



Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**“ΜΕΛΕΤΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΙΣΧΥΟΣ”**

**“STUDY DESIGN AND CONSTRUCTION OF DIGITAL THREE PHASE
POWER INVERTER”**

Επιβλέπων Καθηγητής: *Βυλλιώτης Ηρακλής*

Σπουδαστής: *Χαραλαμπίδης Γεώργιος*

A.M: 34214

Αιγάλεω

Σεπτέμβριος 2013

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η πτυχιακή εργασία εκπονήθηκε με σκοπό την **μελέτη ενός συστήματος ευφυούς και αποτελεσματικού ελέγχου των στροφών των βιομηχανικών τριφασικών επαγωγικών ασύγχρονων κινητήρων μέσω υπολογιστή**. Εκπονήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικής Κίνησης και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Ανώτατου Τεχνολογικού Εκπαιδευτικού Ιδρύματος Πειραιά, με επιβλέπων καθηγητή τον κ. Βυλλιώτη Ηρακλή.

Στόχος είναι η κατασκευή ενός ψηφιακού τριφασικού αντιστροφέα, της διάταξης δηλαδή η οποία είναι σε θέση να ελέγχει έναν κινητήρα ισχύος μέσω του ελέγχου του πλάτους τάσης και της συχνότητας εξόδου.

Για την επίτευξη αυτού παρουσιάζονται εκ βάθους τα απαιτούμενα ηλεκτρονικά στοιχεία και έπειτα μελέτη για τους δυνατούς τρόπους ελέγχου των στροφών ενός κινητήρα με τη χρήση των ηλεκτρονικών αυτών στοιχείων. Γίνεται σύγκριση των κλασικών μεθόδων εκκίνησης καθώς και των διαφόρων διατάξεων αντιστροφέων και παρουσιάζονται συνοπτικά τα υπερ. και τα κατά της κάθε δυνατής επιλογής.

Δίνονται όλες οι απαραίτητες θεωρητικές γνώσεις που απαιτούνται για την κατανόηση των τεχνικών που χρησιμοποιήθηκαν στα κυκλώματα και αναλύεται βήμα προς βήμα η πλήρης ηλεκτρική λειτουργία της κατασκευής.

Επιπρόσθετα γίνεται μια εισαγωγή στου **ψηφιακούς μικροελεγκτές**, τις δυνατότητες και τα πλεονεκτήματά τους σε σύγκριση με τα αναλογικά ηλεκτρονικά στοιχεία. Παρουσιάζεται ο κώδικας που χρησιμοποιεί ο ελεγκτής για την λογική παραγωγή των απαιτούμενων παλμών στην έξοδό του για τον αποτελεσματικό έλεγχο του μικροελεγκτή και γίνεται ανάλυση του κώδικα και του τρόπου λειτουργίας.

Τέλος παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μελέτης, φωτογραφίες της κατασκευής και της λειτουργίας της καθώς και τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα μελέτη.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία με τίτλο “**Μελέτη σχεδίαση και κατασκευή ψηφιακού τριφασικού αντιστροφέα ισχύος**” αποτελεί κομμάτι έρευνας του εργαστηρίου ηλεκτρικής κίνησης του Α.Τ.Ε.Ι Πειραιά.

Αντικείμενό της έρευνας αυτής είναι η **εκ νέου** μελέτη σχεδίαση και υλοποίηση ενός αντιστροφέα πηγής τάσης ο οποίος ελέγχεται από ψηφιακό προγραμματιζόμενο ηλεκτρονικό μικροϋπολογιστή. Στόχος της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι εκτός από την μελέτη να παρουσιαστεί η εκπόνηση με τρόπο τέτοιο ώστε ο αναγνώστης να μπορεί να προβεί στην εκ νέου κατασκευή του αντιστροφέα ακολουθώντας αλγοριθμικά την παρούσα μελέτη. Για τον σκοπό αυτό περιλαμβάνονται πλήρως όλες οι πληροφορίες σχεδίασης, τα αναλυτικά ηλεκτρικά κυκλώματα, καθώς ακόμα και τα χαρακτηριστικά όλων των ηλεκτρικών στοιχείων που απαρτίζουν την κατασκευή. Τέλος παρουσιάζονται φωτογραφίες με τα στάδια της κατασκευής αλλά και κάθε υποσυστήματος ξεχωριστά.

Πιο συγκεκριμένα μελετήθηκε η διάταξη η οποία λαμβάνει την τριφασική εναλλασσόμενη, σταθερής συχνότητας παροχή του ηλεκτρικού δικτύου και την μετατρέπει σε τριφασική τάση στην έξοδο ελεγχόμενου πλάτους συχνότητας και κυματομορφής. Για τον σκοπό αυτό μελετήθηκαν **δυο βασικά υποσυστήματα** τα οποία αποτελούν την κατασκευή, το κύκλωμα ισχύος και το κύκλωμα λογικών σημάτων και ελέγχου.

- ✚ Το κύκλωμα ισχύος αποτελείται από την ανορθωτική γέφυρα, τα χωρητικά φίλτρα και τέλος την διάταξη του ελεγχόμενου αντιστροφέα.
- ✚ Το λογικό κύκλωμα ελέγχου αποτελείται από το κυρίως τροφοδοτικό χαμηλής τάσης, τρία δευτερεύοντα βοηθητικά τροφοδοτικά απομονωμένης γης, τον ψηφιακό μικροϋπολογιστή παραγωγής λογικών σημάτων ελέγχου του αντιστροφέα, καθώς και το κύκλωμα ενίσχυσης των σημάτων του μικροϋπολογιστή και παροχής αυτών στον αντιστροφέα.

Σημειώνετε ότι η τεχνική διαμόρφωσης των παλμών που λαμβάνει ο αντιστροφέας από το κύκλωμα ελέγχου είναι η “*Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Πλάτους Παλμού*” με αποτέλεσμα την παραγωγή καλύτερης ποιότητας κυματομορφής στην έξοδο.

Στόχος της κατασκευής αποτελεί ο αποτελεσματικός έλεγχος βιομηχανικών ασύγχρονων επαγωγικών τριφασικών κινητήρων μεγάλης ισχύος. Απώτερος στόχος είναι η δυνατότητα παραγωγής από τον αντιστροφέα οποιασδήποτε κυματομορφής, όπως αυτή δύναται να προγραμματιστεί στον μικροϋπολογιστή ελέγχου και να παραχθεί τελικώς στην έξοδο. Τέλος ενδεικτικά αναφέρεται ότι η κατασκευή μπορεί να λειτουργήσει εκτός από βιομηχανικούς κινητήρες στον έλεγχο στροφών και ταχύτητας ηλεκτροκίνητων αυτοκινήτων, στην ηλεκτρική και την αναγεννητική πέδηση, καθώς ακόμα και σε οικιακές συσκευές όπως κλιματιστικά και ψυγεία.

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα κεφάλαια που ακολουθούν αναλύεται πλήρως το θέμα το οποίο παρουσιάζεται σε κάθε ένα από αυτά και δίνονται τα απαραίτητα σχήματα, πίνακες και φωτογραφίες ή άλλες οδηγίες ώστε να καθοδηγήσουν τον αναγνώστη στην κατανόηση όσων περιγράφονται.

Τα κεφάλαια περιέχουν αναλυτικά:

Κεφάλαιο 1^ο

Στο πρώτο κεφάλαιο της μελέτης παρουσιάζονται εξ αρχής οι ημιαγωγοί, αναλύεται η έννοια του ημιαγωγού, και δίνονται όλες οι θεωρητικές γνώσεις για την κατανόηση της κατασκευής και της λειτουργίας τους. Γίνονται συγκρίσεις μεταξύ αγωγών, μονωτικών υλικών και ημιαγωγών, παρουσιάζεται και αναλύεται ο κρύσταλλος πυριτίου, γίνεται εισαγωγή στις έννοιες των οπών και των ελεύθερων ηλεκτρονίων και του εμπλουτισμού ενός ημιαγωγού ώστε να γίνει εμπορικά χρήσιμος στοιχείο.

Επίσης παρουσιάζεται αναλυτικά το πρώτο και βασικότερο ηλεκτρονικό στοιχείο, η Δίοδος. Αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά της, δίνονται τα χαρακτηριστικά γραφήματα του στοιχείου, το σύμβολο και οι μαθηματικές σχέσεις που το περιγράφουν.

Κεφάλαιο 2^ο

Στο επόμενο κεφάλαιο μελετάτε ο βασικότερος ηλεκτρονικός διακόπτης ο οποίος αποτελεί τη βάση της σύγχρονης τεχνολογίας, το Διπολικό Transistor. Αναλυτικότερα παρουσιάζεται η κατασκευαστική του δομή και ο τρόπος λειτουργίας του, η πόλωση που μπορεί να δεχτεί και όλες οι καταστάσεις που συνοδεύουν τους διάφορους τρόπου πόλωσης μαζί με χάρτη λειτουργίας, τα σχηματικά σύμβολα των διάφορων κατασκευών transistor, αναλύεται το ρεύμα που ρέει σε ένα transistor και οι τρόποι εκμετάλλευσης των ιδιοτήτων του, μελετώνται οι χαρακτηριστικές καμπύλες στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας και δίνονται οι μαθηματικού σχέσεις που περιγράφουν τα διπολικά transistor. Τέλος γίνεται μια αναφορά στις ψήκτρες του εμπορίου που χρησιμοποιούνται για τα εν λόγω στοιχεία.

Κεφάλαιο 3^ο

Το τρίτο κεφάλαιο της εργασίας είναι αφιερωμένο στην θεωρητική ανάλυση των transistor επίδρασης πεδίου (FET), στοιχεία τα οποία αποτελούν την βάση για την κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα. Συγκεκριμένα αναλύεται η κατασκευαστική δομή των εν λόγω στοιχείων, γίνεται ευρεία αναφορά στον τρόπο πόλωσης και στις θεμελιώδεις διαφορές επίδρασης της τάσης και του ρεύματος συγκριτικά με τους ημιαγωγικούς διακόπτες του προηγούμενου κεφαλαίου, παρουσιάζεται το σχηματικό σύμβολο των διακοπών, δίνονται οι κύριες καμπύλες περιγραφής των βασικών τους χαρακτηριστικών, οι καταστάσεις λειτουργίας και τέλος οι μαθηματικές εξισώσεις που απαιτούνται για την σχεδίαση και μελέτη τους επάνω σε πραγματικό κύκλωμα.

Κεφάλαιο 4^ο

Το κεφάλαιο αυτό κάνει μια εισαγωγή στον συνδυασμό και τον τρόπο λειτουργίας των στοιχείων που παρουσιάστηκαν στα παραπάνω κεφάλαια και παρουσιάζει συνοπτικά τις πλέον σύγχρονες μεθόδους εφαρμογής τους. Συγκεκριμένα στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι μη ελεγχόμενοι ανορθωτές διόδων με χρήση ημιαγωγικών στοιχείων και οι βοηθητικές διατάξεις. Αναλυτικότερα αναλύονται σε τέσσερα κύρια σκέλη οι μονοφασικές, οι τριφασικές ανορθωτικές διατάξεις, οι πολυφασικού ανορθωτές και τέλος τα συστήματα φίλτρων των κυκλωμάτων ανόρθωσης.

