημοτικότητας του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Ένα από τα οχήματα τελευταίας γενιάς της ιαπωνικής Μισσουμπίσι, για παράδειγμα, διαθέτει αυτονομία 160 χλμ. Η φόρτισης της μπαταρίας διαρκεί όμως επτά ώρες. Υπάρχουν όμως και άλλα προβλήματα για την υλοποίηση αυτού του πολύ φιλόδοξου εγχειρήματος. Τα ερωτήματα που τίθενται είναι κυρίως διαδικαστικά, όπως λόγου χάρη πώς θα διαδοθούν τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, όταν δεν υφίσταται δίκτυο ανεφοδιασμού με επαρκή κάλυψη. Η Κάρολιν Ράιχερτ της γερμανικής ιδιωτικής εταιρείας παροχής ενέργειας RWE λέει στην «Ντώτσε Βέλλε» ότι «απαιτούνται διευκολύνσεις στις εταιρείες παροχής ενέργειας για να στήσουν ένα δίκτυο με πλήρη κάλυψη. Μόνο έτσι ο κόσμος θα αποδεχθεί εν τέλει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο». Υψηλές δαπάνες κατασκευής, με αποτέλεσμα την υψηλή τιμή πώλησης.

Περιορισμένη απόσταση ταξιδιού μεταξύ κάθε επαναφόρτισης της μπαταρίας. Στο παρελθόν κάθε 60 χιλιόμετρα χρειαζόνταν επαναφόρτιση. Ωστόσο, τα πιο σύγχρονα μοντέλα επιτυγχάνουν αυτονομίες που ξεκινούν από 100 έως 120 χιλιόμετρα στα αυτοκίνητα πόλης και φτάνουν στα 250 - 300 χιλιόμετρα ή και παραπάνω, σε αυτοκίνητα μεγάλης ισχύος. Το σημερινό ρεκόρ ανήκει σε ένα σπορ ηλεκτροκίνητο Tesla Roadster, που κατάφερε να διανύσει 504 χιλιόμετρα (313 μίλια) με μία μόνο φόρτιση, με μέση ταχύτητα 56 χιλιόμετρα/ώρα (35 μίλια/ώρα) και είχε 5 χιλιόμετρα (3 μίλια) ακόμα αυτονομία όταν έφτασε στον τερματισμό. Το ρεκόρ επετεύχθη στις 27 Οκτωβρίου 2009, κατά τη διάρκεια του παγκόσμιου διαγωνισμού Global Green Challenge, στην Αυστραλία.

Μεγάλος χρόνος επαναφόρτισης, συνήθως 6 ώρες για πλήρη επαναφόρτιση. Ωστόσο, αρκετά σύγχρονα μοντέλα μπορούν να φορτιστούν κατά 80% σε χρόνο λιγότερο της 1 ώρας.

. Οι ειδικοί ευελπιστούν σε βελτίωση των επιδόσεων, κάνοντας λόγο ακόμα και για φόρτιση διάρκειας 20 λεπτών.

Περιορισμένη διάρκεια ζωής μπαταριών, συνήθως 3 - 5 χρόνια. Παρ' όλα αυτά, για το [Chevrolet Volt](#), η General Motors δίνει εγγύηση 8 έτη ή 100.000 μίλια (160.000 χιλιόμετρα) για τις μπαταρίες.

1.7 ΣΚΑΝΔΑΛΑ

Ιστορικά, η περιορισμένη διάδοση των ηλεκτροκίνητων αυτοκινήτων έχει αποδοθεί στα παραπάνω μειονεκτήματα. Επιπλέον, έχουν υπάρξει βάσιμες ενδείξεις ότι οι μεγάλες πετρελαϊκές εταιρίες έχουν, κατά καιρούς, υπονομεύσει τις προσπάθειες παραγωγής αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων, λόγω του φόβου ότι η συνεπακόλουθη απεξάρτηση από το πετρέλαιο θα έθιγε τα συμφέροντά τους.

Το πλέον τρανταχτό ιστορικό παράδειγμα είναι το General Motors EV1, που είχε κατασκευάσει σε 1.117 αντίτυπα η General Motors από τον Δεκέμβριο του 1996 έως το 1999 και τελικώς κατέληξε σε μαζική ανάκληση και διάλυση στην πρέσα. Η ίδια η General Motors μάλιστα, έχει κατηγορηθεί ότι σκόπιμα αυτο-υπονόμευε τότε το EV1, λόγω των πιέσεων που είχε δεχτεί από τις μεγάλες πετρελαϊκές εταιρίες, κατά τη διάρκεια της εξέλιξης του πρότζεκτ.

Τα τελευταία χρόνια πάντως, έχει διατεθεί ένας μικρός αριθμός μοντέλων παραγωγής, όπως το σπορ ηλεκτροκίνητο Tesla Roadster και έχει αναγγελθεί η παραγωγή αρκετών μελλοντικών μοντέλων, όπως τα τρίδυμα Mitsubishi i MiEV / Peugeot iOn / Citroën C-Zero που κυκλοφόρησαν στα τέλη του 2010.

Ακόμα και σήμερα ωστόσο, τα περισσότερα εξακολουθούν να είναι πρωτότυπα, ενώ ορισμένα επίσης, έχουν διατεθεί σε περιορισμένα αντίτυπα και όχι στο ευρύ κοινό. Πρόσφατο παράδειγμα ήταν η ηλεκτροκίνητη έκδοση του Subaru Stella, με μόλις 170 αντίτυπα, τα οποία πωλήθηκαν κυρίως σε εταιρείες ενοικιάσεων και κυβερνητικά στελέχη της Ιαπωνίας, από τα τέλη Ιουλίου 2009 έως τον Μάρτιο του 2010.

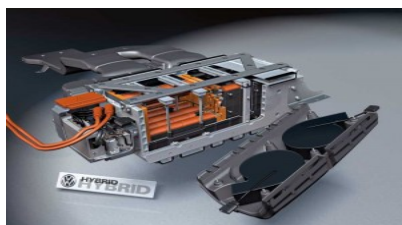
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

2.1 ΜΕΣΑ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

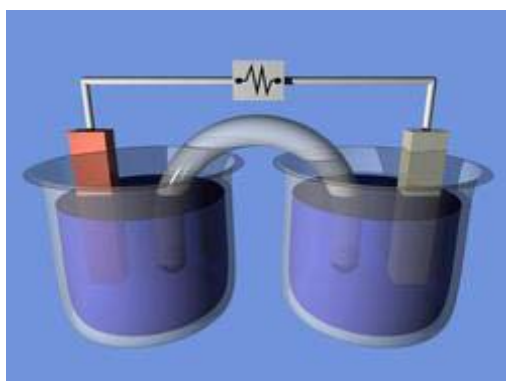
Οι πρόσφατες εξελίξεις της τεχνολογίας συσσωρευτών δημιουργούν την αισιοδοξία ότι το όνειρο της κίνησης με μηδενικές εκπομπές μπορεί τελικά να πραγματοποιηθεί.

Χρόνος επαναφόρτισης, κύκλος ζωής, αυτονομία, βάρος, απόδοση. Ας γίνουμε όμως πιο συγκεκριμένοι αναλύοντας τις μπαταρίες :

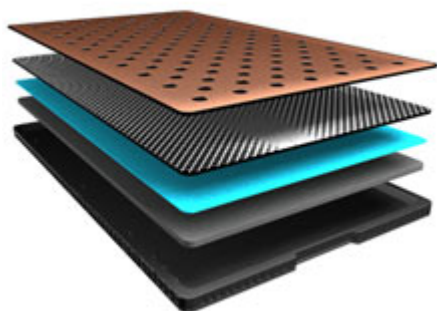
2.1.1 ΤΙ ΕΙΝΑΙ ΜΠΑΤΑΡΙΑ Η ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΗΣ



Ένα ρεζερβουάρ ενέργειας που βασίζεται σε μία απλή αρχή λειτουργίας. Στην δημιουργία διαφοράς δυναμικού (τάσης) ανάμεσα σε δύο διαφορετικά στοιχεία (ηλεκτρόδια) όταν αυτά βρίσκονται σε ένα διάλυμα ηλεκτρολύτη. Μία μπαταρία αποτελείται από ένα ή περισσότερα ηλεκτροχημικά στοιχεία που με λίγα λόγια μετατρέπουν την χημική σε ηλεκτρική ενέργεια.



2.1.2 ΚΥΡΙΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΩΝ:



Μια συστοιχία συσσωρευτών που προορίζεται για ένα ΗΑ θα πρέπει να έχει υψηλή πυκνότητα ενέργειας, μεγάλο κύκλο ζωής, απουσία φαινομένων «μνήμης» (επίδρασης των προηγούμενων φορτίσεων/εκφορτίσεων στην απόδοση της μπαταρίας), γρήγορη φόρτιση, υψηλό βαθμό απόδοσης, μεγάλη αξιοπιστία, χαμηλό κόστος, υψηλή απόδοση φόρτισης/εκφόρτισης, μεγάλο εύρος λειτουργίας μεταξύ χαμηλών και υψηλών θερμοκρασιών, πολύ χαμηλό ρυθμό αυτό-εκφόρτισης, καλό βαθμό θερμοκρασίας αποθήκευσης, χαμηλή εσωτερική αντίσταση, δυνατότητα ανακύκλωσης κ.α.

2.1.3 ΚΥΡΙΑ ΜΕΓΕΘΗ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΩΝ

-

	Fuel	Energy Mass Density (kW-hr/kg)	Energy Volume Density (kW-hr/liter)
Total Potential	Hydrogen gas	39.8	0.003
	Gasoline	12.9	9.50
	Lithium metal	12.0	6.39
	Methanol (no water)	5.47	4.33
	Formic Acid (88%)	4.69	4.43
	Hydride ($\text{LiAlH}_4 + 4\text{H}_2\text{O}$)	2.44	2.11
Actual	Zinc-Air Battery	0.44	1.67
	Li-ion Battery (full redox)	0.13-0.20	0.23-0.58

Πυκνότητα ισχύος (W/kg) => η ροή της ισχύος ανά μονάδα μάζας ή του βάρους της μπαταρίας. Υποδηλώνει και την μέγιστη ισχύ που μπορεί να προσφέρει ένας συσσωρευτής και βάση αυτού εξαρτώνται οι επιδόσεις ενός οχήματος (επιτάχυνση, τελική ταχύτητα).

- **Ενεργειακή πυκνότητα μάζας (Wh/kg)** => εκφράζει την ποσότητα ενέργειας που μπορεί να αποθηκευτεί ανά μονάδα μάζας (ή βάρους της μπαταρίας).

Είναι μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους για κάθε μέσο μεταφοράς. Για παράδειγμα το Nissan Leaf εξοπλίζεται με μπαταρίες λιθίου-ιόντων 200 kg. Οπότε, βάση του πίνακα, στην θεωρία ισχύει: $0,20 \text{ kWh/kg} \times 200 \text{ kg} = 40 \text{ kWh}$

Άρα βάση της βενζίνης με $13,11 \text{ kWh/kg}$ ειδικής ενέργειας αποθήκευσης 200 kg καυσίμου ισούνται με 2.622 kWh ! Περίπου 100 φορές περισσότερη ενέργεια. Κάπως έτσι εξηγείται και η μικρότερη αυτονομία των ΗΑ.

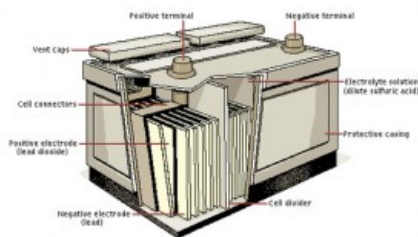
- **Ενεργειακή πυκνότητα όγκου (Wh/m^3)** => το συνολικό φορτίο που μπορεί να αποθηκεύσει μία μπαταρία ανά μονάδα του όγκου της. Ισχύει για συγκεκριμένη περίοδο φόρτισης/εκφόρτισης και καθορίζει το μέγεθος (όσο μεγαλύτερη ενεργειακή πυκνότητα τόσο μικρότερος ο όγκος της μπαταρίας).
- **Ποσότητα ενέργειας** => όπως και στα κινητά τηλέφωνα μετριέται σε αμπερώρες (Ah). Μια μπαταρία 10 Ah υποδηλώνει πως παρέχει 1 Amp συνεχούς ρεύματος (μόνο DC υπάρχει στις μπαταρίες) για 10 h ή 5 Amp για 2 h και πάει λέγοντας.

Ποια η διαφορά του W με την Wh σε ένα BEV (Battery Electric Vehicle); Το Watt μετρά την ισχύ, όπως και σε ένα συμβατικό αυτοκίνητο. Η «βατώρα» (Wh) εκφράζει την απόσταση που μπορείς να διανύσεις με ένα HA. Ένα μέσο BEV μπορεί να διανύσει περίπου 6-8 km ανά kWh (π.χ. το Leaf με 24 kWh έχει αυτονομία 160 km)

βαθμός απόδοσης => η μετατροπή ενέργειας από ηλεκτρική σε χημική έχει απόδοση της τάξης του 80%. Η μετατροπή της χημικής ενέργειας του πετρελαίου σε μηχανική δεν ξεπερνά το 20%

2.2 ΣΥΝΗΘΕΙΣ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΕΣ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΗ HA

Οι επικρατέστεροι τύποι συσσωρευτών για την εφαρμογή σε HA είναι οι εξής:



- **Μολύβδου-οξέος (PbO_2)** => πρόκειται για κλασικό τύπο συσσωρευτών που βρήκα ευρεία χρήση μέχρι και τις αρχές της δεκαετίας του 1990. Αξιόπιστες και φτηνές αλλά με μεγάλο βάρος και μικρή ενεργειακή πυκνότητα με μικρό κύκλο ζωής.

- **Νικελίου-καδμίου (Ni-Cd)** => έχουν καλή ενεργειακή πυκνότητα, ταχεία φόρτιση και δεν μεταβάλλουν εύκολα την θερμοκρασία τους. Ωστόσο, παρουσιάζουν πρόβλημα «μνήμης» μετά από καιρό ενώ το κάδμιο είναι ένα στοιχείο που επιβαρύνει το περιβάλλον όταν πλέον η μπαταρία είναι άχρηστη.



•

Νικελίου-υδριδίου μετάλλου (Ni-MH) => έχουν μεγάλη ενεργειακή πυκνότητα, σχετικά μεγάλη διάρκεια ζωής και μικρότερο κόστος από τις μπαταρίες λιθίου. Λόγω της αξιοπιστίας και της αντοχής τους οι μπαταρίες Ni-MH αποτελούν την αγαπημένη λύση των υβριδικών Toyota και Honda και ειδήμων στον συγκεκριμένο τύπο θεωρείται η Panasonic EV Energy.

- **Νατρίου-χλωριούχου νικελίου (Na-NiCl₂)** => ανήκουν στην κατηγορία των συσσωρευτών τηγμένων αλάτων και κύριο χαρακτηριστικό τους είναι οι υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας. Αποκαλούνται και ως Zebra. Εμφανίστηκαν κατά τον Β΄ Παγκόσμιο Πόλεμο και χρησιμοποιήθηκαν στους πυραύλους V2. Σήμερα η χρήση τους έχει περιορισθεί από τις λιθίου.
- **Νατρίου-θείου (Na-S)** => Τα πολλά και θετικά πλεονεκτήματά τους εξανεμίζονται από την υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας που μπορεί να φτάσει και τους 350 C. Παρόλο που χρησιμοποιήθηκαν σε αρκετά πρωτότυπα αυτοκίνητα (BMW E-1, Fiat Downtown, Mercedes-Benz A-Class) την δεκαετία του 1990 η χρήση τους έχει περιορισθεί σε στατικές εφαρμογές.
- **Λιθίου ιόντων (Li-ion)** => Οι μπαταρίες λιθίου ιόντων (τις συναντάμε στα κινητά μας τηλέφωνα, στους φορητούς υπολογιστές κ.α.) είναι ο τύπος μπαταριών που υιοθετούν όλο και περισσότεροι κατασκευαστές χάρη στην υψηλή ενεργειακή τους πυκνότητα. Τα προβλήματα υπερθέρμανσης που παρουσιάζουν στις έντονες αυξομειώσεις τάσεις έχουν περιορισθεί με διάφορες μεθόδους. Υπάρχουν διάφορες παραλλαγές με προσθήκες στοιχείων όπως κοβάλτιο, μαγγάνιο, νικέλιο κ.α. για την βελτίωση των χαρακτηριστικών. Ο συνηθέστερος τύπος με πολυμερή σταδιακά εγκαταλείπεται και υιοθετούνται οι λιθίου-ιόντων με φωσφορούχο σίδηρο που βελτιώνει σημαντικά τον κύκλο ζωής

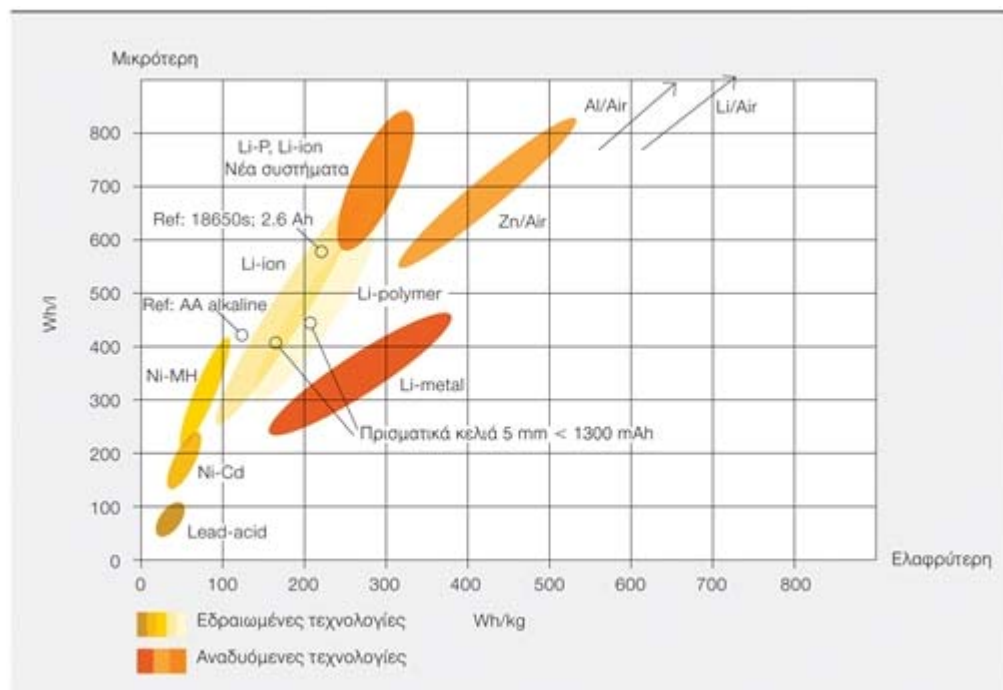
Στον παρακάτω πίνακα αναγράφονται τα χαρακτηριστικά των παραπάνω συσσωρευτών:

ΤΥΠΟΣ ΜΠΑΤΑΡΙΑΣ	ΕΙΔΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ (wh/kg)	ΕΙΔΙΚΗ ΙΣΧΥΣ (w/kg)	ΑΠΟΔΟΣΗ (%)	ΚΥΚΛΟΣ ΖΩΗΣ	ΚΟΣΤΟΣ
					(\$/kwh)
ΜΟΛΥΒΔΟΥ - ΟΞΕΟΣ	35-50	150-400	80	500-1000	100-150
ΝΙΚΕΛΙΟΥ-ΚΑΔΜΙΟΥ	55	180	65	1000-2000	250-350
ΝΙΚΕΛΙΟΥ – ΥΔΡΙΔΙΟΥ-ΜΕΤΑΛΛΟΥ	60-80	200-300	70	1000-2000	200-350
ΙΟΝΤΩΝ ΛΙΘΙΟΥ	200-260	350	Μη διαθέσιμη	1000	100-130
ΝΑΤΡΙΟΥ ΘΕΙΟΥ	100-130	200-300	>90	1000	200
ΝΑΤΡΙΟΥ ΧΛΩΡΙΟΥΧΟΥ ΝΙΚΕΛΙΟΥ	150-200	200-250	85	1000	250

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.2

2.3 ΕΠΙΚΡΑΤΕΣΤΕΡΟ ΜΕΣΟ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟ Η/Α:

Λόγω της ενεργειακής πυκνότητας, της καλής μνήμης, του κύκλου ζωής και άλλων πλεονεκτημάτων οι μπαταρίες λιθίου-ιόντων χωρούν περισσότερη ενέργεια με τον ίδιο όγκο (π.χ. με τις τύπου NiMH). Για αυτό το λόγο είναι η πρώτη επιλογή στον τομέα των ηλεκτρονικών αλλά και των ΗΑ. Στα μειονεκτήματα το υψηλό κόστος, η πτώση της απόδοσης στις υψηλές θερμοκρασίες (για αυτό δροσίζονται) και η μεταβολή τους στις απότομες αλλαγές τάσης. Επίσης, η υπερφόρτιση και η υπερεκφόρτιση μειώνει την διάρκεια ζωής τους. Εναλλακτικά υπάρχουν και άλλοι συνδυασμοί μπαταριών λιθίου (πολυμερών, φωσφορικού σιδήρου, οξειδίου μαγνησίου κ.α.) δίχως όμως να υπερτερούν σε απόδοση της λιθίου-ιόντων. . Επιπλέον, άλλες δρομολογούμενες καινοτομίες στην τεχνολογία των συσσωρευτών αναμένεται να έχουν εμπορικές προοπτικές σε εκπληκτικά σύντομο χρόνο, όπως αποτυπώνεται στο παρακάτω σχήμα:



ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3.1

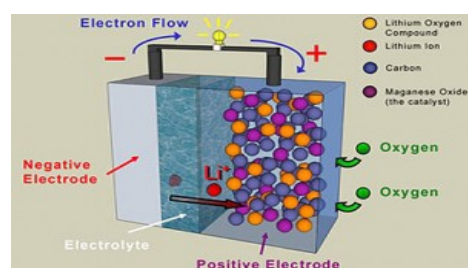
2.4 ΛΙΘΙΟ :

World Lithium Production 2009		
Country	Production	Reserves
Argentina	2,200	800,000
Australia	4,400	580,000
Brazil	110	190,000
Canada	480	180,000
Chile	7,400	7,500,000
China	2,300	540,000
Portugal	490	NA
United States	NA	38,000
Zimbabwe	350	23,000
World total	18,000	9,900,000

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.4

Είναι ένα μέταλλο που ζυγίζει περίπου το ½ του νερού. Ωστόσο, όταν το λίθιο έρθει σε επαφή με το νερό εκρήγνυται. Τα μεγαλύτερα αποθέματα βρίσκονται στην περιοχή Salar Uyuni στην **Βολιβία**. Έχει υπολογιστεί πως καλύπτουν 10.582 km² και αντιστοιχούν περίπου στο 50-70% της παγκόσμιας ζήτησης. Άλλες περιοχές που είναι πλούσιες σε λίθιο είναι η Χιλή (32.600 tn), η Αυστραλία (28.200 tn) κ.α. Η ετήσια παγκόσμια παραγωγή εκτιμάται στους 120.000 tn. Αξίζει να σημειωθεί πως πριν από μερικούς μήνες είχε προκαλέσει αίσθηση η είδηση για τεράστια αποθέματα λιθίου στο Αφγανιστάν δίχως όμως να έχει επιβεβαιωθεί κάτι τέτοιο ακόμη είναι ένα μέταλλο που ζυγίζει περίπου το ½ του νερού. Ωστόσο, όταν το λίθιο έρθει σε επαφή με το νερό εκρήγνυται. Τα μεγαλύτερα αποθέματα βρίσκονται στην περιοχή Salar Uyuni στην **Βολιβία**. Έχει υπολογιστεί πως καλύπτουν 10.582 km² και αντιστοιχούν περίπου στο 50-70% της παγκόσμιας ζήτησης. Άλλες περιοχές που είναι πλούσιες σε λίθιο είναι η Χιλή (32.600 tn), η Αυστραλία (28.200 tn) κ.α. Η ετήσια παγκόσμια παραγωγή εκτιμάται στους 120.000 tn. Αξίζει να σημειωθεί πως πριν από μερικούς μήνες είχε προκαλέσει αίσθηση η είδηση για τεράστια αποθέματα λιθίου στο Αφγανιστάν δίχως όμως να έχει επιβεβαιωθεί κάτι τέτοιο ακόμη.

2.5 ΜΕΤΑ ΤΟ ΛΥΘΙΟ:



Ένας πολλά υποσχόμενος τύπος μπαταριών είναι ο **ψευδαργύρου-αέρα** (Zinc-air) ενώ υπάρχουν πολλές παραλλαγές με κύριο στοιχείο τον ψευδάργυρο που είναι πιο κοινό, συνηθισμένο και φτηνότερο από το λίθιο. Χονδρικά στις **μπαταρίες Metal-air** η μετακίνηση ηλεκτρονίων δεν απαιτεί διάλυμα ή ηλεκτρολύτες. Φανταστείτε κάτι σαν τις **ενεργειακές κυψέλες** όπου ο αέρας περνά από διάφορα στρώματα οξειδώνοντας τον ψευδάργυρο όπου τα ηλεκτρόνια που απελευθερώνονται δημιουργούν το ηλεκτρικό φορτίο.

Έχουν πολύ μεγαλύτερη ενεργειακή πυκνότητα από τις Li-ion, είναι φτηνότερες κατασκευαστικά και πιο σταθερές στις μεταβολές φορτίου. Για να αντιληφθείτε το πλεονέκτημα των μπαταριών μετάλλου-αέρα (metal-air) μία συστοιχία βάρους 100 kg μπορεί θεωρητικά να προσφέρει αυτονομία σε ένα μέσο HA της τάξης των 700 km! Το

βασικό πρόβλημα που εμποδίζει την διάδοσή τους στα ΗΑ είναι ο μικρός κύκλος ζωής (περίπου έως 500) ενώ ο χρόνος φόρτισης/εκφόρτισης είναι παρόμοιος με τις li-ion. Ο Thomas Edison είχε κατασκευάσει μια μπαταρία nickel-zinc το 1901.

-Επηρεάζει την ανθρώπινη υγεία το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο των μπαταριών;

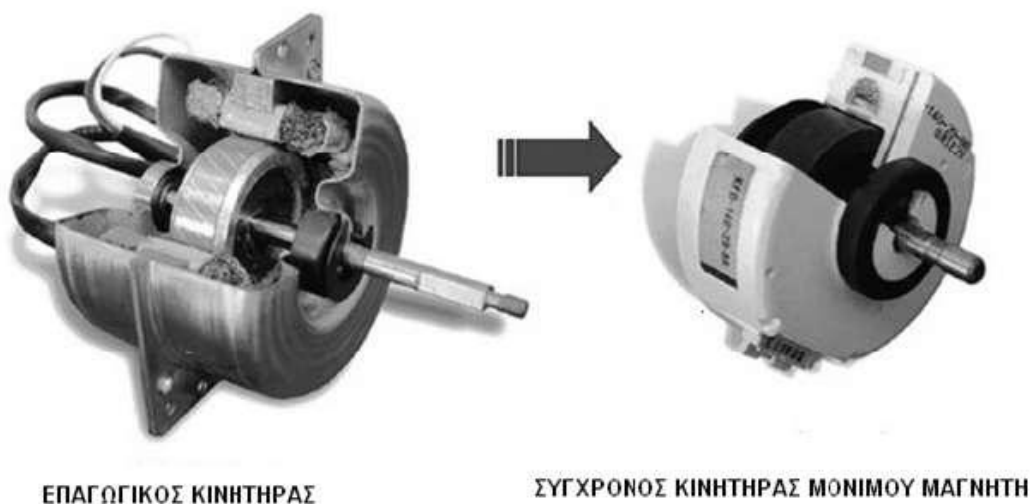
Την συγκεκριμένη ερώτηση την άφησα εσκεμμένα για το τέλος. Οι απόψεις για το πόσο επηρεάζει το πεδίο EMF (electromagnetic field) που δημιουργούν οι μπαταρίες την ανθρώπινη υγεία δίστανται. Οι κατασκευαστές ισχυρίζονται το ευνόητο, πως όλες οι τιμές είναι κάτω από τα προβλεπόμενα όρια. Ωστόσο, ανεξάρτητες μελέτες που έχουν γίνει κυρίως σε υβριδικά έχουν δείξει πως το EMF που δημιουργείται κυρίως γύρω από τον αγωγό που μεταφέρει ηλεκτρική ενέργεια από την μπαταρία στον ηλεκτροκινητήρα θα πρέπει να μας ανησυχεί.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

3.1 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ

Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί την κύρια πηγή κίνησης του ΗΑ καθώς αναλαμβάνει να μετατρέψει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική ροπή στρέψης στους τροχούς. Λόγω του ότι η ηλεκτρική μηχανή πρέπει να μπορεί να ελεγχθεί επακριβώς (έλεγχος ταχύτητας και ροπής), αρχικά είχε επικρατήσει η χρήση του DC κινητήρα. Τα σοβαρά μειονεκτήματα όμως αυτού, όπως το μεγάλο βάρος και η μικρή διάρκεια ζωής, τον αντικατέστησαν με την επαγωγική μηχανή (I M – induction Machine). Σοβαρός ανταγωνιστής της επαγωγικής μηχανής, είναι και οι μηχανές μόνιμου μαγνήτη. Και τα δύο είδη μηχανών προτείνονται σήμερα για την χρήση τους σε ηλεκτρικά οχήματα καθώς άλλα είδη μηχανών όπως ο DC που προαναφέρθηκε και η μηχανή μαγνητικής αντίστασης παρουσιάζουν μειονεκτήματα τα οποία κατατάσσουν τις κινητήριες αυτές μηχανές στις χαμηλότερες προτιμήσεις των κατασκευαστών.

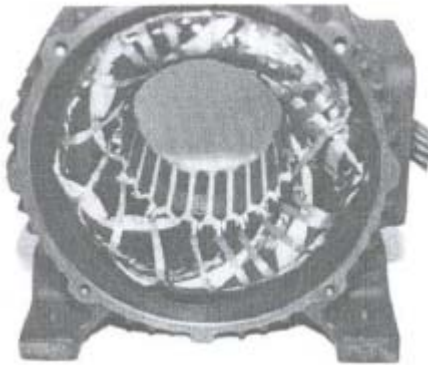
3.2 ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ



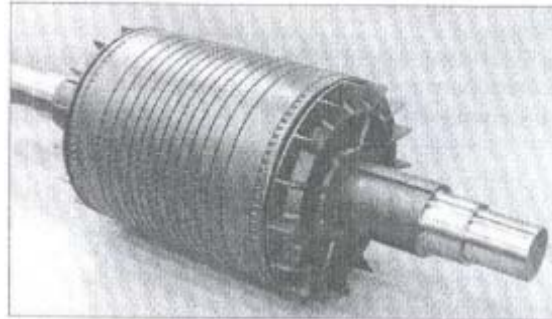
ΕΙΚΟΝΑ 3.2

Ο επαγωγικός κινητήρας αποτελεί τον πιο κοινό τύπο κινητήρα λόγω της απλής κατασκευής που παρουσιάζει. Ο κινητήρας αυτός δεν διαθέτει ξεχωριστό κύκλωμα διέγερσης. Αντίθετα, οι τάσεις και τα ρεύματα επάγονται στη διέγερσή του σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του μετασχηματιστή. Ο επαγωγικός κινητήρας μπορεί να θεωρηθεί ως ένας στρεφόμενος μετασχηματιστής αφού το ισοδύναμο κύκλωμα του είναι όμοιο με αυτό του μετασχηματιστή και διαφοροποιείται από τον τελευταίο μόνο στην επίδραση της μεταβλητής ταχύτητας.

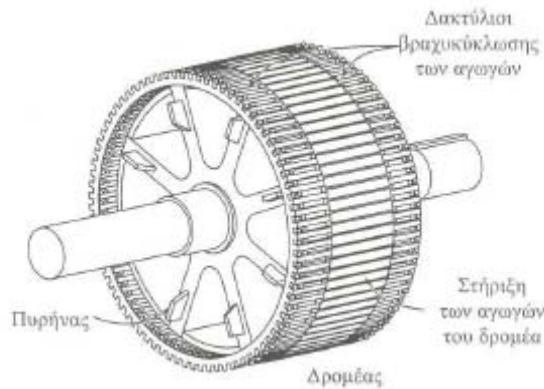
Αυτό που διαφοροποιεί τον επαγωγικό κινητήρα από το σύγχρονο, δεν είναι η δομή του στάτη αλλά η δομή του δρομέα. Χρησιμοποιούνται δύο τύποι δρομέων στους επαγωγικούς κινητήρες, οι δρομείς βραχυκυκλωμένου κλωβού και οι δρομείς δακτυλιοφόρου δρομέα.



ΕΙΚΟΝΑ 3.2.1
στάτης επαγωγικού κινητήρα.



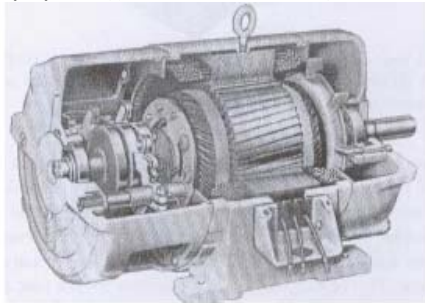
ΕΙΚΟΝΑ 3.2.2
δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού.



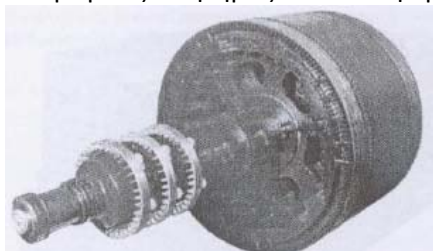
ΕΙΚΟΝΑ 3.2.3
σχεδιάγραμμα δρομέας
βραχυκυκλωμένου κλωβού.

Ο δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού αποτελείται από μία σειρά ράβδων που είναι τοποθετημένες σε αυλάκια της επιφάνειας του δρομέα και βραχυκυκλωμένες στα δύο άκρα του μέσω μεγάλων δακτυλίων βραχυκυκλώσεως. Σε αντίθεση με τον βραχυκυκλωμένο δρομέα, ο δακτυλιοφόρος, διαθέτει ολοκληρωμένο τριφασικό τύλιγμα, το οποίο είναι τοποθετημένο έτσι ώστε να αποτελεί το κατοπτρικό είδωλο του τυλίγματος του στάτη. Οι τρεις φάσεις ενός τέτοιου τυλίγματος συνδέονται συνήθως σε αστέρα, ενώ τα άκρα των αγωγών συνδέονται σε δακτυλίους. Έτσι τα ρεύματα στο δακτυλιοφόρο δρομέα ενός επαγωγικού κινητήρα μπορούν να μετρηθούν στις ψήκτρες και ακόμη είναι δυνατή η σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων στο κύκλωμα της διέγερσης.

Η τελευταία δυνατότητα δίνει το πλεονέκτημα ρύθμισης τη χαρακτηριστικής ροπής – ταχύτητας ενός επαγωγικού κινητήρα δακτυλιοφόρου δρομέα. Επίσης τα τυλίγματα στο δρομέα έχουν κάποια κλίση ώστε να περιορίζονται οι αρμονικές εγκοπών.



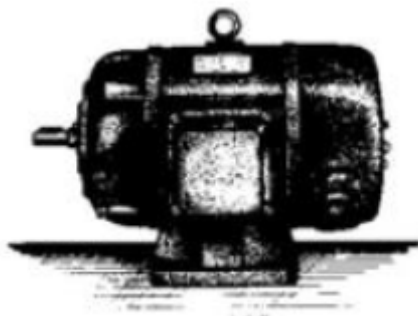
ΕΙΚΟΝΑ 3.2.4
επαγωγικός κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα σε τομή.



ΕΙΚΟΝΑ 3.2.5 δακτυλιοφόρος δρομέας.

3.3 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ:

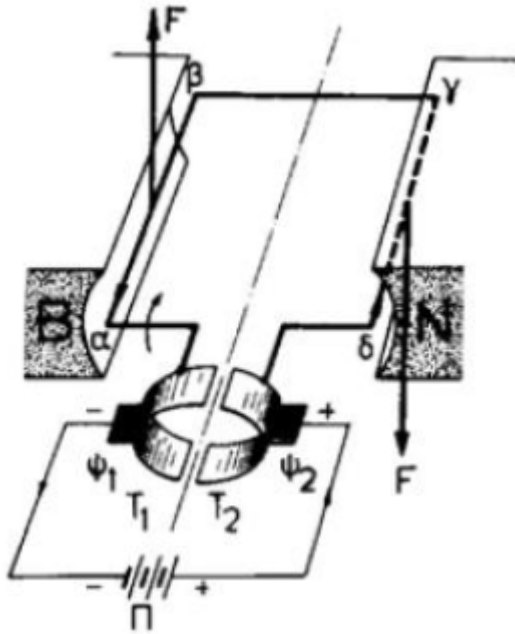
Ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος όπως υποδηλώνει κ το άνομα του, είναι ένας κινητήρας που λειτουργεί όταν εφαρμόζεται συνεχής τάση στα άκρα του. Αποτελείται από ένα κινητό τμήμα που ονομάζεται δρομέας και ένα ακίνητο που ονομάζεται στάτης.



κινητήρας συνεχούς ρεύματος.

ΕΙΚΟΝΑ 3.3.1

Ο στάτης αποτελείται από το ζύγωμα, τους μαγνητικούς πόλους, τους βοηθητικούς πόλους, τον ψηκτροφορέα με τις ψήκτρες και τα δύο καλύμματα. Ο δρομέας αποτελείται από τον άξονα, το επαγωγικό τύμπανο, τον συλλέκτη κ τον ανεμιστήρα. Ο άξονας του δρομέα έχει προσαρμοσμένο επάνω του το επαγωγικό τύμπανο (πυρήνα κ τύλιγμα) τον συλλέκτη κ τον ανεμιστήρα και στρέφεται πάντα με αυτά. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται ένας στοιχειώδης κινητήρας συνεχούς ρεύματος με τύλιγμα μιας σπείρας. Όταν το τύλιγμα θα τροφοδοτηθεί με ρεύμα θα ασκηθούν δυνάμεις στους αγωγούς της σπείρας γιατί βρίσκονται εντός μαγνητικού πεδίου των πόλων του κινητήρα. Το μέγεθος των δυνάμεων αυτών ορίζεται από τον νόμο του Laplace ($F=BI\sin\alpha$).



ΕΙΚΟΝΑ 3.3.2

Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης του τυλίγματος διέγερσης με το τύλιγμα του τύμπανου οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος διακρίνονται σε:

- α) Κινητήρες ξένης διέγερσης, (ξεχωριστή τροφοδοσία διέγερσης),
- β) κινητήρες παράλληλης διέγερσης,
- γ) κινητήρες διέγερσης σειράς και
- δ) κινητήρες σύνθετης διέγερσης.

3.4 ΕΠΙΛΟΓΗ ΚΑΤΑΛΛΗΛΟΥ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΗΡΑ

Για την επιλογή του κατάλληλου ηλεκτροκινητήρα για την εφαρμογή τα χαρακτηριστικά που παίζουν τον σημαντικότερο ρόλο είναι η συντήρηση, η απόδοση, το κόστος, η αντοχή και τέλος η πυκνότητα ισχύος.

Στον πίνακα που ακολουθεί αναλύονται οι υποψήφιοι κινητήρες που μπορούν να εφαρμοστούν σε ΗΑ.

Τύπος κινητήρα	DC	Επαγωγής	Σύγχρονος μόνιμου μαγνήτη
Απόδοση σε μέγιστη ροπή	85-89	94-95	95-97
Απόδοση σε ροπή 10%	80-87	93-94	73-82
Σχετικό κόστος ανά €/kw	20-30	2,75-5	5-20
Σχετικό κόστος	1	2-3	3,7-6
Αντοχή	καλή	άριστη	μέτρια
Max στροφές /min	4000-6000	9000-15000	4000-10000

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.4

Από τον παραπάνω πίνακα είναι εμφανές ότι οι κινητήρες επαγωγής κερδίζουν την καταλληλότητα για την εφαρμογή τους στα ΗΑ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

4.1 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Οι κινητήρες αυτοί μπορούν να ελεγχθούν με διάφορες τεχνικές. Οι επικρατέστερες είναι η μέθοδος άμεσου ελέγχου ροπής και ροής, η μέθοδος ρύθμισης του λόγου τάσεως στάτη/συχνότητας και η μέθοδος διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

4.1.1 ΜΕΘΟΔΟ ΑΜΕΣΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ (DTFC ή DTC)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control—DTFC ή συνηθέστερα DTC), ο οποίος εναλλακτικά καλείται και άμεσος αυτοέλεγχος (Direct Self—Control - DSC), αποτελεί μια ιδιαίτερα προηγμένη τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου. Η τεχνική αυτή προτάθηκε για πρώτη φορά στα μέσα της δεκαετίας του 1980 και αποτέλεσε τη χαρραγή μιας νέας γενιάς τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων μέσω αντιστροφών πηγής τάσης.

Το τεράστιο ενδιαφέρον που έχει πυροδοτήσει αυτή η τεχνική ελέγχου οφείλεται στο ότι επιτυγχάνει παρόμοια επίδοση ελέγχου με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου, χωρίς όμως να συνεπάγεται ανάλογη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Συγκεκριμένα η τεχνική αυτή, όπως και κάθε μονόμετρος έλεγχος, δεν λαμβάνει υπόψη της τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής και όπως είναι αναμενόμενο αυτό οδηγεί σε μη βέλτιστη απόκριση. Η μείωση όμως της πολυπλοκότητας και η επακόλουθη μείωση του απαιτούμενου

χρόνου υπολογισμού επιτρέπει τη διενέργεια πολύ γρήγορων κύκλων ελέγχου. Επομένως μπορεί η απόκριση του κάθε κύκλου να μην είναι η βέλτιστη, όμως η ταχύτητα με την οποία αυτή διορθώνεται από τον κύκλο ελέγχου που ακολουθεί επιτρέπει τον ταχύτατο και με αρκετά μεγάλη ακρίβεια έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής (άρα και της ταχύτητας) αλλά και της μαγνητικής ροής της μηχανής. Η απόκριση ροπής στην τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής θεωρείται ότι είναι εφάμιλλη εκείνης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

Η φιλοσοφία του ελέγχου με την τεχνική αυτή βασίζεται στην βαθύτερη κατανόηση της λειτουργίας του αντιστροφέα και την πλήρη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων ελέγχου που προσφέρει (βαθμοί ελευθερίας). Η παρούσα κατάσταση της ηλεκτρικής μηχανής εκτιμάται και ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ροπή και η μαγνητική της ροή. Ανάλογα με το πόσο οι τιμές αυτές αποκλίνουν από τις επιθυμητές αλλά και ανάλογα με τον κυκλικό τομέα στον οποίο βρίσκεται το

διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη επιλέγεται από έναν πίνακα διακοπτικών καταστάσεων εκείνη η διακοπτική κατάσταση, η οποία θα οδηγήσει το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην επιθυμητή απόκριση. Ο πίνακας διακοπτικών καταστάσεων είναι δεδομένος και έχει προκύψει από την ανάλυση της επίδρασης του κάθε επιτρεπτού διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα (της προκύπτουσας τάσης από την εφαρμογή του) επί της ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής. Ανάλογα με το είδος του χρησιμοποιούμενου αντιστροφέα και το πλήθος των σταθμών κβάντισης των σφαλμάτων ροής και ροπής προκύπτει και το πλήθος των στοιχείων του πίνακα διακοπτικών καταστάσεων. Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής είναι αυτορρυθμιζόμενη και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια και στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Ένα μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο έλεγχος εντός ζώνης υστέρησης προκαλεί διακύμανση της ροής και της ροπής, ενώ η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή. Παρόλα αυτά το γεγονός ότι η εν λόγω τεχνική δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος, δεν χρησιμοποιεί την κλασική τεχνική PWM και δεν απαιτεί τους πολύπλοκους μετασχηματισμούς μεταξύ πλαισίων αναφοράς, αποτελεί συγκριτικό πλεονέκτημα

της τεχνικής του άμεσου ελέγχου ροπής. Και αυτή η τεχνική παρέχει δυνατότητα για εξοικονόμηση ενέργειας, μέσω κατάλληλου προγραμματισμού της εντολής του επιθυμητού πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο της. Ο προγραμματισμός αυτός έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της μαγνητικής ροής σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής, σε περιπτώσεις που η μηχανή δεν απαιτείται να αναπτύξει την μέγιστή της ροπή. Το όφελος από την ενέργεια αυτή είναι ότι μειώνονται σημαντικά οι μαγνητικές απώλειες λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη.

Η μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε συνδυασμό με την ιδιαίτερα καλή επίδοση της τεχνικής αυτής δίνει ένα ευρύ πεδίο πρακτικών εφαρμογών για συστήματα που απαιτούν ακριβή έλεγχο ταχύτητας, με ικανοποιητική μεταβατική συμπεριφορά. Η εξέλιξη αυτή έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη μεγάλου ερευνητικού ενδιαφέροντος για την εν λόγω τεχνική. Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής προσομοιώνεται με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή όπως φαίνονται στα παρακάτω σχήματα.

4.1.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΛΟΓΟΥ ΤΑΣΗΣ ΣΤΑΘΗ/ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Η μέθοδος αυτή είναι η ευκολότερη σε εφαρμογές ΗΑ , κ ο κινητήρας επιτυγχάνει την μέγιστη δυνατή ροπή. Η τεχνική αυτή εφαρμόζει έλεγχο της ταχύτητας της μηχανής σε κλειστό βρόχο, μέσω ελέγχου της ολίσθησής της. Όπως συμβαίνει με κάθε σύστημα κλειστού βρόχου, ο ελεγκτής λαμβάνει πληροφόρηση για την παρούσα κατάσταση του συστήματος μέσω ανατροφοδότησης της εξόδου του. Στη συνέχεια, βάσει του σφάλματος μεταξύ παρούσας και επιθυμητής εξόδου, αναλαμβάνει τις κατάλληλες δράσεις ελέγχου, ώστε η νέα έξοδος του συστήματος να γίνει ίση με την επιθυμητή. Εξακολουθεί πάντως να υφίσταται το πρόβλημα της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής.

Η μέθοδος αυτή όμως έχει ένα βασικό μειονέκτημα, η ροπή και μαγνητική ροή διακένου εξαρτώνται της τάσης και της συχνότητας. Αυτό το φαινόμενο αλληλεπίδρασης έχει ως αποτέλεσμα την αργή απόκριση του κι κινητήρα. Εάν για παράδειγμα η ροπή αυξηθεί αυξάνοντας την συχνότητα της τάσης τότε η μαγνητική ροή του κινητήρα θα μειωθεί. Μπορεί βέβαια να επανέρθει στην πραγματική της τιμή , αλλά αυτό γίνεται μέσο του αργού , από πλευράς απόκρισης , βρόχου της μαγνητικής ροής. Αυτή η μεταβατική μείωση της μαγνητικής ροής μειώνει την ευαισθησία της ροής και κατά συνέπεια αυξάνει τον χρόνο απόκρισης του ηλεκτρικού κινητήρα.

Το παραπάνω πρόβλημα μπορεί να λυθεί με την χρησιμοποίηση της τεχνικής Του διανυσματικού ελέγχου.

4.1.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ

Ο διανυσματικός έλεγχος, όπως φανερώνει και η ονομασία του, έχει ως κεντρική ιδέα τον έλεγχο του διανύσματος των ελεγχόμενων μεταβλητών. Συνεπώς πέρα από το μέτρο τους ελέγχει και τη γωνία τους (φάση), ώστε να προσδιορίσει επακριβώς το διάνυσμά τους. Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου, και συγκεκριμένα με το πεδίο του δρομέα που εξετάζεται εδώ, αποτελεί την λύση στο εγγενές πρόβλημα που εμφανίζει ο

έλεγχος των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής, το οποίο δεν είναι άλλο από την συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Για να επιλύσουμε το πρόβλημα αυτό θα πρέπει αρχικά να μετασχηματίσουμε αλγεβρικά τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq), το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Όπως θα είναι ευνόητο, ο έλεγχος θα πρέπει διενεργηθεί στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς. Ο αλγόριθμος ελέγχου θα πρέπει να εξασφαλίζει πάντοτε ότι το πλαίσιο αναφοράς διατηρεί τον επιθυμητό προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα. Όταν επιτευχθεί σωστός προσανατολισμός του ευθέως άξονα του περιστρεφόμενου με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαισίου αναφοράς δύο αξόνων με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα, το οποίο επίσης περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, έχουμε πλήρη από σύζευξη των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Η αποσύζευξη αυτή απορρέει από τις εξισώσεις του μοντέλου για τις συνθήκες του προσανατολισμού και παραμένει πλήρης για όσο χρόνο

διατηρείται ο προσανατολισμός αυτός. Για το λόγο αυτό η διαρκής διατήρηση του σωστού προσανατολισμού από τον αλγόριθμο ελέγχου είναι μείζονος σημασίας και βασική προϋπόθεση για την επιτυχία του εφαρμοζόμενου ελέγχου.

Εφόσον με τη διατήρηση του προσανατολισμού αυτού οι εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής αποζευγνύονται, η μαγνητική ροή της μηχανής και η ροπή της (άρα και η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της) είναι ανεξάρτητες μεταβλητές. Το γεγονός αυτό είναι μια σημαντικότερη παρατήρηση, η οποία αποτελεί και τη βάση του διανυσματικού ελέγχου, αφού πλέον είμαστε σε θέση να ελέγχουμε ανεξάρτητα και κατά το δοκούν τόσο τη μαγνητική ροή όσο και την ταχύτητα του δρομέα, χωρίς η μεταβολή του ενός μεγέθους να επιδρά στην τιμή του άλλου. Αυτή η ιδιότητα αποτελεί το κυριότερο πλεονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου με

προσανατολισμό πεδίου, αφού επιτρέπει τον έλεγχο μιας μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα σαν να ήταν μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Με το ρεύμα ευθέως άξονα ελέγχεται το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα (πεδίο) της μηχανής, ενώ με το ρεύμα εγκάρσιου άξονα ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή και συνεπώς η ταχύτητα του δρομέα της μηχανής.

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν την εν λόγω τεχνική ελέγχου χαρακτηρίζονται από την υψηλή τους απόδοση και την μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής τόσο σε στατές όσο και σε δυναμικές συνθήκες, και στα τέσσερα τεταρτημόρια του πεδίου ταχύτητας-ροπής, ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες. Η απόκριση, απουσία σύζευξης, είναι ιδιαίτερα ταχεία και χωρίς ιδιαίτερη ταλαντωτική συμπεριφορά, γεγονός που χαρακτηρίζει την επίδοση και την ακρίβεια συστημάτων που χρησιμοποιούν αυτή την τεχνική ελέγχου ως ιδιαίτερα καλή. Δύο είναι τα κυριότερα μειονεκτήματα της μεθόδου αυτής: η ιδιαίτερα μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα που απαιτείται για τον σωστό προσανατολισμό του πλαισίου αναφοράς και η ανάγκη για έλεγχο του ρεύματος του αντιστροφέα. Η μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα συνεπάγεται μεγάλο υπολογιστικό φόρτο, όταν ο έλεγχος διενεργείται με μεγάλη συχνότητα, και στην περίπτωση αυτή συνήθως απαιτείται η χρήση ιδιαίτερα γρήγορων και υψηλού κόστους υπολογιστικών μονάδων. Ο έλεγχος ρεύματος που απαιτείται μπορεί να επιτευχθεί είτε με τον έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης είτε με πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων από τα επιθυμητά ρεύματα μέσω του μοντέλου της μηχανής και εφαρμογή της τεχνικής SPWM, με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς στις τάσεις αυτές. Η πρώτη μέθοδος με τον έλεγχο με ζώνη υστέρησης δεν δίνει βέλτιστα αποτελέσματα καθώς η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή, ενώ το αρμονικό περιεχόμενο είναι σημαντικό, οδηγώντας στην ανάπτυξη παρασιτικών ροπών. Η δεύτερη τεχνική με την πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων δίνει σταθερή διακοπτική συχνότητα, ενώ η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος είναι σαφώς μικρότερη.

Με την εξέλιξη της ηλεκτρονικής και των μικροεπεξεργαστών και ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (Digital Signal Processor, DSP) υψηλής ταχύτητας και ανάλυσης, έγινε δυνατή η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου, με την οποία έχουμε υψηλή απόδοση, ταχύτητα απόκρισης και ουσιαστικά ο έλεγχος του επαγωγικού κινητήρα ενάγεται σε έλεγχο κινητήρα συνεχούς και είναι η πιο διαδεδομένη μέθοδος ελέγχου εναλλασσομένων κινητήρων επαγωγής.

Στην εν λόγω τεχνική ελέγχου εφαρμόζεται η τεχνική SPWM για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή προσφέρει μειωμένη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα της μηχανής, αφού οι αρμονικές συνιστώσες περιορίζονται σε συχνότητες περίξ της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής φορέα και άνω. Οι αρμονικές αυτές συνιστώσες, οι οποίες βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, δεν απαιτούν στις συνήθεις εφαρμογές την χρήση φίλτρων για την καταστολή τους, αφού τις περισσότερες φορές φιλτράρονται σε ικανοποιητικό βαθμό από την επαγωγική αντίδραση των τυλιγμάτων του στάτη.

Τα βασικότερα μέρη από τα οποία αποτελείται το ψηφιακό σύστημα ελέγχου του κινητήρα είναι :

- α) ένας μικροεπεξεργαστής,
- β) ένας ψηφιακός επεξεργαστής DSP,
- γ) διαμορφωτής εύρους παλμών PWM Controller ,
- δ) μνήμη RAM και
- ε) μετατροπέας AC-DC

Συγκεντρωτική κατάσταση των κυριότερων χαρακτηριστικών των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.1

Ιδιότητα	Μονόμετρος (Βαθμωτός) Έλεγχος		Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα		Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (DTC)
	Ανοικτού Βρόχου	Κλειστού Βρόχου	Άμεσος	Έμμεσος	
Ακρίβεια Ελέγχου Ταχύτητας	Κακή	Ικανοποιητική	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Εξαιρετική
Ταχύτητα Απόκρισης	Μικρή	Αρκετά Καλή	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Πολύ καλή
Ταλαντωτική συμπεριφορά	Ναι	Ναι	Ασήμαντη	Ασήμαντη	Μικρή
Υπερύψωση	Ναι	Σημαντική	Ασήμαντη	Ασήμαντη	Πολύ Μικρή
Υπολογιστική Πολυπλοκότητα	Ελάχιστη	Ελάχιστη	Σημαντική	Σημαντική	Όχι ιδιαίτερα μεγάλη
Αντιστάθμιση μεταβολών ταχύτητας που οφείλονται σε μεταβολή του φορτίου ή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι	Ναι
Τρόπος ελέγχου αντιστροφέα	SPWM		1)Έλεγχος Ρεύματος σε Ζώνη Υστέρησης 2)SPWM με πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων της μηχανής		Κανένας
Αρμονικές φασικού ρεύματος τροφοδοσίας της μηχανής	Αρμονικό περιεχόμενο περίξ της συχνότητας φορέα και άνω και σταθερή διακοπτική συχνότητα		1)Σημαντικότετη αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος και μη σταθερή διακοπτική συχνότητα 2)Ομοίως με αριστερά		Αρμονικό περιεχόμενο που πλησιάζει εκείνο του τετραγωνικού παλμού
Δυνατότητα εξοικονόμησης ενέργειας μέσω ρύθμισης της μαγνητικής ροής της μηχανής	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι
Ευαισθησία σε μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής	Ναι	Μικρή	Στην τιμή της ωμικής αντίστασης του δρομέα		Στην τιμή της ωμικής αντίστασης του στάτη
Συνολική αξιολόγηση της κάθε τεχνικής ανάλογα με το αποτέλεσμα του ελέγχου (επίδοση) (από 1-5 με 5 άριστα)	1	3	4	5	5

Με βάση τον παραπάνω πίνακα είμαστε σε θέση να πούμε πως την καταλληλότητα για εφαρμογή σε ΗΑ κερδίζει ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου του δρομέα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

5.1 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΦΕΡΕΙΑΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΗΑ

Το κύκλωμα του ΗΑ περιλαμβάνει διατάξεις που είναι απαραίτητες έτσι ώστε ο έλεγχος του ΗΑ να είναι ασφαλής, λειτουργικός με γρήγορη απόκριση. Οι μηχανισμοί και οι διατάξεις που θα φέρουν το αποτέλεσμα αυτό θα αναλυθούν στο παρόν κεφάλαιο.

5.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ

Ο ελεγκτής αποτελεί τη μονάδα ελέγχου του κινητηρίου συστήματος και είναι υπεύθυνος για την παλμοδότηση των ημιαγωγών στοιχείων μετά την εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου. Η απόκριση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης εξαρτάται από τις τιμές των μεταβλητών ελέγχου που δίνονται ως εξωτερικοί είσοδοι από το χρήστη στον ηλεκτρονικό ελεγκτή (σήμα ροπής, σήμα ταχύτητας κτλ). Ο αλγόριθμος ελέγχου υλοποιείται σε κατάλληλη γλώσσα προγραμματισμού ή ακόμα και σε μπλοκ διαγράμματα σε κατάλληλο περιβάλλον, ανάλογα με τον τύπο του ελεγκτή. Έτσι, το υλοποιημένο πρόγραμμα συγκεντρώνει τις πληροφορίες των μεταβλητών ελέγχου, τις μετρήσεις των αισθητήρων, επεξεργάζεται και υπολογίζει δεδομένα και παράγει τους παλμούς ελέγχου του ηλεκτρονικού μετατροπέα. Επίσης, οι ελεγκτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εποπτεία του συστήματος υλοποιώντας συγκεκριμένες προστασίες υπέρτασης ή υπερέντασης. Οι ηλεκτρονικοί ελεγκτές είναι γνωστοί με ονομασίες όπως μικροεπεξεργαστές (microprocessors), μικροελεγκτές (microcontrollers) ή επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors, DSPs). Οι δημοφιλέστεροι αλγόριθμοι ελέγχου που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι ακόλουθοι: Έλεγχος στροφών μέσω ελέγχου τάσης τυμπάνου και πεδίου διεγέρσεως (DC κινητήρες) Βαθμωτός (ή μονόμετρος) έλεγχος (scalar control)

Διανυσματικός έλεγχος (Vector Control) με προσανατολισμό πεδίου (FOC, Field Oriented Control) και άμεσο έλεγχο ροπής και ροής (DTFC, Direct Torque and Flux Control)

Έλεγχος με ασαφή λογική (Fuzzy Logic Control)

Προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control)

Έλεγχος με χρήση νευρωνικών δικτύων (Neural Networks)

5.3 ΜΟΝΑΔΑ ΕΛΕΓΧΟΥ- ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗΣ

Η μονάδα ελέγχου είναι η βαθμίδα εκείνη όπου εκτελείται ο αλγόριθμος ελέγχου ώστε να παραχθούν οι κατάλληλοι παλμοί οδήγησης προς τους ημιαγωγικούς διακόπτες του μετατροπέα ισχύος και έτσι να επιτευχθεί η επιθυμητή απόκριση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Το υλικό (hardware) της μονάδας αυτής, ανάλογα από την εφαρμογή, μπορεί να αποτελείται από ένα μικροεπεξεργαστή ή ένα επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP) μαζί με τα περιφερειακά του είτε ακόμα από ένα υπολογιστή με κάρτα εισόδου εξόδου.

Από την άλλη μεριά πέρα από το υλικό της μονάδας αυτής, υπάρχει και το λογισμικό (software), το οποίο είναι αυτό που εκτελεί τους διάφορους αλγορίθμους ελέγχου ώστε να λειτουργήσει επιθυμητά του υλικό μας (hardware). Η αλγόριθμοι ελέγχου ή αλλιώς τεχνικές ελέγχου ποικίλουν και συνήθως εξαρτώνται από την συγκεκριμένη εφαρμογή.

5.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ AC-DC

Οι ανορθωτές είναι μετατροπείς οι οποίοι έχουν ως είσοδο εναλλασσόμενη τάση (μονοφασικοί ή τριφασικοί) και την μετατρέπουν σε συνεχή τάση και ρεύμα στη έξοδο τους. Η διάταξη μπορεί να είναι μονοφασική όταν η ισχύς που απαιτείται είναι μικρή (μικρότερη από 15kW), ενώ για αυξημένη ζήτηση ισχύος απαιτείται τριφασική ανορθωτική διάταξη. Επίσης οι ανορθωτές διακρίνονται σε ελεγχόμενοι και μη ελεγχόμενοι.

Οι μη ελεγχόμενοι ανορθωτές έχουν ως ημιαγωγικά στοιχεία διόδους, ενώ η όλη διάταξη αποτελείται από έξι διόδους (στους τριφασικούς) ή τέσσερις διόδους (στους μονοφασικούς) σε συνδεσμολογία γέφυρας. Οι μη ελεγχόμενοι ανορθωτές μας δίνουν την δυνατότητα να μετατρέψουμε την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή χωρίς όμως να μπορούμε να ελέγξουμε το επίπεδο της συνεχούς τάσης εξόδου, ούτε το ρεύμα εισόδου. Η γενική αρχή λειτουργίας του μη ελεγχόμενου ανορθωτή στηρίζεται στο ότι η εναλλασσόμενη τάση εισόδου πολώνει ορθά δύο διαδοχικές διόδους οι οποίες δεν ανήκουν στον ίδιο κλάδο. Κατά την ορθή πόλωση των διαδοχικών διόδων, οι διόδοι άγουν αυθόρμητα (μη ελέγχιμα), με αποτέλεσμα στην έξοδο να παίρνουμε ανορθωμένη τάση. Στο μονοφασικό ανορθωτή η ανορθωμένη τάση εξόδου είναι 4παλμική, ενώ στο τριφασικό ανορθωτή είναι 6παλμική. Για σκοπούς εξομάλυνσης της τάσης εξόδου τοποθετούμε ένα πυκνωτή παράλληλα στην έξοδο. Η μέση τιμή της συνεχούς τάσης εξόδου είναι

- Μονοφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής

$$\bar{V}_{DC_1\text{φασική ανόρθωση}} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{s_rms} = 0.9 \cdot u_{s_rms}$$

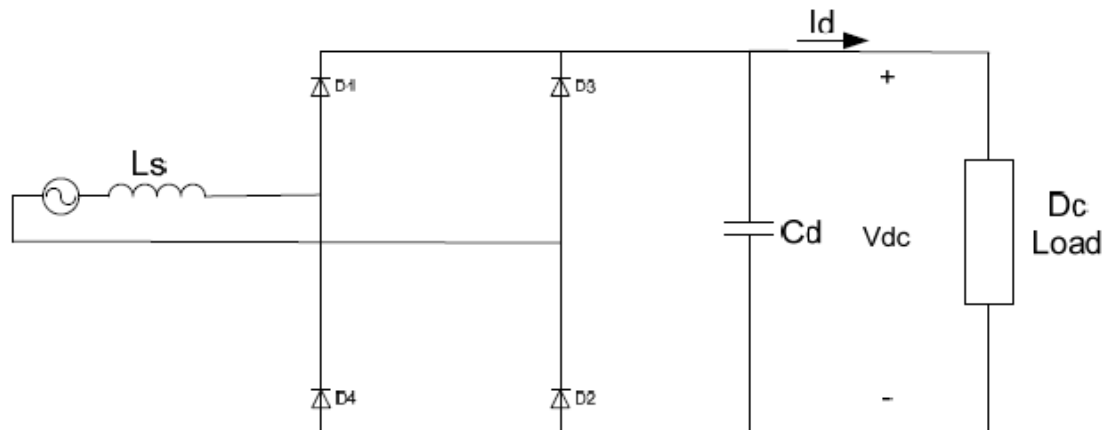
σχέση 5.4.1

- Τριφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής

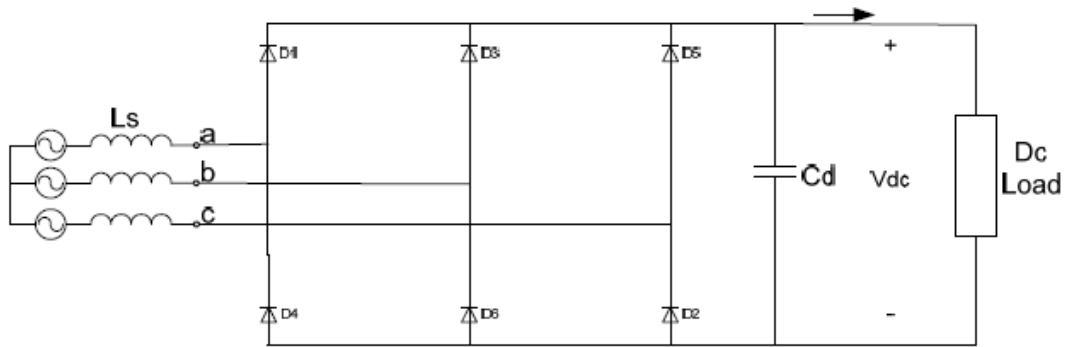
$$\bar{V}_{DC_1\text{φασική ανόρθωση}} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{LL_rms} = 1.35 \cdot u_{LL_rms}$$

σχέση 5.4.2

Στο σχήμα 5.3.1 παρουσιάζεται ο μονοφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής και στο σχήμα 5.3.2 ο τριφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής



Σχήμα 5.4.1: Μονοφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής



Σχήμα 5.4.2: Τριφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής

Σε περίπτωση που επιθυμείται έλεγχος στο επίπεδο της συνεχής τάσης εξόδου μπορεί να χρησιμοποιηθεί ελεγχόμενος ανορθωτής με thyristors. Η διάταξη στην περίπτωση αυτή είναι η ίδια με την μη ελεγχόμενη ανόρθωση αν αντικαταστήσουμε τις διόδους με thyristors. Ελέγχοντας τώρα με παλμούς την γωνία έναυσης των thyristors μπορεί να ελεγχθεί η συνεχής τάση εξόδου, αλλά δεν υπάρχει δυνατότητα έλεγχου του ρεύματος εισόδου στην διάταξη αυτή. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου στον ανορθωτή με thyristors είναι:

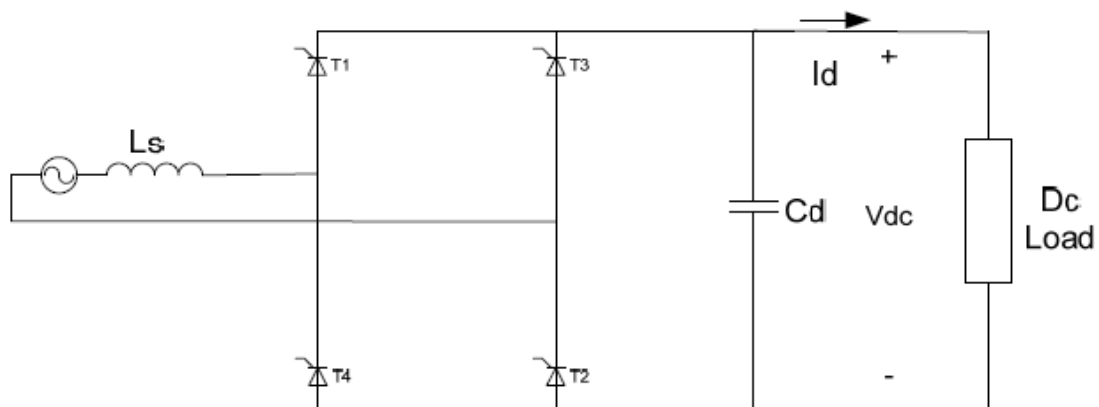
Σχέση 5.4.3 Μονοφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής με thyristors

$$\bar{V}_{DC_1\text{φασική}} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{s_rms} \cdot \cos(\alpha) = 0.9 \cdot u_{s_rms} \cdot \cos(\alpha)$$

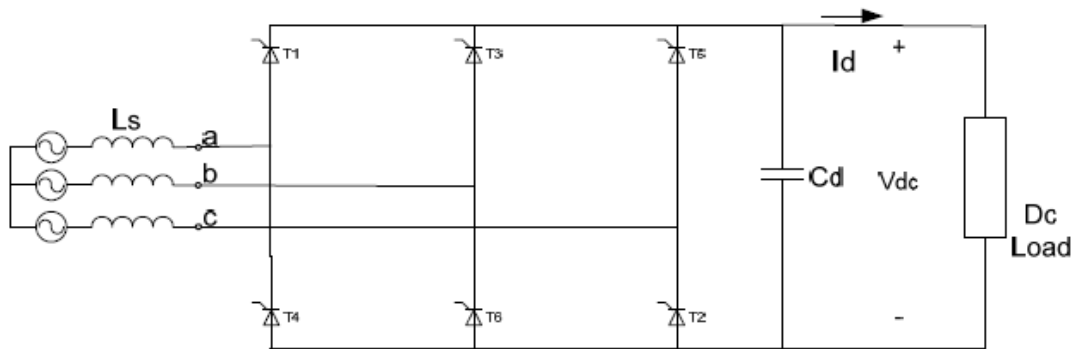
σχέση 5.4.4 τριφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής με thyristors

$$\bar{V}_{DC_1\text{φασική}} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{LL_rms} \cdot \cos(\alpha) = 1.35 \cdot u_{LL_rms} \cdot \cos(\alpha)$$

Όπου α η γωνία έναυσης των thyristors. Επομένως η δυνατές τιμές της τάσης εξόδου είναι από 0 μέχρι την τιμή της τάσης της αντίστοιχης μη ελεγχόμενης ανόρθωσης.



σχήμα 5.4.3 μονοφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής με thyristors



σχήμα 5.4.4 τριφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής με thyristors

5.5 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC:

Στους μετατροπείς συνεχούς ρεύματος σε συνεχή (dc-dc) η μέση dc τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται και να διατηρείται στο επιθυμητό επίπεδο ανεξάρτητα από το αν η τάση εισόδου ή του φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Στους dc-dc μετατροπείς ένας κατάλληλος ημιαγωγικός διακόπτης (κατάλληλης ισχύς και διακοπτικής συχνότητας) ανοιγοκλείνει τεμαχίζοντας την συνεχή τάση εισόδου σε παλμούς πολύ μικρής διάρκειας. Οι παλμοί αυτοί εφαρμόζονται σε ένα επαγωγικό στοιχείο (πηνίο) το οποίο λόγω της μεταβολής της τάσης στα άκρα του διαρρέετε από ηλεκτρικό ρεύμα και αναπτύσσει μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό του, σύμφωνα με του νόμους του Faraday και του Lenz. Έτσι κατά την μία κατάσταση του ημιαγωγικού στοιχείου εμφανίζεται θετική τάση στα άκρα του πηνίου και αυτό με την σειρά του αποθηκεύει μαγνητική ενέργεια στο εσωτερικό του με αποτέλεσμα να αυξάνει και το ρεύμα που το διαρρέει. Αντίστοιχα στην άλλη κατάσταση του ημιαγωγικού στοιχείου η τάση που εμφανίζεται στα άκρα του πηνίου είναι αρνητική, επομένως η αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια του πηνίου αποδίδεται στο κύκλωμα με αποτέλεσμα να μειώνεται το ρεύμα που το διαρρέει. Έτσι ελέγχοντας τον χρόνο αγωγής του ημιαγωγικού στοιχείου σε κάθε περίοδο πετυχαίνουμε έλεγχο της μέσης τιμής της τάσης εξόδου.

Οι συνηθέστερη μετατροπής που συναντάμε στην πράξη είναι:

- Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης-Step down ή buck dc/dc
- Μετατροπέας ανύψωσης τάσης-Step up ή boost dc/dc
- Μικτός dc/dc μετατροπέας-Step down/up ή buck/boost
- Dc/dc μετατροπέας του Cuk(υποβιβασμού και ανύψωσης)
- Dc/dc μετατροπέας με πλήρη γέφυρα(δυνατότητα να δουλεύει και στα 4 ταταρτημόρια του επιπέδου vo-io)
- Μετατροπέας Flyback(δυνατότητα ταυτόχρονης παραγωγής πολλών και διαφορετικών επιπέδων τάσης)
- Dc/dc μετατροπέας push/pull

5.5.1 DC- DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

Όπως υποδηλώνει και το όνομά του, ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή bulk dc-dc converter) παράγει μία μέση τάση εξόδου χαμηλότερη από τη dc τάση εισόδου V_d . Η κύρια εφαρμογή του είναι τα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και ο έλεγχος της ταχύτητας των dc κινητήρων.

Το βασικό κύκλωμα του σχήματος ...αποτελεί έναν μετατροπέα υποβιβασμού τάσης για ένα καθαρά ωμικό φορτίο. Θεωρώντας έναν ιδανικό διακόπτη και ένα καθαρά ωμικό

φορτίο, η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη. Από το σχήμα 5.5.1 μπορεί να υπολογιστεί η μέση τάση εξόδου ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής D:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (2)$$

σχέση 5.5.1

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (5.5.1) το D από την εξίσωση (5.5.2) έχουμε

$$V_0 = \frac{V_d}{V_{st}} v_{control} = kv_{control}$$

σχέση 5.5.2

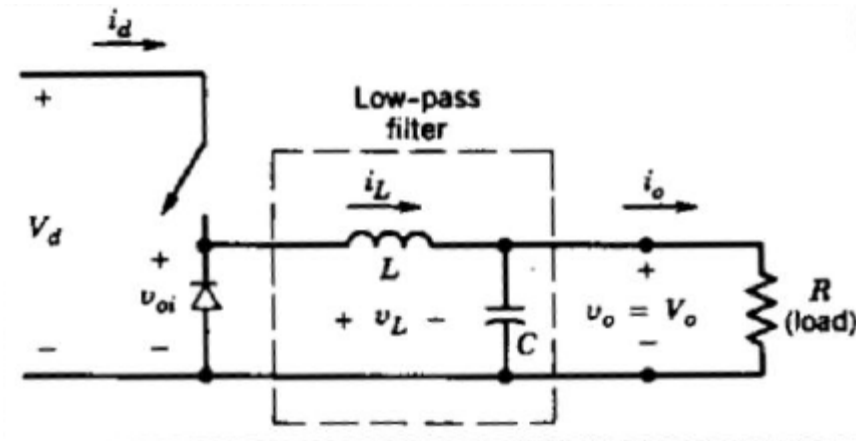
$$k = \frac{V_d}{V_{st}} = \text{σταθερά}$$

σχέση 5.5.3

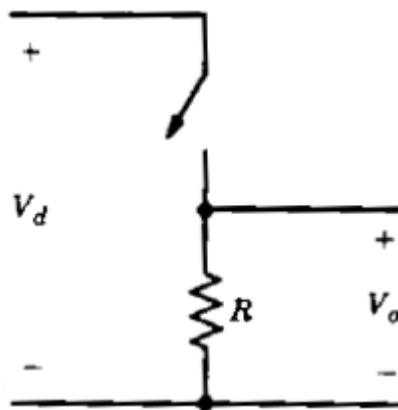
Η V_0 μπορεί να ελεγχθεί, μεταβάλλοντας το t_{on}/T_s . Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέση τάση εξόδου V_0 μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου, όπως στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών. Σε μια πρακτική εφαρμογή, το προηγούμενο κύκλωμα έχει δύο μειονεκτήματα: (1) Στην πράξη το φορτίο θα είναι επαγωγικό. Ακόμη και με ένα ωμικό φορτίο, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή. Αυτό σημαίνει ότι ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά (ή να καταναλώνει) την ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή και για το λόγο αυτό μπορεί να καταστραφεί. (2) Η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d , γεγονός μη αποδεκτό στις περισσότερες εφαρμογές. Το πρόβλημα της αποθηκευμένης ενέργειας λύνεται με τη χρήση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5.1. Οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου ελαττώνονται κατά πολύ με τη χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Στο σχήμα 5.3.3 φαίνεται η κυματομορφή της εισόδου του φίλτρου. Αυτή αποτελείται από έναν dc όρο V_0 , τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης f_s και στις πολλαπλάσιές της, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5.4. Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με την απόσβεση που προκαλείται από το ωμικό φορτίο R, φαίνεται στο σχήμα 5.5.3. Η συχνότητα αποκοπής f_c αυτού του φίλτρου επιλέγεται πολύ μικρότερη από τη συχνότητα μετάβασης, εξαλείφοντας ουσιαστικά την κυμάτωση στη συχνότητα μετάβασης από την τάση εξόδου.

Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, η διόδος του σχήματος 5.5.1 πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια, τόσο στο φορτίο, όσο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει δια μέσου της διόδου, μεταφέροντας μέρος της αποθηκευμένης ενέργειάς του στο φορτίο.

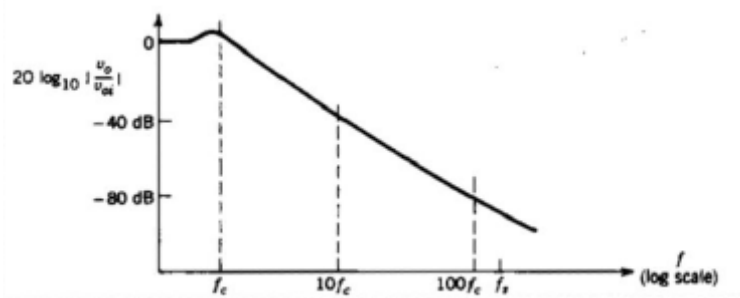
Στο σχήμα 5.5.1 παρατηρείται ότι σε ένα dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το μέσο ρεύμα εξόδου I_0 , εφόσον το ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι μηδέν.



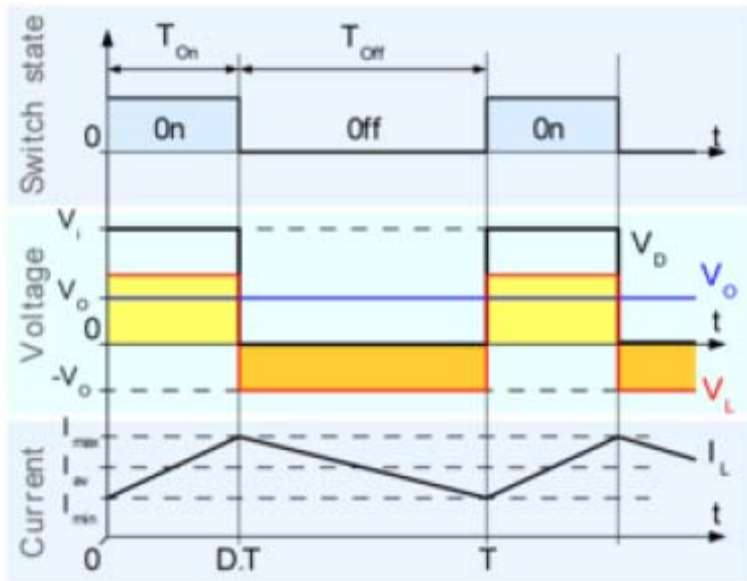
σχήμα 5.5.1



σχήμα 5.5.2



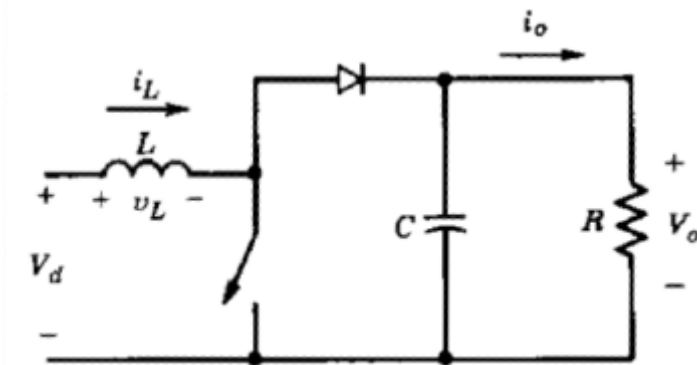
σχήμα 5.5.3



σχήμα 5.5.4

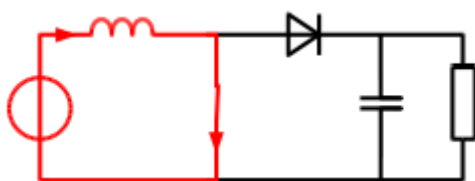
5.5.2 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ:

Στο σχήμα 5.5.2.1 δίνεται ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up ή boost dc-dc converter). Η κύρια εφαρμογή του είναι στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και στην πέδηση dc κινητήρων με ανάκτηση ισχύος. Όπως υποδηλώνει το όνομά του, η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η διάδος είναι ανάστροφα πολωμένη, απομονώνοντας έτσι τη βαθμίδα εξόδου. Η είσοδος παρέχει ενέργεια στο πηνίο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η βαθμίδα εξόδου απορροφά ενέργεια από το πηνίο και την είσοδο.

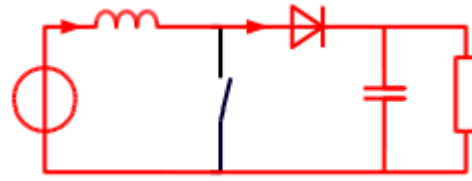


σχήμα 5.5.2.1

Στην λειτουργία συνεχούς ρεύματος, το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς. οι κυματομορφές για την μόνιμη κατάσταση λειτουργίας φαίνονται στο σχήμα 5.5.2.4.