Στο πρώτο σκέλος παρουσιάζονται οι μονοφασικοί ανορθωτές μισού και πλήρους κύματος μαζί με τις κύριες καμπύλες λειτουργίας και τις μαθηματικές εξισώσεις που τις συνοδεύουν, ενώ έπειτα μελετώνται θεμελιώδεις έννοιες για την ισχύ την τάση και το ρεύμα εξόδου των διατάξεων όπως η τάση εξόδου, το ρεύμα εξόδου, ο λόγος ανόρθωσης (Rectification Ratio), ο συντελεστής μορφής (Form Factor), ο συντελεστής κυμάτωσης (Ripple Factor), καθώς και ο συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού (Transformer Utilization Factor). Έπειτα γίνεται αναφορά στις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες που εμφανίζονται στις διατάξεις των μονοφασικών ανορθωτών και τέλος δίνεται ένας συνοπτικός συγκεντρωτικός συγκριτικός πίνακας καταστάσεων.

Το επόμενο σκέλος της μελέτης είναι αφιερωμένο στους τριφασικού μη ελεγχόμενους ανορθωτές ημιαγωγικών στοιχείων. Συγκεκριμένα αναφέρονται οι διατάξεις του τριφασικού ανορθωτή αστέρα, τριφασικού ανορθωτή εσωτερικού αστέρα, τριφασικού ανορθωτή διπλού αστέρα με εσωτερικό μετασχηματιστή, και του τριφασικού ανορθωτή γέφυρας. Όλες οι διατάξεις συνοδεύονται από τις χαρακτηριστικές καμπύλες, τις μαθηματικές εξισώσεις περιγραφής τους καθώς και τον βασικό τρόπο λειτουργίας τους με τα απαραίτητα γραφήματα. Επίσης παρέχεται συνοπτικό συγκεντρωτικός συγκριτικός πίνακας των διατάξεων αυτών.

Ακολούθως γίνεται αναφορά στα πολυφασικά συστήματα ανόρθωσης. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται ο εξαφασικός ανορθωτής αστέρα, ο

εξαφασικός ανορθωτής με γέφυρες σειράς και τέλος ο εξαφασικός ανορθωτής παράλληλων γεφυρών. Δίνονται επίσης τα απαραίτητα γραφήματα, κυκλώματα και χαρακτηριστικά λειτουργείας με τις μαθηματικές εξισώσεις για την κάθε διάταξη και τέλος παρουσιάζεται συγκεντρωτικός συνοπτικός συγκριτικός πίνακας των προαναφερθέντων πολυφασικών ανορθωτών.

Τέλος γίνεται αναφορά στα φίλτρα που χρησιμοποιούνται στις άνωθεν διατάξεις για την εξομάλυνση τάσης και ρεύματος εξόδου των στοιχείων. Αναλύονται τα επαγωγικά και χωρητικά φίλτρα και εξηγούνται οι κυματομορφές της κάθε διάταξης με χρήση φίλτρου. Σημειώνονται τα πλεονεκτήματα που παρέχει η χρήση των φίλτρων και δίνονται οι απαραίτητες θεωρητικές γνώσεις για τον υπολογισμό των στοιχείων των φίλτρων. Τέλος μελετάτε η συμπεριφορά των αρμονικών ρευμάτων.

Κεφάλαιο 5^ο

Το πέμπτο και σημαντικότερο θεωρητικό κεφάλαιο της εργασίας είναι αφιερωμένο στους αντιστροφείς (Inverters) όπου αποτελεί και το αντικείμενο έρευνας της εργασίας.

Αρχικά μελετώνται οι διατάξεις μονοφασικών αντιστροφέων και πιο συγκεκριμένα του αντιστροφέα τάσης ημιγέφυρας, και του αντιστροφέα τάσης πλήρους γέφυρας. Για την κάθε περίπτωση ξεχωριστά αναλύονται οι τεχνικές διαμόρφωσης των σημάτων παλμοδότησης οι οποίες είναι: Τεχνική διαμόρφωσης εύρους πλάτους παλμού με φερέσυχο κύμα βάσης, τεχνική διαμόρφωσης τετραγωνικού κύματος και η τεχνική επιλογικής εξάλειψης ανώτερων αρμονικών. Περιγράφονται αναλυτικά οι τεχνικές και παρέχονται τα απαραίτητα διαγράμματα για την πλήρη κατανόηση των τεχνικών διαμόρφωσης, ενώ αναγράφονται και όλες οι μαθηματικές εξισώσεις που περιγράφουν τα φαινόμενα που λαμβάνουν δράση και τα αποτελέσματά τους. Ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στην συμπεριφορά του ρεύματος εισόδου στο κάθε κύκλωμα.

Ομοίως μελετάτε και ο τριφασικός ανορθωτής αναλύοντας τις ίδιες τεχνικές παλμοδότησης αναφερόμενες στην τριφασική πλέον λειτουργία, καθώς επιπρόσθετα παρουσιάζεται η τεχνική διαμόρφωσης διανίσματος χώρου και η δυνατότητα μετασχηματισμού του και στην κανονικοποιημένη συχνότητα δειγματοληψίας.

Κεφάλαιο 6^ο

Το τελευταίο κεφάλαιο της εργασίας αποτελεί την μελέτη και τα αποτελέσματα αυτής μέχρι την κατασκευή και την δοκιμή του ψηφιακού τριφασικού αντιστροφέα ισχύος στο εργαστήριο. Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η κατασκευή βήμα προς βήμα με επεξηγήσεις και πλήρη στοιχεία λειτουργίας. Αρχικά αναφέρονται τα τρία στοιχεία που αποτελούν το κύκλωμα ισχύος δηλαδή η τριφασική ανορθωτική γέφυρα ισχύος, το χωρητικό φίλτρο και οι διατάξεις προστασίας και τελικά ο τριφασικός αντιστροφέας. Έπειτα μελετάται το κύκλωμα παραγωγής και ενίσχυσης παλμών αλλά και τα τροφοδοτικά τα οποία απαιτούνται για την λειτουργία της κατασκευής. Παρουσιάζονται φωτογραφίες κατά την διάρκεια αλλά και στο τέλος της κατασκευής ενώ υπάρχει και το πλήρες κύκλωμα του της διάταξης. Αξίζει να σημειωθεί ότι δίνονται εισαγωγικές πληροφορίες και έννοιες για τον ψηφιακό μικροελεγκτή αλλά και ο πλήρης κώδικας ο οποίος εκτελείται και κάνει την λογική παραγωγή παλμών.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| | |
|--|----------|
| ΠΕΡΙΛΗΨΗ | 3 |
| ΠΡΟΛΟΓΟΣ | 4 |
| ΕΙΣΑΓΩΓΗ | 6 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο | |
| 1. ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ | |
| 1.1 Εισαγωγή | 13 |
| 1.2 Δομή υλικών και ηλεκτρικές ιδιότητες του πυρήνα | 13 |
| 1.2.1 Αγωγοί και μονωτές | 13 |
| 1.3 Ημιαγωγοί..... | 15 |
| 1.3.1 Κρύσταλλος Πυριτίου | 16 |
| 1.3.2 Οπές και ελεύθερα ηλεκτρόνια..... | 17 |
| 1.3.3 Ροή οπών και ηλεκτρονίων | 18 |
| 1.3.4 Εμπλουτισμός ημιαγωγού..... | 18 |
| 1.4 Θεωρία Διόδων..... | 20 |
| 1.4.1 Περιοχή απογύμνωσης..... | 20 |
| 1.4.2 Ορθή και ανάστροφη πόλωση | 21 |
| 1.5 Δίοδος..... | 23 |
| 1.5.1 Σχηματικό σύμβολο..... | 23 |
| 1.5.2 Πόλωση της διόδου..... | 23 |
| 1.5.3 Καμπύλη τάσης ρεύματος..... | 24 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο | |
| 2. ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΕΠΑΦΗΣ | |
| 2.1 Εισαγωγή | 26 |
| 2.2 Κατασκευαστική δομή | 26 |
| 2.3 Λειτουργία | 27 |
| 2.3.1 Ρεύμα Transistor | 29 |
| 2.3.2 DC ΑΛΦΑ | 30 |
| 2.3.3 DC ΒΗΤΑ | 30 |
| 2.3.4 Συνδεσμολογία Transistor..... | 31 |
| 2.3.5 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (CE) | 31 |
| 2.4 Απλοί και Διπλοί δείκτες..... | 33 |
| 2.5 Χαρακτηριστικές Καμπύλες | 34 |
| 2.5.1 Καμπύλη Βάσης..... | 34 |
| 2.5.2 Καμπύλη Συλλέκτη | 34 |
| 2.5.3 Περιοχή αποκοπής | 36 |
| 2.5.4 Τάση και Ισχύς συλλέκτη..... | 37 |
| 2.6 Απαγωγοί θερμότητας (Ψύκτρες)..... | 38 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο | |
| 3. TRANSISTOR ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD EFFECT TRANSISTOR – FET) | |
| 3.1 Εισαγωγή | 40 |
| 3.2 Κατασκευαστική Δομή | 40 |
| 3.3 Πόλωση Transistor..... | 41 |
| 3.3.1 Επίδραση της τάσης | 42 |
| 3.4 Χαρακτηριστικές Καμπύλες | 44 |
| 3.4.1 Καμπύλη Απαγωγού..... | 44 |
| 3.4.2 Τάση Αποκοπής Πύλης..... | 45 |
| 3.4.3 Καμπύλη Διαγωγιμότητας..... | 46 |
| 3.5 Πόλωση Transistro..... | 49 |