σχήμα 5.5.2.2
κατάσταση κλειστού διακόπτη



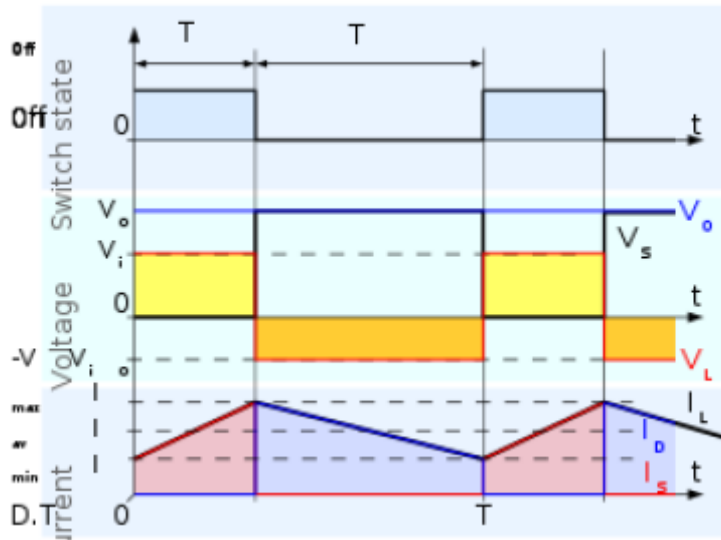
σχήμα 5.2.2.3
κατάσταση ανοικτού διακόπτη

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0$$

σχέση 5.5.2.1

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}$$

σχέση 5.5.2.2

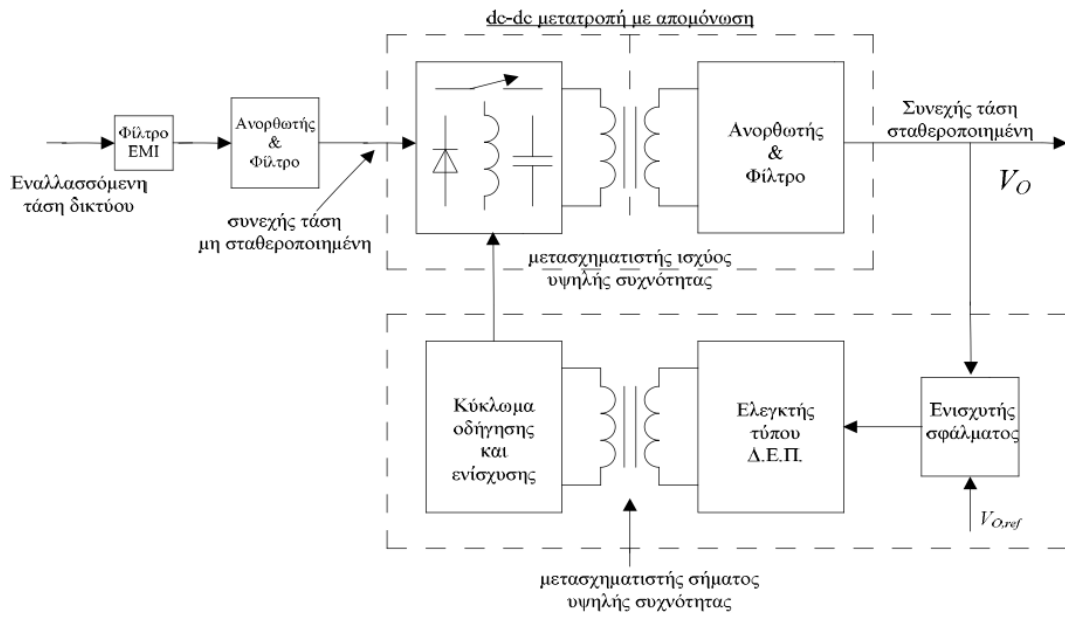


σχήμα 5.5.2.4

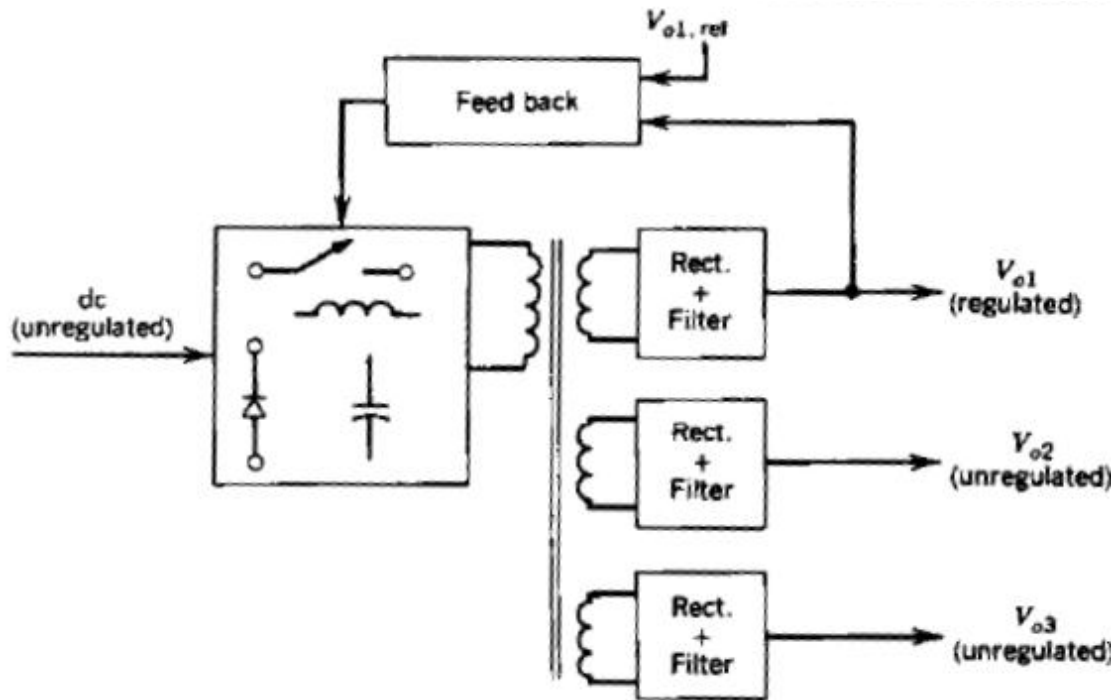
5.5.3 DC-DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Σε αντίθεση με τα γραμμικά, στα διακοπτικά τροφοδοτικά η μεταβολή της dc τάσης από μια στάθμη σε μια άλλη επιτυγχάνεται με τη χρήση dc-dc μετατροπέων, οι οποίοι αναλύθηκαν στην παράγραφο 5.5. Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούν ημιαγωγικά στοιχεία (transistor, MOSFET, κ.λ.π) τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες, δηλαδή είτε κλειστά είτε ανοικτά. Εφόσον τα στοιχεία ισχύος δεν χρειάζεται να λειτουργούν στην ενεργό περιοχή, αυτός ο τρόπος λειτουργίας προκαλεί πολύ μικρές απώλειες. Η αύξηση της ταχύτητας μετάβασης, οι μεγαλύτεροι περιορισμοί τάσης και ρεύματος και το σχετικά χαμηλότερο κόστος αυτών των στοιχείων είναι οι παράγοντες που συνέβαλαν στην εμφάνιση των διακοπτικών τροφοδοτικών.

Στο σχήμα 5.5.3.1 δίνεται ένα απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα ενός διακοπτικού τροφοδοτικού με ηλεκτρική απομόνωση. Η ac τάση εισόδου ανορθώνεται σε μια μη σταθεροποιημένη dc τάση με τη βοήθεια των ανορθωτών με διόδους. Πρέπει να τονιστεί ότι ένα φίλτρο EMI χρησιμοποιείται στην είσοδο για την καταστολή της EMI. Η βαθμίδα του dc-dc μετατροπέα μεταβάλλει τη dc τάση από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Αυτό επιτυγχάνεται με διακοπτική λειτουργία υψηλής συχνότητας, η οποία τροφοδοτεί με ac τάση υψηλής συχνότητας τον μετασχηματιστή απομόνωσης. Η έξοδος του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή ανορθώνεται και φιλτράρεται, ώστε να προκύψει η τάση V_o. Η έξοδος του dc τροφοδοτικού του σχήματος 5.5.3.2 σταθεροποιείται αυτόματα με έναν ελεγκτή PWM, στον οποίο μια τάση ελέγχου συγκρίνεται με μία πριονωτή κυματομορφή με συχνότητα τη συχνότητα μετάβασης. Η ηλεκτρική απομόνωση στο βρόχο ανάδρασης επιτυγχάνεται με έναν μετασχηματιστή απομόνωσης ή με οπτική σύζευξη.



σχήμα 5.5.3.1 Λειτουργικό διάγραμμα ενός διακοπτικού τροφοδοτικού



σχήμα 5.5.3.2 τροφοδοτικό με πολλές εξόδους

Σε πολλές εφαρμογές χρειάζονται πολλαπλές εξόδους, θετικές και αρνητικές. Ανάλογα με την εφαρμογή, αυτές οι εξόδους πρέπει να είναι ηλεκτρικά απομονωμένες μεταξύ τους. Στο σχήμα 5.5.3.2 δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα ενός διακοπτικού τροφοδοτικού, στο οποίο μόνο η έξοδος V_{o1} είναι σταθεροποιημένη, ενώ οι άλλες δύο είναι χωρίς

σταθεροποίηση. Αν χρειάζεται αυτές οι δύο να σταθεροποιηθούν, τότε μπορούν να χρησιμοποιηθούν γραμμικά τροφοδοτικά.

Τα δύο κύρια πλεονεκτήματα των διακοπτικών τροφοδοτικών σε σχέση με τα γραμμικά είναι πλέον εμφανής. Τα πλεονεκτήματα αυτά είναι:

α) Τα διακοπτικά στοιχεία (transistor ισχύος ή MOSFET) λειτουργούν ως διακόπτες, δηλαδή ανοικτά ή κλειστά. Αποφεύγοντας τη λειτουργία στην ενεργό περιοχή, επιτυγχάνεται σημαντική μείωση των απωλειών, με αποτέλεσμα την αύξηση της απόδοσης στο 70-90%. Επιπλέον, ένα διακοπτικό στοιχείο μπορεί να χειρίζεται μεγαλύτερες τιμές ισχύος σε σχέση με το transistor που λειτουργεί στη γραμμική περιοχή.

β) Εφόσον χρησιμοποιείται μετασχηματιστής απομόνωσης υψηλής συχνότητας (σε σύγκριση με τους μετασχηματιστές των γραμμικών τροφοδοτικών που λειτουργούν στα 50 ή 60 Hz), το μέγεθος και το βάρος τους μπορεί να μειωθεί σημαντικά.

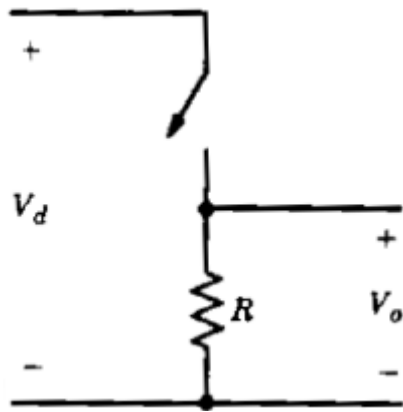
Ένα από τα αρνητικά σημεία των διακοπτικών τροφοδοτικών είναι ότι είναι περισσότερο πολύπλοκα και ότι πρέπει να γίνουν κατάλληλες μετρήσεις για να κατασταλεί η EMI, που οφείλεται στις υψίσυχνες μεταβάσεις των διακοπών.

Τα πλεονεκτήματα των διακοπτικών τροφοδοτικών (σε σχέση με τα γραμμικά), που αναφέρθηκαν παραπάνω, αντισταθμίζουν τα μειονεκτήματά τους μέχρι ένα ορισμένο επίπεδο ισχύος. Το επίπεδο αυτό μειώνεται σταθερά με το χρόνο, εξαιτίας των προόδων της τεχνολογίας των ημιαγωγών.

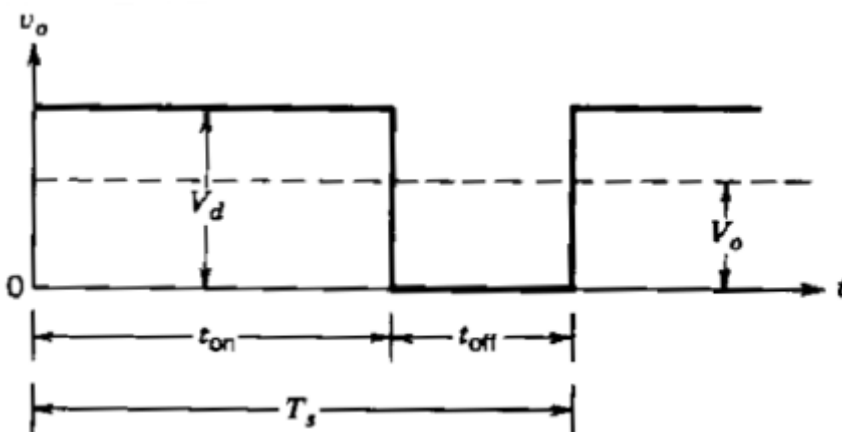
5.5.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC:

Στους μετατροπείς dc-dc, η μέση dc τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο ενδέχεται να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της dc τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Σε ένα dc-dc μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών. Για να καταστεί φανερή η αρχή μετατροπής διακοπτικού τύπου, ας θεωρηθεί ένας βασικός dc-dc μετατροπέας, όπως αυτός του σχήματος 5.5.4.1 Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου u_o , στο σχήμα 5.5.4.2 εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off} . Μία από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σε αυτή τη μέθοδο, που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width-Modulation, PWM) μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty ratio) $D = t_{on}/T_s$, που ορίζεται ως ο λόγος διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.

Η άλλη μέθοδος ελέγχου είναι γενικότερη. Σύμφωνα με αυτήν μεταβάλλονται, τόσο η συχνότητα μετάβασης (και η περίοδος), όσο και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται μόνο σε μετατροπείς dc-dc που χρησιμοποιούν thyristors με εξαναγκασμένη μετάβαση. Οι μεταβολές της συχνότητας μετάβασης καθιστούν δύσκολο το φιλτράρισμα της κυμάτωσης των κυματομορφών της εισόδου και της εξόδου.



σχήμα 5.5.4.1

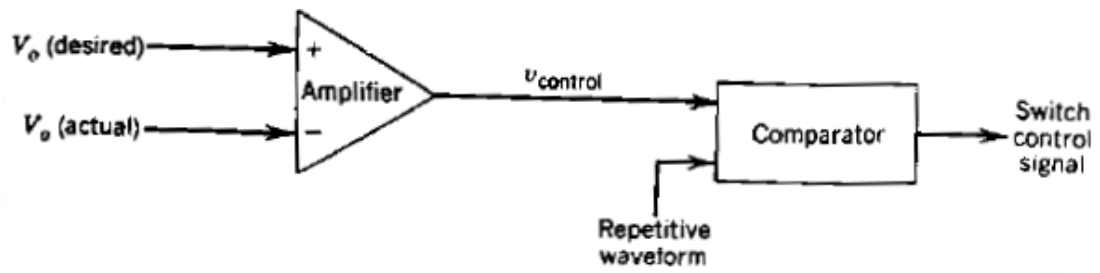


σχήμα 5.5.5.2

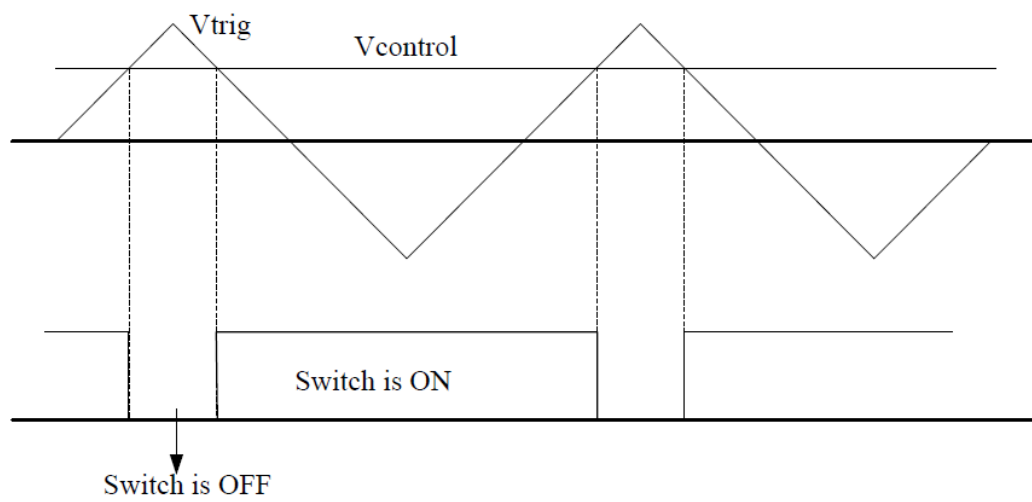
Στη διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης, το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάστασή του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος ελέγχου $v_{control}$ με μία περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στα σχήματα 5.5.4.3 και 5.5.4.4. Γενικά, το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM, η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Όταν το ενισχυμένο σήμα σφάλματος, που μεταβάλλεται πολύ αργά με το χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης, είναι μεγαλύτερο από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται high, προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη. Διαφορετικά, ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Σύμφωνα με το σχήμα 5.8.3, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί, ως συνάρτηση της $v_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st} , με τη σχέση

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{st}}$$

σχέση 5.5.4.1



σχήμα 5.8.3



σχήμα 5.8.4

5.5.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ:

Ο αντιστροφέας είναι η διάταξη η οποία μας επιτρέπει την μετατροπή της συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη τάση ή ρεύμα μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Οι βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούνται για αντιστροφέα είναι:

- Αντιστροφέας με πηγή τάσης (Voltage source inverter-VSI)
- Αντιστροφέας με πηγή ρεύματος (Current source inverter-CSI)

Στην ουσία ο αντιστροφέας CSI είναι το δυαδικό αντίστοιχο του αντιστροφέα VSI, οπότε για λόγους συντομίας θα περιγράψουμε το αντιστροφέα VSI που χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην διάταξη αντιστροφέα VSI είναι ελεγχόμενοι ημιαγωγικοί διακόπτες (BJT, MOSFET ή IGBT ανάλογα με τις διακοπτικές συχνότητες και την ισχύ που απαιτείται). Μια δίοδος συνδέεται αντί παράλληλα σε κάθε ελεγχόμενο διακόπτη.

Ο κάθε αντιστροφέας απαιτεί επίσης την ύπαρξη συγκεκριμένου αλγορίθμου παραγωγής παλμών για τα διακοπτικά στοιχεία του, ο οποίος λαμβάνει ως εισόδους τις επιθυμητές τιμές τάσης ή ρεύματος και παράγει του κατάλληλους παλμούς προς τα διακοπτικά στοιχεία ώστε η έξοδος του αντιστροφέα να προσεγγίζει την επιθυμητή απόκριση.

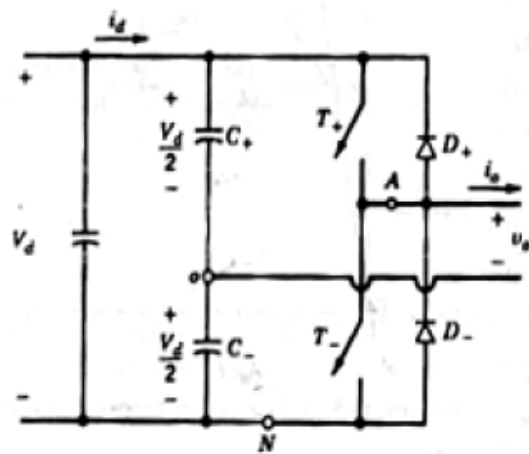
Η αναγκαία χρήση διακοπτικών στοιχείων στον αντιστροφέα, περιορίζει την όλη διάταξη, ώστε να παράγει ένα περιορισμένο αριθμό διανυσμάτων τάσεως εξόδου. Ο αριθμός n των επιπέδων τάσεων που μπορεί να παράγει στην έξοδο του ο αντιστροφέας, τον διακρίνει σε αντιστροφέα n -επιπέδων. Να αναφέρουμε επίσης ότι διακοπτικά στοιχεία που ανήκουν στον ίδιο κλάδο δύναται να έχουν μόνο συμπληρωματικές καταστάσεις αγωγής:

5.5.5.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ:

Υπάρχουν 3 είδη μονοφασικών αντιστροφέων, οι αντιστροφεείς με μισή γέφυρα, οι αντιστροφεείς με πλήρη γέφυρα και οι αντιστροφεείς Push-Pull.

5.5.5.1.2.ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΜΙΣΗ ΓΕΦΥΡΑ:

Στους αντιστροφείς με μισή γέφυρα, στα άκρα της dc εισόδου συνδέονται δύο ίσοι πυκνωτές.



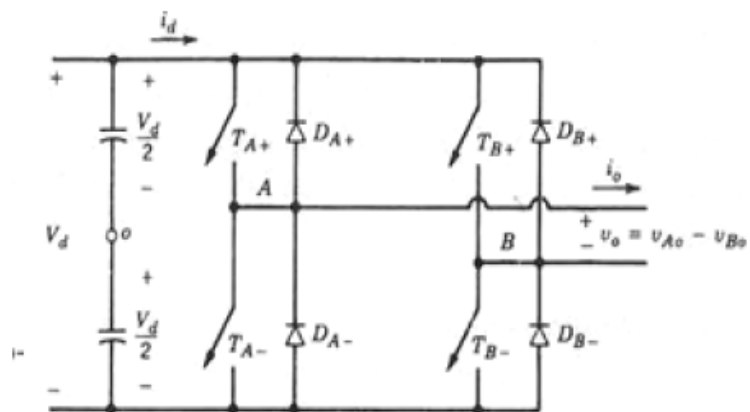
Το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών βρίσκεται στο μισό δυναμικό, οπότε στα άκρα του κάθε πυκνωτή αναπτύσσεται τάση ίση με $V_d/2$. Οι χωρητικότητες που θα

χρησιμοποιηθούν πρέπει να είναι επαρκώς μεγάλες ώστε να είναι λογική η υπόθεση ότι το δυναμικό στο σημείο «ο» παραμένει σταθερό σε σχέση με το δυναμικό του αγωγού N.

Όταν ο T_+ είναι κλειστός, άγει είτε ο T_+ είτε η D_+ ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου και το i_o μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δύο πυκνωτών. Παρόμοια, όταν ο διακόπτης T_- είναι κλειστός, άγει είτε ο T_- είτε η D_- , ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου και το i_o μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δύο πυκνωτών.

5.5.5.1.3.ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ:

Ο αντιστροφέας αυτός ουσιαστικά αποτελείται από δύο αντιστροφείς ενός σκέλους (μισής γέφυρας) και προτιμάται σε εφαρμογές με υψηλότερες απαιτήσεις ισχύος για λόγους που εξηγούνται στη συνέχεια.



Θεωρώντας σαν είσοδο την ίδια dc τάση, ο

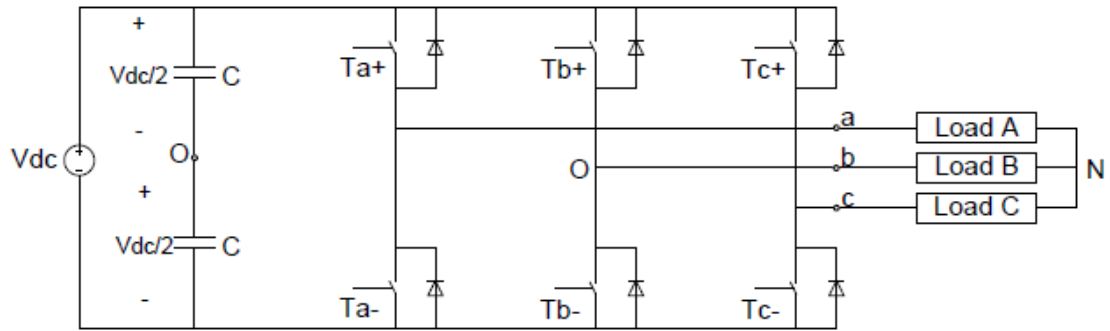
μετατροπέας με πλήρη γέφυρα παράγει διπλάσια τάση εξόδου από αυτή που παράγει ο αντιστροφέας με μισή γέφυρα. Άρα, για την ίδια ισχύ τόσο το ρεύμα εξόδου όσο και τα ρεύματα των διακοπών έχουν μισή τιμή από τα αντίστοιχα του αντιστροφέα με μισή γέφυρα. Επομένως, απαιτεί λιγότερους παραλληλισμούς ημιαγωγικών στοιχείων, γεγονός που αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα σε υψηλά επίπεδα ισχύος.

5.5.5.1.4 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ PUSH-PULL:

Ο αντιστροφέας αυτός απαιτεί ένα μετασχηματιστή με μεσαία λήψη στο πρωτεύον. Το κύριο πλεονέκτημα του συγκεκριμένου αντιστροφέα είναι ότι σε καμία χρονική στιγμή δεν άγουν περισσότεροι από ένας διακόπτες σε σειρά. Αυτό είναι σημαντικό σε περιπτώσεις όπου η είσοδος είναι μια πηγή χαμηλής τάσης, επομένως πτώσεις τάσεις σε περισσότερα από ένα διακοπτικά στοιχεία θα είχαν σαν αποτέλεσμα σημαντική μείωση της ενεργειακής απόδοσης.

5.5.5.1.5 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ:

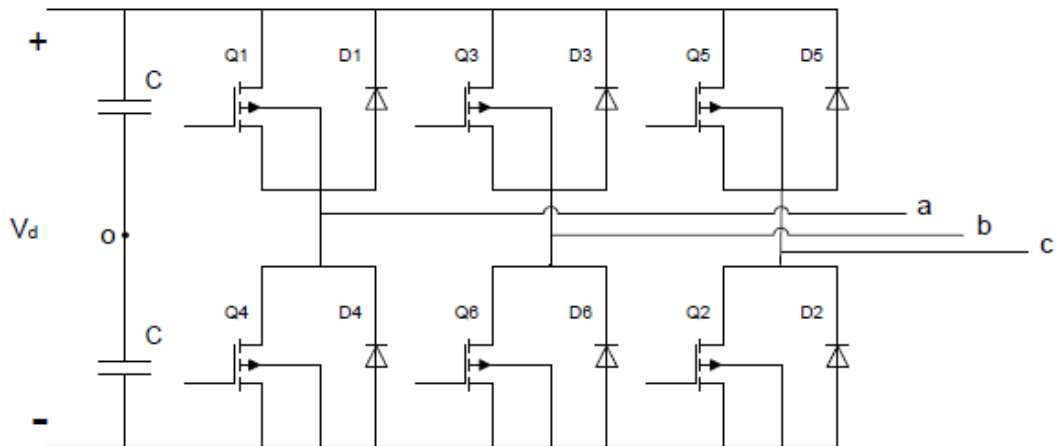
Οι τριφασικοί αντιστροφέες έχουν σκοπό την μετατροπή της συνεχούς τάσης σε τριφασική εναλλασσόμενη ημιτονοειδούς μορφής. Αυτό επιτυγχάνεται με την παλμοδότηση των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα με κατάλληλη μέθοδο όπως για παράδειγμα η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM) την οποία θα εξηγήσουμε παρακάτω.



Ελεγχόμενος Τριφασικός Αντιστροφέας

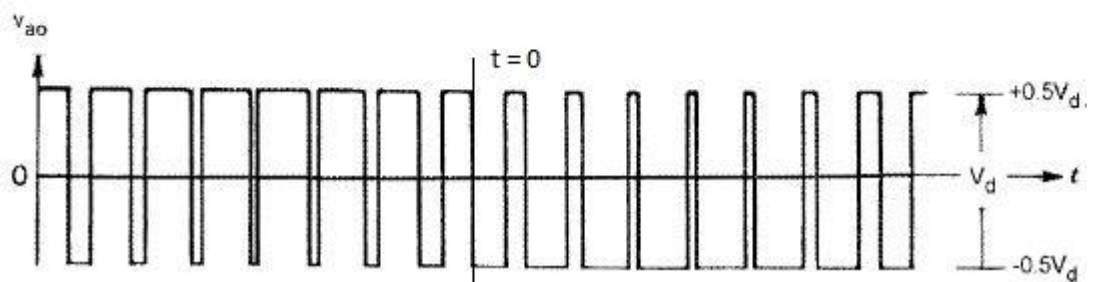
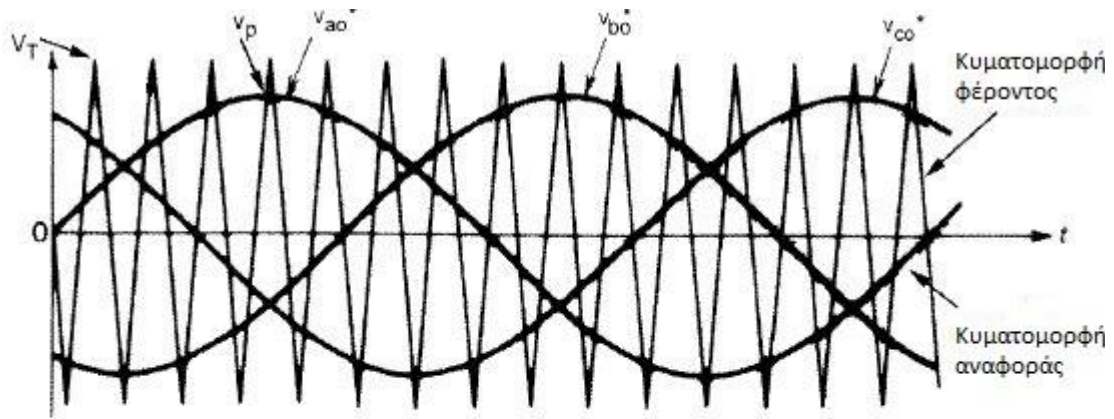
5.6 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

ΤΕΧΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (SPWM)

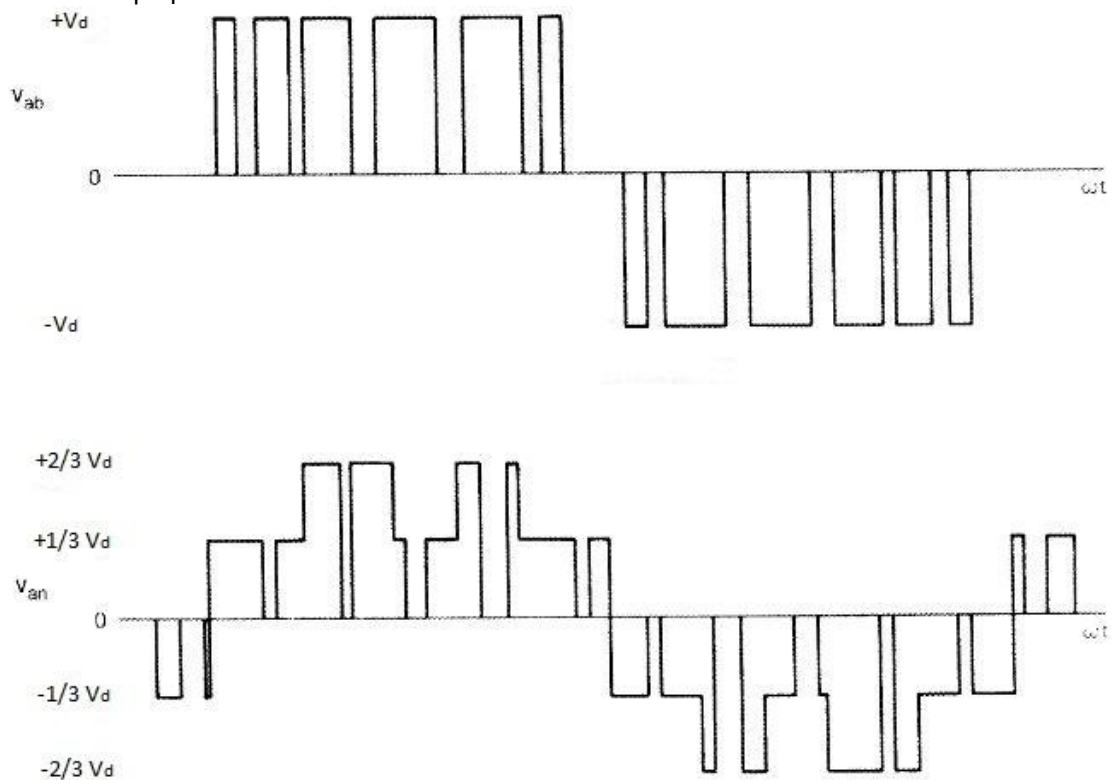


σχήμα 5.6.1

Στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης είναι θεμιτή, η παραγωγή εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς τάσης με μεταβλητό πλάτος και συχνότητα, κρατώντας σταθερή την DC τάση τροφοδοσίας V_d . Για να παραχθεί η συγκεκριμένη κυματομορφή, η ίδια κυματομορφή ισοσκελούς τριγώνου συγκρίνεται με τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς που διαφέρουν κατά γωνία $2\pi/3$ μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.24:



σχήμα 5.6.2 Οι κυματομορφές της πολικής τάσης v_{ab} και της φασικής τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα



Σχήμα 5.6.3. – Κυματομορφές πολικής τάσης και φασικής τάσης φορτίου στην έξοδο του αντιστροφέα

Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής v_T καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα (ονομάζεται και συχνότητα φέροντος, carrier frequency) και γενικά παραμένει σταθερή μαζί με το πλάτος της κυματομορφής. Οι

κυματομορφές αναφοράς χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση το βαθμού χρησιμοποίησης των διακοπών (duty cycle) και έχουν συχνότητα f_1 , ίση με την θεμελιώδη συχνότητα των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα, αναγνωρίζοντας ότι δεν θα είναι τέλεια ημίτονα και θα περιέχουν συνιστώσες τάσης σε αρμονικές συχνότητες της f_1 . Η f_1 ονομάζεται και συχνότητα διαμόρφωσης (modulating frequency). Ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους ή συντελεστής διαμόρφωσης, ορίζεται ως :

$$m_a = \frac{\hat{V}_P}{\hat{V}_T}$$

σχέση 5.6.1

Ως ορίζεται το πλάτος του κυματομορφών αναφοράς. Το πλάτος διατηρείται συνήθως σταθερό.

Ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας ή κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα, ορίζεται ως εξής:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

σχέση 5.6.2

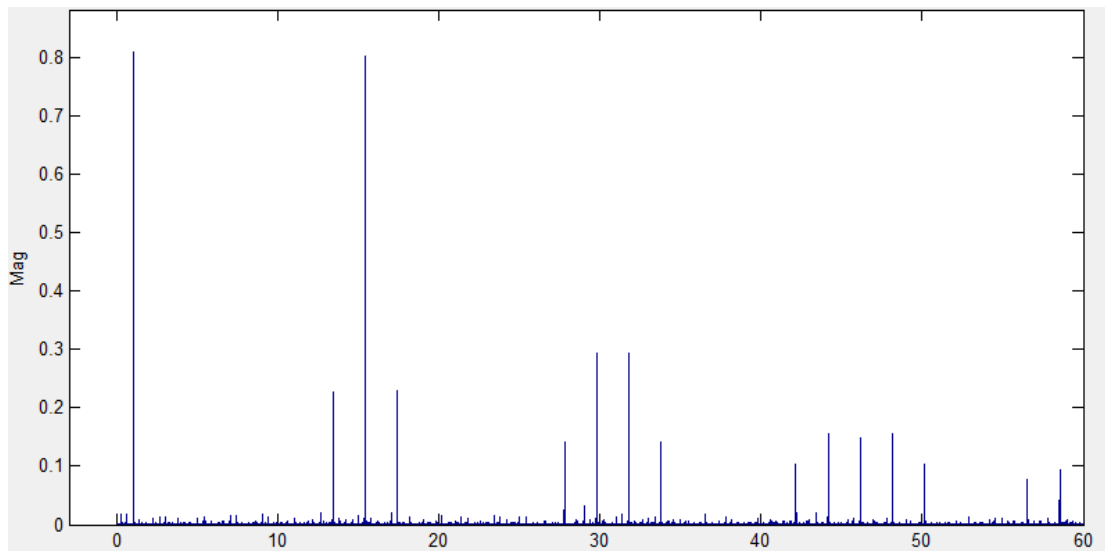
Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φέροντος καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγών διακοπών. Για παράδειγμα, θεωρείται η πρώτη ημιγέφυρα του τριφασικού αντιστροφέα στο Σχήμα 5.6.1. Με βάση όσα προαναφέρθηκαν, θα ισχύουν τα εξής για τα στοιχεία Q1, Q4 και για την φασική τάση εξόδου v_{a0} του αντιστροφέα

$$v_{a0}^* > v_T, \quad \text{άγει ο } Q_1, \quad v_{a0} = \frac{1}{2} V_d$$

$$v_{a0}^* < v_T, \quad \text{άγει ο } Q_4, \quad v_{a0} = -\frac{1}{2} V_d$$

σχέση 5.6.3 και 4

Αφού οι δύο διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα (ταυτόχρονη αγωγή θα προκαλούσε βραχυκύκλωμα στους ακροδέκτες της πηγής τάσης), η τάση εξόδου v_{a0} κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ($1/2 V_d$ και $-1/2 V_d$). Είναι φανερό ότι οι διακόπτες αυτοί λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην πράξη, μεσολαβεί ένα «νεκρό διάστημα» (dead time) ασφαλείας κατά τη μεταγωγή των δύο ημιαγωγών, στο οποίο δεν άγει κανείς από τους δύο. Η κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου v_{a0} για $m_a = 0.8$ και $m_f = 15$ φαίνεται στο Σχήμα 5.6.2. Η κυματομορφή ελέγχου του ημιαγωγού Q1 είναι η ίδια με την προαναφερθείσα, με τη διαφορά ότι έχει αποκοπεί το αρνητικό κομμάτι της, ενώ η κυματομορφή ελέγχου του Q4 είναι η συμπληρωματική. Το πλάτος του παλμού που θα εφαρμοστεί στον ημιαγωγό εξαρτάται από τις προδιαγραφές του.



Σχήμα 5.6.4.– Φάσμα συχνοτήτων φασικής τάσης εξόδου αντιστροφέα

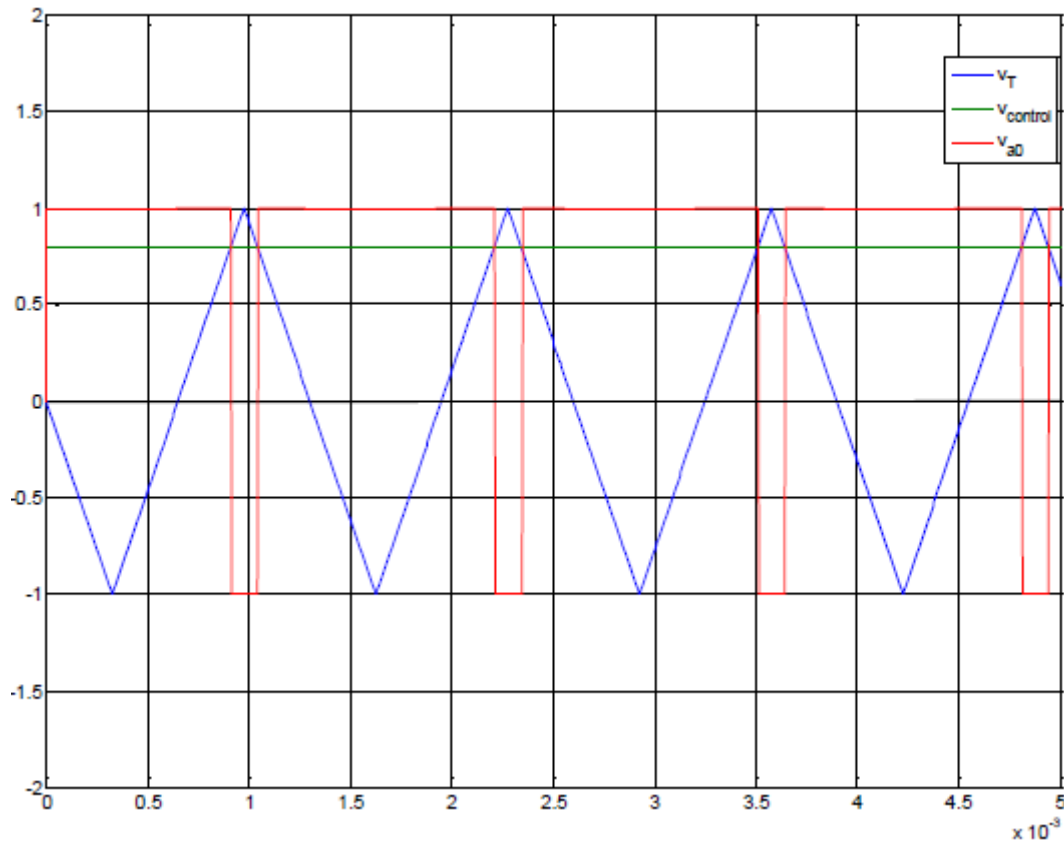
Το φάσμα συχνοτήτων της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα για τις συνθήκες που προαναφέρθηκαν φαίνεται στο Σχήμα 5.6.4, όπου σχεδιάζονται οι κανονικό ποιημένες

αρμονικές συνιστώσες $(\hat{V}_{ao})_n / (\frac{1}{2} V_d)$ με τα σημαντικότερα πλάτη. Η DC τάση τροφοδοσίας ισούται με $V_d = 48V$ και η θεμελιώδης συχνότητα f_1 είναι 50Hz. Παρατηρούνται τα ακόλουθα :

α) Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου είναι m φορές η τάση $1/2V_d$. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί θεωρώντας αρχικά μία σταθερή κυματομορφή $v_{control}$ που οδηγεί στην κυματομορφή εξόδου v_{ao} , όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.6.5. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου v_{ao} (συγκεκριμένα η μέση τιμή της τάσης εξόδου σε μία διακοπτική περίοδο $T_s = 1/f_s$) εξαρτάται από το λόγο της κυματομορφής αναφοράς ως προς το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής για δεδομένη τάση εισόδου V_d :

$$v_{ao} = \frac{v_{control} V_d}{\hat{V}_T 2}, \quad v_{control} \leq \hat{V}_T$$

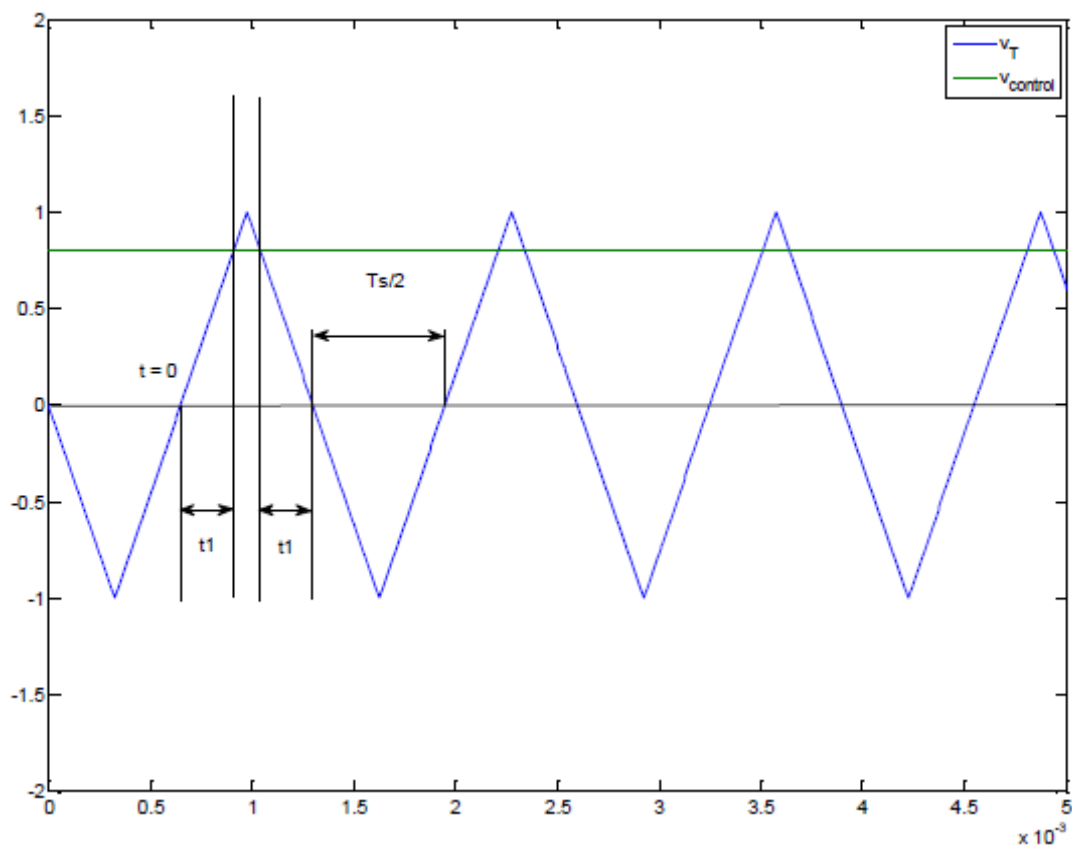
σχέση 5.6.5



Σχήμα 5.6.5 – Απλοποιημένο παράδειγμα για την απόδειξη της εξάρτησης της τάσης εξόδου από το βαθμό χρησιμοποίησης των διακοπών

Η σχέση αυτή αποδεικνύεται επιλέγοντας αυθαίρετα τη χρονική στιγμή μηδέν στο Σχήμα 5.6.6, οπότε προκύπτει :

$$v_T = \hat{V}_T \frac{t}{T_s/4} \quad , \quad 0 < t < \frac{T_s}{4} \quad \text{σχέση 5.6.6}$$



Σχήμα 5.6.6– Τριγωνική κυματομορφή και κυματομορφή ελέγχου σταθερής τιμής

Τη χρονική στιγμή t_1 ισχύει $v_T = v_{control}$, συνεπώς :

$$t_1 = \frac{v_{control} T_s}{\hat{V}_T} \frac{1}{4} \quad \text{σχέση 5.6.7}$$

Σύμφωνα με τις προϋποθέσεις αγωγής των διακοπών, ο χρόνος αγωγής του Q1 θα είναι

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2} T_s \quad \text{σχέση 5.6.8}$$

Έτσι, ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη αυτού (duty cycle) θα είναι :

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{control}}{\hat{V}_T} \right) \quad \text{σχέση 5.6.9}$$

Στη συνέχεια, ο χρόνος αγωγής (χρόνος αποκοπής για τον διακόπτη Q1) και ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη Q4 θα είναι :

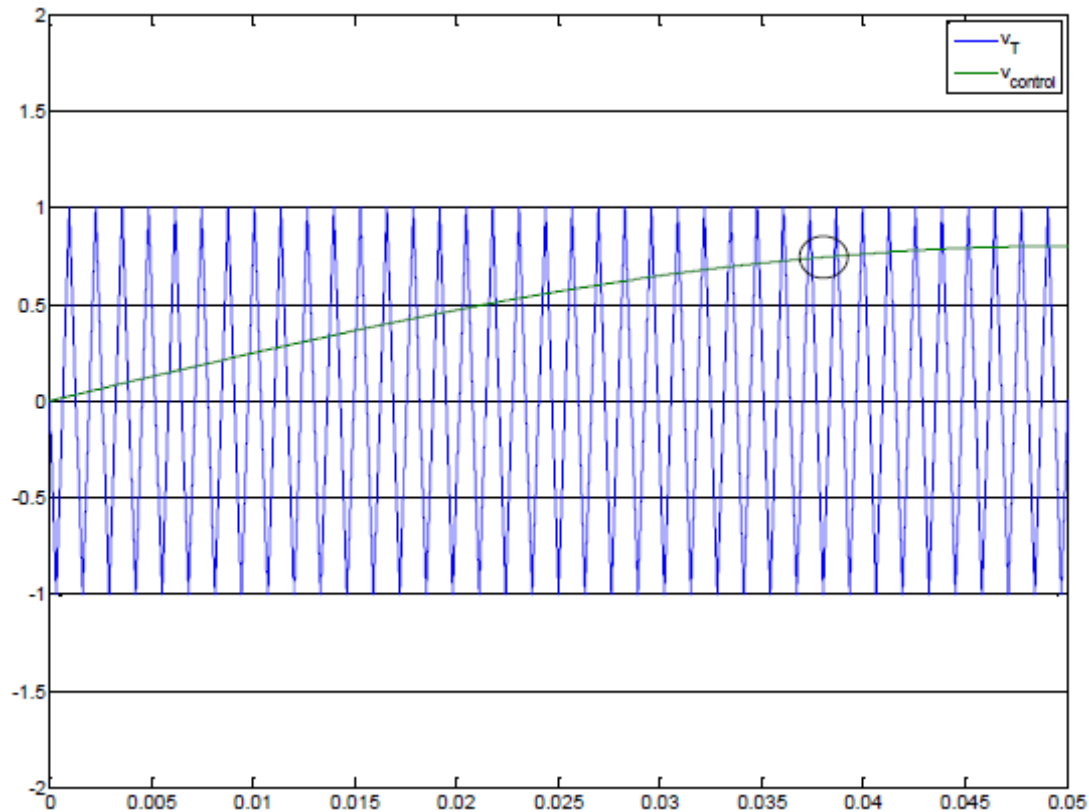
$$D_2 = \frac{t_{off}}{T_s} = \frac{1 - t_{on}}{T_s} = 1 - D_1 \quad \text{σχέση 5.6.10}$$

Επομένως η μέση τιμή της τάσης εξόδου προκύπτει :

$$\begin{aligned} V_{a0} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{a0} dt = \\ &= \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} \left(\int_0^{t_1} dt + \int_{\frac{T_s}{2} - t_1}^{T_s} dt - \int_{t_1}^{\frac{T_s}{2} - t_1} dt \right) = \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} \left[2t_1 + \frac{T_s}{2} - \left(\frac{T_s}{2} - 2t_1 \right) \right] = \\ &= \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} (t_{on} - t_{off}) = \frac{V_d}{2} (D_1 - D_2) = \frac{V_d}{2} (2D_1 - 1) = \frac{V_d}{2} \left[2 \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{control}}{2\hat{V}_T} \right) - 1 \right] = \\ &= \frac{V_d v_{control}}{2 \hat{V}_T} \end{aligned}$$

σχέση 5.6.11

Έστω ότι η $v_{control}$ μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου. Αυτό σημαίνει ότι ο λόγος mf είναι μεγάλος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.6.7. Έτσι, για σταθερή $v_{control}$ κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου, η σχέση (5.6.11) δείχνει πώς η «στιγμιαία μέση τιμή» της τάσης εξόδου v_{a0} (υπολογισμένη σε μία διακοπτική περίοδο) μεταβάλλεται από τη μία διακοπτική περίοδο στην επόμενη. Αυτή η «στιγμιαία μέση τιμή» είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα της v_{a0} .



Σχήμα 5.6.7– Παράδειγμα μεγάλου συντελεστή mf, όπου η κυματομορφή ελέγχου θεωρείται προσεγγιστικά σταθερή σε μία διακοπτική περίοδο

Για αυτό το λόγο λοιπόν η $v_{control}$ επιλέγεται να είναι ημιτονοειδής, ώστε να παράγεται ημιτονοειδής τάση εξόδου με λιγότερες αρμονικές. Έστω ότι η κυματομορφή ελέγχου μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με το χρόνο με συχνότητα $f_1 = \omega_1/2\pi$, η οποία είναι η επιθυμητή (θεμελιώδης) συχνότητα στην έξοδο του αντιστροφέα

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \sin \omega_1 t, \quad \hat{V}_{control} \leq \hat{V}_T \quad \text{σχέση 5.6.11}$$

Έχοντας αποδείξει ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου ($v_{\alpha 0}$)₁ μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με το χρόνο και σε φάση με την $v_{control}$, ισχύει ότι :

$$(v_{\alpha 0})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_T} \frac{V_d}{2} \sin \omega_1 t = m_a \frac{V_d}{2} \sin \omega_1 t, \quad m_a \leq 1 \quad \text{σχέση 5.6.13}$$

Συνεπώς:

$$(\hat{V}_{\alpha 0})_1 = m_a \frac{V_d}{2}, \quad m_a \leq 1 \quad \text{σχέση 5.6.14}$$

Επιβεβαιώθηκε με αυτό τον τρόπο η αρχική πρόταση: ότι δηλαδή σε μία ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το συντελεστή m_a (δεδομένου ότι $m_a \leq 1$). Έτσι η περιοχή του συντελεστή αυτού από 0 έως 1 ονομάζεται γραμμική περιοχή

β) Οι αρμονικές της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες (sidebands), κεντραρισμένες γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τις

πολλαπλάσιές της, δηλαδή γύρω από τις συχνότητες mf , $2mf$, $3mf$ κτλ. Η μορφή των αρμονικών παραμένει γενικά η ίδια για εύρος τιμών του συντελεστή m από 0 έως 1. Για κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα $mf \leq 9$, τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από τον συντελεστή αυτόν, παρότι η κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα καθορίζει σε ποιες συχνότητες θα εμφανιστούν. Γενικά, οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι κυρίαρχες (dominant) αρμονικές μπορούν να αναπαρασταθούν ως :

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad \text{σχέση 5.6.15}$$

Ουσιαστικά, η h -τάξης αρμονική αντιστοιχεί στην k -στή πλευρική ζώνη (sideband) της πολλαπλασιασμένης επί j φορές κανονικοποιημένης συχνότητας φορέα :

Η θεμελιώδης συχνότητα αντιστοιχεί σε $h = 1$. Για περιττές τιμές του j , υπάρχουν μόνο αρμονικές για άρτιες τιμές του k . Για άρτιες τιμές του j , υπάρχουν μόνο αρμονικές για περιττές τιμές του k .

$$h = jm_f \pm k \quad \text{σχέση 5.6.16}$$

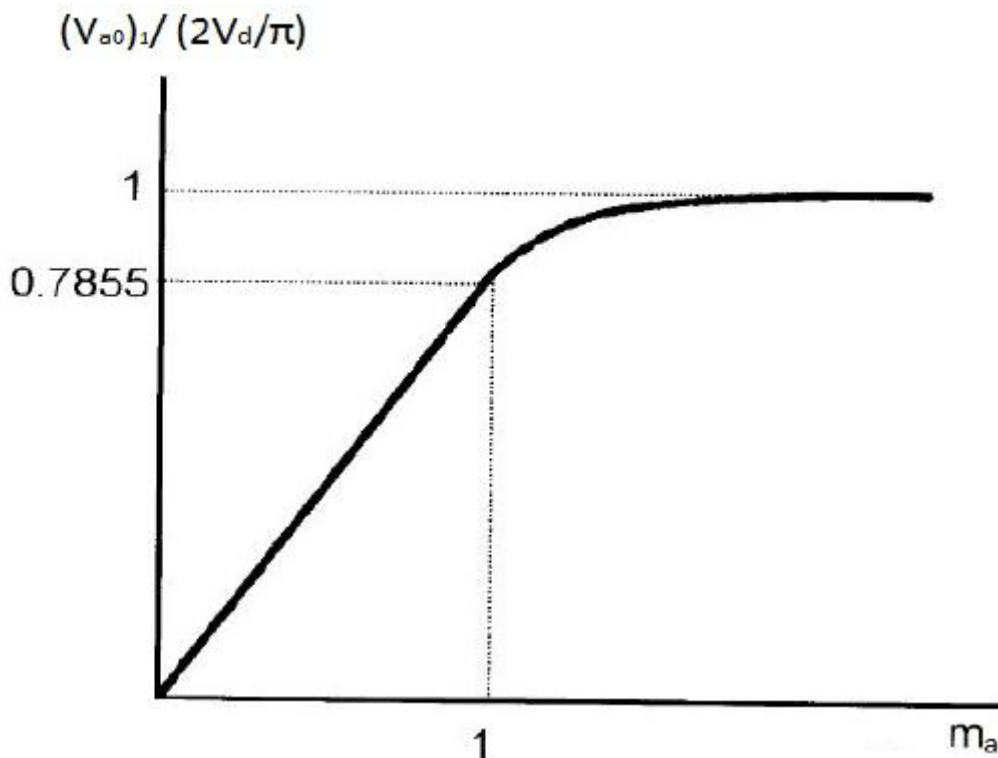
Η αρμονική τάξης ίσης με το συντελεστή mf θα πρέπει να είναι περιττός αριθμός. Επιλέγοντας περιττό mf οδηγούμαστε σε περιττή συμμετρία ($f(-t) = -f(t)$) και συμμετρία μισού κύματος ($f(t) = -f(t+1/2T_1)$), με αρχή των αξόνων όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.6.2 για $mf = 15$. Λόγω της τελευταίας συμμετρίας, εμφανίζονται μόνο περιττές αρμονικές στην κυματομορφή της v_a . Επίσης, λόγω της περιττής συμμετρίας, μόνο οι συντελεστές της ημιτονικής σειράς Fourier είναι μη μηδενικοί. Το φάσμα συχνοτήτων της v_a παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.6.4.

Εξαιτίας της σχετικής ευκολίας στο φιλτράρισμα αρμονικών τάσης σε υψηλότερες συχνότητες, φαινομενικά είναι θεμιτό να χρησιμοποιείται όσο το δυνατόν μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Πρέπει όμως να ληφθεί σημαντικά υπόψιν ένα μεγάλο μειονέκτημα: οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα αυξάνουν αναλογικά με τη διακοπτική συχνότητα f_s . Έτσι, στις περισσότερες εφαρμογές, η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται να είναι είτε μικρότερη των 6 kHz, είτε μεγαλύτερη των 20 kHz ώστε να είναι πάνω από την περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων. Εάν η βέλτιστη διακοπτική συχνότητα (βασισμένη στη συνολική απόδοση του συστήματος) βρίσκεται μεταξύ της περιοχής των 6-20 kHz, τότε τα μειονεκτήματα της αύξησής της στα 20 kHz συνήθως υπερκαλύπτονται από το πλεονέκτημα της ύπαρξης θορύβου σε μη ακουστικές συχνότητες για διακοπτική συχνότητα ίση ή μεγαλύτερη των 20 kHz. Έτσι, σε εφαρμογές οδήγησης κινητήρων, όπου για παράδειγμα η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα απαιτείται να βρίσκεται στα 200Hz, ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας mf ισούται με 9 ή λιγότερο για διακοπτικές συχνότητες μικρότερες των 2 kHz. Από την άλλη πλευρά, μπορεί να είναι και μεγαλύτερος του 100 για διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες των 20 kHz. Η σχέση μεταξύ του σήματος της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς καθορίζεται από το μέγεθος του λόγου m/f . Σαν γενικός κανόνας, ως όριο που χαρακτηρίζει μικρή ή μεγάλη την τιμή του λόγου αυτού θεωρείται το 21. Σε κάθε περίπτωση ο συντελεστής διαμόρφωσης m θεωρείται μικρότερος της μονάδας. Συνεπώς, για τη μείωση των συνολικών απωλειών του συστήματος, πρέπει γίνει συμβιβασμός μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας και των αρμονικών που προκαλούν απώλειες στον κινητήρα. Η rms τιμή της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$V_{LL,1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{\alpha 0})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \frac{V_d}{2} \cong 0.612 V_d$$

σχέση 5.6.17

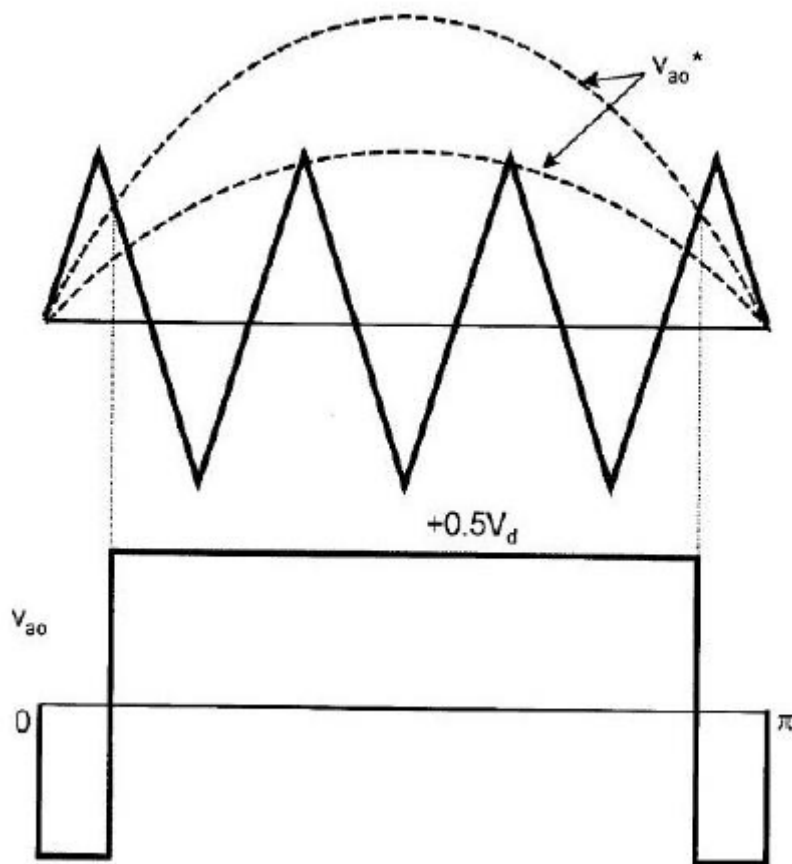
Αν ο συντελεστής διαμόρφωσης m_a υπερβεί τη μονάδα, τότε ο αντιστροφέας λειτουργεί στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς ξεπερνούν το πλάτος του τριγωνικού φέροντος και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας των τάσεων εξόδου δεν αυξάνεται γραμμικά συναρτήσει του συντελεστή m_a , όπως συμβαίνει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Στο Σχήμα 5.6.8 απεικονίζεται η μεταβολή της μέγιστης τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα συναρτήσει του συντελεστή διαμόρφωσης m_a . Για μεγάλες τιμές του συντελεστή αυτού, η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών εκφυλίζεται σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Έτσι, η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους ισούται με πλάτος της θεμελιώδους του τετραγωνικού παλμού $2V_d/\pi$. Στο Σχήμα 5.6.8 οι τιμές των πλατών της θεμελιώδους είναι κανονικοποιημένες ως προς την τιμή $2V_d/\pi$. Για παράδειγμα, όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης ισούται με τη μονάδα, το πλάτος της θεμελιώδους ισούται με $0.5 V_d$ (σχέση 3.55). Η κανονικοποιημένη τιμή θα είναι $0.5/(2/\pi) \approx 0.7855$.



Σχήμα 5.6.8– Λόγος πλάτους θεμελιώδους τάσης εξόδου ως προς πλάτος θεμελιώδους τετραγωνικού παλμού συναρτήσει του m_a [1]

Στο Σχήμα 5.6.9 παρουσιάζονται οι κυματομορφές $v_{\alpha 0}^*$, v_T και $v_{\alpha 0}$ στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Καθώς το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς γίνεται μεγαλύτερο της τριγωνικής κυματομορφής, η κυματομορφή $v_{\alpha 0}$ προσεγγίζει όλο και περισσότερο τον τετραγωνικό παλμό. Όσο οι κυματομορφές αναφοράς είναι πιο θετικές από την κυματομορφή του φέροντος, τόσο αυξάνει το εύρος των θετικών παλμών $+0.5V_d$ της $v_{\alpha 0}$ στο διάστημα π . Το ίδιο συμβαίνει και στο διάστημα $(\pi, 2\pi)$, όπου τείνει να επικρατήσει μόνο ο αρνητικός παλμός $-0.5V_d$. Όταν η τιμή του συντελεστή m_a ξεπεράσει τη μονάδα, τότε ο αντιστροφέας λειτουργεί σε μια περιοχή «ημι-διαμόρφωσης» εύρους παλμών (quasi PWM), η οποία είναι μη γραμμική, όπως φαίνεται στο 5.6.8. Όταν πλέον η τιμή του m_a

αυξηθεί αρκετά, τότε προκύπτει καθαρά λειτουργία τετραγωνικού παλμού χωρίς περαιτέρω αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας.



Σχήμα 5.6.9 – Κυματομορφές v_{a0}^* , v_T και v_{a0} στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης[1]

Όπως είναι αναμενόμενο, στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης αυξάνουν οι αρμονικές πλευρικών ζωνών (sideband harmonics) γύρω από την αρμονική τάξης m_f και των πολλαπλασίων της. Παρόλα αυτά, οι κυρίαρχες αρμονικές (dominant harmonics) έχουν μικρότερο πλάτος από αυτές της γραμμικής περιοχής λειτουργίας ($m_a \leq 1$). Έτσι, οι απώλειες ισχύος στο φορτίο λόγω των αρμονικών συνιστωσών αυτών, μπορεί να μην είναι τόσο μεγάλες όσο θα υπέθετε κάποιος λόγω των επιπρόσθετων αρμονικών πλευρικών ζωνών στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Ανάλογα μάλιστα από τη φύση του φορτίου και τη διακοπτική συχνότητα, οι απώλειες λόγω αυτών των αρμονικών μπορεί να είναι μικρότερες από τις απώλειες των αρμονικών στη γραμμική περιοχή λειτουργίας χωρίς τη χρήση κατάλληλων φίλτρων.

Τέλος, η πλέον συνήθης πρακτική στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι η επιλογή φέροντος σταθερής συχνότητας. Ωστόσο, η συχνότητα του φέροντος μπορεί να μεταβάλλεται, ώστε η λειτουργία του αντιστροφέα να ανταποκρίνεται στη λειτουργία του κινητηρίου συστήματος. Συνηθέστερη στρατηγική είναι η εξής: όταν ο κινητήρας λειτουργεί στην περιοχή σταθερής ροπής με ταχύτητα ίση ή μικρότερη της ονομαστικής, ο αντιστροφέας λειτουργεί στη γραμμική περιοχή της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με σταθερή συχνότητα φέροντος. Όταν ο κινητήρας περάσει στην περιοχή σταθερής ισχύος, ο αντιστροφέας λειτουργεί στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης (quasi SPWM) επιτυγχάνοντας τη μέγιστη δυνατή τιμή για την τάση εξόδου, ενώ η συχνότητα του φέροντος γίνεται ίση με τη συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας. Στην περίπτωση μεταβλητής συχνότητας φέροντος ιδιαίτερη πρόνοια πρέπει να λαμβάνεται ώστε να

αποτρέπονται προβλήματα από συγχρονισμού στη σύγκριση των κυματομορφών ή ανεπιθύμητα άλματα της τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα.

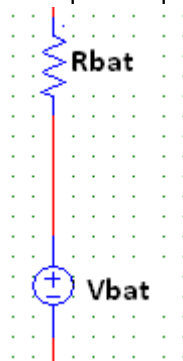
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Για τον σχεδιασμό των κυκλωμάτων του ΗΑ, θα πρέπει πρωτίστως να προσδιορίσουμε τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος, αλλά και τις τεχνικές με τις οποίες αυτά συνδέονται. Είδη στο διάστημα της εργασίας μέχρι ώρας έχουμε επισημάνει τα καταλληλότερα μέρη που μπορούν να εφαρμοστούν στο ΗΑ.

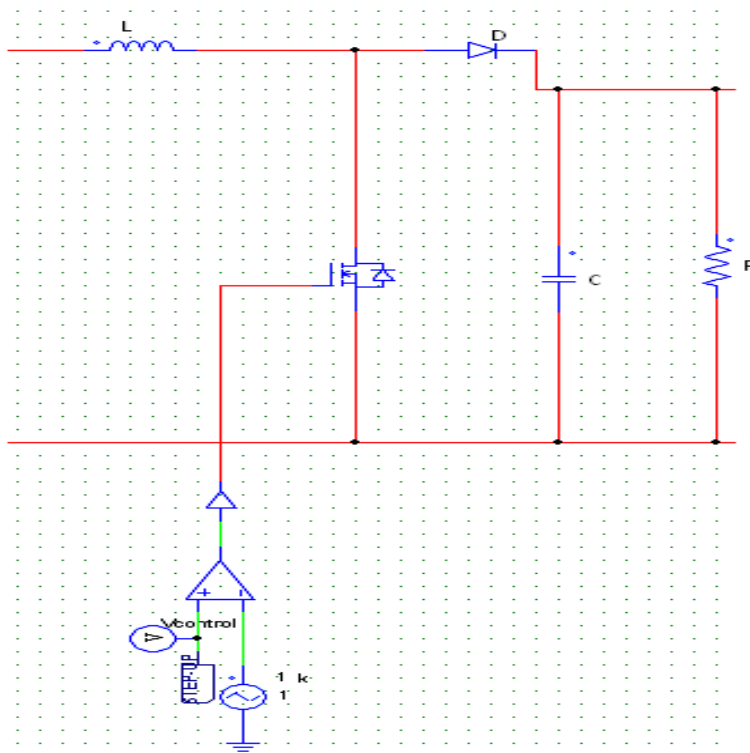
6.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΗ

Ο συσσωρευτής του ΗΑ εικονίζεται ως μια πηγή συνεχούς τάσης V_{bat} σε σειρά με μία ωμική αντίσταση R_{bat} η οποία αποτελεί την εσωτερική αντίσταση του συσσωρευτή.



σχήμα 6.1

6.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ



σχήμα 6.2.1

Στο σχήμα παρουσιάζεται ο αντιστροφέας ανύψωσης τάσης ο οποίος χρησιμοποιείται για την ανύψωση της τάσης από τους συσσωρευτές. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, αυτός αποτελείται από μια αυτεπαγωγή, ένα πυκνωτή, μια δίοδο, μια αντίσταση και από ένα διακοπτικό στοιχείο τύπου MOSFET.

Η θεωρητική λειτουργία του μετατροπέα αυτού έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 5.

Η σχέση που διέπει ένα μετατροπέα ανύψωσης τάσης είναι:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \quad \text{σχέση 6.2.1}$$

Λύνοντας ως προς D έχουμε την σχετική διάρκεια αγωγής. Η οποία ανέρχεται συνήθως σε ύψος =100kHz.

Η τάση εισόδου είναι V_d ενώ η τάση εξόδου V_o σε Volt. Οι τιμές των στοιχείων που απαρτίζουν τον μετατροπέα ανύψωσης τάσης έχουν επιλεγθεί ως εξής:

Αντίσταση:

Η αντίσταση του κινητήρα που χρησιμοποιούμε στην εργασία αυτή, υπολογίζεται με βάση την παρακάτω σχέση:

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad \text{σχέση 6.2.2}$$

όπου:

V_{out} : η επιθυμητή τάση τροφοδοσίας του κινητήρα και
 P_{out} : η ισχύς του κινητήρα.

Πυκνωτής:

Με σκοπό να εξασφαλισθεί η συνεχής αγωγή ρεύματος, η τιμή του πυκνωτή πρέπει να ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση,

$$C \geq \frac{D}{R \cdot f_s \cdot 0.01} \quad \text{σχέση 6.2.3}$$

όπου: C , η χωρητικότητα του πυκνωτή σε μF και
 f_s , η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, σε Hz.

Αυτεπαγωγή:

Υποθέτοντας συνεχή αγωγή ρεύματος, η τιμή της αυτεπαγωγής L σε μH δίνεται από τη σχέση:

$$L \geq \frac{D(1-D)V_o}{2 \cdot I_{LB} \cdot f_s}$$

σχέση 6.2.4

Όπου με I_{LB} συμβολίζεται η μέση τιμή του ρεύματος σε A του πηνιού η οποία είναι ίση με:

$$I_{LB} = \frac{P_{out}}{V_{out}}$$

σχέση 6.2.5

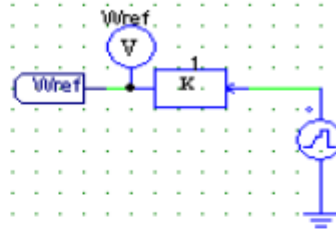
Σκοπός του μετατροπέα αυτού είναι να ανυψώσει την τιμή της τάσης της μπαταρίας σε τιμή στην οποία ο κινητήρας μας λειτουργεί ικανοποιητικά και δίνει τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Για τον έλεγχο του dc-dc μετατροπέα εφαρμόζεται η μέθοδος μετάβασης με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM). Σύμφωνα με την στρατηγική αυτή, η τάση ελέγχου $V_{control}$ συγκρίνεται με μια περιοδική (πριονωτή) κυματομορφή. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης οδηγείται στο διακοπτικό στοιχείο, το οποίο ανοιγοκλείνει ανάλογα με το αν η τιμή στην είσοδο του είναι 1 ή 0.

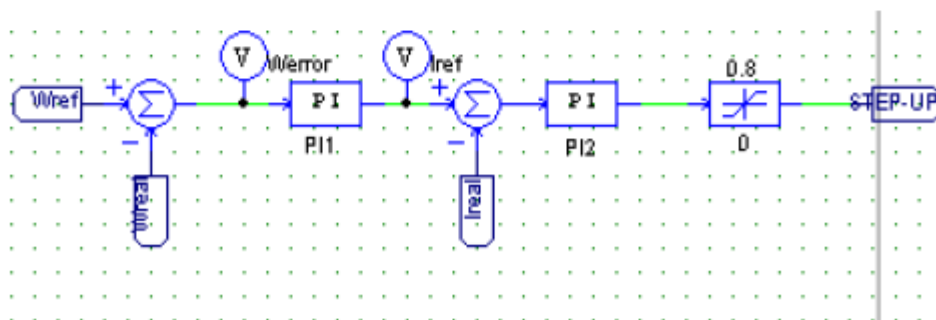
Συγκεκριμένα, ο διακόπτης του μετατροπέα, κλείνει όταν το σήμα ελέγχου είναι μεγαλύτερο από την πριονωτή κυματομορφή. Διαφορετικά ο διακόπτης παραμένει ανοικτός Η πριονωτή κυματομορφή επιλέγεται να έχει πλάτος 1V και συχνότητα 100 kHz.

Το σήμα ελέγχου $V_{control}$ δημιουργείται ως εξής:

αρχικά, με την βοήθεια μιας πηγής τάσης Piecewise Linear δημιουργείται η κυματομορφή της ταχύτητας αναφοράς. Στη συνέχεια συγκρίνεται η ταχύτητα αναφοράς, με την πραγματική ταχύτητα του κυκλώματος κάθε χρονική στιγμή. Την τελευταία την παίρνουμε από το κύκλωμα με τη βοήθεια ενός μετρητή ταχύτητας. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης ή αλλιώς το σφάλμα της ταχύτητας (w_{error}) ενισχύεται με τη βοήθεια ενός αναλογικού- ολοκληρωτικού ελεγκτή PI,



η έξοδος του οποίου μας δίνει το ρεύμα αναφοράς. Ακολουθώντας, το ρεύμα αναφοράς συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα του κυκλώματος το οποίο λαμβάνεται από ένα μετρητή έντασης τοποθετημένο αμέσως μετά τον ανυψωτή τάσης. Το αποτέλεσμα, οδηγείται και αυτό με τη σειρά του σε ένα ελεγκτή PI ο οποίος δίνει σήμα τάσης. Στη συνέχεια, περνώντας την έξοδο του τελευταίου ελεγκτή PI από ένα περιοριστή (limiter) με άνω όριο 0,8 και κάτω όριο 0, λαμβάνουμε την τάση ελέγχου $V_{control}$ η οποία ισούται και με την σχετική διάρκεια αγωγής D του διακοπτικού στοιχείου του μετατροπέα.



Δημιουργία της τάσης $V_{control}$

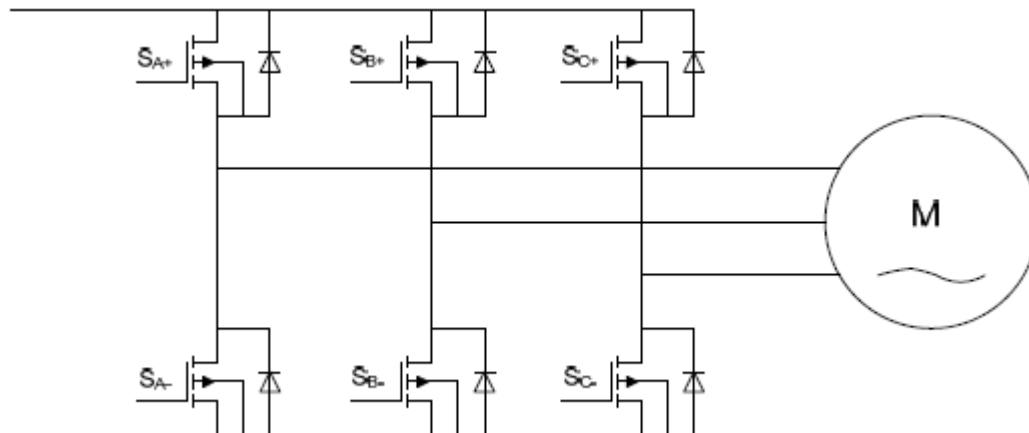
σχήμα 6.2.2.

Η συνάρτηση μεταφοράς του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή PI είναι:

$$G(s) = k \frac{1 + sT}{sT} \quad \text{σχέση 6.2.6}$$

και οι παράμετροι που δέχεται ως είσοδος είναι το κέρδος k και η χρονική σταθερά T .

6.3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ DC-AC



σχήμα 6.3.2

Ο μετατροπέας ισχύος που χρησιμοποιείται στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο είναι στην ουσία ένας τριφασικός αντιστροφέας, ο οποίος μετατρέπει την συνεχή τάση που μας παρέχει ο συσσωρευτής σε τριφασική τάση και ρεύμα κατάλληλου πλάτους και συχνότητας ώστε να οδηγηθεί επιθυμητά ο κινητήρας. Ο μετατροπέας είναι στην ουσία η μονάδα η οποία παρεμβάλλεται μεταξύ πηγής και κινητήρα, έτσι κατά την σχεδίαση του μετατροπέα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα χαρακτηριστικά της πηγής και τα χαρακτηριστικά του κινητήρα, ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή συνεργασία πηγής και κινητήρα.

Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκε τοπολογία αντιστροφέα με πηγή τάσης, η οποία αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας, οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι παράλληλα. Η συγκεκριμένη τοπολογία φαίνεται στο σχήμα 2.4. Η αναγκαία χρήση διακοπτικών στοιχείων στον αντιστροφέα, περιορίζει την όλη διάταξη, ώστε να παράγει ένα περιορισμένο αριθμό διανυσμάτων τάσεως εξόδου. Τα διακοπτικά στοιχεία που ανήκουν στον ίδιο κλάδο δύναται να έχουν μόνο συμπληρωματικές καταστάσεις αγωγής, παραδείγματος χάριν όταν το διακοπτικό στοιχείο S_{a+} είναι σε κατάσταση ON τότε το διακοπτικό στοιχείο S_{a-} πρέπει να είναι σε κατάσταση OFF. Απαγορεύεται να άγουν ταυτόχρονα δυο διακόπτες που ανήκουν στον ίδιο κλάδο γιατί εν τοιαύτη περιπτώσει θα έχουμε βραχυκύκλωση της πηγής εισόδου.