| | |
|---|-----|
| 3.5.1 Πόλωση στην ωμική περιοχή | 49 |
| 3.5.2 Πόλωση στην ενεργό περιοχή | 49 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο | |
| 4. ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΔΙΟΔΩΝ – ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ | |
| 4.1 Εισαγωγή | 50 |
| 4.2 Μονοφασικοί ανορθωτές διόδου (μη ελεγχόμενες διατάξεις) | 50 |
| 4.2.1 Μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος | 50 |
| 4.2.2 Μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος | 52 |
| 4.3 Παράγοντες Ισχύος | 55 |
| 4.3.1 Τάση ανορθωτή | 55 |
| 4.3.2 Ρεύμα ανορθωτή | 56 |
| 4.3.3 Λόγος ανόρθωσης - απόδοση ανορθωτών (Rectification ratio, RR)..... | 56 |
| 4.3.4 Συντελεστής μορφής (Form Factor, FF) | 57 |
| 4.3.5 Συντελεστής κυμάτωσης (Ripple factor, RF)..... | 57 |
| 4.3.6 Συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού (Transformer utilization factor, TUF)..... | 58 |
| 4.3.6 Ανώτερες αρμονικές συνιστώσες | 59 |
| 4.3.7 Μελέτη σχεδίασης..... | 60 |
| 4.4 Τριφασικοί ανορθωτές διόδων..... | 62 |
| 4.4.1 Τριφασικός Ανορθωτής Αστέρα | 62 |
| 4.4.2 Τριφασικοί Ανορθωτές Εσωτερικού Αστέρα | 64 |
| 4.4.3 Τριφασικοί Ανορθωτές Διπλού Αστέρα με Εσωτερικό Μ/Σ | 65 |
| 4.4.4 Τριφασικοί Ανορθωτές Γέφυρας | 67 |
| 4.4.5 Λειτουργία Ανορθωτών με Πραγματική Πηγή Πεπερασμένης Επαγωγής | 69 |
| 4.5 Πολυφασικοί Ανορθωτές Διόδων..... | 71 |
| 4.5.1 Εξαφασικός Ανορθωτής Αστέρα..... | 71 |
| 4.5.2 Εξαφασικός Ανορθωτής Γέφυρας Σειράς | 73 |
| 4.5.3 Εξαφασικός Ανορθωτής Παράλληλης Γέφυρας | 74 |
| 4.6 Συστήματα Φίλτρων Στα Κυκλώματα Ανόρθωσης..... | 76 |
| 4.6.1 Φίλτρα Επαγωγικής Εισόδου Συνεχούς Ρεύματος | 76 |
| 4.6.1.1 Κυματομορφές Τάσης και Ρεύματος για Ανορθωτή Πλήρους Κύματος με Φίλτρο Επαγωγικής Εισόδου Σ.Ρ. | 77 |
| 4.6.1.2 Κρίσιμη Επαγωγή LC | 78 |
| 4.6.1.3 Καθορίζοντας Την Αυτεπαγωγή Εισόδου Για Γνωστό Συντελεστή Κυμάτωσης | 78 |
| 4.6.1.4 Αρμονικές Ρεύματος..... | 79 |
| 4.6.2 Φίλτρα Χωρητικής Εισόδου Συνεχούς Ρεύματος | 83 |
| 4.6.2.1 Ρεύμα εισροής (Inrush current) | 84 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο | |
| 5. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ – INVERTERS | |
| 5.1 Εισαγωγή | 86 |
| 5.2 Μονοφασικοί Αντιστροφείς Πηγής Τάσης..... | 89 |
| 5.2.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Ημιγέφυρας | 89 |
| 5.2.1.1 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού Με Φερέσυχο Κύμα Βάσης | 90 |
| 5.2.1.2 Τεχνική Διαμόρφωσης Τετραγωνικού Κύματος | 93 |
| 5.2.1.3 Τεχνική Επιλεκτικής Εξάλειψης Αρμονικών | 94 |
| 5.2.1.4 Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης | 96 |
| 5.2.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Πλήρους Γέφυρας | 97 |
| 5.2.2.1 Τεχνική Διπολικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού | 97 |
| 5.2.2.2 Τεχνική Μονοπολικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού | 98 |
| 5.2.2.3 Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών | 100 |
| 5.2.2.4 Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης | 103 |
| 5.3 Τριφασικοί Αντιστροφείς Πηγής Τάσης..... | 103 |
| 5.3.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμού | 105 |
| 5.3.2 Λειτουργία Τετραγωνικού Κύματος των Τριφασικών Αντιστροφέων Τάσης | 108 |
| 5.3.3 Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών στους Τριφασικούς Αντιστροφείς Τάσης..... | 109 |

| | |
|--|------------|
| 5.3.4 Τεχνική Διαμόρφωσης Διανύσματος Χώρου (Space Vector – SV)..... | 110 |
| 5.3.4.1 Μετασχηματισμός Διανύσματος Χώρου (Space Vector Transformation)..... | 110 |
| 5.3.4.2 Ακολουθία Διανυσμάτων Χώρου και Επιλογή Μηδενικών Διανυσμάτων..... | 112 |
| 5.3.4.3 Κανονικοποιημένη Συχνότητα Δειγματοληψίας..... | 112 |
| 5.3.5. Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης στους Τριφασικούς Αντιστροφείς Τάσης..... | 114 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο | |
| 6. ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ | |
| 6.1 Τριφασική Ανορθωτική Γέφυρα..... | 115 |
| 6.1.1 Κατασκευή Γέφυρας..... | 116 |
| 6.1.2 Ανορθωτική Δίοδος Intersil RURG8060..... | 116 |
| 6.1.3 Κυριότερα Χαρακτηριστικά..... | 117 |
| 6.1.4 Σύμβολο..... | 117 |
| 6.1.5 Απαγωγός Θερμότητας (Ψήκτρα)..... | 118 |
| 6.1.6 Διάτρητη Πλακέτα..... | 119 |
| 6.1.7 Καλώδια..... | 119 |
| 6.1.8 Κύκλωμα..... | 120 |
| 6.1.9 Φωτογραφία Κατασκευής..... | 121 |
| 6.2 Χωρητικό φίλτρο..... | 122 |
| 6.2.1 Τρόπος Λειτουργίας..... | 124 |
| 6.2.2 Κύκλωμα Κατασκευής..... | 125 |
| 6.2.3 Φωτογραφία Κατασκευής..... | 125 |
| 6.3 Τριφασικός Αντιστροφέας..... | 126 |
| 6.3.1 Κατασκευή..... | 127 |
| 6.3.2 Υλικά Κατασκευής..... | 127 |
| 6.3.3 Transistors..... | 127 |
| 6.3.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά..... | 128 |
| 6.3.5 Κύκλωμα Κατασκευής..... | 129 |
| 6.3.6 Τρόπος Λειτουργίας..... | 129 |
| 6.3.7 Φωτογραφία Κατασκευής..... | 130 |
| 6.4 Τροφοδοτικό Χαμηλής Τάσης..... | 131 |
| 6.4.1 Κύκλωμα..... | 131 |
| 6.4.2 Λειτουργία Τροφοδοτικού..... | 132 |
| 6.4.3 Φωτογραφία της κατασκευής..... | 136 |
| 6.5 Ψηφιακός μικροελεγκτής Arduino..... | 137 |
| 6.5.1.1 Βασική Δομή Arduino..... | 138 |
| 6.5.1.2 Πλακέτα Arduino Uno R3..... | 140 |
| 6.5.1.3 Σχηματικό Διάγραμμα Arduino UNO R3..... | 141 |
| 6.5.1.4 Τροφοδοσία..... | 142 |
| 6.5.1.5 Εισόδοι και Εξόδοι..... | 142 |
| 6.5.1.6 Προγραμματισμός Arduino..... | 143 |
| 6.5.1.9 Παράδειγμα Ολοκληρωμένου Προγράμματος..... | 146 |
| 6.5.2 Πρόγραμμα Παραγωγής Παλμών Οδήγησης Αντιστροφέα..... | 148 |
| 6.5.2.1 3Phase Digital VSI Inverter Driver Arduino Software..... | 148 |
| ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ..... | 153 |
| ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ..... | 154 |
| ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ..... | 154 |

Κεφάλαιο 1^ο

1. ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

1.1 Εισαγωγή

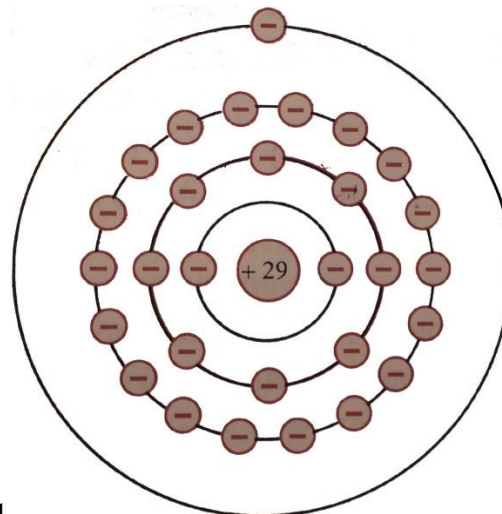
Για την μελέτη, κατανόηση και σχεδίαση των μετατροπέων ισχύος είναι απαραίτητη η χρήση ημιαγωγικών στοιχείων. Με τον όρο ημιαγωγικά στοιχεία δηλώνουμε υλικά τα οποία δεν συμπεριφέρονται ως αγωγοί αλλά ούτε και ως μονωτές. Έχουν ιδιαίτερες ηλεκτρικές ιδιότητες τις οποίες ελέγχουμε κατά βούληση με μεγάλη ακρίβεια. Αξίζει να αναφερθεί ότι στα υλικά αυτά βασίζεται το σύνολο της σύγχρονης ηλεκτρονικής επιστήμης και η μεγάλη πρόοδος των επιστημών των τηλεπικοινωνιών και ηλεκτρονικών υπολογιστών.

1.2 Δομή υλικών και ηλεκτρικές ιδιότητες του πυρήνα

Η λειτουργία των ημιαγωγών έγκειται στο γεγονός ότι παρουσιάζουν ιδιαιτερότητες στην αγωγιμότητά τους τις οποίες μάλιστα με τις κατάλληλες τεχνικές μπορούμε να τις ελέγξουμε με μεγάλη ακρίβεια. Για να εξετάσουμε τον λόγο για τον οποίο συμβαίνει αυτό, πρέπει να εμβαθύνουμε και να εξετάσουμε τον πυρήνα των διαφόρων υλικών (αγωγών, ημιαγωγών και μονωτικών) εξετάζοντας τις διαφορές τους.

1.2.1 Αγωγοί και μονωτές

Οι καλύτεροι αγωγοί του ρεύματος είναι το ασήμι, ο χαλκός και ο χρυσός. Τα υλικά αυτά παρουσιάζουν μεγάλες ομοιότητες στον πυρήνα τους στις οποίες εξηγείται η αγωγιμότητά τους. Συγκεκριμένα το άτομο του χαλκού είναι αυτό που



παρουσιάζεται στην εικόνα 1.1

Εικόνα 1.1 – Ουδέτερο άτομο χαλκού

Παρατηρούμε ότι το άτομο αποτελείται από τον πυρήνα και τα ελεύθερα ηλεκτρόνια που περιστρέφονται σε σταθερές ξεχωριστές τροχιές (στοιβάδες) γύρω από τον πυρήνα. Ο πυρήνας είναι συμπαγής και αποτελείται από 29 πρωτόνια τα οποία θεωρούμε ότι φέρουν το θετικό ηλεκτρικό φορτίο. Όταν το άτομο του χαλκού έχει ουδέτερο φορτίο τότε στις στοιβάδες γύρω από τον πυρήνα περιστρέφονται αντίστοιχα 29 ηλεκτρόνια τα οποία θεωρούμε ότι φέρουν το αρνητικό φορτίο. Τα φορτία των πρωτονίων και των ηλεκτρονίων όταν αυτά είναι ίσα σε αριθμό στο άτομο του χαλκού αλλά και κάθε άλλου υλικού, αλληλοεξουδετερώνονται και έτσι το άτομο παρουσιάζει ουδέτερο ηλεκτρικό φορτίο προς το εξωτερικό του περιβάλλον. Λόγο του αντίθετου φορτίου που παρουσιάζουν τα φορτία μεταξύ του πυρήνα και των στοιβάδων (ετερώνυμα φορτία), αναπτύσσονται ελκτικές μαγνητικές δυνάμεις οι οποίες συγκρατούν το άτομο στη δομή που απεικονίζεται στην εικόνα 1.1. Σημειώνεται ότι οι υπόλοιπες δυνάμεις που ασκούνται στο άτομο είναι η ισχυρή πυρηνική δύναμη η οποία συγκρατεί τα πρωτόνια στον πυρήνα και εξουδετερώνει την μαγνητική απώθηση που αναπτύσσουν μεταξύ τους λόγω ομώνυμου φορτίου, και η φυγόκεντρος η οποία δεν επιτρέπει στα ηλεκτρόνια να πλησιάσουν περειαίρω τον πυρήνα ή και να ενωθούν με αυτόν εξισορροπώντας έτσι ένα μέρος της μαγνητικής ελκτικής δύναμης που αναπτύσσεται.