Αν ορίσουμε της μεταβλητές των διακοπτικών στοιχείων ως εξής:

$$a = \begin{cases} 0 & \text{αν } (S_{a+} = \text{OFF} \ \& \ S_{a-} = \text{ON}) \\ 1 & \text{αν } (S_{a+} = \text{ON} \ \& \ S_{a-} = \text{OFF}) \end{cases}$$

$$b = \begin{cases} 0 & \text{αν } (S_{b+} = \text{OFF} \ \& \ S_{b-} = \text{ON}) \\ 1 & \text{αν } (S_{b+} = \text{ON} \ \& \ S_{b-} = \text{OFF}) \end{cases}$$

$$c = \begin{cases} 0 & \text{αν } (S_{c+} = \text{OFF} \ \& \ S_{c-} = \text{ON}) \\ 1 & \text{αν } (S_{c+} = \text{ON} \ \& \ S_{c-} = \text{OFF}) \end{cases}$$

Τότε η στιγμιαίες τιμές πολικών τάσεων θα είναι:

$$v_{ab} = V_{dc} \cdot (a - b)$$

$$v_{bc} = V_{dc} \cdot (b - c)$$

$$v_{ca} = V_{dc} \cdot (c - a)$$

Επομένως η στιγμιαίες τιμές φασικής τάσης(φάση-ουδέτερο) θα είναι:

$$v_{an} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ab} - v_{ca})$$

$$v_{bn} = \frac{1}{3} \cdot (v_{bc} - v_{ab})$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ca} - v_{bc})$$

και συναρτήσει των μεταβλητών των διακοπών στοιχείων:

$$v_{an} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot (2a - b - c)$$

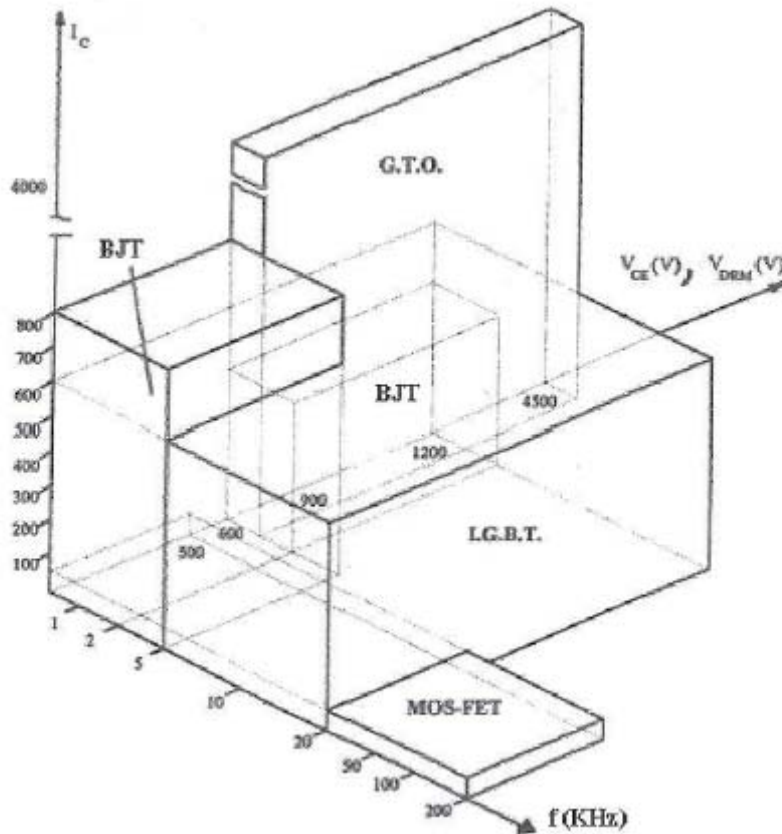
$$v_{bn} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot (2b - c - a)$$

$$v_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot (2c - a - b)$$

Τέλος παρατηρείται ότι η πολική τάση εξόδου μπορεί να λάβει μόνο 3 διαφορετικές τιμές τάσης $\{-V_{dc}, 0, +V_{dc}\}$, ενώ η φασική τάση εξόδου μπορεί να λάβει 5 διαφορετικές τιμές τάσης $\{-(2/3) \cdot V_{dc}, -(1/3) \cdot V_{dc}, 0, +(1/3) \cdot V_{dc}, +(2/3) \cdot V_{dc}\}$.

Επιλογή Ημιαγωγικών Στοιχείων

Η επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν στον αντιστροφέα, έγινε με κριτήρια την ισχύς λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων καθώς και την διακοπτική συχνότητα λειτουργίας. Επίσης επιθυμείται η λειτουργία με τεχνική ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών ή με τεχνική βρόγχου υστέρησης, τεχνικές οι οποίες απαιτούν υψηλή διακοπτική συχνότητα. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3.2, καταλληλότερο ημιαγωγικό στοιχείο για μικρή ισχύ και μεγάλη συχνότητα κρίνεται το MOSFET ισχύος.



Σχήμα 6.3.2 – Κατηγοριοποίηση ημιαγωγών ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα, το ονομαστικό ρεύμα και την ονομαστική τάση λειτουργίας.

Αντιπαράλληλα με κάθε MOSFET συνδέεται και μία δίοδο ελευθέρως διέλευσης για να είναι δυνατή η αντίστροφη ροή ρεύματος.

Το MOSFET που χρησιμοποιούνται στη παρούσα εφαρμογή είναι το SUM110N05 με ωμική αντίσταση αγωγιμότητας $R_{DS(ON)}=0.006\Omega$. Τα MOSFET παραλληλίζονται εύκολα, λόγω του ότι η αντίσταση αγωγιμότητας του έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή, επομένως η θέρμανση του στοιχείου που άγει μεγαλύτερο ρεύμα αναγκάζει το ρεύμα να μοιραστεί εξίσου με τα υπόλοιπα παράλληλα MOSFET. Στην παρούσα εφαρμογή για κάθε ημιαγωγικό στοιχείο χρησιμοποιήθηκαν δύο παράλληλα MOSFET, έτσι η συνολική αντίσταση αγωγιμότητας μειώθηκε στο $R_{DS(ON)}_{ολικο}=0.003\Omega$, ενώ ταυτόχρονα μειώθηκαν στο μισό οι απώλειες αγωγιμότητας στο κάθε στοιχείο όπως εξηγείται στην συνέχεια. Η χρονική ανταπόκριση του SUM110N05 έχει ως εξής:

- Χρόνος καθυστέρησης αγωγής $\rightarrow t_d(on)=15ns$
- Χρόνος μετάβασης από την αποκοπή στην αγωγιμότητα (turn-on crossover interval) $\rightarrow t_c(on)=15ns$
- Χρόνος καθυστέρησης σβέσης $\rightarrow t_d(off)=35ns$
- Χρόνος μετάβασης από την αγωγιμότητα στην αποκοπή (turn-off crossover interval) $\rightarrow t_c(off)=15ns$

Στο σχήμα 2.4 παριστάνονται οι χαρακτηριστικές μετάβασης ενός MOSFET. Η σχεδίαση σε ίδιους χρονικούς άξονες των κυματομορφών του σήματος ελέγχου (VGS), της τάσης στα άκρα του ημιαγωγού (VDS) και του ρεύματος του ημιαγωγού (IDS), κάνουν πιο εύκολη την κατανόηση των στιγμιαίων απωλειών ισχύος σε ένα ημιαγωγικό διακόπτη. Οι απώλειες στα ημιαγωγικά στοιχεία διαχωρίζονται σε δύο κατηγορίες:

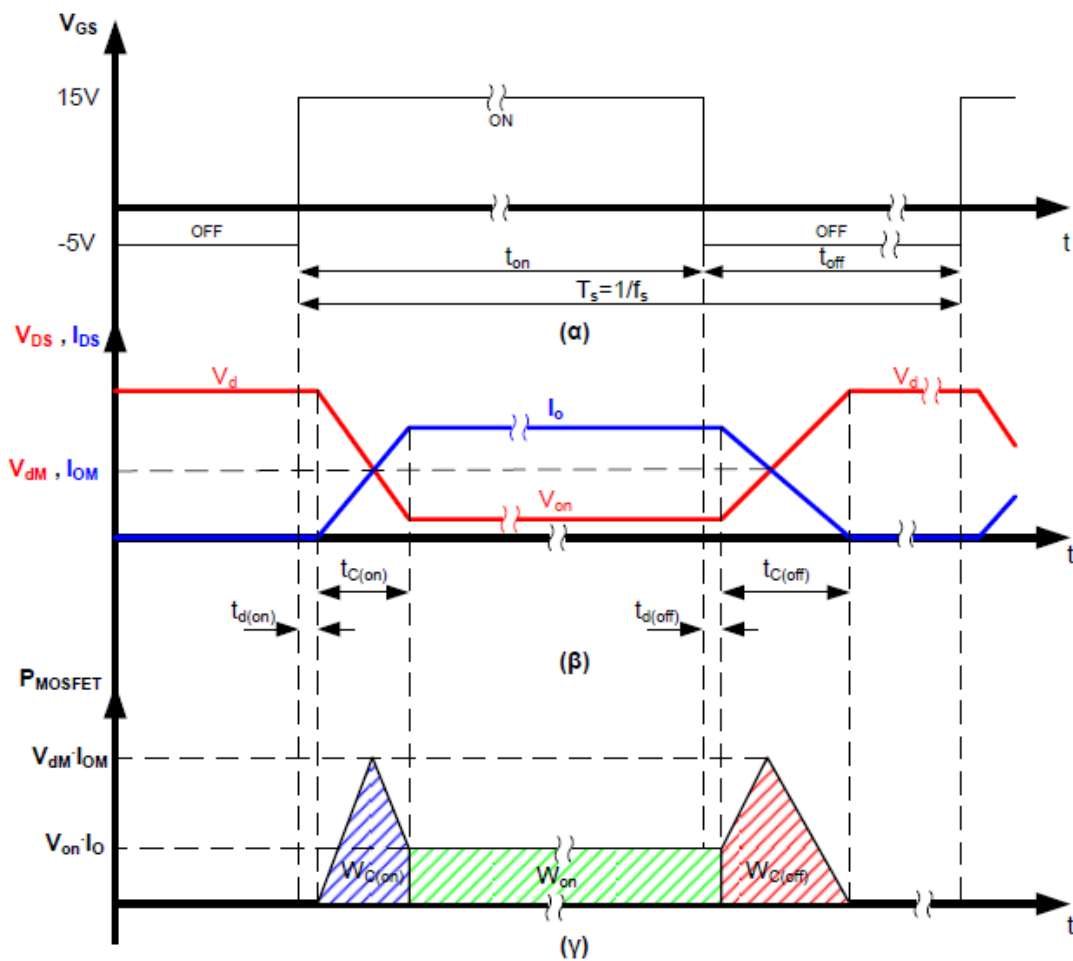
- Απώλειες μετάβασης
- Απώλειες αγωγής

Οι απώλειες μετάβασης αφορούν τις απώλειες ενέργειας στο ημιαγωγικό στοιχείο κατά την μετάβαση από μια κατάσταση στην άλλη. Κατά την μετάβαση έναυσης από κατάσταση αποκοπής σε κατάσταση αγωγιμότητας έχουμε τις απώλειες μετάβασης έναυσης ισούνται με:

$$W_{C(on)} = \frac{1}{2} \cdot V_{dM} \cdot I_{oM} \cdot t_{C(on)} \quad \text{σχέση 6.3.1}$$

Ενώ κατά την σβέση, δηλαδή κατά τη μετάβαση από κατάσταση αγωγής σε κατάσταση αποκοπής οι απώλειες μετάβασης σβέσης ισούνται με:

$$W_{C(off)} = \frac{1}{2} \cdot V_{dM} \cdot I_{oM} \cdot t_{C(off)} \quad \text{σχέση 6.3.2}$$



Χαρακτηριστικές μετάβασης ενός MOSFET
 (α) Σήμα ελέγχου (V_{GS}) του MOSFET
 (β) Τάση στα άκρα του MOSFET (V_{DS}) και ρεύμα (I_{DS})
 (γ) Στιγμιαία απώλεια ισχύος στο MOSFET

σχήμα 6.3.3

Οι απώλειες αγωγής αφορούν τις απώλειες ενέργειας στο ημιαγωγικό στοιχείο κατά το διάστημα αγωγιμότητας t_{on} . Γενικά το διάστημα αγωγιμότητας είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από τους χρόνους μετάβασης έναυσης και σβέσης. Κατά το διάστημα αυτό στα

άκρα του MOSFET εμφανίζεται μια μικρή τάση V_{on} , όπου $V_{on}=I_o \cdot R_{DS(on)}$. Η απώλειες ενέργειας κατά την φάση της αγωγιμότητας ισούνται:

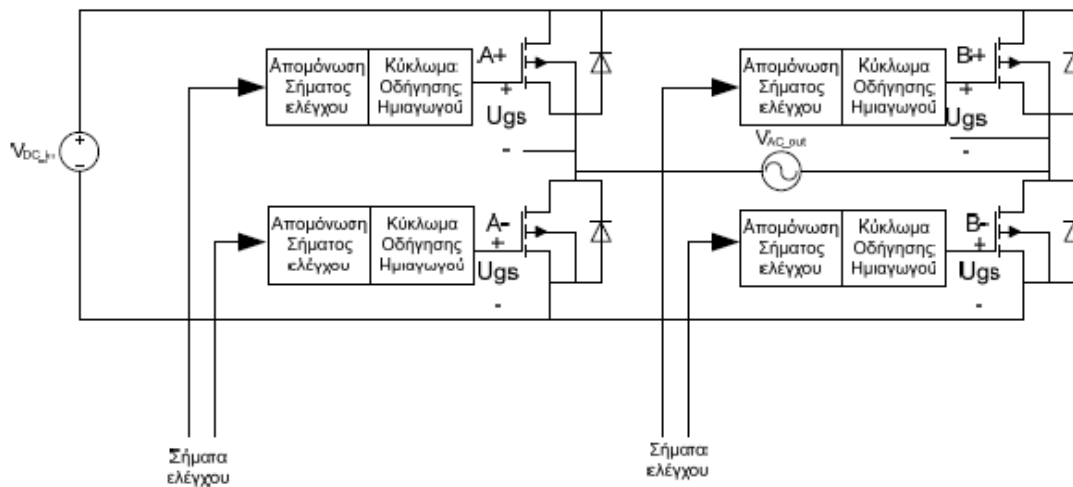
$$W_{on} = V_{on} \cdot I_o \cdot t_{on} = I_o^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot t_{on} \quad \text{σχέση 6.3.3}$$

Επομένως θεωρώντας την διακοπτική συχνότητα ίση με f_s οι συνολικές απώλειες ισχύος σε ένα MOSFET ($P_{απ_M}$) δίνονται από τη σχέση:

$$P_{απ_M} = \frac{1}{2} \cdot V_{dM} \cdot I_{oM} \cdot f_s \cdot (t_{C(on)} + t_{C(off)}) + I_o^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{t_{on}}{T_s} \quad \text{σχέση 6.3.4}$$

6.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΓΙΑ MOSFET

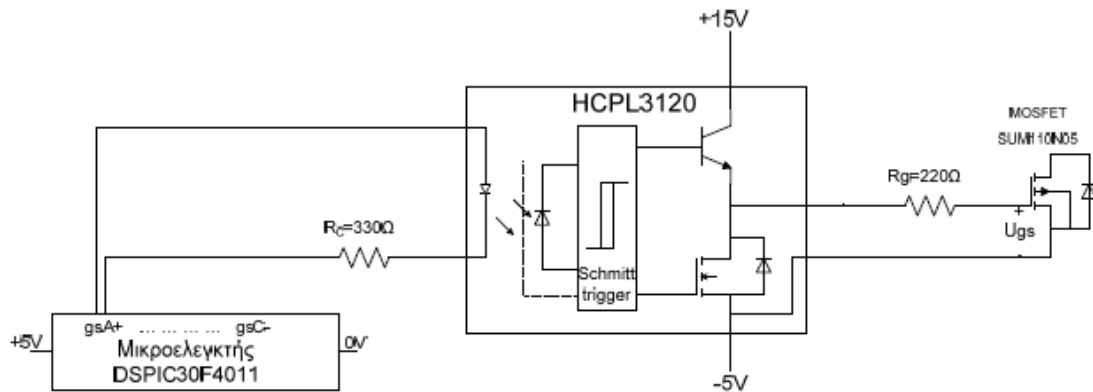
Πολύ συχνά επιβάλλεται η ανάγκη ηλεκτρικής απομόνωσης του κυκλώματος ελέγχου από το κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων. Αυτό γίνεται εύκολα κατανοητό στην περίπτωση ενός αντιστροφέα που φαίνεται στο σχήμα 6.4.1. Η λογικοί παλμοί ελέγχου (u_{gs}) πρέπει να εφαρμοστούν ανάμεσα στην πύλη και την πηγή των MOSFET. Η πηγή όμως στο A+ MOSFET είναι συνδεδεμένη με την έξοδο του κυκλώματος, επομένως η τάση στο σημείο αυτό ισούται με την τάση εξόδου. Επομένως τη σήμα ελέγχου, το οποίο έχει ως αναφορά τη λογική γείωση πρέπει να απομονωθεί ηλεκτρικά από την πηγή του MOSFET.



Σύστημα οδήγησης MOSFET ισχύος, όπου φαίνεται η ανάγκη ηλεκτρικής απομόνωσης του κυκλώματος ελέγχου με το κύκλωμα οδήγησης

σχήμα 6.4.1

Η ηλεκτρική απομόνωση επιτυγχάνεται κατά κανόνα με οπτικούς ζεύκτες. Οπτικός ζεύκτης αποτελεί την διασύνδεση μεταξύ της εξόδου του κυκλώματος ελέγχου (παλμοί από μικροελεγκτή DSPIC30F4011) και της εισόδου του απομονωμένου κυκλώματος οδήγησης. Στην μετατροπέα ισχύος του χρησιμοποιείται ο οπτικός ζεύκτης με υψηλή αναισθησία στο θόρυβο κοινής φοράς HPCL3120, ο οποίος δέχεται τους παλμούς (0V, 5V) από το μικροεπεξεργαστή και παράγει στην έξοδο του ηλεκτρικά απομονωμένους παλμούς (-5V, 15V για να οδηγηθεί το MOSFET. το σχήμα 6.4.2 παρουσιάζεται το κύκλωμα οδήγησης των MOSFET με οπτική ζεύξη που χρησιμοποιήθηκε στο μετατροπέα ισχύος του HA.

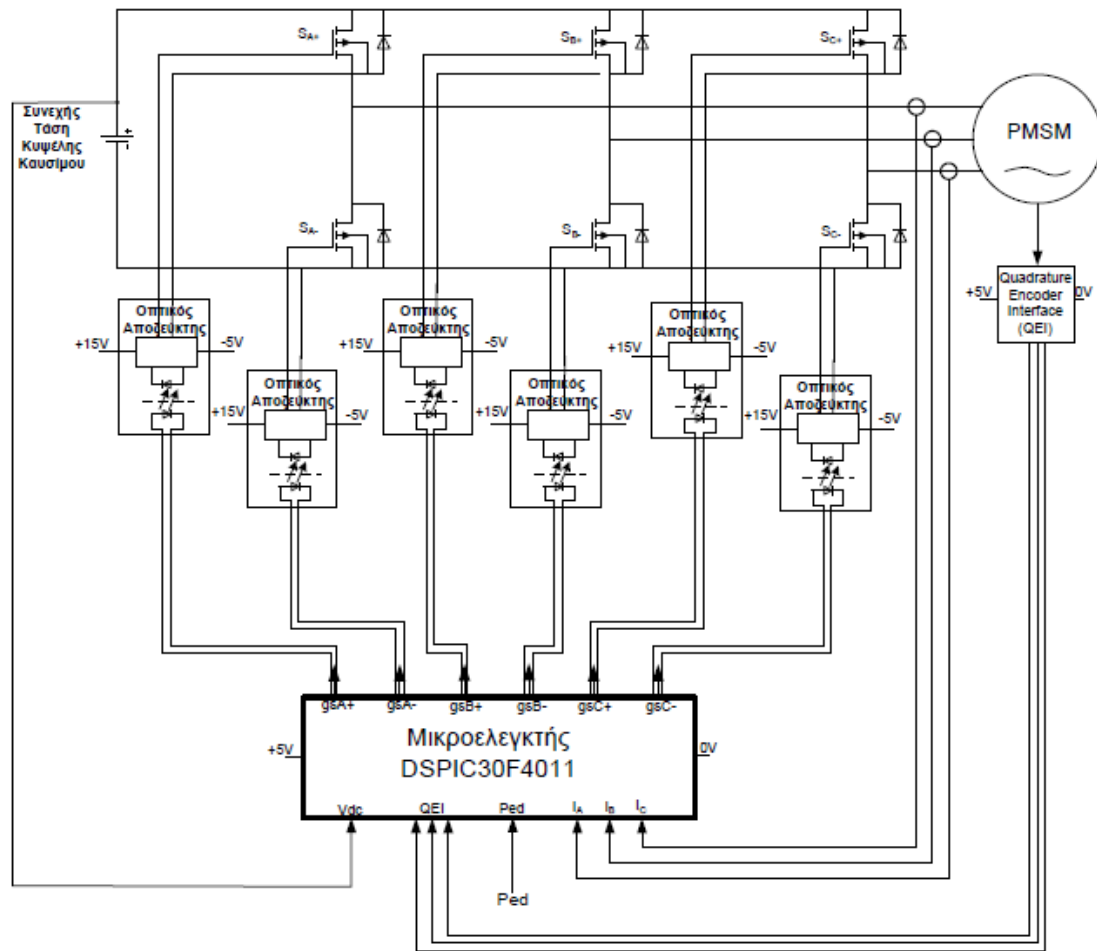


Κύκλωμα οδήγησης των MOSFET που χρησιμοποιήθηκε στο μετατροπέα ισχύος
σχήμα 6.4.2

Οι παλμοί οδήγησης του MOSFET είναι +15V για την έναυση του ημιαγωγού και -5V για τη σβέση του ημιαγωγού. Η χρήση αρνητικής τάσης 5V, αντί για μηδενική, για τη σβέση του ημιαγωγού αποσκοπεί στην γρηγορότερη εκφόρτιση του πυκνωτή της πύλης του MOSFET επομένως στην γρηγορότερη σβέση του ημιαγωγού.

6.5 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΜΕ ΠΟΛΛΕΣ ΕΞΟΔΟΥΣ

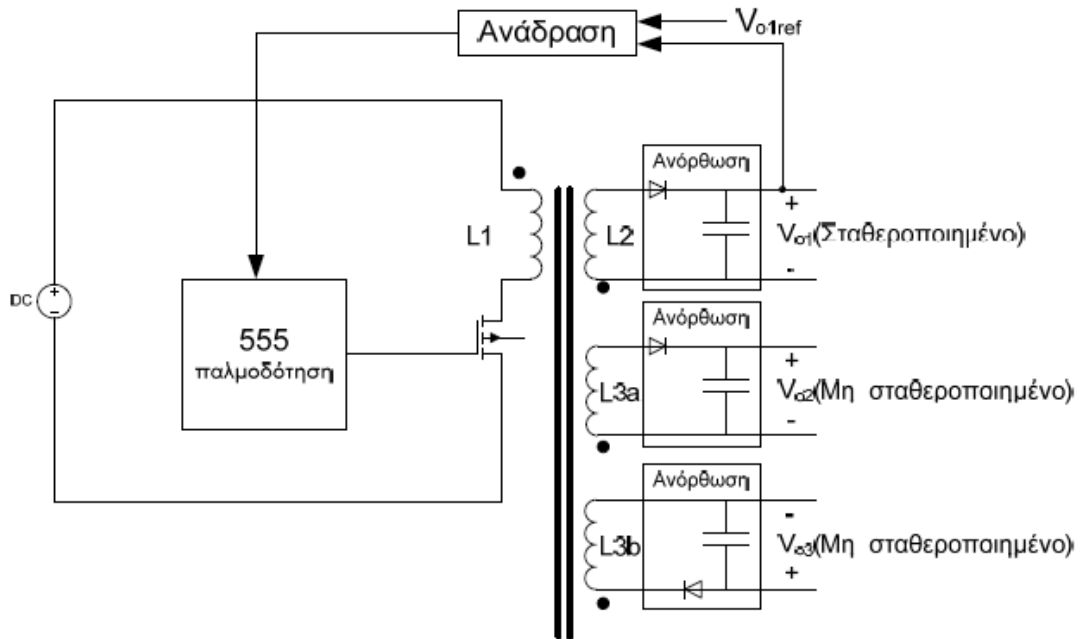
Η ανάγκη για ηλεκτρική απομόνωση του κυκλώματος ελέγχου από το κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγών, απαιτεί τη χρήση οπτικών ζευκτών για κάθε ημιαγωγό. Επίσης η ανάγκη για παραγωγή παλμών (+15V,-5V) για οδήγηση των ημιαγωγών ώστε να πετυχαίνεται γρηγορότερη μετάβαση, απαιτεί την τροφοδοσία του οπτικού ζεύκτη HCPL3120 με τάση τροφοδοσία (+15V,-5V). Ο μετατροπέας ισχύος επομένως πρέπει να εφοδιαστεί με τα απαραίτητα ηλεκτρονικά υπό κυκλώματα οδήγησης των ημιαγωγών όπως φαίνεται στο σχήμα 6.4.1.



Ο μετατροπέας ισχύος εφοδιασμένος με τα απαραίτητα υποκυκλώματα οδήγησης των ημιαγωγών.

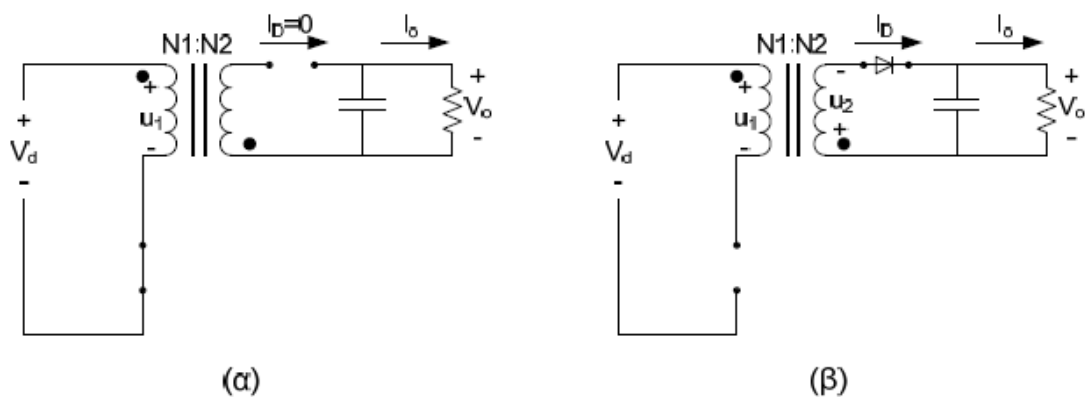
σχήμα 6.4.1

Όπως φαίνεται στο πιο πάνω σχήμα ο μετατροπέας μαζί με τα υπόλοιπα υπό κυκλώματα απαιτεί την ξεχωριστή τροφοδοσία (+15V, -5V) σε έξι οπτικούς ζεύκτες και τροφοδοσία (+5V, 0V) για το μικροελεγκτή DSPIC30F4011. Η ανάγκη για πολλές συνεχείς τάσεις τροφοδοσίας με διαφορετικά επίπεδα τάσης, οδηγεί στην χρήση διακοπτικού τροφοδοτικού συνδεσμολογίας Flyback με πολλές εξόδους, όπως αυτό του σχήματος



Διακοπτικό τροφοδοτικό συνδεσμολογίας Flyback με πολλές εξόδους
σχήμα 6.4.2

Το διακοπτικό τροφοδοτικό σε συνδεσμολογία Flyback είναι μία οικονομική λύση και ιδανική για χαμηλής ισχύος τροφοδοτικά και επιπλέον μας παρέχει ηλεκτρική απομόνωση στις τάσεις εξόδου. Τα αρνητικά του τροφοδοτικού Flyback είναι η ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση λόγω διακοπτικής λειτουργίας και το μεγάλο σχετικά βάρος και όγκο λόγω του μετασχηματιστή με τα πολλαπλά δευτερεύοντα. Η ονομασία Flyback, προέρχεται από την ανάποδη ζεύξη των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Το τροφοδοτικό Flyback έχει δύο καταστάσεις λειτουργίας, οι οποίες φαίνονται στο σχήμα 6.4.3.



Κυκλωματικές καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα Flyback
(α) Για χρόνο $0 < t < t_{on}$, όπου ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής
(β) Για χρόνο $t_{on} < t < T_s$, όπου ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής

Τονική περίοδο όπου ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής λόγω της πολικότητας των τυλιγμάτων, η δίοδος πολώνεται ανάστροφα. Έτσι

η τάση εισόδου V_d εφαρμόζεται στα άκρα του τυλίγματος του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή. Απόρροια αυτού είναι γραμμική αύξηση της ροής στο πυρήνα από μια αρχική τιμή $\phi(0)$ ως εξής:

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} \cdot t \quad 0 < t < t_{on} \quad \text{σχέση 6.4.1}$$

η τιμή της κορυφής στο τέλος του διαστήματος του κυκλώματος δίδεται από την σχέση:

$$\hat{\phi} = \phi(t_{on}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} \cdot t_{on} \quad \text{σχέση 6.4.2}$$

Μετά τη χρονική στιγμή t_{on} ο διακόπτης ανοίγει και η αποθηκευμένη στον πυρήνα ενέργεια προκαλεί ροή ρεύματος στο δευτερεύον τύλιγμα μέσω της διόδου D . Η τάση στο δευτερεύον τύλιγμα ισούται με $u_2 = -V_o$, επομένως η ροή μειώνεται γραμμικά σύμφωνα με τη σχέση:

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2} \cdot (t - t_{on}) \quad t_{on} < t < T_s \quad \text{σχέση 6.4.3}$$

επομένως στο τέλος στο τέλος του διαστήματος αποκοπής του διακόπτη η ροή ισούται:

$$\phi(T_s) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2} \cdot (T_s - t_{on}) \quad \text{σχέση 6.4.4}$$

$$\phi(T_s) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} \cdot t_{on} - \frac{V_o}{N_2} \cdot (T_s - t_{on}) \quad \text{σχέση 6.4.5}$$

σε κατάσταση ισορροπίας η καθαρή μεταβολή της ροής του πυρήνα πρέπει να ισούται με 0, οπότε:

$$\phi(T_s) = \phi(0) \quad \text{σχέση 6.4.6}$$

$$\hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2} \cdot (T_s - t_{on}) \quad \text{σχέση 6.4.7}$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad \text{σχέση 6.4.8}$$

όπου $D = t_{on}/T_s$ είναι η σχετική διάρκεια αγωγής. Η παραπάνω εξίσωση αποτελεί την συνάρτηση μεταφοράς της τάσης του τροφοδοτικού Flyback.

Το τροφοδοτικό σε συνδεσμολογία Flyback έχει την δυνατότητα παροχής πολλαπλών εξόδων με διαφορετικές τιμές συνεχούς τάσης η κάθε μία. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8, μονάχα μια τάση στο δευτερεύον δύναται να σταθεροποιηθεί. Στην ουσία σταθεροποιείται μία τάση εξόδου, η οποία δίνει και το σήμα της ανάδρασης. Η ανάδραση είναι αυτή η οποία ρυθμίζει την διάρκεια αγωγής των παλμών $D = t_{on}/T_s$, ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τάσης εξόδου στην συγκεκριμένη έξοδο. Για τις υπόλοιπες τάσεις στις εξόδους του τροφοδοτικού, μπορεί να επιτευχθεί επιθυμητή τιμή αν ρυθμίζουμε κατάλληλα το λόγο ελιγμάτων της συγκεκριμένης εξόδου, με το λόγο ελιγμάτων της σταθεροποιημένης εξόδου

τάση της σταθεροποιημένης εξόδου (V_{o-2}) γίνει ίση με 5Volt, το phototransistor άγει με αποτέλεσμα να ανδρώνει την διρκεια αγωγής των παλμών ου παράγει το ολοκληρωμένο 555. Επομένως η σχετική διάρκεια αγωγής D παραμένει σταθερή εφόσον η V_{o-2} έχει σταθερή τιμή η τάση εισόδου παραμένει σταθερή. Σε περίπτωση μεταβολή της τάσης εισόδου, η διάρκεια αγωγής μεταβάλλεται ώστε η V_{o-2} να επανέρθει στην επιθυμητή τιμή. Αφού στη συγκεκριμένη περίπτωση, η σταθεροποιημένη τάση εξόδου V_{o-2} , αντιστοιχεί στην τάση τροφοδοσίας του μικροελεγκτή (+5V,0V), για να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση (+15V,-5V) για την τροφοδοσία των οπτικών ζευκτών HCPL3120 πρέπει σύμφωνα με τη σχέση 2.13 τα πηνία του μετασχηματιστή να έχουν αντίστοιχο λόγο.

$$V_{o_ref} = 5V, V_{o_3} = +15V, V_{o_4} = +5V$$

$$\frac{V_{o_3}}{V_{o_ref}} = \frac{15}{5} = 3 = \frac{N_3}{N_{2_ref}} \quad \& \quad \frac{V_{o_4}}{V_{o_ref}} = \frac{5}{5} = 1 = \frac{N_4}{N_{2_ref}}$$

Επίσης λόγω του ότι ισχύει $L \sim N^2$ τότε αναμένουμε ότι

$$\frac{L_3}{L_{2_ref}} = \left(\frac{N_3}{N_{2_ref}} \right)^2 = 9 = \frac{15.3mH}{1,7mH}.$$

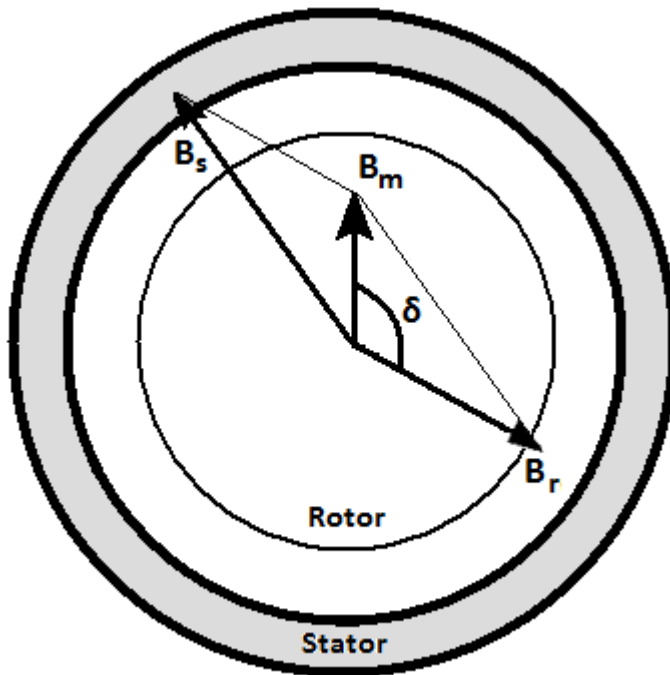
σχέση 6.4.11

6.5 ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ

Ο τριφασικός επαγωγικός κινητήρας βραχυκυκλωμένου κλωβού χρησιμοποιείται ευρύτατα στις βιομηχανικές εφαρμογές εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει. Ενδεικτικά αναφέρεται η απλή κατασκευή, το μικρό κόστος, η υψηλή αξιοπιστία, η μικρή συντήρηση, ο υψηλός βαθμός απόδοσης και η ικανότητα λειτουργίας σε δυσμενής περιβάλλον.

Ενδεικτικό της ευρείας χρήσης του είναι ότι χρησιμοποιείται στο 80% περίπου των εφαρμογών ηλεκτρικής κίνησης. Ο στάτης του επαγωγικό κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα φέρει τριφασική περιέλιξη, ενώ ο δρομέας είναι βραχυκυκλωμένου κλωβού και αποτελείται από ράβδους (μπάρες) αλουμινίου ή χαλκό. Οι πύρινες του στάτη και του δρομέα, στα αυλάκια των οποίων είναι τοποθετημένη η περιέλιξη και ο κλωβός αντίστοιχα, κατασκευάζονται από δυναμοελάσματα.

Στο κεφάλαιο αυτό παρατιέται αρχικά η αρχή λειτουργίας του, το ισοδύναμο κύκλωμα και οι εξισώσεις που περιγράφουν τη στατική συμπεριφορά του. Στη συνέχεια αναλύεται ο έλεγχος της ταχύτητας του επαγωγικό κινητήρα με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο ροπής.



Σχισμα 6.5.1. Τα στρεφόμενα μαγνητικά πεδία του στάτη, δρομέα και το συνιστάμενο πεδίο μαγνήτισης

Στο στάτη του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα εφαρμόζεται τριφασικό σύστημα τάσεων. Τα τριφασικά ρεύματα που αναπτύσσονται στους αγωγούς του στάτη παράγουν το μαγνητικό πεδίο του στάτη B_s , που περιστρέφεται με την σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα.

$$\omega_{sync} = \frac{2\pi f_e}{(P/2)}$$

σχέση 6.5.1

ενώ η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής σε rpm είναι αντίστοιχα

$$n_{synch} = \frac{60 f_e}{(P/2)}$$

σχέση 6.5.2

όπου f_e θ ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας και P ο αριθμός των πόλων του κινητήρα.

Το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη επάγει στους αγωγούς του δρομέα τάσεις και ρεύματα. Οι επαγόμενες τάσεις και τα ρεύματα στο δρομέα εξαρτώνται από την σχετική ταχύτητα του δρομέα ως προς τα στρεφόμενα μαγνητικά πεδία. Τα επαγόμενα ρεύματα του δρομέα δημιουργούν ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο μαγνητικής επαγωγής BR . Το συνιστάμενο πεδίο στο διάκενο, λέγεται πεδίο μαγνήτισης B_m (ή διακένου *Bag*). Η αλληλεπίδραση των δύο πεδίων στάτη και δρομέα (B_s και BR) ή ισοδύναμα του συνιστάμενου πεδίου και του δρομέα (B_m και BR) δημιουργεί τη ηλεκτρομαγνητική ροπή στρέψης του κινητήρα.

όπως αναφέρθηκε, οι επαγόμενες τάσεις και ρεύματα στο δρομέα εξαρτώνται από τη σχετική ταχύτητα του δρομέα ως προς το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη. Για το λόγο αυτό η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα δεν μπορεί ποτέ να είναι ίση με τη σύγχρονη ταχύτητα, διότι τότε δεν θα υπήρχε σχετική κίνηση του και δεν θα επάγονταν ρεύματα στο δρομέα, άρα δεν θα αναπτύσσονταν το πεδίο του δρομέα ούτε και ηλεκτρομαγνητική ροπή. Τελικά, ένας επαγωγικός κινητήρας μπορεί να περιστρέφεται με ταχύτητα πολύ κοντά στη σύγχρονη αλλά ποτέ με ταχύτητα ίση με αυτή.

6.5.1 ΟΛΙΣΘΗΣΗ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΤΟ ΔΡΟΜΕΑ

Οι επαγόμενες τάσεις και ρεύματα στο δρομέα εξαρτώνται από τη σχετική κίνηση του δρομέα προς το μαγνητικό πεδίο, για αυτό και είναι χρήσιμο να οριστεί η *ταχύτητα ολίσθησης* (*slip speed*), ως η διαφορά της ταχύτητας του δρομέα από την σύγχρονη ταχύτητα (ταχύτητα περιστροφής του πεδίου). Έτσι, αν η σύγχρονη ταχύτητα είναι n_{synch} και ο δρομέας του κινητήρα περιστρέφεται με ταχύτητα n_m , η *ταχύτητα ολίσθησης* είναι:

$$n_{slip} = n_{synch} - n_m \quad \text{σχέση 6.5.1.1}$$

Αντίστοιχα ορίζεται και η γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης:

$$\omega_{slip} = \omega_{synch} - \omega_m \quad \text{σχέση 6.5.1.2}$$

ένα δεύτερο μέγεθος που χρησιμοποιείται για την έκφραση της σχετικής κίνησης δρομέα-πεδίου είναι η *ολίσθηση* (*slip*) και ουσιαστικά πρόκειται για τη ταχύτητα ολίσθησης εκφρασμένη σε ανά μονάδα (per unit) βάση. Έτσι, η ολίσθηση ορίζεται από τη σχέση:

$$s = \frac{n_{slip}}{n_{synch}} = \frac{n_{synch} - n_m}{n_{synch}} \quad \text{σχέση 6.5.1.3}$$

ή ισοδύναμα:

$$s = \frac{\omega_{slip}}{\omega_{synch}} = \frac{\omega_{synch} - \omega_m}{\omega_{synch}} \quad \text{σχέση 6.5.1.4}$$

η ολίσθηση παίρνει τιμές από $s=1$ (ο δρομέας είναι εντελώς ακίνητος) μέχρι $s=0$ (η πρακτικά αδύνατη περίπτωση ο δρομέας να περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα).

Μέσω της ολίσθησης, η ταχύτητα του δρομέα εκφράζεται από τις σχέσεις:

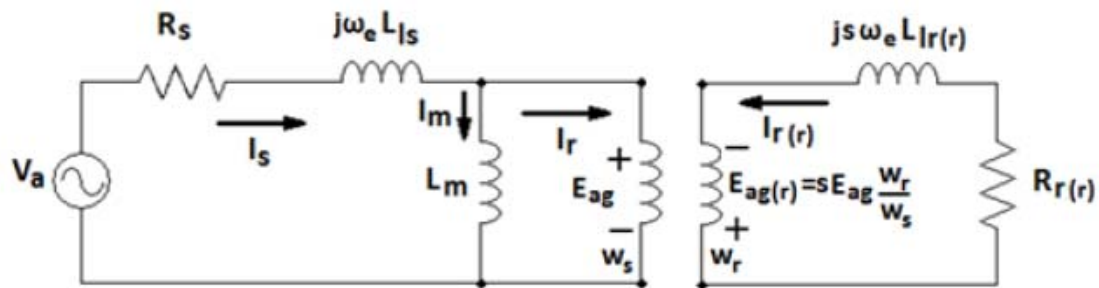
$$n_m = (1 - s)n_{synch} \quad \text{σχέση 6.5.1.5}$$

$$\omega_m = (1 - s)\omega_{synch} \quad \text{σχέση 6.5.1.6}$$

Αυτές οι σχέσεις είναι πολύ σημαντικές κατά την εξαγωγή των εξισώσεων για την επαγόμενη ροπή και την ισχύ του επαγωγικού κινητήρα.

Έχοντας ορίσει πλέον το μέγεθος της ολίσθησης, μπορεί να εκφραστεί η ηλεκτρική συχνότητα των επαγόμενων τάσεων και ρευμάτων στο δρομέα. Η συχνότητα αυτή, που καλείται και συχνότητα ολίσθησης, είναι ανάλογη της σχετικής ταχύτητας του δρομέα ως προς το πεδίο και ισούται με:

$$f_{sl} = sf_e \quad \text{σχέση 6.5.1.7}$$



Σχμα 6.5.1.1 Ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα, στηριζόμενο στο μοντέλο μετασχηματιστή.

Η επαγωγική μηχανή λειτουργεί με τάσεις και ρεύματα εξ επαγωγής στο δρομέα της και γι' αυτό το λόγο συχνά ονομάζεται και *στρεφόμενος μετασχηματιστής*. Όπως σε ένα μετασχηματιστή, το πρωτεύων τυλίγμα (του στάτη) επάγει κάποια τάση στο δευτερεύων τυλίγμα (του δρομέα). Αντίθετα όμως απ' ότι συμβαίνει σ' ένα μετασχηματιστή, η συχνότητα του δευτερευόντως (δρομέα) δεν είναι ίση με αυτή του πρωτεύοντος (στάτη). Τα ηλεκτρικά μεγέθη του δρομέα μεταβάλλονται με την συχνότητα ολίσθησης $f_{sl} = sf_e$. Το ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα, το οποίο στηρίζεται στο μοντέλο του μετασχηματιστή, εικονίζεται στο σχ.7.2.

Το κύκλωμα του δρομέα του σχ7.2. λειτουργεί στην ηλεκτρική συχνότητα ολίσθησης sf , και μπορεί εύκολα να δημιουργήσει το ηλεκτρικό ισοδύναμο του στην ηλεκτρική συχνότητα του στάτη, όπως εικονίζεται στο σχ.7.3.

η ανάλυση του επαγωγικού κινητήρα είναι πολύ ευκολότερη αν τα μεγέθη του δρομέα αναχθούν στο στάτη. Έτσι προκύπτει το τυπικό μονοφασικό ισοδύναμο του επαγωγικού κινητήρα που εικονίζεται στο σχ7.4. Τα αναγόμενα στο δρομέα μεγέθη συμβολίζονται με τη βάση (r), ενώ τα υπόλοιπα μεγέθη είναι αναγόμενα στο στάτη. Οι μεταξύ τους σχέσεις προκύπτουν χρησιμοποιώντας τον ενεργό λόγο μετασχηματισμού, τον λόγο των σπειρών των δύο τυλιγμάτων:

$$a_{eff} = \frac{w_s}{w_r} \quad \text{σχέση 6.5.1.8}$$

Οι σχέσεις που συνδυάζουν τα αναγόμενα στο στάτη μεγέθη με τα μεγέθη του δρομέα είναι οι παρακάτω:

Η επαγομένη τάση διακένου:

$$E_{ag} = a_{eff} E_{ag(r)} \quad \text{σχέση 6.5.1.9}$$

Το ρεύμα δρομέα:

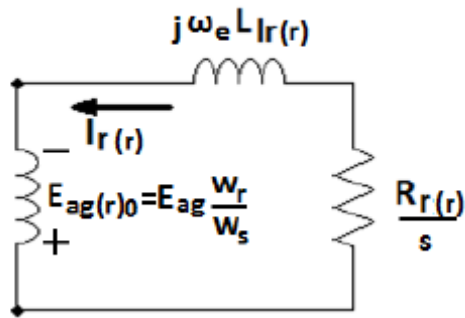
$$I_r = \frac{I_{r(r)}}{a_{eff}} \quad \text{σχέση 6.5.1.10}$$

η αντίσταση δρομέα:

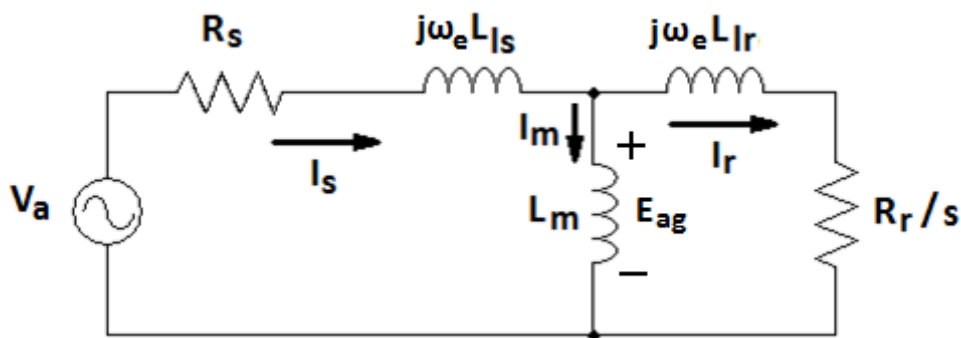
$$R_r = a_{eff}^2 R_{r(r)} \text{ σχέση 6.5.1.11}$$

η επαγωγή σκέδασης (διαρροής) του δρομέα

$$L_{lr} = a_{eff}^2 L_{lr(r)} \text{ σχέση 6.5.1.12}$$



Σχήμα 6.5.1.2. Ισοδύναμο κύκλωμα του δρομέα όπου όλες οι επιδράσεις της συχνότητας έχουν συνδυαστεί στην R_r

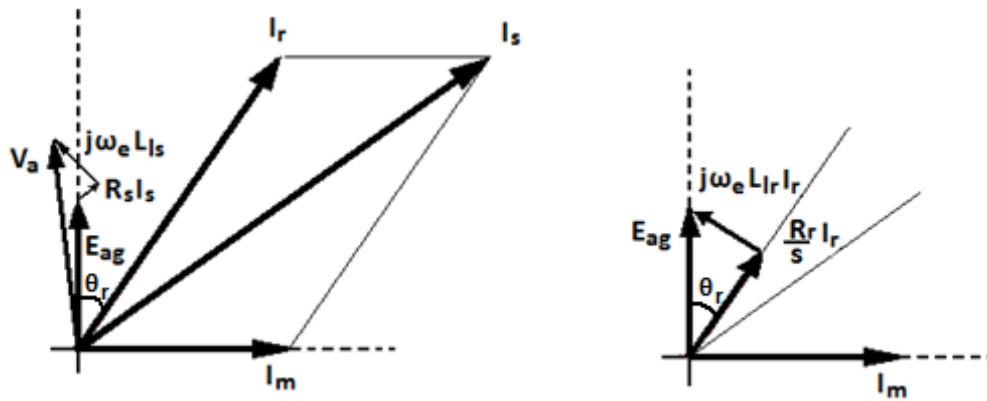


Σχήμα 6.5.1.3.. Τυπικό ισοδύναμο κύκλωμα επαγωγικού κινητήρα, με το κύκλωμα του δρομέα αναγόμενο στη πλευρά του στάτη.

Η σημασία του ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος του επαγωγικού κινητήρα εξηγείται με την βοήθεια του διανυσματικού διαγράμματος των ρευμάτων και των τάσεων του σχ.7.5.

Το ρεύμα του στάτη I_s δημιουργεί στο διάκενο την ροή Φ_s , που στρεφόμενη με την σύγχρονη ταχύτητα, επάγει στον δρομέα ρεύμα I_r . Το ρεύμα I_r με την σειρά του δημιουργεί στο διάκενο την ροή Φ_r . η συνισταμένη ροή διακένου Φ_m επίσης περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα σε σχέση με τα ακίνητα τυλίγματα του στάτη. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να επάγεται σε κάθε φάση του στάτη μια αντιηλεκτρερρετική δύναμη με συχνότητα f_e , που συχνά λέγεται τάση διακένου E_{ag} .

Το ρεύμα I_s ισούται με το άθροισμα δύο συνιστωσών, του ρεύματος I_r , Η συνιστώσα δηλαδή του ρεύματος στάτη που αντιστοιχεί στο αναγόμενο ρεύμα δρομέα, και στο ρεύμα μαγνήτισης I_m που αποτελεί τη συνιστώσα του ρεύματος στάτη που δημιουργεί την μαγνητική ροή διακένου (μαγνήτισης).



Σχήμα 6.5.1.7 Διανυσματικά διαγράμματα τάσεων και ρευμάτων του επαγωγικού κινητήρα.

Η πεπλεγμένη ροή, η ροή και το ρεύμα μαγνήτισης συνδέονται με τις σχέσεις:

$$\lambda_m = N_s \Phi_m(t) = L_m i_m(t) \quad \text{σχέση 6.5.1.13}$$

Η επαγομένη τάση διακένου προκύπτει από τη ροή μαγνήτισης:

$$e_{ag} = \frac{d\lambda_m(t)}{dt} = N_s \frac{d\Phi_m(t)}{dt} = N_s \frac{dL_m i_m(t)}{dt} \quad \text{σχέση 6.5.1.14}$$

Η επαγομένη τάση διακένου προηγείται του ρεύματος μαγνήτισης κατά 90 μοίρες

Η τάση τροφοδοσίας του ηλεκτρικού κινητήρα διαφέρει από την τάση διακένου κατά την πτώση τάσης στην αντίδραση σκέδασης και στην ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του δρομέα:

$$\bar{V}_a = \bar{E}_{ag} + \bar{I}_s \cdot (R_s + j\omega_e L_s) \quad \text{σχέση 6.5.1.15.}$$

Η γωνία μεταξύ τάσεως διακένου θ_r και ρεύματος δρομέα, , που απεικονίζεται στο σχήμα 7.5. υπολογίζεται από την σχέση:

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{\omega_e L_r}{R_r / s} = \tan^{-1} \frac{2\pi f_{sl} L_r}{R_r} \quad \text{σχέση 6.5.1.16}$$

Στο σχήμα 6.5.1.7 εικονίζεται το διάγραμμα στρεφόμενων διανυσμάτων των ρευμάτων και ροών του επαγωγικού κινητήρα. Το σχήμα αυτό αναφέρεται στα μεγέθη του κινητήρα αναγόμενα στο στάτη, κατά αναλογία του τυπικού ισοδύναμου και του διανυσματικού διαγράμματος. Σε αναλογία με τις συνιστώσες του ρεύματος στάτη, για τα οποία ισχύει

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s - \bar{I}_r \quad \text{σχέση 6.5.1.17}$$

για τη συνιστάμενη ροή διακένου (μαγνήτισης) ισχύει:

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s - \bar{I}_r \Rightarrow L_m \bar{I}_m = L_m \bar{I}_s - L_m \bar{I}_r \Rightarrow \bar{\lambda}_m = \bar{\lambda}_s - \bar{\lambda}_r \Rightarrow$$

$$\bar{\Phi}_m = \bar{\Phi}_s - \bar{\Phi}_r$$

σχέση 6.5.1.18

όπου $\bar{\Phi}_s$ η ροή που δημιουργεί το ρεύμα του στάτη και φτάνει στο διάκενο, ενώ $\bar{\Phi}_r$ η ροή που δημιουργεί η συνιστώσα του ρεύματος στάτη \bar{I}_r (αναγόμενο όπου η ροή που δημιουργεί το ρεύμα του στάτη και φτάνει στο διάκενο, ενώ η ροή που δημιουργεί η συνιστώσα του ρεύματος στάτη (αναγόμενο ρεύμα δρομέα).

Με λ συμβολίζονται οι αντίστοιχες πεπλεγμένες ροές.
 Η συνιστάμενη ροή που διαπερνά τα τυλίγματα του στάτη προκύπτει από την επαλληλία των ρών στο εσωτερικό της μηχανής και ισούται με:

$$\bar{\Phi}_{s,net} = \bar{\Phi}_m + \bar{\Phi}_{ls}$$

σχέση 6.5.1.19

όπου

$$\bar{\Phi}_{ls} = \frac{\bar{\lambda}_{ls}}{N_s} = \frac{\bar{I}_s \cdot L_{ls}}{N_s}$$

σχέση 6.5.1.20

ενώ αντίστοιχα, για την συνιστάμενη ροή που διαπερνά τα τυλίγματα του δρομέα ισχύει:

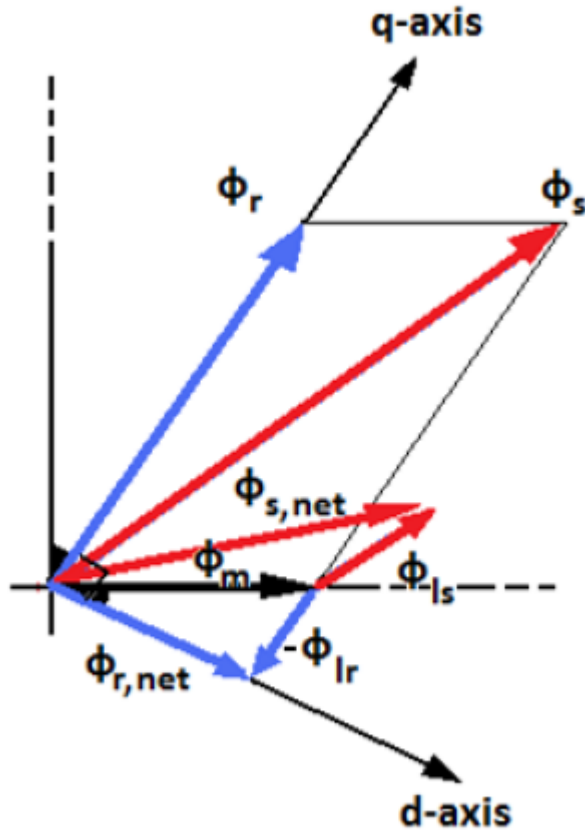
$$\bar{\Phi}_{r,net} = \bar{\Phi}_m - \bar{\Phi}_{lr}$$

σχέση 6.5.1.21

όπου

$$\bar{\Phi}_{lr} = \frac{\lambda_{lr}}{N_s} = \frac{\bar{I}_r \cdot L_{lr}}{N_s}$$

σχέση 6.5.1.22

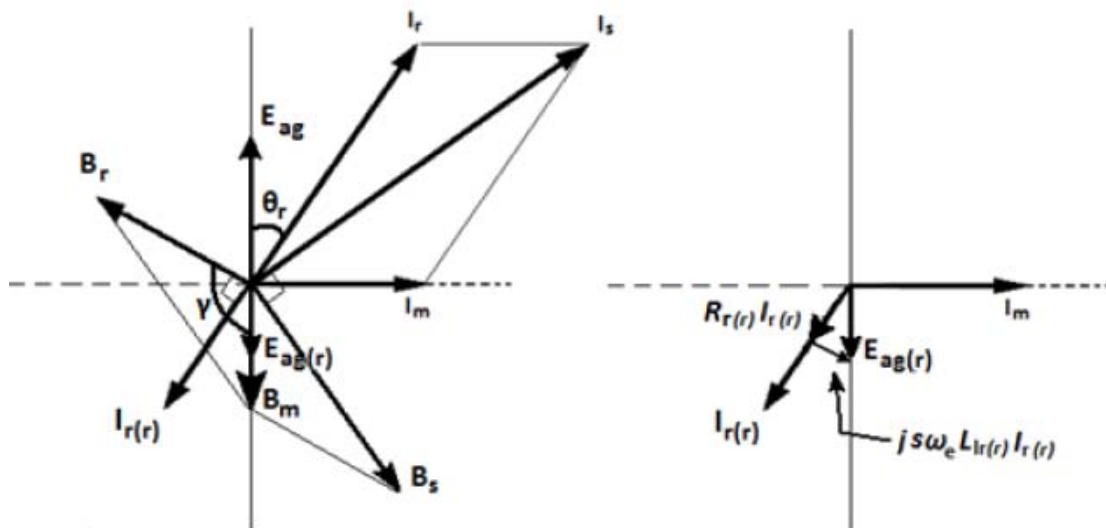


Σχήμα 6.5.1.8. Διανυσματικό διάγραμμα ροών

Όπως επισημάνθηκε, τα παραπάνω σχήματα αναφέρονται στα αναγόμενα μεγέθη στο στάτη και στις φορές των ρευμάτων του τυπικού ισοδύναμου του επαγωγικού κινητήρα. Στο σχήμα σχ. 7.7. εικονίζονται στο τρίτο και τέταρτο τεταρτημόριο τα ρεύματα και οι τάσεις στην πλευρά του δρομέα, καθώς και τα μαγνητικά πεδία στον κινητήρα.

Αξίζει να σημειωθεί πως το διάνυσμα του ρεύματος δρομέα, καθώς σύμφωνα με τη λειτουργία μετασχηματιστή αντιτίθενται στην αιτία που τα δημιουργήσε, έχει αντίθετη φορά από τη συνιστώσα του ρεύματος στάτη, και την αντίστοιχη ροή. $(r_r | r_l | r_l | r_l | \Phi$
Είναι σημαντικό να τονίσει τέλος ότι ενώ τα ρεύματα και οι επαγόμενες τάσεις στον δρομέα έχουν ηλεκτρική συχνότητα ίση με την συχνότητα ολίσθησης f_{sl} , άρα και το μαγνητικό πεδίο που προκαλούν στρέφεται με την ταχύτητα ολίσθησης ως προς τον δρομέα, ωστόσο ως προς τα ακίνητα τυλίγματα του στάτη στρέφονται με σχετική ταχύτητα ίση με την σύγχρονη ταχύτητα, :

$$\omega_{synch} = \omega_{slip} + \omega_m \quad \text{σχέση 6.5.1.23}$$



Σχήμα 6.5.1.9. Διανυσματικά διαγράμματα τάσεων και ρευμάτων. Στο τρίτο και τέταρτο τεταρτημόριο εικονίζονται τα μεγέθη στην πλευρά του δρομέα.

6.6. ΙΣΧΥΣ ΚΑΙ ΡΟΠΗ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Ο τριφασικός επαγωγικός κινητήρας μετατρέπει την ηλεκτρική ισχύ εισόδου σε μηχανική. Η ηλεκτρική ισχύς εισόδου ορίζεται από τη σχέση:

$$P_{in} = 3V_a I_s \cos \varphi$$

σχέση 6.6.1

όπου V_a η φασική τάση τροφοδοσίας, φασικό ρεύμα του στάτη I_s και φ η διαφορά της φάσης μεταξύ της τάσεως τροφοδοσίας και του ρεύματος.

Θ ισχύς που μέσω του διάκενου της μηχανής μεταφέρεται στο δρομέα (air gap power), είναι ίση με την ισχύ εισόδου μειωμένη κατά τις απώλειες χαλκού του στάτη (αμελώντας τις μαγνητικές απώλειες σιδηρού). Οι απώλειες χαλκού στο στάτη οφείλονται στην ωμική αντίσταση του τυλίγματος του στάτη και ορίζονται από την σχέση:

$$P_{cu,s} = 3R_s I_s^2$$

σχέση 6.6.2

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα και το διανυσματικό διάγραμμα του προκύπτει η ισχύς διακένου, που περνά στο δρομέα και καταναλώνεται στην αντίσταση

$$\frac{R_r}{s}$$

σχέση 6.6.3

Η ισχύς διακένου ισούται με:

$$P_{ag} = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} = 3E_{ag} I_r \cos \theta_r$$

σχέση 6.6.3

όπου I_r το αναγόμενο στο στάτη ρεύμα δρομέα, θ_r η γωνία μεταξύ τάσεως διακένου και ρεύματος δρομέα. Ο παράγοντας $\cos \theta_r$ είναι ο συντελεστής ισχύος του δρομέα. Ένα τμήμα της ισχύος διακένου χάνεται ως απώλειες χαλκού στο δρομέα. Οι απώλειες αυτές είναι ίσες με:

$$P_{cu,r} = 3R_r I_r^2$$

σχέση 6.6.4

η ισχύς που απομένει μετατρέπεται σε μηχανική στον άξονα του δρομέα. Η ισχύς αυτή καλείται αναπτυσσόμενη μηχανική ισχύς P_{em} ηλεκτρομαγνητική ισχύς του κινητήρα P_{em} και ισούται με:

$$P_{em} = P_{ag} - P_{cu,r} = 3 \frac{R_r}{s} I_r^2 - 3R_r I_r^2 = 3 \frac{1-s}{s} R_r I_r^2$$

σχέση 6.6.5

Από την ηλεκτρομαγνητική ισχύ μπορεί πλέον να υπολογιστεί και η ηλεκτρομαγνητική ροπή που προσδίδεται στον άξονα του δρομέα:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{(1-s)P_{ag}}{(1-s)\omega_s} = \frac{P_{ag}}{\omega_s}$$

σχέση 6.6.6

Από τον συνδυασμό των παραπάνω σχέσεων προκύπτει μία ακόμη έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

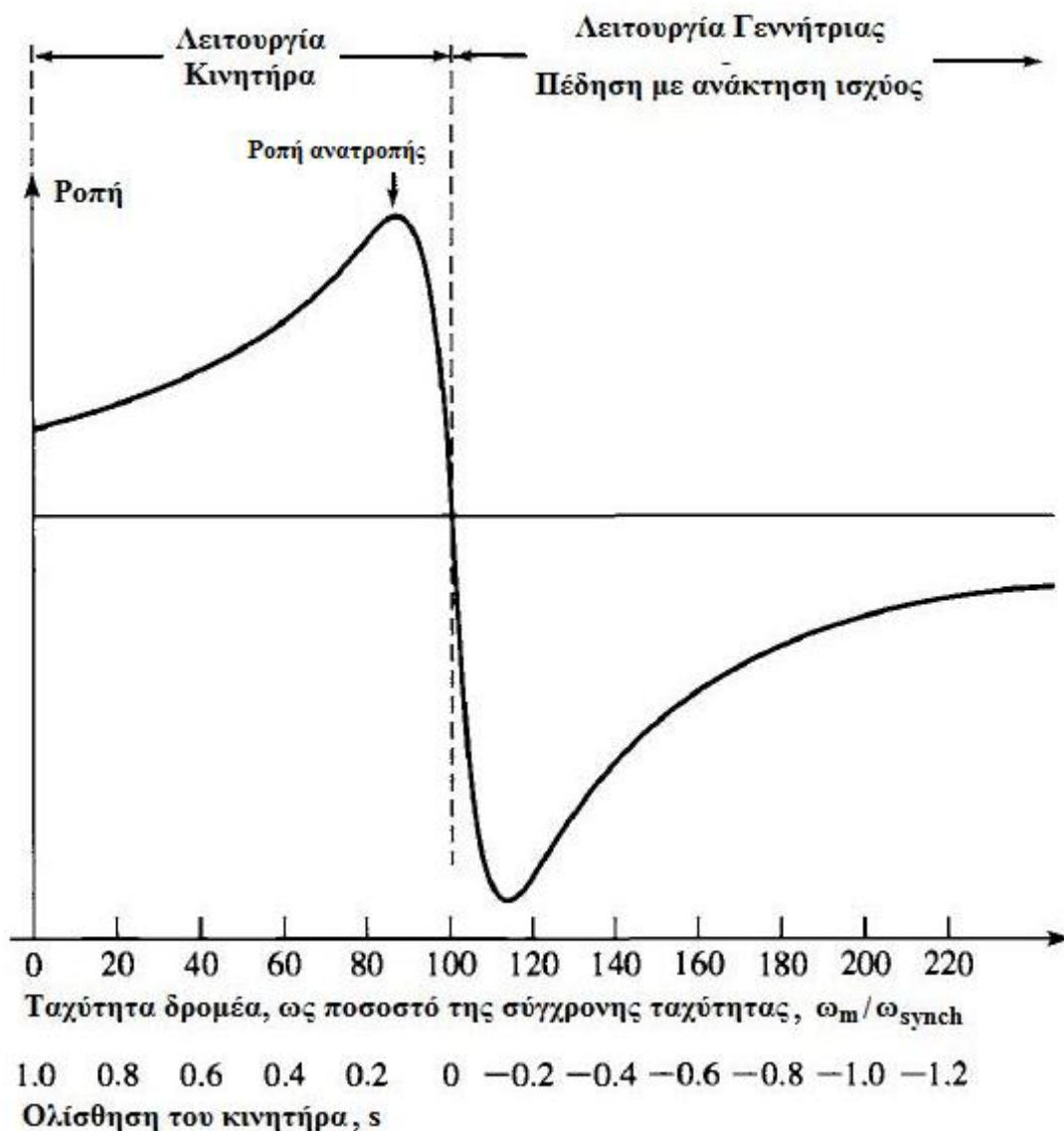
$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{E_{ag} I_r \cos \theta_r}{\omega_e} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{\omega_e L_m I_m I_r \cos \theta_r}{\sqrt{2} \cdot \omega_e} = k \lambda_m I_r \sin \gamma$$

σχέση 6.6.7

όπου $\gamma = \theta_r + 90^\circ$ είναι η γωνία ροπής ανάμεσα στο πεδίο μαγνήτισης και το πεδίο του δρομέα.

6.7 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΚΑΙ ΠΕΔΗΣΗ

Τυπική χαρακτηριστική ροπής – ταχύτητας του ασύγχρονου κινητήρα εικονίζεται στο σχήμα 6.7.1 Ο τρόπος με τον οποίο προκύπτει η κυματομορφή αυτή είναι από την μαθηματική επίλυση του μονοφασικού ισοδύναμου του ασύγχρονου κινητήρα.

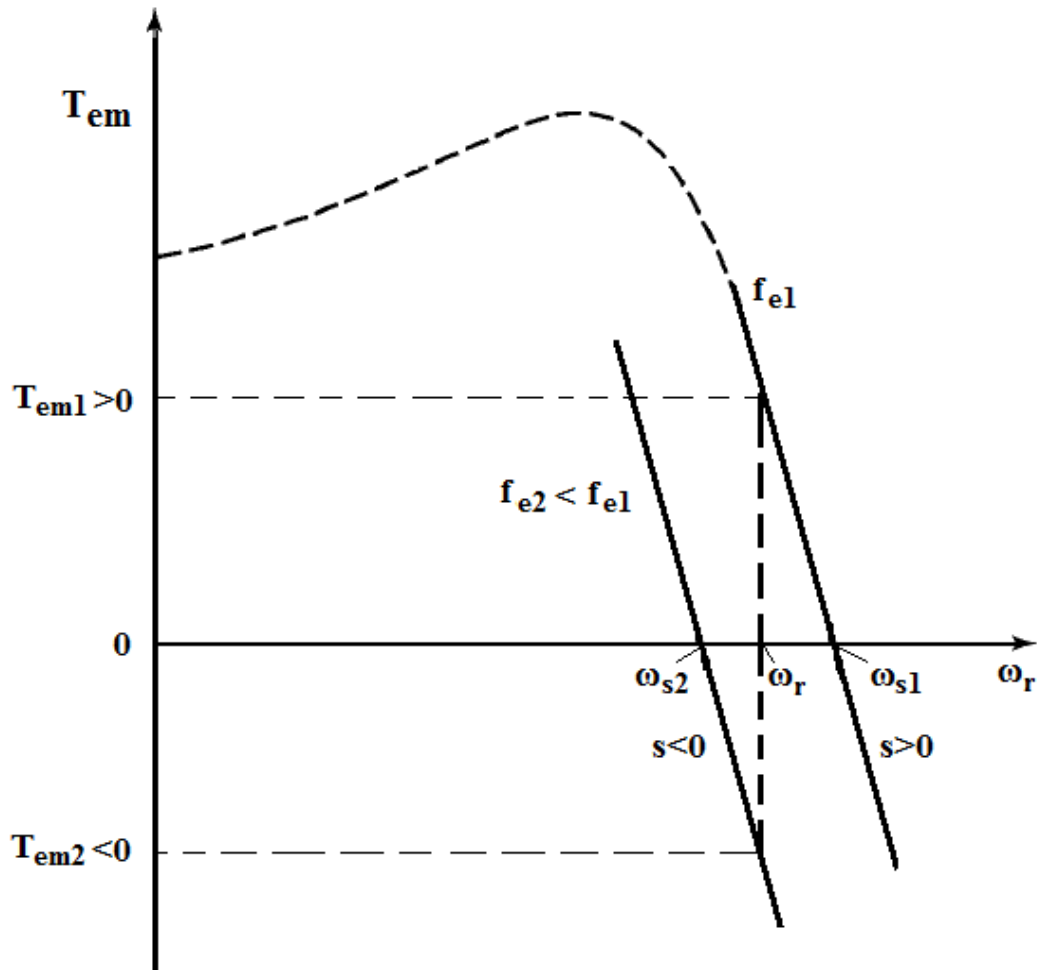


Σχήμα 6.7.1. Τυπική χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας ασύγχρονου κινητήρα.

Στις συνήθεις περιπτώσεις φόρτισης ο κινητήρας λειτουργεί πολύ κοντά στη σύγχρονη ταχύτητα, με μικρή τιμή ολίσθησης. Για μικρές τιμές ολίσθησης θεωρείται πως η ροπή μεταβάλλεται γραμμικά με την ολίσθηση του κινητήρα. η χαρακτηριστική ροπής του κινητήρα παρουσιάζει μία μέγιστη τιμή, η οποία ονομάζεται ροπή ανατροπής. Ωστόσο η ονομαστική ροπή των κινητήρων είναι συνήθως αρκετά μικρότερη της, μικρότερη του 50% της ροπής ανατροπής.

Ο επαγωγικός κινητήρας μπορεί να λειτουργήσει και ως γεννήτρια, αν περιστραφεί μηχανικά με ταχύτητα μεγαλύτερη από την σύγχρονη (η οποία σχετίζεται με τη συχνότητα της τάσεως τροφοδοσίας). Όπως φαίνεται από το σχήμα 6.7.1., ταχύτητα μεγαλύτερη της σύγχρονης προκαλεί αρνητική ολίσθηση, σε αυτή την περίπτωση η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσεται είναι αρνητική και δρα σε αντίθετη φορά από τη φορά περιστροφής. Έτσι η περιοχή αυτή λειτουργίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την πέδηση του κινητήρα, κατά την οποία ο κινητήρας μειώνει απότομα στροφές και λειτουργεί προσωρινά σαν γεννήτρια, ανακτώντας μέρος της κινητικής ενέργειας του φορτίου και επιστρέφοντας τη στη πηγή τροφοδοσίας.

Για να γίνει καλύτερα κατανοητή περιγράφεται ένα παράδειγμα με τη βοήθεια του σχήματος 6.7.2. έστω ότι ο ασύγχρονος κινητήρας τροφοδοτείται με τάση συχνότητας f_{e1} και περιστρέφεται με ταχύτητα ω_r , μικρότερη της σύγχρονης. Αν η συχνότητα του στάτη μεταβληθεί ξαφνικά σε f_{e2} , η νέα σύγχρονη ταχύτητα ω_{s2} είναι μικρότερη της ταχύτητας περιστροφής. Στη νέα αυτή κατάσταση λειτουργίας η ολίσθηση είναι αρνητική, η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι αρνητική, και αυτό αναγκάζει την ταχύτητα του κινητήρα να μειωθεί γρήγορα.



Σχήμα 6. 7.2. παράδειγμα πέδησης του επαγωγικού κινητήρα

6.8 ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΠΑΝΩ ΚΑΙ ΚΑΤΩ ΑΠΟ ΤΗΝ ΒΑΣΙΚΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ

.Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται περισσότερο οι περιοχές ελέγχου της ταχύτητας για τον επαγωγικό κινητήρα, με τη βοήθεια του σχήματος 6.8.1. Οι κυματομορφές των μεγεθών που εικονίζονται αναφέρονται στις μέγιστες συνθήκες φόρτισης του κινητήρα.

Περιοχή σταθερής ροπής

Για ταχύτητες μικρότερες της βασικής, η τάση που εφαρμόζεται στο στάτη περιορίζεται, και μεταβάλλεται αναλογικά με την ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας ώστε να επιτευχθεί διατήρηση της ροής του κινητήρα. Στην περιοχή αυτή η μέγιστη ροπή που μπορεί να αποδώσει ο κινητήρας, $T_{em,max}$, είναι σταθερή και ίση με την ονομαστική. Σταθερή διατηρείται και η ροπή ανατροπής του κινητήρα. η χαρακτηριστικές ροπής- ταχύτητας για

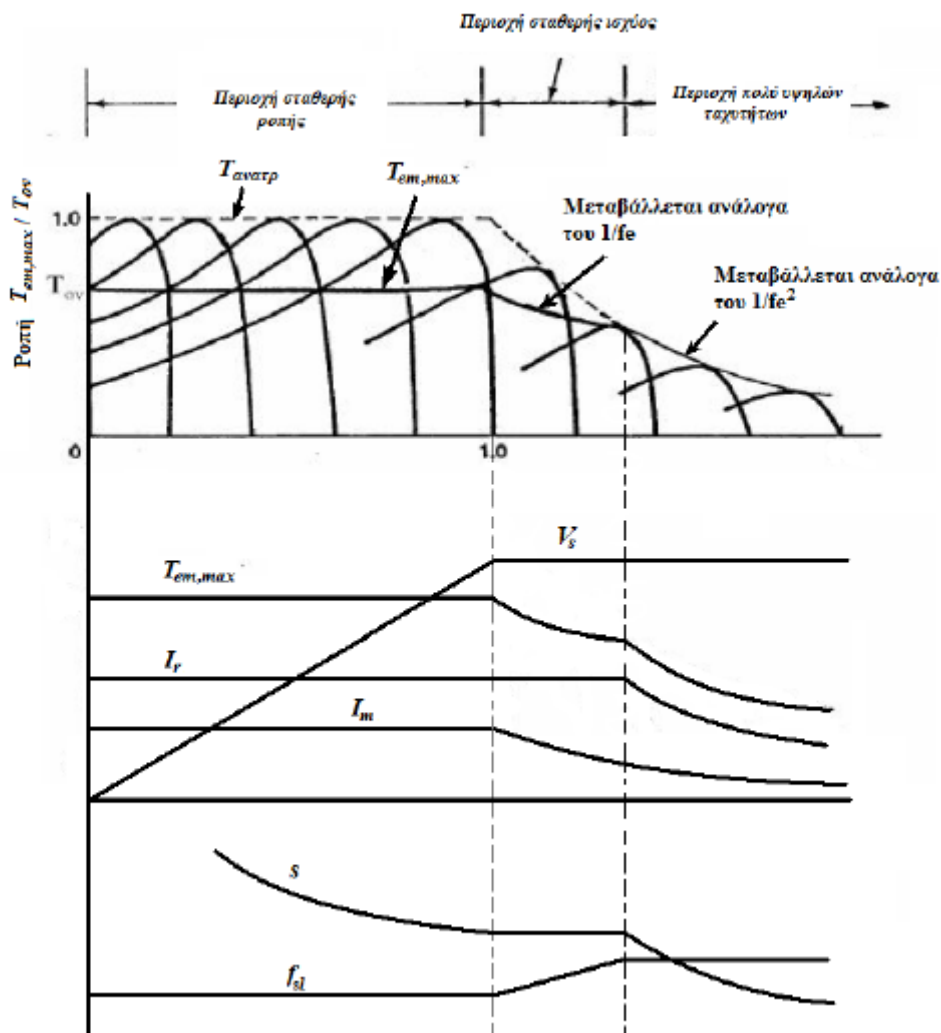
συχνότητες μικρότερης της ονομαστικής προκύπτουν με οριζόντια μετατόπιση προς τα αριστερά της βασικής χαρακτηριστικής κυματομορφής.

Περιοχή σταθερής ισχύος

Για ταχύτητες κινητήρα μεγαλύτερες της βασικής όπου η ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας ξεπερνά την ονομαστική, η τάση τροφοδοσίας πρέπει να παραμείνει σταθερή και ίση με την ονομαστική με σκοπό την προστασία της μόνωσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της ροπής στρέψης που μπορεί να αποδώσει ο κινητήρας, αντιστρόφως ανάλογα με την αύξηση της ηλεκτρικής συχνότητας. Η μηχανική ισχύς που αποδίδει στο φορτίο ο κινητήρας είναι σταθερή και ίση με την ονομαστική.

Περιοχή πολύ υψηλών ταχυτήτων

Στον επαγωγικό κινητήρα, αν η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας αυξηθεί περισσότερο από μία ορισμένη τιμή, η ηλεκτρομαγνητική ροπή που μπορεί να αναπτύξει ο κινητήρας μειώνεται ακόμη περισσότερο, και περιορίζεται πλέον από την ροπή ανατροπής, η οποία μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα με το τετράγωνο της ηλεκτρικής συχνότητας τροφοδοσίας.



Σχήμα 6.8.1 περιοχές έλεγχου ταχύτητας. Το σχήμα και τα εικονιζόμενα μεγέθη αναφέρονται στις μέγιστες συνθήκες φόρτισης.

6.9 ΜΗΧΑΝΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Η συνολική μηχανική ισχύς ($P_{μηχ_ολ}$) που απαιτείται για την κίνηση του ηλεκτρικού οχήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{μηχ_ολ} = P_{αερ.} + P_{κύλ.} + P_{μετ.} + P_{κιν.} + P_{κλ.} + P_{επιπ.} \text{ σχέση 6.9.1}$$

όπου:

$P_{αερ.}$: οι αεροδυναμικές απώλειες αμαξώματος ($P_{αερ.} = (1/2) \cdot CD \cdot \rho \cdot A \cdot u^3$). Είναι φανερό ότι οι αεροδυναμικές απώλειες είναι ανάλογες της τρίτης

δύναμης της ταχύτητας (u). Συνεπώς ο αεροδυναμικός συντελεστής CD του οχήματος, αποτελεί κρίσιμη κατασκευαστική παράμετρο στο όχημα αφού επηρεάζει γραμμικά την απαιτούμενη ισχύ για συγκεκριμένη ταχύτητα κίνησης. Το A είναι το εμβαδόν πρόσπτωσης του αέρα, ενώ το ρ είναι η πυκνότητα του αέρα.

$P_{κύλ.}$: οι απώλειες κύλισης του οχήματος. Η απώλειες αυτές εντοπίζονται κυρίως στο σημείο πρόσφυσης του ελαστικού στο οδόστρωμα, ενώ επηρεάζονται κατά κύριο λόγο από το υλικό και το σχήμα του ελαστικού, την πίεση του αέρα των ελαστικών, καθώς και το είδος του οδοστρώματος.

Εκφράζεται από την σχέση:

$$F = m \cdot M \cdot g \cdot \cos\theta, \text{ σχέση 6.9.2}$$

Όπου:

α) μ : ο συντελεστής τριβής και κύλισης των ελαστικών, ο οποίος εξαρτάται από την πίεση των ελαστικών και την πρόσφυση τους με το οδόστρωμα,

$$\mu = \mu_0 + \mu_1 (v/100)^{2.5}, \text{ τύπος του Berek.}$$

όπου: $\mu_0 = 0.115$ για συμβατικά ελαστικά,

$\mu_1 = 0.07$ για συμβατικά ελαστικά

v = ταχύτητα σε km/h.

β) M : η μάζα του οχήματος σε Kgr,

γ) g : η επιτάχυνση της βαρύτητας = 9.81 m/s^2

δ) θ : η γωνία κλίσης του οδοστρώματος.

Γνωρίζοντας ότι $P = F \cdot u$ αντικαθιστούμε και έχουμε:

$$P = \mu \cdot M \cdot g \cdot \cos\theta \cdot u, \text{ σχέση 6.9.3}$$

$P_{μετ.}$: οι απώλειες μετάδοσης της κίνησης και είναι φυσικός αριθμός "λ".

$P_{κιν.}$: οι μηχανικές απώλειες κινητήρα που εντοπίζονται κυρίως ως τριβές στα ρουλεμάν του κινητήρα.

$P_{κλ.}$: η ισχύς που απαιτείται για τη διατήρηση της κινητικής ενέργειας όταν το οδόστρωμα έχει κλίση και εκφράζεται μέσω της σχέσης:

$$F = M \cdot g \cdot \eta \cdot \mu \theta, \text{ , σχέση 6.9.4}$$

Όπου :

M : η μάζα του οχήματος σε kgr,

g : επιτάχυνση βαρύτητας ,
ημθ: κλίση του οδοστρώματος σε (°).
Επομένως ισχύει ότι:

$$P = M \cdot g \cdot \eta\mu\theta \cdot u \quad \text{σχέση 6.9.5}$$

Ρεπιτ : η ισχύς που απαιτείται για την επιτάχυνση του οχήματος, και εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$F = M \cdot g \cdot \lambda \quad \text{σχέση 6.9.6}$$

Όπου :

λ : διορθωτικός συντελεστής ο οποίος έχει να κάνει με την σωστή επιλογή ταχύτητας στο κιβώτιο του αυτοκινήτου, (φυσικός αριθμός).

Οπότε:

$$P = M \cdot g \cdot \lambda \cdot u \quad \text{σχέση 6.9.7}$$

Σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν την ολική ισχύς που πρέπει να παρέχει η πηγή ισχύος. Στην ισχύ αυτή πέραν από τη συνολική μηχανική ισχύ που απαιτείται για την κίνηση ενός οχήματος ,πρέπει να προστεθούν οι ηλεκτρικές απώλειες του κινητήρα (απώλειες χαλκού και απώλειες πυρήνα), οι απώλειες στον μετατροπέα ισχύος και οι απώλειες στην πηγή ισχύος.