Όπως φαίνετε στην εικόνα 1.1 τα ηλεκτρόνια του ουδέτερου ατόμου του χαλκού περιστρέφονται γύρω από τον πυρήνα σε 4 στοιβάδες εκ των οποίων η πρώτη στοιβάδα (πλησιέστερα του πυρήνα) φέρει 2 ηλεκτρόνια, η δεύτερη στοιβάδα φέρει 8 ηλεκτρόνια, η τρίτη στοιβάδα φέρει 18 ηλεκτρόνια ενώ η τέταρτη στοιβάδα η οποία ως τελευταία αποκαλείτε και στοιβάδα σθένους φέρει 1 ηλεκτρόνιο.

Η στοιβάδα η οποία μας ενδιαφέρει περισσότερο στην μελέτη των ηλεκτρικών ιδιοτήτων ενός υλικού είναι η στοιβάδα σθένους καθώς από αυτή εξαρτώνται οι ηλεκτρικές ιδιότητες των ατόμων και συνεπώς υλικών. Στην περίπτωση του χαλκού παρατηρούμε ότι έχουμε ένα ηλεκτρόνιο στην εξωτερική στοιβάδα το οποίο βρίσκετε στην τροχιά με την μεγαλύτερη απόσταση από τον πυρήνα και δέχεται την ελκτική δύναμη από ένα μόνο πρωτόνιο του πυρήνα. Συνεπώς οι δυνάμεις οι οποίες συγκρατούν σε τροχιά το ηλεκτρόνιο τις στοιβάδας σθένους (ηλεκτρόνιο σθένους) είναι πολύ μικρές.

Λόγω της ασθενούς έλξης του ηλεκτρονίου της στοιβάδας σθένους από τον πυρήνα του ατόμου, ακόμα και πολύ μικρές εξωτερικές ηλεκτρικές δυνάμεις μπορούν να αποσπάσουν το ηλεκτρόνιο αυτό από τον πυρήνα και να το καταστήσουν ελεύθερο. Για το λόγο αυτό το ηλεκτρόνιο σθένους το ονομάζουμε και ελεύθερο ηλεκτρόνιο. Με την εφαρμογή ηλεκτρικού πεδίου τα ελεύθερα ηλεκτρόνια των ατόμων του χαλκού μέσα στο υλικό αποσπώνται εύκολα “μεταπηδώντας” από το ένα άτομο στο άλλο προκαλώντας έτσι ροή ηλεκτρονίων άρα ρεύμα με πολύ μικρές τιμές αντίστασης.

Η δύναμη η οποία απαιτείτε για να προκαλέσει την απόσπαση του ελεύθερου ηλεκτρονίου από τη στοιβάδα σθένους καθορίζει την ηλεκτρική αντίσταση. Όσο μικρότερη είναι η δύναμη του πυρήνα η οποία συγκρατεί το ελεύθερο

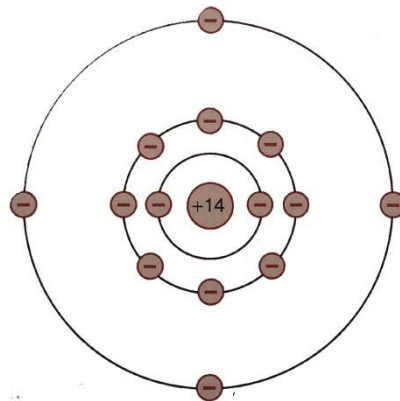
ηλεκτρόνιο στο άτομο του κάθε υλικού τόσο καλύτερος αγωγός είναι το υλικό αυτό.

Στα μονωτικά υλικά οι δυνάμεις του πυρήνα που ασκούνται στην στοιβάδα σθένους είναι πολύ μεγαλύτερες. Οι καλύτεροι μονωτές παρουσιάζουν στην εξωτερική στοιβάδα 8 ηλεκτρόνια σθένους. Η διάταξη αυτή απαιτεί μεγαλύτερες δυνάμεις για την απόσπαση των ηλεκτρονίων από τον πυρήνα.

1.3 Ημιαγωγοί

Οι ημιαγωγοί όπως προαναφέρθηκε είναι στοιχεία των οποίων η ηλεκτρική αντίσταση έχει τιμές μεταξύ των αγωγών και των μονωτών. Συνεπώς τα καλύτερα ημιαγωγικά υλικά έχουν διάταξη στον πυρήνα τους η οποία αποτελείται από τέσσερα ηλεκτρόνια στην στοιβάδα σθένους. Τέτοια υλικά είναι το γερμάνιο και το πυρίτιο. Στην βιομηχανία σήμερα οι κατασκευές των ημιαγωγών γίνονται ως επί το πλείστον από πυρίτιο λόγω της μεγάλης διαθεσιμότητά του στη φύση καθώς επίσης για το λόγο ότι το γερμάνιο παρουσιάζει μεγάλο ανάστροφο ρεύμα και δεν ανταποκρίνεται στα κριτήρια ποιότητας των περισσότερων κατασκευών.

Το άτομο του πυριτίου έχει στον πυρήνα του 14 πρωτόνια ενώ αποτελείται από 3 στοιβάδες στις οποίες περιστρέφονται 14 ηλεκτρόνια εκ των οποίων 2 στην πρώτη στοιβάδα 8 στην δεύτερη στοιβάδα και 4 στην στοιβάδα σθένους όπως φαίνετε και στην εικόνα 1.2. Τα 4 ηλεκτρόνια στην στοιβάδα σθένους υποδηλώνουν ότι το πυρίτιο ανήκει στην κατηγορία των ημιαγωγών. Στο εξής η αναφορά σε ημιαγωγούς και ημιαγωγικά στοιχεία θα γίνεται αποκλειστικά σε ημιαγωγούς πυριτίου και στοιχεία κατασκευασμένα από πυρίτιο.

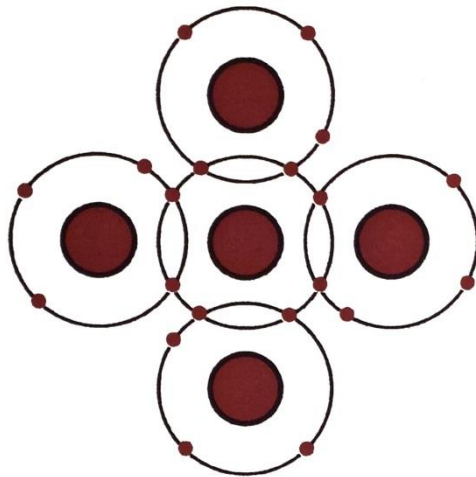


Εικόνα 1.2 Ουδέτερο άτομο πυριτίου

1.3.1 Κρύσταλλος Πυριτίου

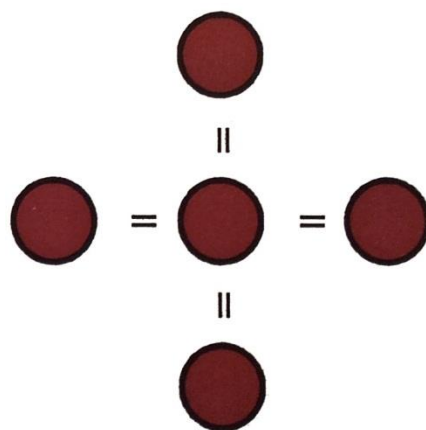
Κρύσταλλος πυριτίου ονομάζεται ένα σύνολο ατόμων πυριτίου τα οποία έχουν ενωθεί χημικά μεταξύ τους με ομοιοπολικούς δεσμούς και σχηματίζουν ένα στερεό υλικό.

Κάθε άτομο πυριτίου συνδέεται χημικά με 4 άτομα γύρω του με τέτοιο τρόπο ώστε να φέρει στην στοιβάδα σθένους του 8 ηλεκτρόνια τα οποία μοιράζεται με τα περιβάλλοντα άτομα όπως φαίνεται στην εικόνα 1.3



Εικόνα 1.3 Κρύσταλλος πυριτίου

Τα 8 ηλεκτρόνια στην στοιβάδα σθένους του κάθε ατόμου πυριτίου δεν ανήκουν στο μεμονωμένο άτομο αλλά στο χημικό δεσμό των 4 ατόμων που σχηματίζεται γύρω από το κεντρικό άτομο. Το κάθε ηλεκτρόνιο στην στοιβάδα σθένους έλκεται από πυρήνες δυο ατόμων με ίσες δυνάμεις σε αντίθετες κατευθύνσεις δημιουργώντας έτσι έναν χημικό δεσμό ο οποίος ενώνει τους πυρήνες μεταξύ τους. Ο δεσμός αυτός ονομάζεται **ομοιοπολικός δεσμός** (εικόνα 1.4).



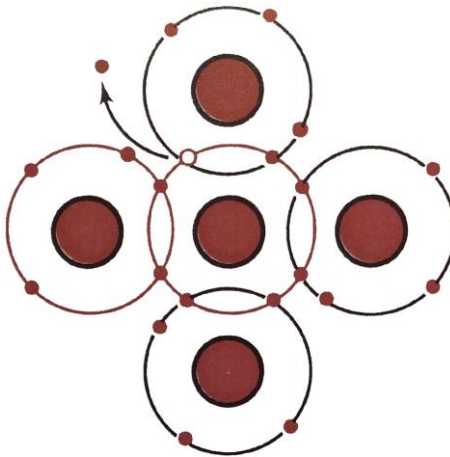
Εικόνα 1.4 Ομοιοπολικός δεσμός ατόμων πυριτίου

Ο δεσμός αυτός των 8 ηλεκτρονίων στην στοιβάδα σθένους του πυριτίου παράγει χημική σταθερότητα στους πυρήνες και σαν αποτέλεσμα αυτού την δημιουργία στερεού υλικού πυριτίου. Στην περίπτωση που η στοιβάδα σθένους συγκρατεί 8 ηλεκτρόνια ονομάζεται **κορεσμένη ή πλήρης** και τα ηλεκτρόνια ονομάζονται

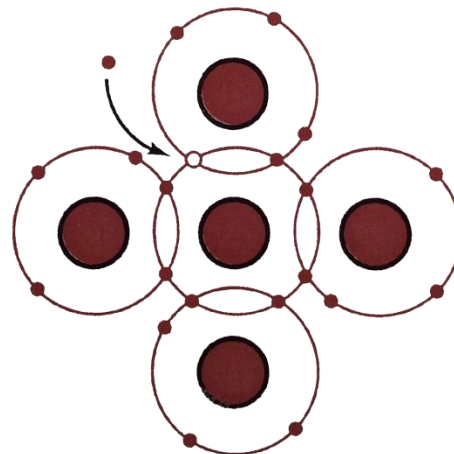
δεσμευμένα επειδή συγκρατούνται από τα άτομα με ισχυρές δυνάμεις. Συνεπώς στην κατάσταση αυτή ο ημιαγωγός παρουσιάζεται ως τέλειος μονωτής.