Σημαντικό πλεονέκτημα στα ηλεκτρικά οχήματα αποτελεί το γεγονός ότι υπάρχει δυνατότητα ανάκτησης ισχύος κατά την κίνηση (αναγεννητική πέδηση). Αυτό είναι εφικτό κατά το φρενάρισμα του οχήματος, όπου η ηλεκτρική μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια και επιστρέφει ισχύ στην πηγή.

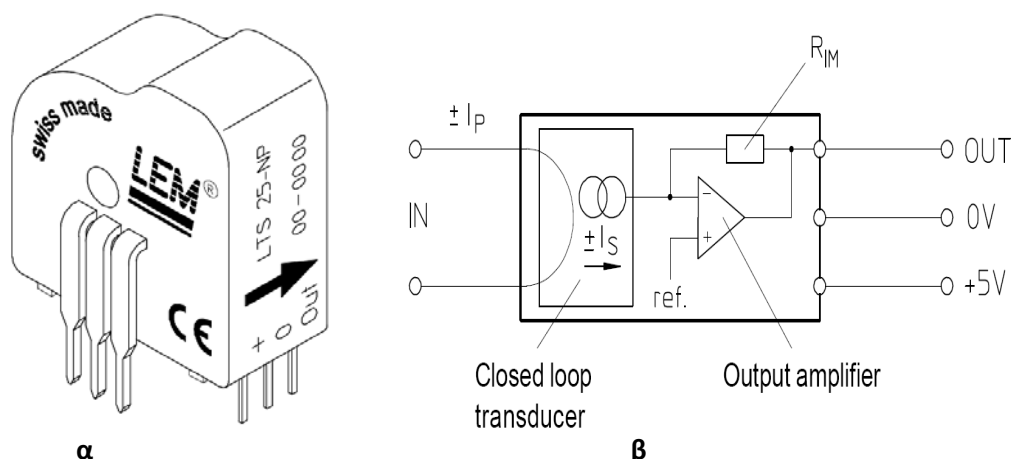
6.10 ΜΕΤΡΗΤΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ – ΑΙΣΘΗΤΗΡΕΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ

Η μετρητική μονάδα έχει ως κύριο ρόλο να παρακολουθεί ανά πάσα στιγμή το όλο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, να λαμβάνει μετρήσεις διαφόρων μεταβλητών του συστήματος μέσω κατάλληλων αισθητήρων και μετρητικών στοιχείων και να ενημερώνει έτσι την μονάδα ελέγχου. Οι μεταβλητές που χρίζουν παρακολούθησης στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης του ΗΑ είναι τα ρεύματα τροφοδοσίας του κινητήρα, η τάση της κυψέλης καυσίμου και η θέση-ταχύτητα του κινητήρα.

6.10 1 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Για την παρακολούθηση των ρευμάτων τροφοδοσίας του κινητήρα, χρησιμοποιούνται στη κάθε φάση μετρητικά ρεύματος που φαίνονται στο σχήμα 6.10.1.1 , τα οποία διαρρέοντα από ρεύμα γραμμής στην τροφοδοσία του κινητήρα (κύκλωμα ισχύος) και το μετατρέπουν σε γαλβανικά απομονωμένο σήμα τάσης στο κύκλωμα ελέγχου.

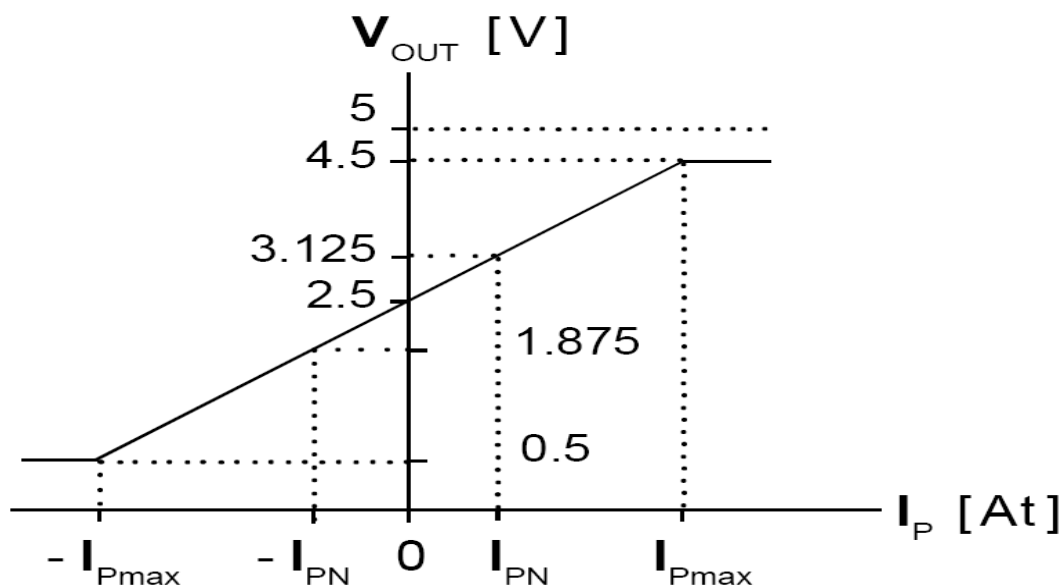
Σχήμα 6.10.1.1



(α) Το μετρητικό ρεύματος LEM(LTS 25-NP) που χρησιμοποιήθηκε για την παρακολούθηση του ρεύματος γραμμής στη τροφοδοσία του κινητήρα
 (β) Αρχή λειτουργίας του LEM(LTS 25-NP)

Στο συγκεκριμένο μετρητικό διαρρέετε από το μετρούμενο ρεύμα και το ρεύμα αυτό επάγει τάση σε γαλβανικά απομονωμένο τύλιγμα. Η τάση αυτή ενισχύεται κατάλληλα και παρέχει στην έξοδο του μετρητικού ένα σήμα τάσης από 0.5V μέχρι 4.5V, το οποίο αντιστοιχεί σε μετρούμενο ρεύμα σύμφωνα με τη γραφική του σχήματος 2.14. Το σήμα της τάσης αυτό οδηγείται σε αναλογική είσοδο του μικροελεγκτή . Το συγκεκριμένο μετρητικό μπορεί να ρυθμιστεί ώστε το μέγιστο ενεργό ρεύμα που μετράει (I_P) να είναι $\pm 8A$, $\pm 12A$ ή $\pm 25A$, ώστε να παρέχεται μεγαλύτερη ακρίβεια στη μέτρηση.

Σχήμα 6.10.1.2

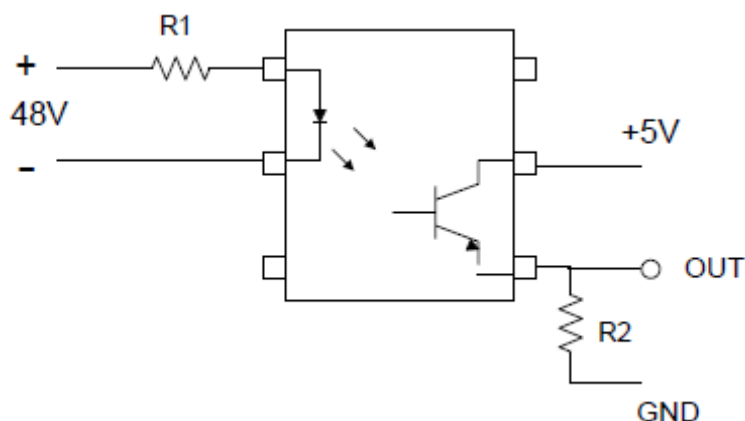


Γραφική παράσταση αντιστοίχισης μετρούμενου ρεύματος με τάση σήματος μέτρησης LEM(LTS 25-NP)

6.10.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΤΑΣΗΣ

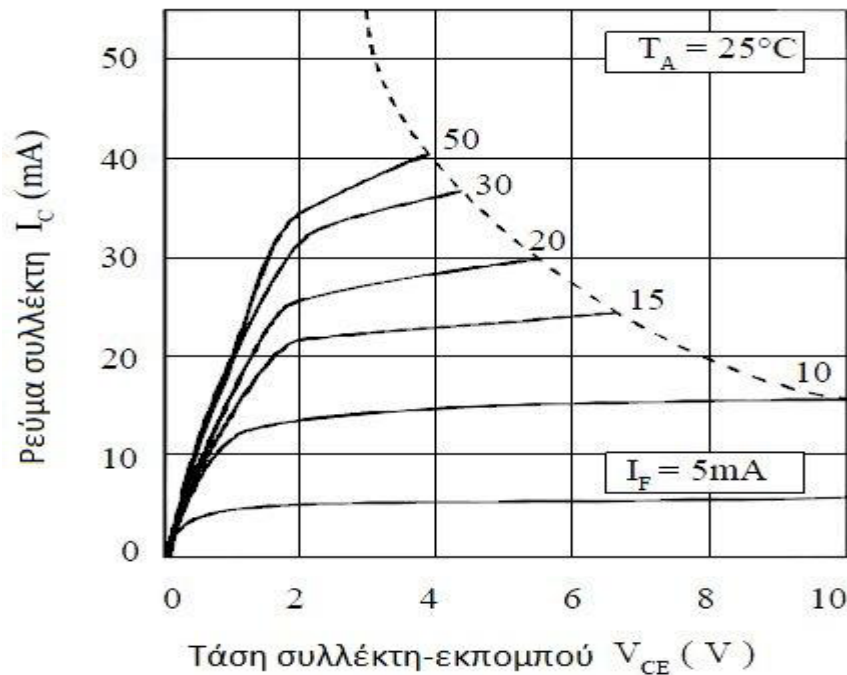
Για την προστασία της συστοιχίας των μπαταριών, αλλά και για τη λειτουργία του συστήματος εντός των ορίων τάσης που τέθηκαν κατά το σχεδιασμό, είναι απαραίτητη η

εποπτεία της τάσης της DC τροφοδοσίας. Για παράδειγμα, σε περίπτωση που οι μπαταρίες εκφορτιστούν σημαντικά, η τάση της συστοιχίας θα μειωθεί και θα πρέπει να διακοπεί η παλμοδότηση των ημιαγωγών διακοπών για να μην μειωθεί ο κύκλος ζωής και η ικανότητά τους για αποθήκευση.



Σχήμα 6.10.2.1 – Κυκλωματικό διάγραμμα συνδεσμολογίας οπτικού απομονωτή για τη μέτρηση της τάσης του DC διαύλου

Έτσι, για την επόπτευση της τάσης του DC διαύλου (DC bus) από το μικροεπεξεργαστή, χρησιμοποιήθηκε ο οπτικός απομονωτής CNX62A της ISOCOM, ο οποίος αποτελείται από μία φωτοδίοδο υπέρυθρου φωτός και ένα φωτοτρανζίστορ πυριτίου NPN. Στόχος είναι η λειτουργία του τρανζίστορ σε περιοχή όπου το ρεύμα συλλέκτη θα εξαρτάται άμεσα από το ρεύμα πόλωσης της διόδου. Συγκεκριμένα, αύξηση της τάσης εισόδου του απομονωτή θα πρέπει να προκαλεί αυξημένη πτώση τάσης στην αντίσταση R2 του Σχήματος 6.10.2.1, ώστε να αυξηθεί η τιμή της αναλογικής εισόδου του επεξεργαστή. Η τιμή της R1 επιλέγεται ίση με 10kΩ, ώστε για το επιθυμητό εύρος 44-52V στην είσοδο, το ρεύμα πόλωσης της διόδου να είναι επαρκές και να εξασφαλίζει ανεξαρτησία του ρεύματος συλλέκτη από την τάση VCE (φαινόμενο Early, Σχήμα 6.10.2.2). Η R2 επιλέγεται ίση με 500Ω, ώστε για 48V στην είσοδο του απομονωτή, η έξοδος που οδηγείται στον μικροεπεξεργαστή να βρίσκεται περίπου στη μέση της αποδεκτής περιοχής τιμών της αναλογικής εισόδου (0 – 5V).

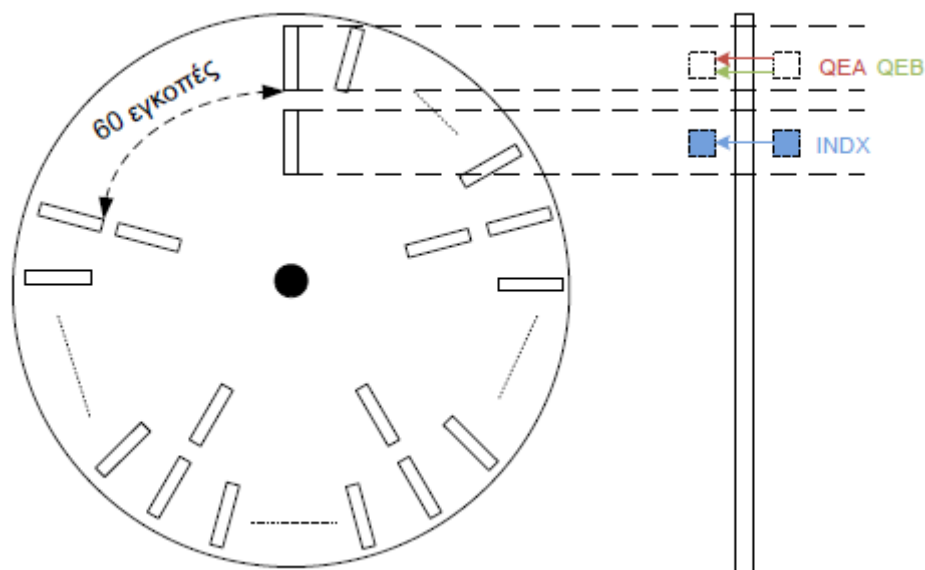


Σχήμα 6.10.2.2– Γραφική παράσταση ρεύματος συλλέκτη συναρτήσει τάσης συλλέκτη-εκπομπού για διαφορετικές τιμές ρεύματος πόλωσης της διόδου

6.11 ΑΙΣΘΗΤΗΡΑΣ ΘΕΣΗΣ

Ο αλγόριθμος ελέγχου, όπως θα φανεί στη συνέχεια, απαιτεί γνώση της θέσης του δρομέα κάθε χρονική στιγμή. Επίσης, είναι απαραίτητη η μέτρηση της ταχύτητας για την παραγωγή του κατάλληλου συντελεστή διαμόρφωσης για την τεχνική SPWM, αλλά και για την υλοποίηση του περιοριστή ταχύτητας

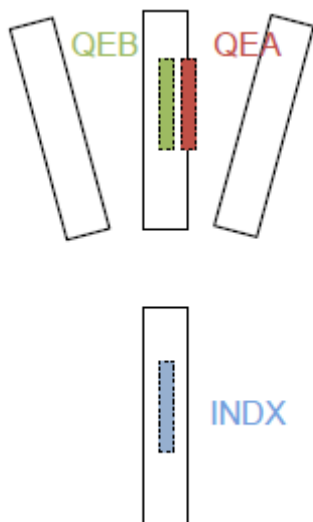
Ο αισθητήρας θέσης υλοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή με τη βοήθεια ενός κωδικοποιητή θέσης (absolute position encoder), το θεωρητικό υπόβαθρο του οποίου έχει αναπτυχθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Ο κωδικοποιητής στην εφαρμογή αυτή είναι ένας μεταλλικός δίσκος με εσωτερικές εγκοπές στην περιφέρειά του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.11.1, τοποθετείται στην περιφέρεια του δρομέα και στρέφεται μαζί του, επιτρέποντας ανάληψη 60 σημείων (εγκοπών) ανά ζεύγος πόλων. Κάθε φορά που ξεκινά ένα καινούριο ζεύγος πόλων, η μέτρηση της θέσης μηδενίζεται με τη βοήθεια 5 βοηθητικών εγκοπών που τοποθετούνται πιο εσωτερικά από τις βασικές εγκοπές της περιφέρειας.



Σχήμα 6.11.1 – Σχηματική αναπαράσταση μεταλλικού δίσκου και φωτοστοιχείων

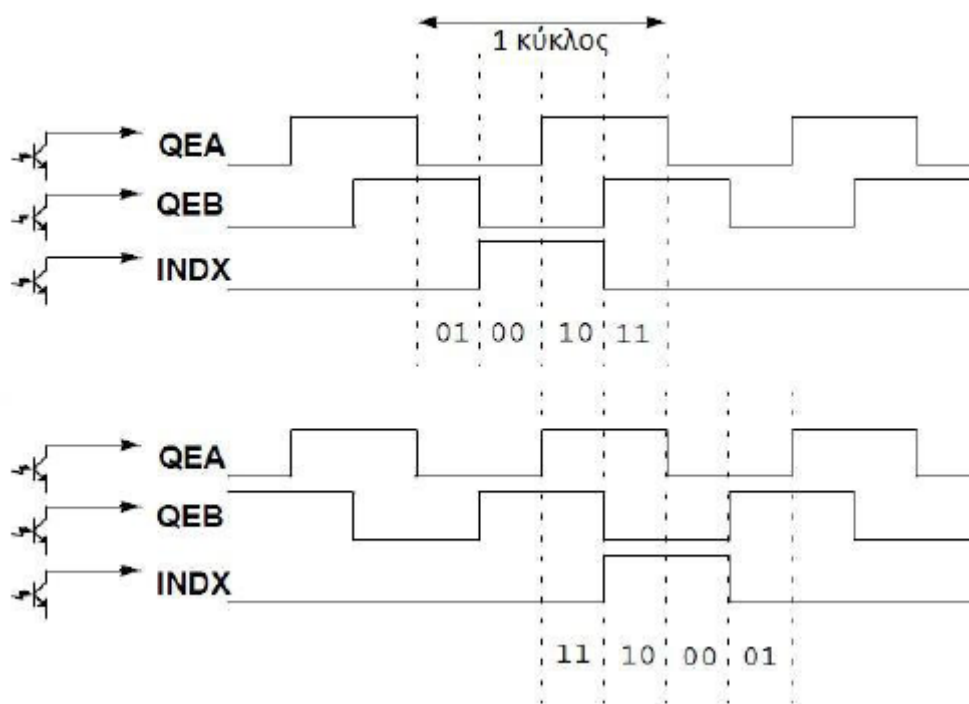
Η κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών για τον προσδιορισμό της θέσης του δρομέα παράγεται από ένα κύκλωμα φωτοδιόδων και φωτοτρανζίστορ. Συγκεκριμένα, το κύκλωμα αποτελείται από δύο ζεύγη των παραπάνω φωτοστοιχείων. Τα δύο στοιχεία του κάθε ζεύγους τοποθετούνται αντικριστά, ενώ μεταξύ τους υπάρχει κατάλληλη εγκοπή ώστε να μπορεί να διέρχεται ο μεταλλικός δίσκος που προαναφέρθηκε. Τα φωτοστοιχεία και το κύκλωμα διέγερσης με τις κατάλληλες αντιστάσεις είναι τοποθετημένα σε διάτρητη πλακέτα, η οποία πακτώνεται σε ακλόνητο σημείο του οχήματος.

Τα ψηφιακά σήματα (0V, +5V) QEA, QEB και INDX στην έξοδο των φωτοτρανζίστορ, οδηγούνται σε κατάλληλες εισόδους του επεξεργαστή. Πρέπει σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι ο επεξεργαστής που χρησιμοποιείται σε αυτή την εφαρμογή διαθέτει ξεχωριστό υποσύστημα στο υλικό του (hardware) που αποκωδικοποιεί τα παραπάνω σήματα αναγνωρίζοντας μια ακολουθία τεσσάρων καταστάσεων για κάθε θέση του δρομέα (Quadratic Encoder Interface, QEI). Σημαντικό είναι να τοποθετηθεί κατάλληλα η πλακέτα έτσι ώστε όταν το ένα από τα δύο φωτοτρανζίστορ που παράγουν τα σήματα QEA, QEB βρίσκεται στην άκρη της εγκοπής, το άλλο να βρίσκεται στη μέση. Στο Σχήμα 6.11.2 απεικονίζεται η ανωτέρω απαίτηση:



Σχήμα 6.11.2 – Σχηματική αναπαράσταση της επιθυμητής τοποθέτησης των φωτοστοιχείων

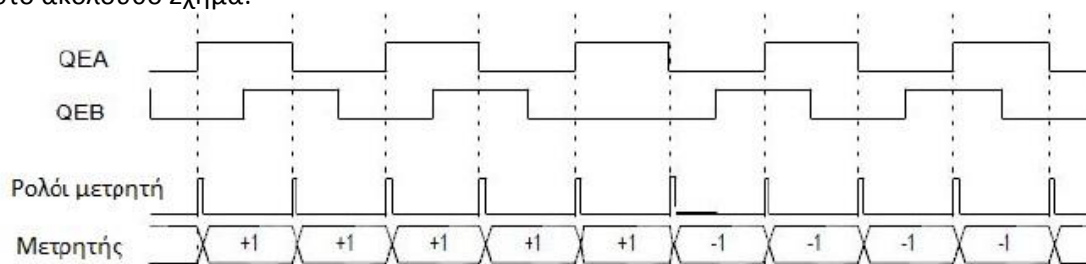
Η μορφή των παλμών που οδηγούνται στις εισόδους του επεξεργαστή προκύπτει ως εξής:



Σχήμα 6.11.3 – Ακολουθία παλμών εξόδου αισθητήρα θέσης σε περίπτωση ορθής και αντίστροφης φοράς περιστροφής.

Στην πρώτη περίπτωση του Σχήματος 6.11.3, η κυματομορφή QEA προηγείται της QEB κατά το ένα τέταρτο της περιόδου και αντιστοιχεί στην περίπτωση ορθής φοράς περιστροφής. Στο σημείο αυτό είναι εμφανής ο λόγος για τον οποίο τέθηκε η απαίτηση του Σχήματος 7.18. Όταν ολοκληρωθεί η ακολουθία των τεσσάρων καταστάσεων, τότε συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης και αυξάνεται κατά μία μονάδα η τιμή ενός ειδικού μετρητή, ο οποίος είναι διαθέσιμος για ανάγνωση από το χρήστη. Η τιμή του μετρητή μηδενίζεται σε περίπτωση θετικής ακμής του σήματος INDX. Αντίθετα, όταν η κυματομορφή QEB

προηγείται της QEA, τότε η περιστροφή θεωρείται ότι γίνεται προς την αντίστροφη φορά και η τιμή του μετρητή μειώνεται κατά μία μονάδα κάθε φορά που συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης. Ας σημειωθεί ότι η ακολουθία καταστάσεων στην αντίστροφη φορά περιστροφής είναι αντίθετη από εκείνη της ορθής φοράς περιστροφής, όπως αναμενόταν. Ο αποκωδικοποιητής του επεξεργαστή έχει τη δυνατότητα x2 και x4 μέτρησης. Αυτό σημαίνει ότι το περιεχόμενο του μετρητή μπορεί να μεταβάλλεται όχι μόνο κατά την ολοκλήρωση της περιόδου μέτρησης, αλλά και στις ενδιάμεσες καταστάσεις. Συγκεκριμένα, μπορεί να μετρά στις θετικές και αρνητικές ακμές του QEA (x2 mode) ή στις θετικές και αρνητικές ακμές των QEA και QEB (x4 mode). Στην περίπτωση λειτουργίας x2, το σήμα QEB χρησιμοποιείται μόνο για τον προσδιορισμό της φοράς περιστροφής. Η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή και οι κυματομορφές εξόδου της φαίνονται στο ακόλουθο Σχήμα:



Σχήμα 6.11.4

6.12 ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ - ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗΣ

Ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου του συστήματος οδήγησης ανήκει στην οικογένεια επεξεργαστών ψηφιακού σήματος dsPIC30F της Microchip. Το συγκεκριμένο μοντέλο (dsPIC30F4011) είναι κατάλληλο για βιομηχανικές εφαρμογές συστημάτων κίνησης και χαρακτηρίζεται από χαμηλή κατανάλωση στις περισσότερες συνθήκες λειτουργίας του. Το κριτήριο αυτό συνάδει με τις απαιτήσεις για ελαχιστοποίηση των απωλειών του συνολικού συστήματος, καθώς οι βοηθητικές διατάξεις και τα κυκλώματα ελέγχου, άρα και ο μικροεπεξεργαστής, τροφοδοτούνται από την DC πηγή ισχύος. Ο μικροεπεξεργαστής προγραμματίζεται στη γλώσσα προγραμματισμού C, καθώς το συνοδευτικό λογισμικό του υποστηρίζει τη χρήση κατάλληλου C μεταγλωττιστή (compiler). Το γεγονός αυτό τον καθιστά αρκετά πιο ευέλικτο στη χρήση συγκριτικά με άλλους μικροεπεξεργαστές που υποστηρίζουν αποκλειστικά προγραμματισμό σε γλώσσα assembly.

Τα χαρακτηριστικά του dsPIC30F4011 που αφορούν στη συγκεκριμένη εφαρμογή συνοψίζονται ως εξής:

- α) Ικανότητα εκτέλεσης 30 εκατομμυρίων εντολών το δευτερόλεπτο (MIPS) με εύρος ρυθμιζόμενης συχνότητας ρολογιού 4-10MHz και χρήση ενσωματωμένου PLL (4x, 8x, 16x)
- β) Δυνατότητα συνένωσης ζεύγους χρονομετρητών (timers) 16-bit σε ένα μετρητή 32-bit

γ) Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) υλοποίησης της PWM τεχνικής στο υλικό του επεξεργαστή με 6 κανάλια εξόδου και τρεις γεννήτριες παραγωγής κύκλων λειτουργίας (duty cycle)

δ) Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) κωδικοποιητή τεσσάρων καταστάσεων (Quadratic Encoder Interface, QEI) υλοποιημένη στο υλικό του επεξεργαστή με δυνατότητα 3 αναλογικών σημάτων εισόδου από αισθητήρα, μετρητή 16-bit και υπολογισμού θέσης σε λειτουργία x2 και x4

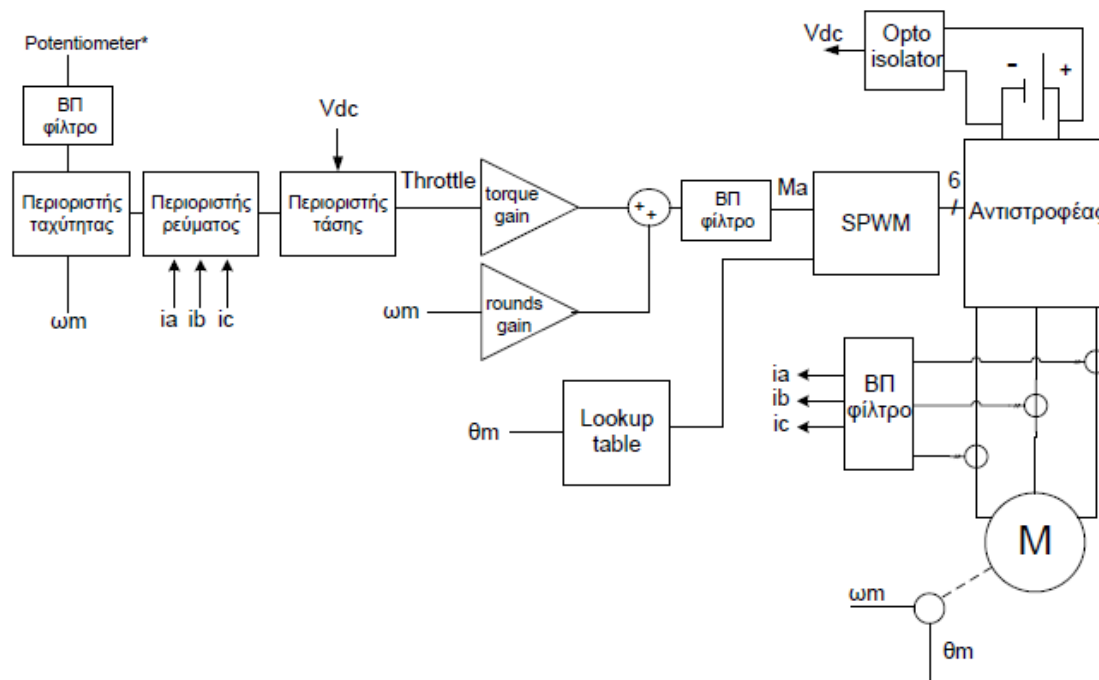
ε) Δυνατότητα 9 αναλογικών εισόδων με μετατροπέα 10-bit αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog-to-Digital Converter) και ρυθμός μετατροπής 1 εκατομμυρίου δειγμάτων το δευτερόλεπτο (1Msps)

Ο έλεγχος που υλοποιήθηκε στον εν λόγω μικροεπεξεργαστή μπορεί να χαρακτηριστεί ως βαθμωτός από τη στιγμή που η τάση εξόδου του αντιστροφέα ελέγχεται ανάλογα με την ταχύτητα, διατηρώντας το λόγο V/f σταθερό. Η μεταβλητή αυτή ονομάζεται *rounds_gain* και ρυθμίζει την κλίση της ευθείας $V(f)$. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται και από μία δεύτερη μεταβλητή, η τιμή της οποίας καθορίζεται εξωτερικά από το χρήστη και αντιστοιχεί στο «γκάζι» του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Στην πραγματικότητα, η μεταβλητή αυτή προκύπτει μετά από ψηφιακή επεξεργασία αναλογικού σήματος στην έξοδο ενός μεταβλητού διαιρέτη τάσης. Ο μεταβλητός διαιρέτης τάσης υλοποιείται με τη βοήθεια ποτενσιόμετρου. Η μεταβλητή ονομάζεται *Throttle* και ο βαθμός που επηρεάζει το πλάτος της τάσης ελέγχεται μέσω της μεταβλητής *torque_gain*. Όπως έχει ήδη διατυπωθεί, ο έλεγχος της τάσης εξόδου στην τεχνική PWM εξαρτάται από το συντελεστή διαμόρφωσης. Συνεπώς, ο συντελεστής διαμόρφωσης στη συγκεκριμένη εφαρμογή ορίζεται ως:

$$M_a = \text{rounds_gain} \cdot \text{rounds} + \text{Throttle} \cdot \text{torque_gain} \quad \text{σχέση 6.12.1}$$

Η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών παράγει ημιτονοειδείς αντι-HEΔ λόγω του κλασματικού βήματος και συνεπώς οδηγούμαστε σε SPWM τεχνική ελέγχου. Η ημιτονοειδής κυματομορφή αναφοράς διαβάζεται από κατάλληλο πίνακα αντιστοίχισης (lookup table) αποθηκευμένο στη μνήμη του μικροεπεξεργαστή ανάλογα με το σημείο στο οποίο βρίσκεται ο δρομέας. Η θέση του δρομέα δίνεται μέσω του αισθητήρα θέσης και μεταφράζεται στη μεταβλητή *position* του μικροεπεξεργαστή μέσω του QEI. Επιπλέον, για την προστασία του οδηγού υλοποιήθηκε περιοριστής ταχύτητας. Ας σημειωθεί ότι η ταχύτητα της μηχανής υπολογίζεται έμμεσα με τη μέτρηση του πλήθους των εγκοπών του δίσκου σε ορισμένη χρονική περίοδο. Για την προστασία των χαλκοδιαδρόμων της πλακέτας του αντιστροφέα, εμποτεύονται τα ρεύματα κάθε φάσης χωριστά. Επίσης, υπάρχει προστασία προς την πηγή τροφοδοσίας σε περίπτωση που το επίπεδο τάσης στην DC πλευρά παρατηρηθεί χαμηλότερο του αναμενόμενου. Και στις τρεις παραπάνω συνθήκες, το σήμα *Throttle* τίθεται ίσο με το μηδέν, σαν ο χρήστης-οδηγός να σταματά να πατάει το γκάζι του οχήματος.

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι μεταβλητές *Ma* και *Throttle*, αλλά και οι μετρούμενες τιμές των ρευμάτων όπως προκύπτουν από τα μετρητικά στοιχεία, φιλτράρονται βαθυπερατά με ορισμένη σταθερά χρόνου της τάξης των 10ms ή 1ms έτσι ώστε να αποφεύγονται οι βηματικές αλλαγές. Με αυτό τον τρόπο επιδιώκεται η εξομάλυνση των μεταβατικών φαινομένων, αλλά και η προστασία του ηλεκτρονικού κυκλώματος του αντιστροφέα. Το μπλοκ διάγραμμα του αλγορίθμου ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα που ακολουθεί:

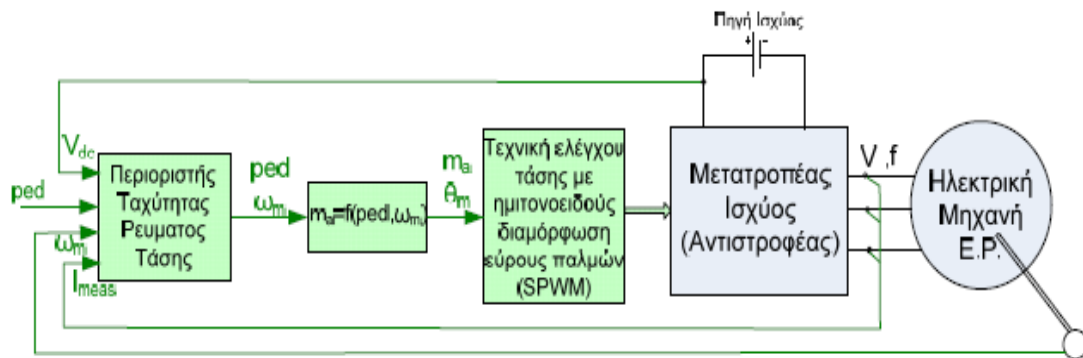


Σχήμα 6.12.1 – Μπλοκ διάγραμμα αλγορίθμου ελέγχου που υλοποιήθηκε στον μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011

6.13 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΕ SPWM

Η τεχνική ελέγχου ταχύτητας μέσω μεταβολής της επιβαλλόμενης τάσης με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), είναι μια τεχνική ελέγχου κλειστού βρόγχου (η οποία έχει αναλυθεί στο τρίτο κεφάλαιο της εργασίας), η οποία απαιτεί την ανάδραση της θέσης του κινητήρα, ενώ απαιτεί την παρακολούθηση της συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφεία και τα ρεύματα τροφοδοσίας του κινητήρα και της ταχύτητας του κινητήρα. Η επιθυμητή απόκριση (ταχύτητα) ρυθμίζεται από το χρήστη-οδηγό μέσω ενός ποτενσιόμετρου (red). Ο χρήστης ορίζει τη τιμή του red, το οποίο αρχικά φιλτράρεται στον περιοριστή ταχύτητας, ρεύματος και τάσης. Το φιλτράρισμα αυτό απαιτείται ώστε να προστατεύεται το όλο σύστημα, να διασφαλίζεται η αποδοτική λειτουργία του και να προστατεύεται ο οδηγός. Επίσης κατά το φιλτράρισμα της μεταβλητής red εφαρμόζεται και ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο αποσκοπεί στην εξομάλυνση των μεταβολών στη τιμή του red. Η εξομάλυνση αυτή κρίνεται απαραίτητη ώστε να αποφεύγονται οι υψηλές τιμές μεταβατικών ρευμάτων λόγω καθυστέρησης ανταπόκρισης στην αντι-HEΔ του κινητήρα. Η φιλτραρισμένη τιμή του red και η ταχύτητα του κινητήρα αποτελούν τις μεταβλητές οι οποίες καθορίζουν την επιθυμητή τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . Στο σχήμα 6.13.1 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του ελέγχου.



Σχήμα 6.13.1: Δομικό διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας μέσω μεταβολής της τάσης με τεχνική SPWM

Η εξίσωση κίνησης του κινητήρα περιγράφεται από το νόμο του Newton:

$$T_e(\omega, t) - T_L(\omega, t) = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad \text{σχέση 6.13.1}$$

όπου $T_L \rightarrow$ η ροπή του φορτίου και:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad \text{σχέση 6.13.2}$$

η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα. Επομένως για α είναι δυνατός ο έλεγχος της ταχύτητας του οχήματος πρέπει να ελεγχθεί η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα. Η αντι-ΗΕΔ του κινητήρα (e_a, e_b, e_c) μεταβάλλεται μόνο συνάρτηση της ταχύτητας και της γωνιακής θέσης του δρομέα. Συνεπώς ο έλεγχος της ηλεκτρομαγνητικής ροπής γίνεται μόνο μέσω του ρεύματος του κινητήρα. Είναι σαφές η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα καθορίζει το ρεύμα. Επομένως μεταβάλλοντας την παραγόμενη τάση δύναται να ελεγχθεί η ταχύτητα του κινητήρα. Η μεταβολή της τάσης επιτυγχάνεται με τεχνική SPWM.

Όταν το όχημα κινείται με σταθερή ταχύτητα η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα ισούται με τη ροπή του φορτίου σύμφωνα με τη σχέση 6.13.1. Αυξάνοντας τη τιμή του ποτενσιόμετρου ped , προκαλείται αύξηση της τιμής της μεταβλητής m_a και ως συνεπακόλουθο αύξηση στην επιβαλλόμενη τάση στο κινητήρα. Αυτό προκαλεί την αύξηση του ρεύματος και έμμεσα την αύξηση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα. Επομένως προκαλεί σύμφωνα με τη αύξηση της ταχύτητας της ροπής του κινητήρα. Συνεπώς η ταχύτητα αυξάνεται μέχρις ότου υπάρξει αντίστοιχη αύξηση στη ροπή φορτίου (αφού μηχανική ροπή είναι ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας), οπότε και η διαφορά το ροπών θα γίνει ξανά μηδέν και το όχημα θα κινείται πλέον με την νέα αυξημένη, αλλά σταθερή ταχύτητα ισορροπίας.

6.14. ΕΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΤΟΥ ΠΕΔΙΟΥ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ ΚΑΙ (SPWM) ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Έμμεσος διανυσματικός έλεγχος ροπής ασύγχρονου κινητήρα.

Ο απευθείας έλεγχος στις ac μηχανές αναφέρεται συχνά και ως διανυσματικός έλεγχος (vector control) ή έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (field oriented control). Για την ανάλυση και την υλοποίηση αυτού του ελέγχου χρησιμοποιείται η αναγωγή των μεγεθών της μηχανής στο σύστημα αξόνων dq. Ο ευθύς άξονας d είναι προσανατολισμένος στη διεύθυνση της ροής του δρομέα, ενώ ο εγκάρσιος άξονας είναι κάθετος σε αυτόν. Όλα τα ηλεκτρικά και μαγνητικά μεγέθη της μηχανής αναλύονται σε συνιστώσες ευθύ και εγκάρσιου άξονα. Οι ποσότητες που αντιστοιχούν στον ευθύ άξονα βρίσκονται σε ευθυγράμμιση με τον μαγνητικό άξονα του πεδίου του δρομέα ενώ οι ποσότητες που αντιστοιχούν στον εγκάρσιο άξονα είναι κάθετες στις προηγούμενες.

Οι σχέσεις μεταξύ μαγνητικών :

$$\lambda_D = L_s i_D + L_m i_{DR}$$

$$\lambda_Q = L_s i_Q + L_m i_{QR}$$

$$\lambda_{DR} = L_m i_D + L_R i_{DR}$$

$$\lambda_{QR} = L_m i_Q + L_R i_{QR}$$

σχέση 6.14.1-2-3-4

Οι δείκτες D, Q, DR, και QR αντιστοιχούν στις σταθερές συνιστώσες των ροών και ρευμάτων του στάτη και δρομέα στο στρεφόμενο σύστημα dq.

Οι αυτεπαγωγές σε σχέση με τις αυτεπαγωγές του ισοδύναμου και ασύγχρονου κινητήρα εκφράζονται:

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_{e,ov}}$$

$$L_s = L_m + \frac{X_{ls}}{\omega_{e,ov}} = L_m + L_{ls}$$

$$L_R = L_m + \frac{X_{lr}}{\omega_{e,ov}} = L_m + L_{lr}$$

σχέση 6.14.5-6-7

όπου X_m , X_{ls} , και X_{lr} είναι αντίστοιχα οι δράσεις μαγνήτισης, σκέδασης στο στάτη και σκέδασης στο δρομέα στην ονομαστική συχνότητα $f_{ov} = \omega_{e,ov}/2\pi$.

Οι τάσεις στο σύστημα dq δίνονται επίσης στο παράρτημα 2 και επαναλαμβάνονται εδώ για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όπου $d\lambda/dt=0$.

$$v_D = R_a i_D - \omega_e \lambda_Q$$

$$v_Q = R_a i_Q + \omega_e \lambda_D$$

$$0 = R_{aR} i_{DR} - (\omega_e - \omega_{me}) \lambda_{QR}$$

$$0 = R_{aR} i_{QR} + (\omega_e - \omega_{me}) \lambda_{DR}$$

σχέση 6.14.8-9-10-11.