1.3.2 Οπές και ελεύθερα ηλεκτρόνια

Ένα ηλεκτρόνιο μπορεί να απελευθερωθεί από την στοιβάδα σθένους και να καταστεί **ελεύθερο ηλεκτρόνιο** όταν δεχθεί αρκετή ενέργεια ώστε να περάσει σε ανώτερη τροχιά. Η απόσπαση του ηλεκτρονίου από την στοιβάδα σθένους φορτίζει θετικά το άτομο με αποτέλεσμα να δημιουργεί ένα κενό στον χημικό δεσμό το οποίο ονομάζουμε οπή. Οι οπές λόγω του θετικού φορτίου έλκουν τα ετερόνυμα ελεύθερα ηλεκτρόνια τα οποία κινούνται τυχαία μέσα στον κρύσταλλο και σε χρόνους της τάξης των ns έως μs έχουμε επανασύζευξη, δηλαδή ένωση ελεύθερων



Εικόνα 1.5 Δημιουργία οπής και ελεύθερου ηλεκτρονίου, αποτέλεσμα θερμότητας.



Εικόνα 1.6 Επανασύνδεση ελεύθερου ηλεκτρονίου και οπής.

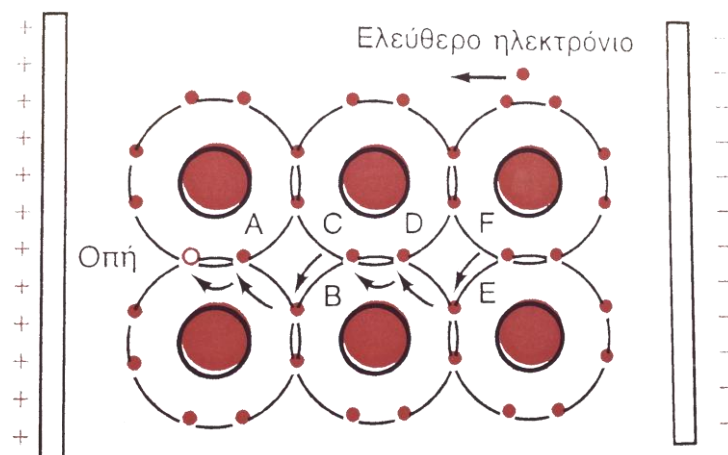
ηλεκτρονίων με τις οπές. Η δημιουργία και ύπαρξη οπών είναι η κεντρική διαφορά μεταξύ των αγωγών και των ημιαγωγών οι οποίες επιτρέπουν στους τελευταίους να έχουν ιδιότητες που δεν συναντώνται στους αγωγούς.

Η απελευθέρωση ηλεκτρονίων από την στοιβάδα σθένους συμβαίνει από την θερμοκρασία η οποία αποδίδει θερμότητα που προσδίδεται στο ηλεκτρόνιο αυξάνοντας την ενέργειά του, και το αναγκάζει να ταλαντώνεται ισχυρότερα και άρα να έχουμε τυχαία απόσπαση ηλεκτρονίων μέσα στον κρύσταλλο. Σε θερμοκρασίες δωματίου η θερμική ενέργεια παράγει μικρό αριθμό οπών. Για το λόγο αυτό αυξάνουμε το πλήθος των οπών και των ελεύθερων ηλεκτρονίων στους ημιαγωγούς με προσθήκη προσμίξεων στον κρύσταλλο.

1.3.3 Ροή οπών και ηλεκτρονίων

Με την εφαρμογή σταθερού ηλεκτρικού πεδίου σε ένα κρύσταλλο πυριτίου ασκούνται δυνάμεις στα άτομα που βρίσκονται εντός του πεδίου αυτού. Τα ηλεκτρόνια που βρίσκονται πλησιέστερα στην αρνητική πλευρά του ηλεκτρικού πεδίου αποκτούν αρκετή ενέργεια ώστε να καταστούν ελεύθερα ηλεκτρόνια και να κινηθούν μέσω των στοιβάδων σθένους προς την θετική πλάκα.

Η κίνηση οπών προκύπτει όταν μια οπή έλκει και κινεί εντός της το ηλεκτρόνιο που βρίσκεται στην διπλανή περιοχή αφήνοντας έτσι μια νέα οπή δίπλα της. Η μετακίνηση οπών γίνεται μέχρι η οπή να φτάσει στην αρνητική πλευρά του πεδίου. Η διαδικασία αυτή είναι διαφορετική από τις σπές οι οποίες προσλαμβάνουν



Εικόνα 1.5 Κίνηση οπών και ηλεκτρονίων κρυστάλλου πυριτίου εντός ηλεκτρικού πεδίου

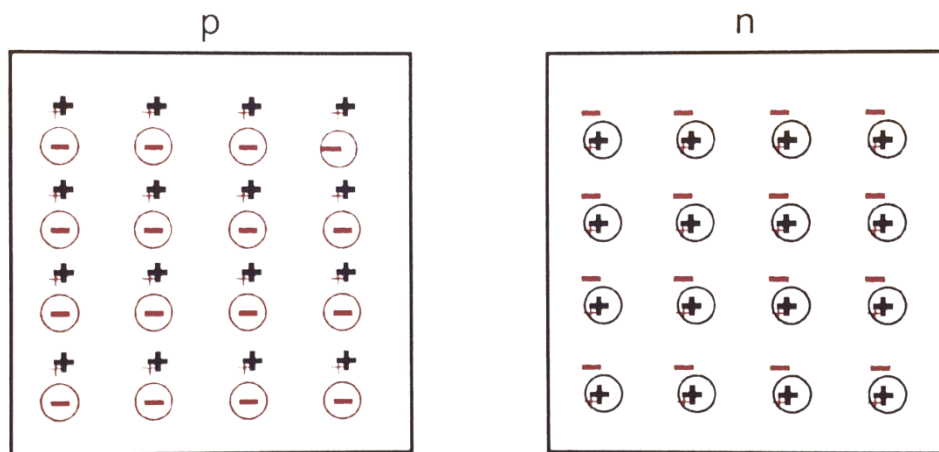
ελεύθερα ηλεκτρόνια. Η ροή οπών και ηλεκτρονίων παρουσιάζεται στην εικόνα 1.5

Στο σχήμα 1.5 παρουσιάζεται ένα ημιαγωγός εντός ηλεκτρικού πεδίου το οποίο προέρχεται από συνεχή τάση. Τα ελεύθερα ηλεκτρόνια προσπίπτουν στην θετική πλάκα, ρέουν μέσα στο κύκλωμα φτάνοντας στην αρνητική πλάκα όπου εισέρχονται και πάλι στον κρύσταλλο και συνδυάζονται με τις σπές οι οποίες έχουν φτάσει μέσω της επίδρασης του πεδίου στην αρνητική πλάκα. Έτσι παρατηρείτε η συνεχής ροή ελεύθερων ηλεκτρονίων και οπών τα οποία ρέουν σε αντίθετες κατεύθυνσης. Ο συνδυασμός ροής των δυο αυτών φορέων είναι το ρεύμα το οποίο ρέει σε έναν ημιαγωγό.

1.3.4 Εμπλουτισμός ημιαγωγού

Για την αύξηση της αγωγιμότητας ενός ημιαγωγού χρησιμοποιούμε την τεχνική του εμπλουτισμού, δηλαδή την προσθήκη προσμίξεων ατόμων άλλων στοιχείων. Είναι δυνατή η πρόσμιξη με στοιχεία πεντασθενή, δηλαδή στοιχεία με 5 ηλεκτρόνια στην στοιβάδα σθένους όπως το αρσενικό και ο φώσφορος, πετυχαίνοντας έτσι αύξηση του αριθμού των ηλεκτρονίων. Επίσης είναι δυνατή η πρόσμιξη με στοιχεία τρισθενή, δηλαδή με στοιχεία 3 ηλεκτρονίων στην στοιβάδα σθένους όπως το αργίλιο το βόριο και το γάλλιο, πετυχαίνοντας έτσι αύξηση του αριθμού των οπών.

Το πυρίτιο που εμπλουτίζεται με πεντασθενή στοιχεία ονομάζεται **Ημιαγωγός τύπου n** (negative), ενώ το πυρίτιο που εμπλουτίζεται με τρισθενή στοιχεία ονομάζεται **Ημιαγωγός τύπου p** (positive). Λόγω του πλήθους των ελεύθερων φορέων στον ημιαγωγό τύπου p, οι ελεύθερες οπές ονομάζονται φορείς πλειονότητας ενώ τα ελεύθερα ηλεκτρόνια ονομάζονται φορείς μειονότητας. Αντίστοιχα και στον ημιαγωγό τύπου n. Στην παρακάτω σχήμα 1.6 βλέπουμε τους δυο τύπους ημιαγωγών. Στον ημιαγωγό τύπου p το σύμβολο (-) μέσα σε κύκλο συμβολίζει τα τρισθενή στοιχεία τα οποία παράγουν ελεύθερες οπές μέσα στον κρύσταλλο ενώ με (+) οι ελεύθερες οπές στην στοιβάδα σθένους. Στον ημιαγωγό τύπου n το (+) μέσα σε κύκλο συμβολίζει τα πεντασθενή άτομα τα οποία παράγουν ελεύθερα ηλεκτρόνια μέσα στον κρύσταλλο, και με (-) τα ελεύθερα ηλεκτρόνια στην στοιβάδα σθένους.

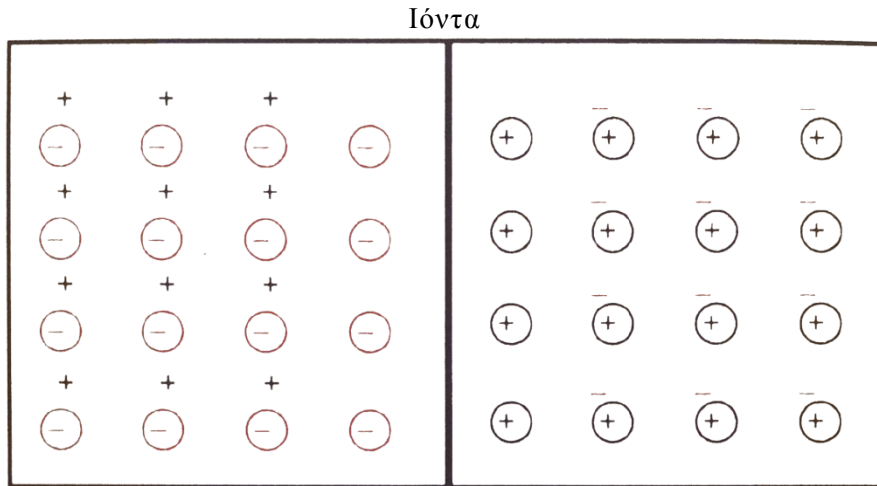


Εικόνα 1.6 Συμβολισμός ημιαγωγών τύπου p και n αντίστοιχα.