όπου οι αντιστάσεις σχετίζονται με τις αντιστάσεις του ισοδύναμου κυκλώματος της ασύγχρονης μηχανής ως εξής: $R_a = R_s$ και $R_{aR} = R_r$

Για την υλοποίηση του ελέγχου με βάση τον προσανατολισμό του πεδίου θα χρησιμοποιήσουμε την παρακάτω έκφραση της ροπής:

$$T_{mech} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{L_m}{L_R} \right) (\lambda_{DR} i_Q - \lambda_{QR} i_D)$$

σχέση 6.14.12

Για την υλοποίηση του μετασχηματισμού στο σύστημα dq θεωρήθηκε ότι αυτό στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα χωρίς να είναι αναγκαίος ο προσδιορισμός της απόλυτης θέσης του (δηλαδή της γωνίας του). Έτσι μπορεί να οριστεί και ο μαγνητικός άξονας του μαγνητικού συστήματος dq0 (δηλαδή ο άξονας d) είναι ευθυγραμμισμένος με τη συνισταμένη μαγνητική ροή λόγω των ρευμάτων του δρομέα (δηλαδή ευθυγραμμισμένος με το μαγνητικό άξονα του δρομέα) και τότε

$$\lambda_{QR} = 0$$

σχέση 6.14.13

και η ροπή γίνεται

$$T_{mech} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{L_m}{L_R} \right) \lambda_{DR} i_Q$$

σχέση 6.14.14

Από την 6.14.9 προκύπτει ότι

$$\dot{i}_{DR} = 0$$

σχέση 6.14.15

Και έτσι από τις 6.14.1 και 6.14.3. προκύπτει

$$\lambda_{DR} = L_m i_D$$

σχέση 6.14.16

και

$$\lambda_D = L_s i_D$$

σχέση 6.14.17

Οι 6.14.15 και 6.14.16 δείχνουν ότι προσανατολίζοντας το στρεφόμενο σύστημα αναφοράς dq έτσι ώστε ο άξονάς του (ο άξονας d) να ευθυγραμμιστεί με τη ροή του δρομέα, οι συνιστώσες των ροών στον άξονα d καθορίζονται μόνο από το ρεύμα στον ίδιο άξονα (i_D). Αυτός ο έλεγχος με τον προσανατολισμό του πεδίου ουσιαστικά κάνει την ασύγχρονη μηχανή να συμπεριφέρεται όπως μια DC μηχανή όπου το i_D παίζει το ρόλο του ρεύματος διέγερσης της DC.

Η αναλογία με τη DC μηχανή συμπληρώνεται με την έκφραση της ροπής από την 6.14.13. Η ροή του δρομέα καθορίζεται από το ρεύμα i_D ενώ το ρεύμα i_Q καθορίζει τη ροπή όπως στη DC μηχανή τη ροπή την καθορίζει το ρεύμα οπλισμού. Η μέθοδος προσανατολισμού του πεδίου μετατρέπεται στον έλεγχο μιας ασύγχρονης μηχανής ουσιαστικά σε έλεγχο μιας DC με τις παρακάτω αναλογίες:

Ασύγχρονη Μηχανή	DC μηχανή	Ελεγχόμενο μέγεθος
i_D	Ρεύμα διέγερσης	Μαγνητική ροή δρομέα
i_Q	Ρεύμα οπλισμού	Ροπή

Για τον έλεγχο της μηχανής πρέπει να προσδιοριστούν τα ρεύματα $i_a(t)$, $i_b(t)$, και $i_c(t)$, από τα i_D και i_Q μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού. Για την υλοποίηση του αντίστροφου μετασχηματισμού είναι απαραίτητη η γωνία θ_s μεταξύ του άξονα d του συστήματος dq και του μαγνητικού άξονα της φάσης α. Επειδή η γωνία αυτή δε μπορεί να μετρηθεί, πρέπει να καταφύγουμε σε υπολογισμό της από τη $\theta_s = \omega_{et} + \theta_0$.

Από την 6.14.11. προκύπτει

$$\omega_e = \omega_{me} - R_{aR} \left(\frac{i_{QR}}{\lambda_{DR}} \right) \quad \text{σχέση 6.14.18}$$

Και από την 6.14.4. για $\lambda_{QR} = 0$,

$$i_{QR} = - \left(\frac{L_m}{L_R} \right) i_Q \quad \text{σχέση 6.14.19}$$

Η οποία σε συνδυασμό με 6.14.15 δίνει

$$\omega_e = \omega_{me} + \frac{R_{aR}}{L_R} \left(\frac{i_Q}{i_D} \right) = \omega_{me} + \frac{1}{\tau_R} \left(\frac{i_Q}{i_D} \right) = \omega_{me} + \omega_{sl} \quad \text{σχέση 6.14.20}$$

Όπου $\tau_R = L_R / R_{aR}$ είναι η χρονική σταθερά του δρομέα και

$$\omega_{sl} = \frac{P}{2} \omega_{sl} = \frac{1}{\tau_R} \left(\frac{i_Q}{i_D} \right) \quad \text{σχέση 6.14.21}$$

Στην παραπάνω σχέση Ρ είναι ο αριθμός πόλων της μηχανής και ω_{sl} η γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης.

Ολοκληρώνοντας την 6.14.19 μπορεί να βρεθεί η θ_s ως εξής,

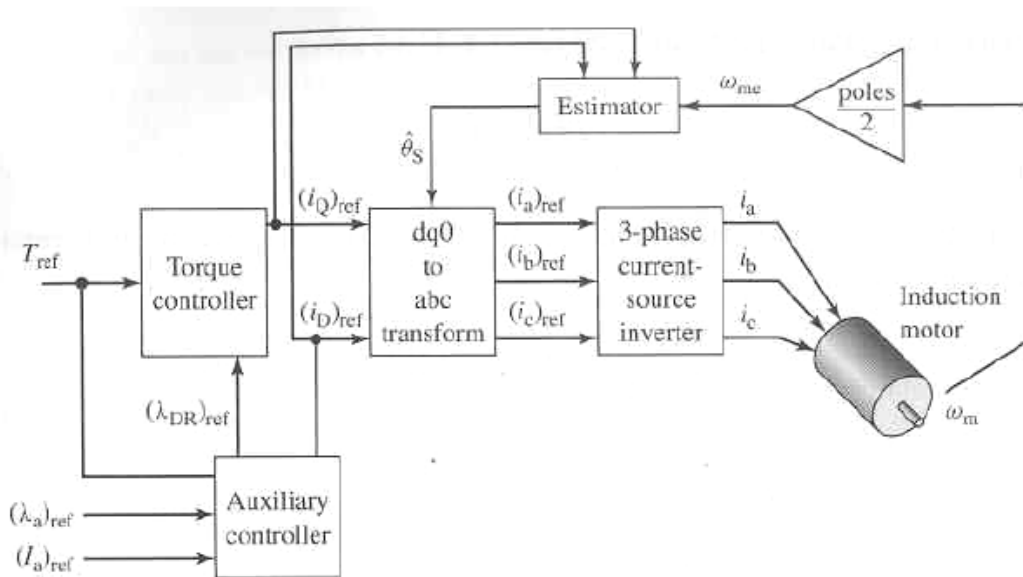
$$\hat{\theta}_s = \left[\omega_{me} + \frac{1}{\tau_R} \left(\frac{i_Q}{i_D} \right) \right] \cdot t + \theta_0 \quad \text{σχέση 6.14.21}$$

Όπου το $\hat{\theta}_s$ δηλώνει την υπολογισμένη τιμή της θ_s και συχνά αναφέρεται ως εκτιμώμενη τιμή της θ_s . Στη γενική μορφή της η 6.14.21 γράφεται ως,

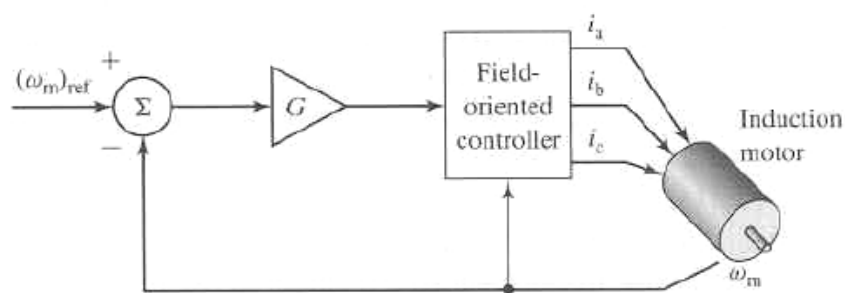
$$\hat{\theta}_s = \int_0^t \left[\omega_{me} + \frac{1}{\tau_R} \left(\frac{i_Q}{i_D} \right) \right] \cdot dt + \theta_0 \quad \text{σχέση 6.14.22}$$

Για να υπολογιστεί η θ_s είτε από την 6.14.21 είτε από την 6.14.22. πρέπει να είναι γνωστή η θ_0 δηλαδή η μορφή της θ_s για $t=0$. Επειδή δεν είναι δυνατό να γνωρίζουμε τη θ_0 , αυτή συνήθως τίθεται ίση με μηδέν, εισάγοντας έτσι ένα σφάλμα το οποίο όμως αποσβήνεται σχετικά γρήγορα.

Το Σχ.6.14 δείχνει διαγραμματικά την υλοποίηση του ελέγχου με τη μέθοδο προσανατολισμού πεδίου σε μια ασύγχρονη μηχανή. Το μπλοκ «estimator» παριστάνει τον υπολογισμό της θ_s από την 6.14.21. Για τον υπολογισμό της θ_s απαιτείται και η γνώση της ταχύτητας ω_{me} της ασύγχρονης μηχανής. Αυτή μετρείται κάθε στιγμή μέσω ενός αισθητήρα ταχύτητας. Επίσης απαιτείται η γνώση της χρονικής σταθεράς τ_R του δρομέα, η οποία εν γένει δεν είναι γνωστή με ακρίβεια λόγω αβεβαιότητας στη γνώση των παραμέτρων της μηχανής αλλά και λόγω της μεταβολής της αντίστασης R_{aR} του δρομέα με τη θερμοκρασία. Το λάθος στην εκτίμηση της τ_R θα οδηγήσει σε λάθος στην εκτίμηση της θ_s , επομένως σε λάθος στη σύνθεση της ροής του δρομέα. Αυτό έχει σα συνέπεια τα επιβαλλόμενα ρεύματα ($(i_D)_{ref}$ και $(i_Q)_{ref}$) να μην είναι ευθυγραμμισμένα με τους άξονες d και q αντίστοιχα. Παρόλα τα παραπάνω λάθη ο ελεγκτής της ροπής θα εξακολουθεί να λειτουργεί αλλά θα υπάρχουν αποκλίσεις στη ροπή και στη ροή του δρομέα.



(a)



(b)

Σχήμα 6 .14.α) Τυπικό λειτουργικό διάγραμμα ελέγχου ασύγχρονης μηχανής με τη μέθοδο του προσανατολισμού πεδίου. (b) Εξωτερικός βρόχος ελέγχου της ταχύτητας περιστροφής ασύγχρονης μηχανής με τον εσωτερικό βρόχο να αντιστοιχεί στον έλεγχο προσανατολισμού πεδίου.

Η ενεργός τιμή της πεπλεγμένης με το στάτη ροής είναι

$$(\lambda_{s,net})_{rms} = \sqrt{\frac{\lambda_D^2 + \lambda_Q^2}{2}}$$

σχέση 6.14.23

Συνδυάζοντας τις 6.14.2. και 6.14.18 προκύπτει

$$\lambda_Q = L_S i_Q + L_m i_{QR} = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) i_Q$$

σχέση 6.14.24

Από τις 6.14.23, 6.14.24 και 6.14.16 προκύπτει για την τιμή της συνιστάμενης πεπλεγμένης ροής του στάτη:

$$(\lambda_{s,net})_{rms} = \sqrt{\frac{L_S^2 i_D^2 + \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right)^2 i_Q^2}{2}}$$

σχέση 6.14.25

Με αντίστοιχο τρόπο για τη ροή μαγνήτισης προκύπτει:

$$(\lambda_m)_{rms} = \sqrt{\frac{L_m^2 i_D^2 + \left(L_m - \frac{L_m^2}{L_R} \right)^2 i_Q^2}{2}}$$

σχέση 6.14.26

Η rms τιμή της φασικής τάσης στους ακροδέκτες της μηχανής είναι,

$$V_a = \sqrt{\frac{v_D^2 + v_Q^2}{2}} = \sqrt{\frac{(R_a i_D - \omega_e \lambda_Q)^2 + (R_a i_Q + \omega_e \lambda_D)^2}{2}} \Rightarrow$$

$$V_a = \sqrt{\frac{\left(R_a i_D - \omega_e \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) i_Q \right)^2 + (R_a i_Q + \omega_e L_S i_D)^2}{2}}$$

σχέση 6.14.27

Η rms τιμή του ρεύματος του στάτη προσδιορίζεται από την,

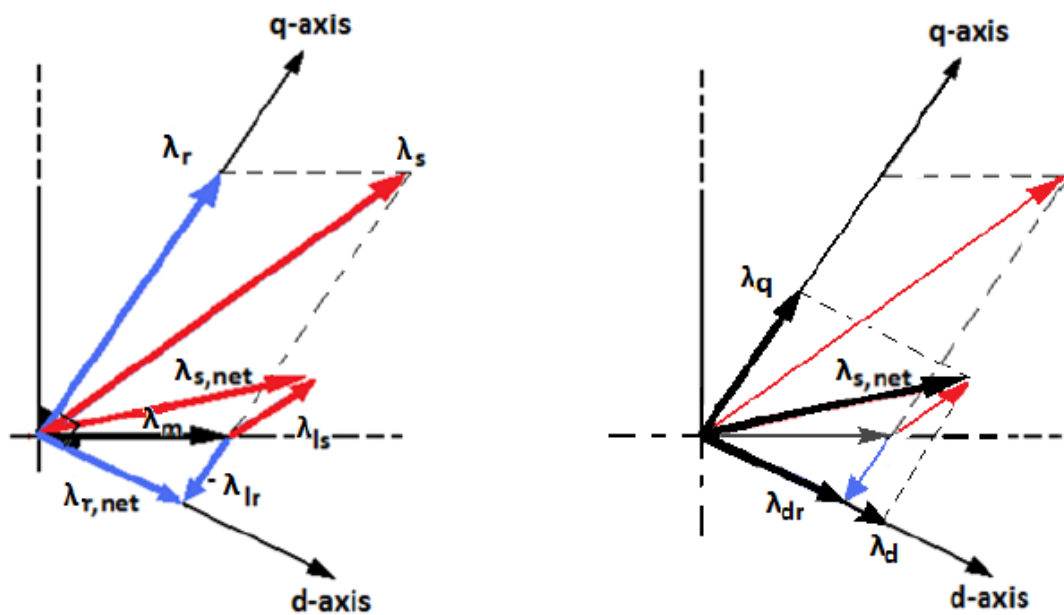
$$(I_s)_{rms} = \sqrt{\frac{i_D^2 + i_Q^2}{2}}$$

σχέση 6.14.28

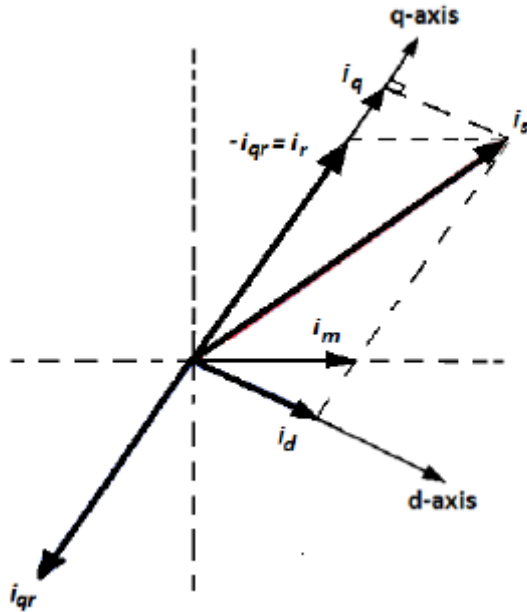
Οι παραπάνω σχέσεις δείχνουν ότι η ροή, η τάση και το ρεύμα στο στάτη μπορούν να προσδιοριστούν από τα i_D και i_Q . Το μπλοκ «Auxiliary Controller» στο Σχ.6.14.α, υπολογίζει τις τιμές αναφοράς των συνιστωσών $(i_D)_{ref}$ και $(i_Q)_{ref}$ του ρεύματος του στάτη. Ο υπολογισμός τους βασίζεται στην επιθυμητή ροπή 6.14.13. και στην ικανοποίηση των ακόλουθων περιορισμών

1. Της μαγνητικής ροής 6.14..25 ώστε να αποφευχθεί ο κορεσμός
2. του ρεύματος του στάτη 6.14.26 ώστε να αποφευχθεί η υπερθέρμανση της μηχανής
3. της τάσης 6.14..27 ώστε να αποφευχθεί η καταπόνηση της μόνωσης.

Επειδή συνήθως απαιτείται η ρύθμιση των στροφών της μηχανής, υπερτίθεται στον έλεγχο προσανατολισμού πεδίου ένας εξωτερικός βρόχος ελέγχου των στροφών όπως φαίνεται στο Σχ, 6.14.b.)



Σχήμα 6.14.α) Διανυσματικό διάγραμμα των πεπλεγμένων ροών του επαγωγικού κινητήρα στο ακίνητο σύστημα αξόνων (αριστερά) και στο σύστημα αξόνων dq.



Σχήμα 6.14.β) Διανυσματικό διάγραμμα των ρευμάτων του επαγωγικού κινητήρα στο σύστημα αξόνων dq.

6.15 Ο αλγόριθμος ελέγχου

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζεται ο αλγόριθμος ελέγχου ο οποίος υλοποιήθηκε στο κύκλωμα ελέγχου ταχύτητας του ασύγχρονου κινητήρα. Ο αλγόριθμος, για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς $(i_D)_{ref}$ και $(i_Q)_{ref}$ χρειάζεται δύο περιορισμούς (σχέσεις). Ο πρώτος περιορισμός προκύπτει από τη ροπή του κινητήρα, ενώ ο δεύτερος από τη διατήρηση της ροής του δρομέα ίση με τη μέγιστη ονομαστική της τιμή.

Τα βήματα που ακολουθούνται για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς $(i_D)_{ref}$ και $(i_Q)_{ref}$ είναι τα εξής:

1. Αρχικά ο αλγόριθμος δέχεται σαν είσοδο τη μέγιστη (peak) τιμή της ονομαστικής ροής του δρομέα και την αντιστοιχίζει στη ροή του δρομέα ευθύ άξονα,

$$\lambda_{DR} = \lambda_{r.net.OV}$$

σχέση 6.15.1

2. Υπολογίζεται το ρεύμα στάτη ευθύ άξονα, $(i_D)_{ref}$ από τη σχέση 6.14.15:

$$i_{D,ref} = \frac{\lambda_{DR}}{L_m} \quad \text{σχέση 6.15.2}$$

3. Υπολογίζεται το ρεύμα στάτη εγκάρσιου άξονα $(i_Q)_{ref}$ από την εξίσωση της ροπής (σχ.6.14.13.)

$$i_{Q,ref} = \frac{2}{3} \left(\frac{2}{P} \right) \left(\frac{L_R}{L_m} \right) \frac{T_{mech}}{\lambda_{DR}} \quad \text{σχέση 6.15.3}$$

Μετά τον υπολογισμό των ρευμάτων ακολουθεί ο υπολογισμός της ταχύτητας ολίσθησης και της ηλεκτρικής σύγχρονης ταχύτητας, οι τιμές των οποίων είναι απαραίτητες στη συνέχεια του ελέγχου για τον υπολογισμό της γωνίας (θέσης) του ευθύ άξονα d, ο οποίος είναι ευθυγραμμισμένος με την μαγνητική ροή του δρομέα.

Ο υπολογισμός τους γίνεται με τις σχέσεις :

$$\omega_{sl,e} = \frac{1}{\tau_R} \frac{i_Q}{i_D} \quad \text{και} \quad \omega_e = \omega_{me} + \omega_{sl,e} \quad \text{σχέση 6.15.4}$$

Όπου οι ταχύτητες αυτές συνδέονται με τις μηχανικές ταχύτητες δρομέα, ολίσθησης και σύγχρονη με τις σχέσεις:

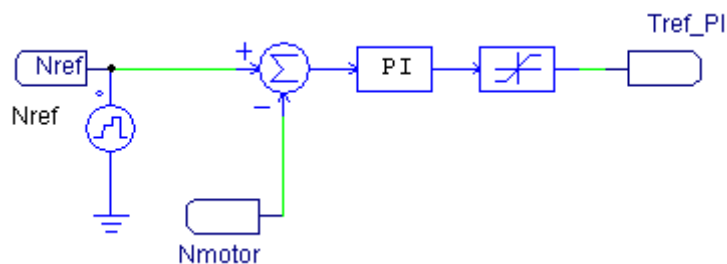
$$\omega_{me} = \frac{P}{2} \omega_m$$

$$\omega_{sl,e} = \frac{P}{2} \omega_{sl}$$

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_{sync}$$

σχέση 6.15.5-6-7.

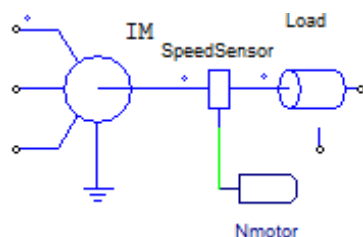
6.16 ΔΗΛΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΚΑΙ Ο ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ



Σχήμα 6.16.1 Ο ελεγκτής ταχύτητας και η πηγή τάσης όπου δηλώνεται το σήμα ταχύτητας αναφοράς

Στο σημείο αυτό του κυκλώματος ορίζεται από το χρήστη του μοντέλου η ταχύτητα αναφοράς, N_{ref} . Αυτή ορίζεται στο αριστερό μέρος του κυκλώματος που απεικονίζεται, σαν σήμα τάσης. Ταχύτητα αναφοράς είναι η ταχύτητα στην οποία ο χρήστης – ρυθμιστής του κινητήριου συστήματος επιθυμεί να οδηγηθεί η λειτουργία του.

Ομοίως με την περίπτωση του σύγχρονου κινητήρα, η ροπή αναφοράς T_{ref} προσδιορίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας (ελεγκτή PI). Η ταχύτητα αναφοράς, N_{ref} συγκρίνεται με τη ταχύτητα του δρομέα N_{motor} (που μετράται με κατάλληλο αισθητήρα ταχύτητας που είναι τοποθετημένος στον άξονα του δρομέα (Σχ.6.16.2.). Η διαφορά $\Delta N = N_{ref} - N_{motor}$ είναι το στογμιαίο σφάλμα ταχύτητας και οδηγείται στον *ελεγκτή ταχύτητας (ελεγκτή PI)*, η έξοδος του οποίου είναι η ροπή αναφοράς T_{ref} . Όταν αυξηθεί η ταχύτητα αναφοράς, το σφάλμα ταχύτητας ΔN δίνει θετική ροπή αναφοράς (ο κινητήρας επιταχύνεται, $T_{ref} > 0$). Αντίθετα, όταν μειωθεί η ταχύτητα αναφοράς, το σφάλμα ταχύτητας ΔN είναι αρνητικό και η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας δίνει αρνητική ροπή αναφοράς (ο κινητήρας επιβραδύνεται, $T_{ref} < 0$.)



Σχήμα 6.16.2. Μέτρηση της ταχύτητας του δρομέα

Το σήμα εξόδου του ελεγκτή ταχύτητας, T_{ref_PI} , προτού οδηγηθεί στον αλγόριθμο ελέγχου, οδηγείται στο κύκλωμα του περιοριστή ροπής, ο οποίος για ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής, περιορίζει τη ροπή αναφοράς στα επιτρεπτά όρια.

Ο ελεγκτής ταχύτητας αποτελείται από έναν αναλογικό (Proportional) – ολοκληρωτικό (Integrator) ελεγκτή (PI). Ο ελεγκτής PI μηδενίζει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης και σταθεροποιεί τη λειτουργία της μονάδας οδήγησης ρυθμίζοντας το πλάτος και το χρόνο απόσβεσης των ταλαντώσεων ταχύτητας που προκαλεί οποιαδήποτε μεταβολή της λειτουργικής κατάστασης του συστήματος.

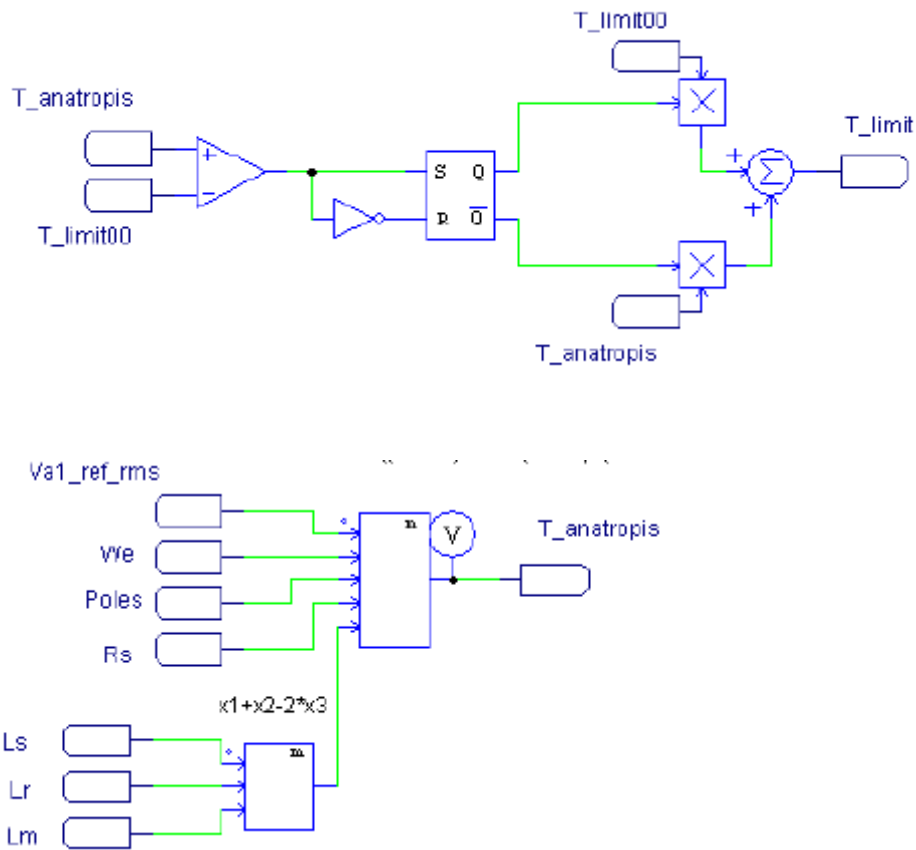
ΠΕΡΙΟΡΙΣΤΗΣ ΡΟΠΗΣ (ΓΙΑ ΕΛΕΓΧΟ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΝΩ ΤΗΣ ΟΝΟΜΑΣΤΙΚΗΣ)

Για ταχύτητες λειτουργίας μεγαλύτερες της ονομαστικής, η μέγιστη αποδιδόμενη ροπή του κινητήρα μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα της ταχύτητας, λόγω της αντίστοιχης μείωσης της ροής του κινητήρα. Ο περιορισμός αυτός υλοποιείται με τον περιοριστή ροπής. Το κύκλωμα του περιοριστή που χρησιμοποιήθηκε είναι παρόμοιο με αυτό που χρησιμοποιήθηκε στη περίπτωση της σύγχρονης μηχανής. Η λειτουργία του περιγράφηκε στο κεφάλαιο 5. Ωστόσο έχει προστεθεί ένας επιπλέον κλάδος στο κύκλωμα του περιοριστή για την υλοποίηση του ελέγχου στη περιοχή πολύ υψηλών ταχυτήτων. Υπολογίζεται η ροπή ανατροπής και σε περίπτωση που η τιμή της γίνει μικρότερη του T_{ref} περιορίζεται από τη ροπή ανατροπής.

Η ροπή ανατροπής, θεωρώντας της αντίδραση μαγνήτισης πολύ μεγάλη, προκύπτει από την σχέση:

$$T_{\text{ανατροπ}} = \frac{3pV_a^2}{4\omega_e} \frac{1}{(R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_e^2(L_{Lr} + L_{Lr})^2})}$$

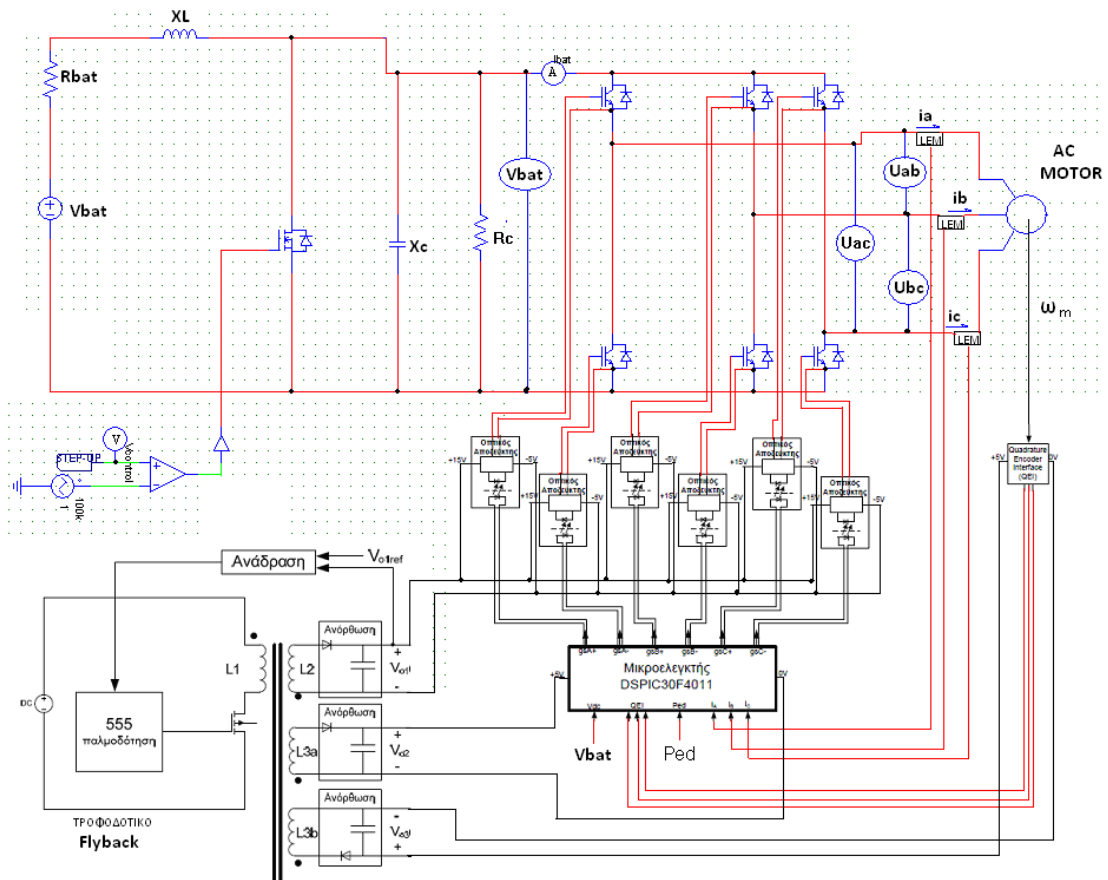
σχέση 6.16.1



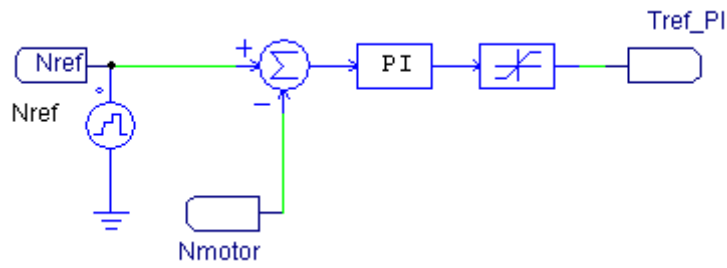
Σχήμα 6.16.3 Υπολογισμός της ροπής ανατροπής και περιορισμός της ροπής αναφοράς από τη ροπή ανατροπής στη περιοχή ελέγχου πολύ υψηλών ταχυτήτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

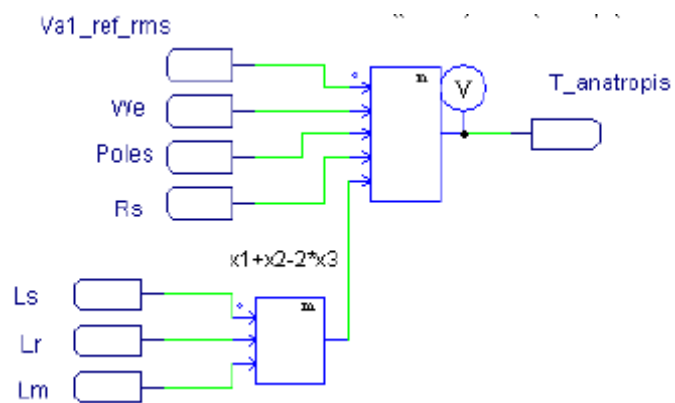
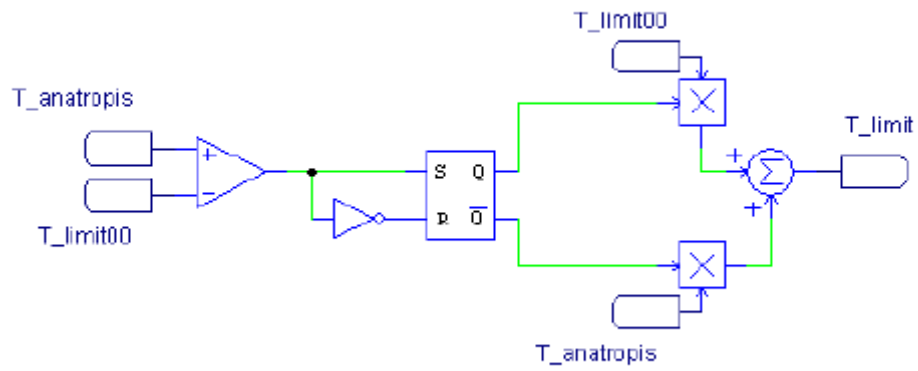
7.1 ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ



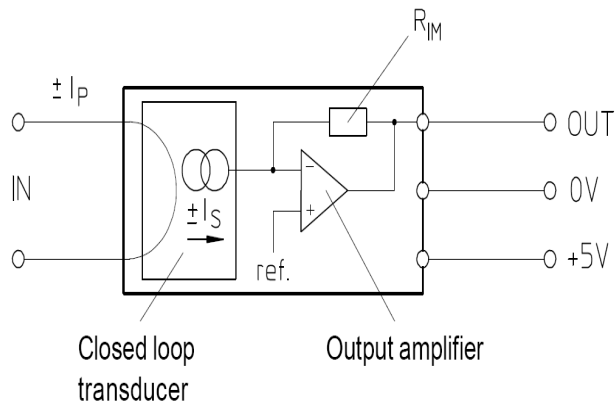
7.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ



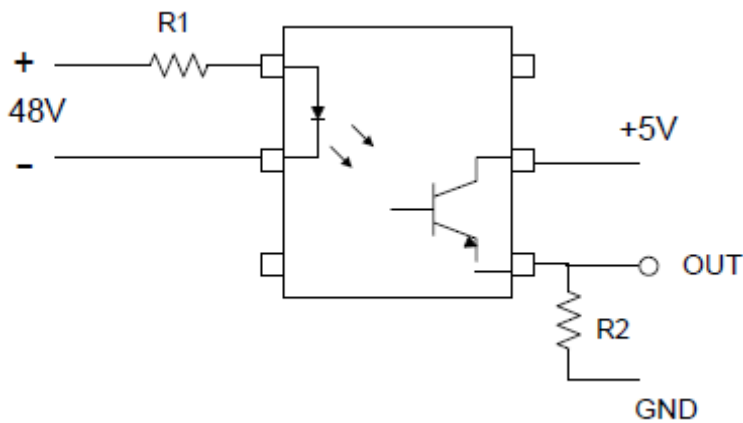
7.3 ΠΕΡΙΟΡΙΣΤΗΣ ΡΟΠΗΣ



7.4 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ



7.5 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΤΑΣΗΣ



ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο είναι βέβαιο ότι θα αποτελέσει το βασικότερο τρόπο μετακίνησης στο μέλλον. Τα πλεονεκτήματα του ΗΑ είναι σαφώς πολύ ισχυρά ενώ τα μειονεκτήματα αυτών σίγουρα μπορούν να ξεπεραστούν.

Για να ξεπεραστούν όμως τα προβλήματα αυτά η επιστημονική κοινότητα θα πρέπει να δώσει λύσεις σχετικά με την χώρο αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργεια και την αυτονομία, σημεία που αποτελούν το βασικό πρόβλημα για την επιλογή ενός ΗΑ. Είδη οι αυτοκινητοβιομηχανίες έχουν δώσει μερικός λύση στο πρόβλημα με την κατασκευή υβριδικών οχημάτων, τα όποια χρησιμοποιούν κινητήρα εσωτερικής καύσεως, οι οποίοι σε κάποιες περιπτώσεις λειτουργούν παράλληλα με τον ηλεκτροκινητήρα, ή λειτουργούν όταν η ζήτηση ενέργειας είναι αυξημένη αποδεσμεύοντας τον ηλεκτροκινητήρα, ή λειτουργούν ως ηλεκτροπαραγωγό ζεύγος τροφοδοτώντας τον ηλεκτροκινητήρα επιμηκύνοντας έτσι τη αυτονομία του ΗΑ. Οι παραπάνω όμως λύσεις δεν αποδεσμεύουν το όχημα από τα ορυκτά καύσιμα κ δεν επιτυγχάνετε ο απώτερος σκοπός της κατασκευής αμιγώς ΗΑ που να μπορεί να ανταγωνιστεί τους κινητήρες εσωτερικής καύσεως.

Τέλος, όταν τα αυτοκίνητα με τους συμβατικούς κινητήρες έκαναν την εμφάνιση τους ένα άλογο θα μπορούσε να ήταν πιο δυνατό και πιο γρήγορο. Με την πρόοδο όμως της επιστήμης και της τεχνολογίας τα οχήματα αυτά κέρδισαν έδαφος. Ως μέλη λοιπόν της επιστημονικής κοινότητας έχουμε υποχρέωση να διασφαλίσουμε μέσω της έρευνας καλύτερη ποιότητα ζωής για τις σημερινές και μελλοντικές γενιές. Το ΗΑ είναι ένας από τους καλύτερους τρόπους που θα συμβάλει σημαντικά στην επίτευξη του παραπάνω σκοπού. Ας ελπίσουμε λοιπόν ανάλογα και το ΗΑ να επικρατήσει και τα πλεονεκτήματα που προσφέρει να πολλαπλασιαστούν με την εξέλιξη του.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. ΠΑΝΤΕΛΗΣ Β ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ <<ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ>> ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑ 3^Η ΕΚΔΟΣΗ 2010
2. ΣΤΕΦΑΝΟΣ Ν. ΜΑΝΙΑΣ <<ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ>> ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΣΥΜΕΩΝ ΑΘΗΝΑ 2007
3. STEPHEN J. CHARMAN <<ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ>> ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑ 4^Η ΕΚΔΟΣΗ 2010
4. ΤΕΧΝΙΚΟ ΕΠΑΓΓΕΛΜΑΤΙΚΟ ΕΠΙΜΕΛΗΤΗΡΙΟ ΕΛΛΑΔΟΣ 1993 <<ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ ΣΤΑ ΜΕΣΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ- ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ>> ΟΜΑΔΑ ΕΡΓΑΣΙΑΣ ΤΟΥ ΤΕΕ: Ν ΜΑΡΤΙΝΟΣ, Ε ΤΑΤΑΚΗΣ, Δ ΚΩΤΣΟΒΟΛΗΣ, Γ ΚΩΣΤΑΚΗΣ, Σ ΜΑΝΙΑΣ, Δ ΜΕΡΤΙΝΟΣ.
5. ΙΑΚΩΒΟΣ ΣΤ ΜΑΝΩΛΑΣ <<ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ>> ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2006 ΑΘΗΝΑ.
6. Σ. ΗΛ.ΞΕΠΑΤΑΣ Υ.Δ ΕΜΠ, Σ.Ν. ΜΑΝΙΑΣ ΚΑΘ. ΕΜΠ, Α.ΚΛΑΔΑΣ ΕΠ. ΚΑΘ. ΕΜΠ. <<ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟ>>
7. ΕΛΕΝΑ Λ. ΝΑΘΑΝΑΗΛ <<ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ-ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ- ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ & ΜΕΛΕΤΗ ΤΗΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΥΤΟΥ>>. ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ, ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ, ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ, ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ, ΤΟΜΕΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ. ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2010