Ο κάθε τύπος ημιαγωγού ξεχωριστά δεν είναι ιδιαίτερης σημασίας. Η δημιουργία ενός κρυστάλλου ο οποίος αποτελείται και από τα δύο είδη ημιαγωγών δημιουργεί ένα νέο στοιχείο, την **Δίοδο**. Στην διαδικασία συνένωσης ημιαγωγών τύπου p και n βασίζονται και όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία που θα εξεταστούν στην συνέχεια

1.4 Θεωρία Διόδων

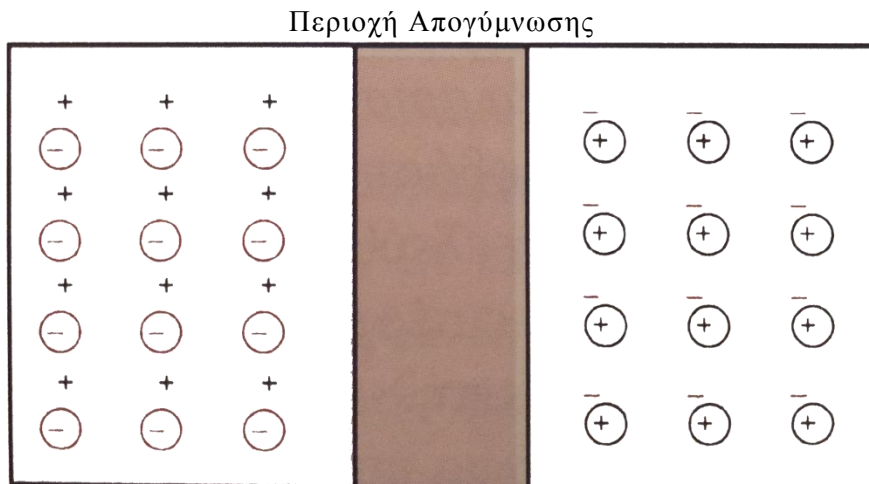
Η δίοδος προέρχεται από την συνένωση δυο ημιαγωγών, τύπου n και τύπου p. Η επαφή που δημιουργείτε από τους δύο αυτούς ημιαγωγούς ονομάζεται επαφή pn.



Εικόνα 1.7 Συνένωση ημιαγωγών και δημιουργία ιόντων.

1.4.1 Περιοχή απογύμνωσης

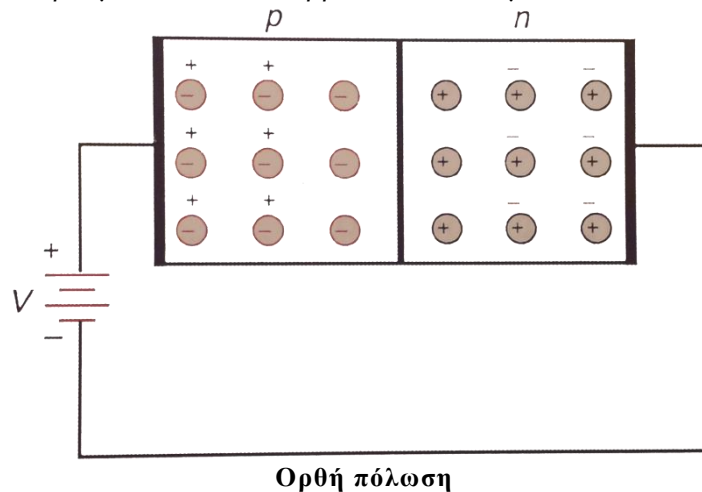
Στο σημείο επαφής των δυο ημιαγωγών έχουμε τα ελεύθερα ηλεκτρόνια από τον ημιαγωγό τύπου n να πέφτουν στις οπές του ημιαγωγού τύπου p και να δημιουργούνται έτσι ιόντα. Τα ιόντα είναι σταθερά και δεν μπορούν να κινηθούν όπως οι οπές και τα ελεύθερα ηλεκτρόνια. Άρα το ελεύθερο ηλεκτρόνιο και η οπή στο σημείο εκείνο έχουν τεθεί εκτός κίνησης δημιουργώντας έτσι μια περιοχή χωρίς φορείς. Την περιοχή αυτή την ονομάζουμε περιοχή απογύμνωσης.



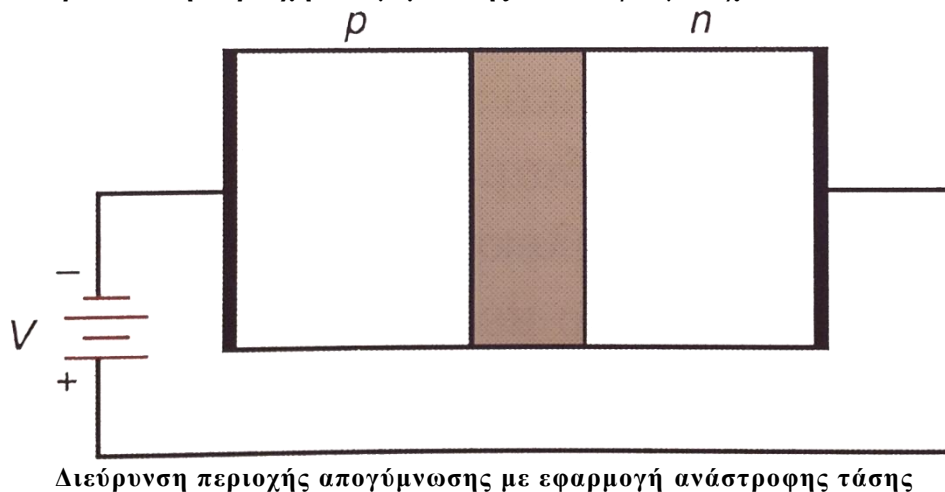
Εικόνα 1.8 Περιοχή απογύμνωσης

1.4.2 Ορθή και ανάστροφη πόλωση

Η συνδεσμολογία μιας πηγής συνεχούς ρεύματος στα άκρα μιας διόδου με το αρνητικό άκρο στην πλευρά του ημιαγωγού τύπου n και το θετικό άκρο στην πλευρά του ημιαγωγού τύπου p ορίζεται ως **ορθή πόλωση**. Κατά την ορθή πόλωση η πηγή έλκει τα ελεύθερα ηλεκτρόνια προς την πλευρά του ημιαγωγού p και αν παρέχει αρκετή ενέργεια ώστε αυτά να περάσουν την περιοχή απογύμνωσης, τότε τα ελεύθερα ηλεκτρόνια μεταπηδούν στον ημιαγωγό τύπου p και συνδυάζονται με τις οπές μέσω των οποίων καταλήγουν στο κύκλωμα και δημιουργούν έτσι ρεύμα το οποίο διαρρέει το κύκλωμα.

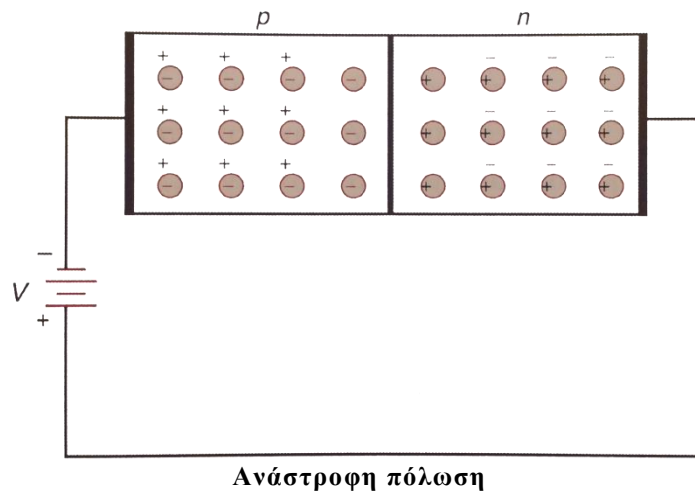


Στην περίπτωση που συνομολογήσουμε την πηγή ανάποδα έχουμε ανάστροφη πόλωση. Σε αυτή την περίπτωση το πεδίο που δημιουργείτε έλκει τα ηλεκτρόνια του αγωγού τύπου p προς την πλευρά του αρνητικού ηλεκτροδίου και τις οπές του ημιαγωγού τύπου n προς την πλευρά του θετικού ηλεκτροδίου. Με την διαδικασία αυτή **διευρύνεται η περιοχή απογύμνωσης** ενώ το ρεύμα σχεδόν διακόπτετε.



Στην πραγματικότητα κυκλοφορεί ένα πολύ μικρό ρεύμα το οποίο προέρχεται από την δημιουργία ελεύθερων φορέων μέσω της θερμότητας του περιβάλλοντος. Το μικρό αυτό ρεύμα ονομάζεται **ανάστροφο ρεύμα** ή ρεύμα κόρου. Το ρεύμα αυτό είναι ανεξάρτητο της ανάστροφης τάσης, εξαρτάται μόνο από την θερμική ενέργεια που παρέχεται στον ημιαγωγό και το πλήθος των θερμικά δημιουργούμενων φορέων μειονότητας. Επίσης μέρος του ανάστροφου ρεύματος

δικαιολογείτε από το επιφανειακό ρεύμα διαρροής που προκαλείτε από τις ατέλειες της κρυσταλλικής δομής στα άκρα του κρυστάλλου, το οποίο όμως είναι απευθείας ανάλογο της ανάστροφης τάσης.



Τέλος αξίζει να αναφερθεί ο όρος της τάσης διάσπασης με την οποία εννοούμε την μέγιστη ανάστροφη τάση που μπορεί να δεχτεί μια διόδος πριν καταστραφεί. Εάν η τάση ξεπεράσει αυτό το όριο τότε η διόδος καταστρέφεται (κατάρρευση της διόδου) και γίνεται αγώγιμη. Αναφορικά το ανάστροφο ρεύμα διάσπασης προέρχεται από το φαινόμενο της χιονοστιβάδας κατά το οποίο τα ελεύθερα ηλεκτρόνια αποκτούν αρκετή ενέργεια ώστε να συγκρουστούν με ουδέτερα άτομα, να τα ιονίσουν παράγοντας έτσι ένα ακόμα ελεύθερο ηλεκτρόνιο. Η διαδικασία συνεχίζεται και τα ελεύθερα ηλεκτρόνια αυξάνουν με γεωμετρικό ρυθμό. Το φαινόμενο αυτό ορίζεται ως το φαινόμενο της χιονοστιβάδας.

1.5 Δίοδος

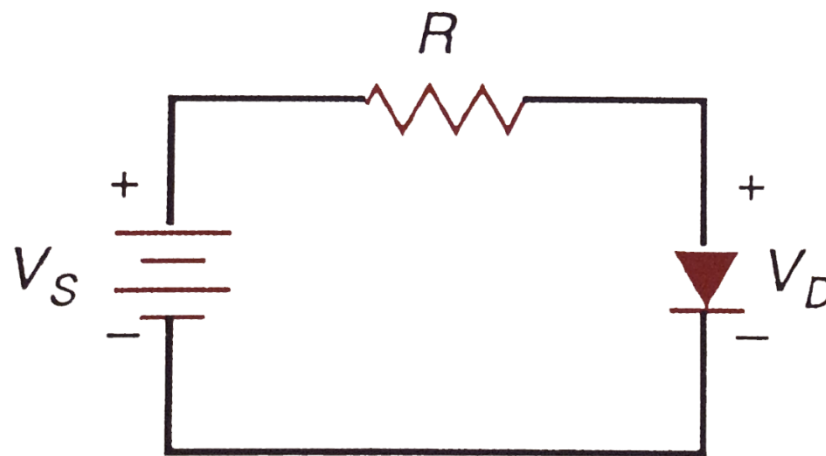
Η δίοδος είναι ένα μη γραμμικό ηλεκτρονικό εξάρτημα, δηλαδή η συνάρτηση τάσης ρεύματος διαφέρει από την ευθεία γραμμή που παρουσιάζει μια αντίσταση και η αιτία είναι το φράγμα δυναμικού (περιοχή απογύμνωσης)

1.5.1 Σχηματικό σύμβολο

Στο σχήμα 1.6 παρουσιάζεται (α) Το σχηματικό σύμβολο της διόδου και (β) Ηλεκτρολογικό σύμβολο διόδου. Το σύμβολο της διόδου αποτελείται από ένα βελάκι με μια γραμμή κάθετη στη μύτη του βέλους.

1.5.2 Πόλωση της διόδου

Η πλευρά του ημιαγωγού p ονομάζεται άνοδος ενώ η πλευρά του ημιαγωγού n ονομάζεται κάθοδος. Η δίοδος θεωρείται ορθά πολωμένη όταν η άνοδος έχει θετικότερο δυναμικό από την κάθοδο. Σύμφωνα με τη συμβατική φορά του ρεύματος η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και άγει όταν το ρεύμα τείνει να έχει ροή από την βάση του βέλους προς την μύτη. Στην πραγματική φορά του ρεύματος (ηλεκτρονική φορά) συμβαίνει το αντίθετο.



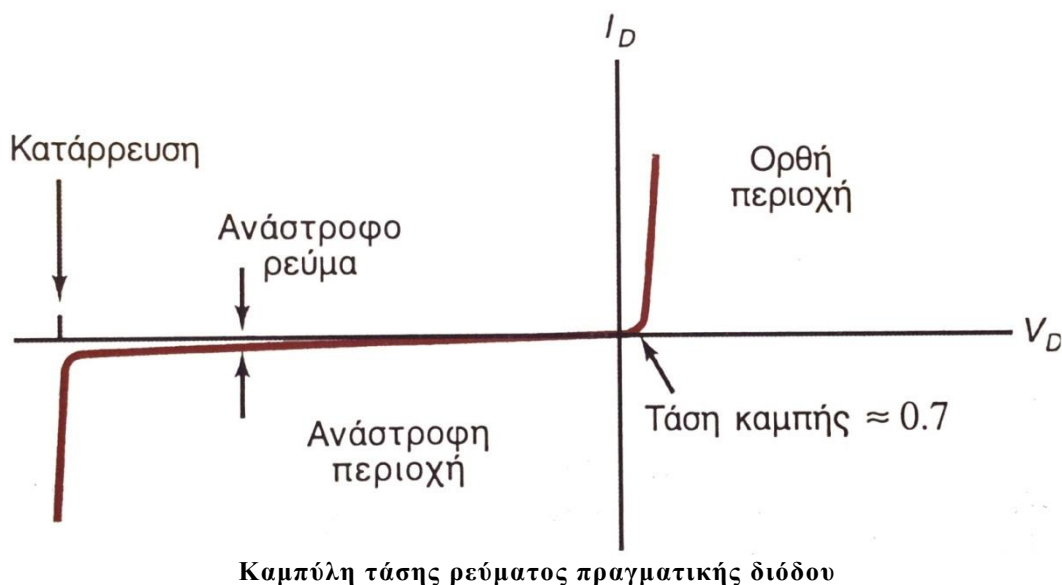
Σχηματικό σύμβολο ορθά πολωμένης διόδου

Σε αντίθετη περίπτωση η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και βρίσκεται στην περιοχή της αποκοπής όπου έχουμε ένα μικρό ρεύμα διαρροής. Σε κυκλώματα που είναι σύνθετα η εύρεση της πόλωσης της διόδου γίνεται με χρήση του θεωρήματος Thevenin.

Κατά την ορθή πόλωση η διόδος συμπεριφέρεται σαν αγωγός με πολύ μικρή αντίσταση, ενώ κατά την ανάστροφη πόλωση η διόδος συμπεριφέρεται σαν μονωτής, με μεγάλη τιμή αντίστασης και μικρή τιμή ανάστροφου ρεύματος.

1.5.3 Καμπύλη τάσης ρεύματος

Η σημαντικότερη καμπύλη για την κατανόηση του τρόπου λειτουργίας μιας διόδου είναι η παρακάτω καμπύλη η οποία προκύπτει μετρώντας το ρεύμα της διόδου για ένα εύρος τάσης.



Στην καμπύλη διακρίνουμε 4 περιοχές ξεκινώντας από τα αριστερά προς τα δεξιά. Παρατηρούμε ότι για ανάστροφη τάση μεγάλης τιμής έχουμε το σημείο κατάρρευσης. Στο σημείο αυτό το οποίο ανήκει στην ανάστροφη περιοχή η ανάστροφη τάση που εφαρμόζουμε στην διόδο έχει οδηγήσει στο μέγιστο φράγμα δυναμικού το οποίο έχει μέγεθος ίσο με τον κρύσταλλο. Επίσης το πεδίο που έχει δημιουργηθεί παρέχει στα ηλεκτρόνια αρκετή ενέργεια ώστε να περάσουν από το φράγμα δυναμικού αλλά και για την δημιουργία της χιονοστιβάδας. Στο σημείο αυτό η διόδος έχει υποστεί κατάρρευση και έχει γίνει αγωγίμη συνεπώς το ρεύμα στο σημείο αυτό γίνεται γραμμικό και αυξάνει απότομα. Σημειώνετε ότι η περιοχή αυτή οδηγεί σε σφάλματα κυκλωμάτων και σε μόνιμα σφάλματα στα εξαρτήματα, και για το λόγο αυτό είναι ανεπιθύμητη περιοχή. Φροντίζουμε ώστε η διόδος να μην βρεθεί ποτέ σε αυτήν την κατάσταση.

Η δεύτερη περιοχή εκτείνεται από την περιοχή αμέσως πριν την κατάρρευση έως το σημείο στο οποίο μηδενίζει η τάση. Η περιοχή αυτή ανήκει στην ανάστροφη περιοχή και η διόδος είναι πολωμένη ανάστροφα με τάση μικρότερη από την τάση κατάρρευσης. Στο σημείο αυτό η τάση προκαλεί διεύρυνση της περιοχής απογύμνωσης με συνέπεια η διόδος να δουλεύει ως μονωτής. Παρατηρούμε ένα μικρό ρεύμα στην περιοχή αυτή το οποίο ονομάζεται ανάστροφο ρεύμα και

προκαλείτε από την δημιουργία ελεύθερων φορέων μέσω της θερμότητας του κρυστάλλου αλλά και του ρεύματος διαρροής της επιφάνειας αυτού.

Η τρίτη περιοχή εκτείνεται από το σημείο μηδενικής τάσης έως το σημείο στο οποίο το ρεύμα αλλάζει κλίση. Η περιοχή αυτή ανήκει στην ορθή περιοχή όπου η διόδος είναι πολωμένη ορθά αλλά το ρεύμα εξακολουθεί να είναι μικρό. Για τις διόδους πυριτίου σε θερμοκρασία δωματίου η τιμή αυτή είναι περίπου 0,7 Volt. Η τάση αυτή στην οποία το ρεύμα αυξάνει απότομα λαμβάνοντας μεγάλες τιμές ονομάζεται **Τάση καμπής ή τάση κατωφλίου**. Για τάσεις μικρότερες αυτής της τιμής η πηγή δεν παρέχει αρκετή ενέργεια στους ελεύθερους φορείς του κρυστάλλου ώστε να περάσουν από την περιοχή απογύμνωσης και ο κρύσταλλος συνεχίζει να παρουσιάζει μονωτικές ιδιότητες. Στο σημείο αυτό παρουσιάζεται επίσης ένα μικρό ρεύμα διαρροής το οποίο οφείλετε στους ίδιους λόγους για τους οποίους παρουσιάζεται ρεύμα διαρροής στην ανάστροφη περιοχή πριν την κατάρρευση.

Η τέταρτη και τελευταία περιοχή εκτείνεται από την τάση κατωφλίου και έπειτα. Στην περιοχή αυτή η διόδος γίνεται αγωγίμη παρουσιάζοντας μια πτώση τάσης 0,7 Volt η οποία οφείλετε στο φράγμα δυναμικού. Στην περιοχή αυτή το ρεύμα παίρνει μεγάλες τιμές για μικρές αυξήσεις της τάσης. Η διόδος παρουσιάζει μια γραμμικότητα στο ρεύμα λόγω της εσωτερικής αντίστασης των υλικών και εξαρτάται από το μέγεθος των περιοχών p και n . Οι τιμές της αντίστασης αυτής είναι στις περισσότερες περιπτώσεις μικρότερη του 1 Ohm. Για κάθε δίοδο υπάρχει ένα μέγιστο ρεύμα ορθής πόλωσης το οποίο μπορεί να δεχτεί χωρίς να υποστεί ζημιές από την υπερβολική θερμότητα. Το ρεύμα αυτό ονομάζεται **Μέγιστο DC ορθό ρεύμα**. Η τιμή του ρεύματος δίνεται από τον κατασκευαστή της διόδου και εγγυάται ότι μέχρι την τιμή αυτή το εξάρτημα μπορεί να ανταπεξέλθει χωρίς να μειωθεί ο χρόνος ζωής τους ή να υποβαθμιστεί η ποιότητα των χαρακτηριστικών του.

Για την μελέτη τιμών των στοιχείων μιας διόδου χρησιμοποιούμε τον πρώτο και τον δεύτερο κανόνα του Kirckoff για την κατάσταση αγωγής ενώ στην κατάσταση αποκοπής θα θεωρούμε το ρεύμα μηδενικό καθώς οι μικρές τιμές του ρεύματος διαρροής δεν λαμβάνονται υπόψη στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές. Η κατανάλωση ισχύος της διόδου δίνεται από τη σχέση:

$$P_D = V_D I_D$$

Όπου:

P_D : Κατανάλωση ισχύος στη δίοδο

V_D : Τάση διόδου

I_D : Ρεύμα διόδου

Ενώ η τάξη ισχύος της διόδου όπου αντιπροσωπεύει τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να δεχθεί η διόδος χωρίς να καταστραφεί, ή να μειωθεί η ποιότητα των χαρακτηριστικών της, δίνεται από τη σχέση:

$$P_{max} = V_{max} I_{max}$$

Κεφάλαιο 2°

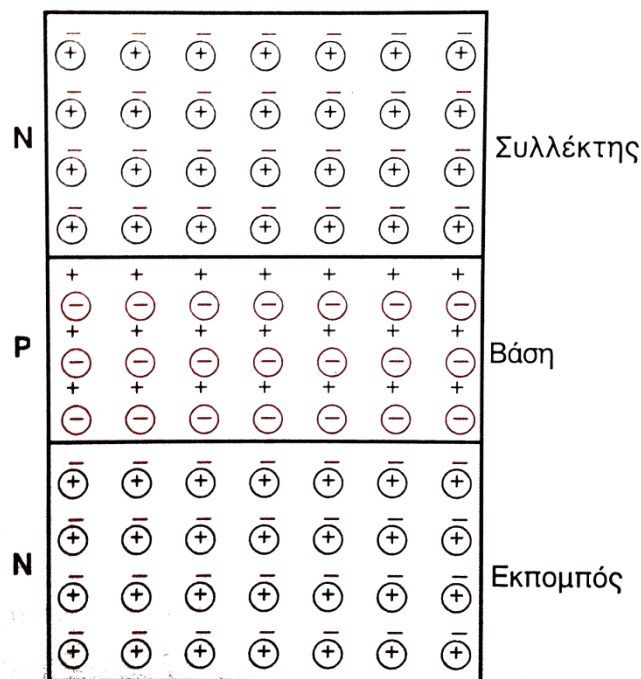
2. ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΕΠΑΦΗΣ

2.1 Εισαγωγή

Το transistor επαφής είναι μια εφεύρεση που χρονολογείται στις αρχές της δεκαετίας του 1950, η οποία βασίζεται στους ημιαγωγούς και εκμεταλλεύεται τα ελεύθερα ηλεκτρόνια και τις οπές. Είναι η απαρχή της σύγχρονης ηλεκτρονικής τεχνολογίας και έχει οδηγήσει σε κατασκευές “Θαύματα” της τεχνολογίας συμπεριλαμβανομένου και του ηλεκτρονικού υπολογιστή. Η λέξη διπολικό προέρχεται από την συντομογραφία του “δύο πολικότητες”. Εκτός από τα transistor επαφής πόλων (Bipolar transistor), υπάρχουν και τα transistor πεδίου (Field Effect Transistor F.E.T) τα οποία βασίζονται στην λογική των transistor επαφής αλλά εκμεταλλεύονται το ηλεκτρικό πεδίο για την λειτουργία τους.

2.2 Κατασκευαστική δομή

Η εσωτερική δομή ενός transistor επαφής παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1



Σχ. 2.1 Εσωτερική δομή ενός Bipolar Transistor

Στην παραπάνω εικόνα παρατηρούμε ότι για την λειτουργία ενός transistor επαφής χρησιμοποιούμε τρεις ημιαγωγούς ενωμένους μεταξύ τους. Οι δυο ακραίοι ημιαγωγοί είναι πάντα του ίδιου τύπου ενώ ο μεσαίος είναι αντίθετος. Οι ημιαγωγοί ονομάζονται περιοχές του transistor και σύμφωνα με αυτό κάθε transistor της κατηγορίας αυτής χωρίζεται σε τρεις περιοχές. Οι περιοχές

χωρίζονται μεταξύ τους από την περιοχή απογύμνωσης η οποία σχηματίζεται κατά την φυσική διάχυση και την ανασύζευξη ελεύθερων ηλεκτρονίων του n ημιαγωγού με τις οπές του p ημιαγωγού, στις επιφάνειες επαφής.

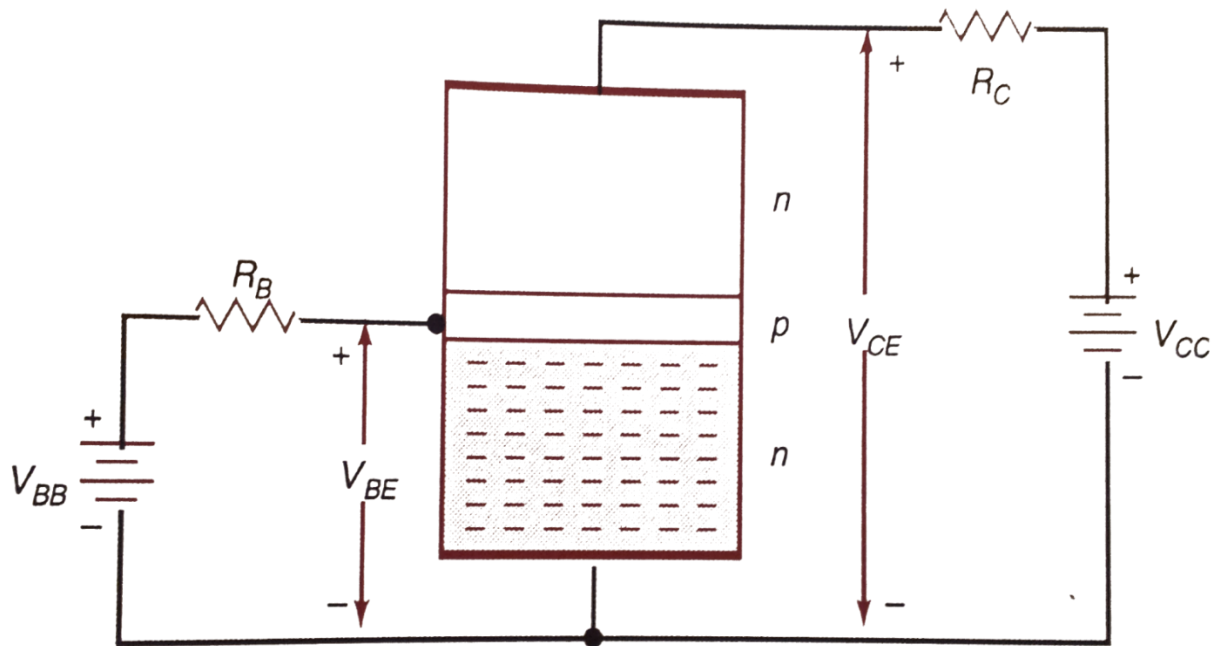
Τα transistor που αποτελούνται από δυο ημιαγωγούς τύπου n και έναν ημιαγωγό τύπου p ονομάζονται npn transistor, ενώ η αντίθετη διάταξη ονομάζεται pnp transistor. Το transistor της εικόνας αποτελεί ένα npn transistor. Οι τρεις περιοχές προσμίξεων ονοματίζονται σύμφωνα με τις ιδιότητες τις οποίες παρουσιάζουν. Έτσι η κάτω περιοχή προσμίξεων ονομάζεται εκπομπός, η μεσαία περιοχή προσμίξεων ονομάζεται βάση, ενώ η ανώτερη περιοχή προσμίξεων ονομάζεται συλλέκτης. Από φυσικής πλευράς ο συλλέκτης αποτελεί τον μεγαλύτερο ημιαγωγό εκ των τριών. Η βάση είναι ο ασθενέστερα εμπλουτισμένος ημιαγωγός, ακολουθεί ο συλλέκτης με μέτριο βαθμό εμπλουτισμού και τέλος ο εκπομπός ο οποίος είναι έντονα εμπλουτισμένος.

Αναλύοντας το transistor παρατηρούμε ότι έχουμε δυο σημεία επαφής των ημιαγωγών. Έτσι μπορούμε να αναλύσουμε το transistor σε δυο διόδους με κοινό τον μεσαίο ημιαγωγό. Η πρώτη στη βάση ονομάζεται διάδος εκπομπού-βάσης ή διάδος εκπομπού, ενώ η δεύτερη στην άνω πλευρά ονομάζεται διάδος συλλέκτη βάσης ή διάδος συλλέκτη.

2.3 Λειτουργία

Ένα μη πολωμένο transistor προσομοιάζετε με το μοντέλο δυο διόδων συνδεδεμένων κατά αντίθεση (back to back), παρουσιάζοντας ένα φράγμα δυναμικού 0,7V ανά διάοδο (πυρίτιο).

Ένα πολωμένο transistor παρουσιάζει ιδιότητες διαφορετικές από αυτές μιας διόδου. Η πόλωση που φαίνεται στο σχήμα 2.2 είναι η πιο κοινή πόλωση transistor καθώς δίνει τα πιο χρήσιμα αποτελέσματα. Στην συγκεκριμένη τοπολογία η διάδος εκπομπού είναι ορθά πολωμένη ενώ η διάδος του συλλέκτη πολώνεται ανάστροφα.



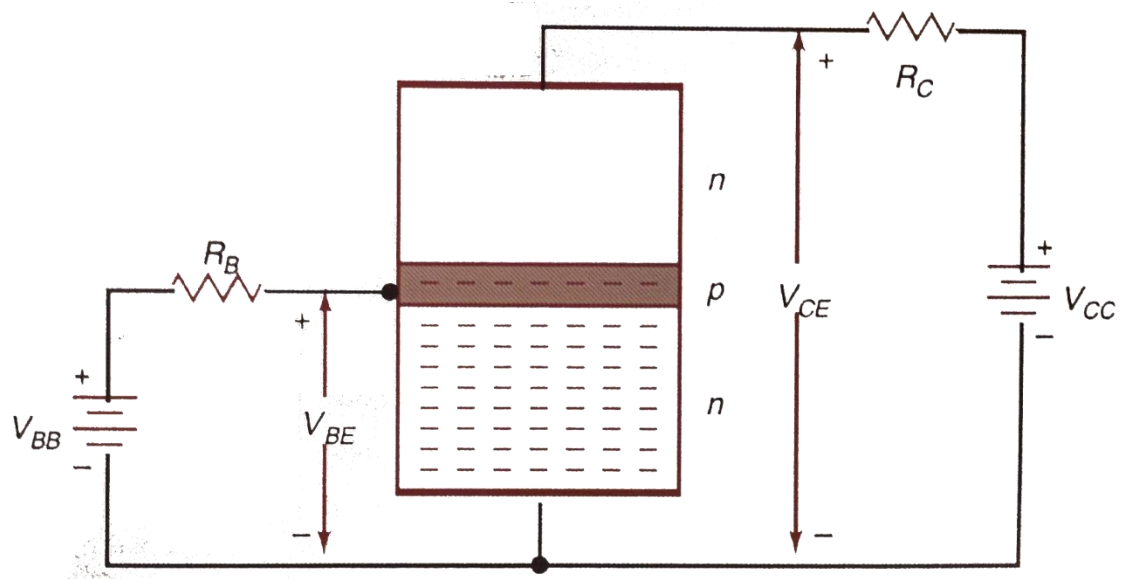
Σχ. 2.2 Πόλωση Bypolar Transistor.

Στην εικόνα διακρίνουμε:

- 1 V_{BB} – Τάση πόλωσης της διόδου εκπομπού
- 2 V_{BE} – Διαφορά δυναμικού βάσης εκπομπού
- 3 R_B – Αντίσταση βάσης
- 4 V_{CE} – Διαφορά δυναμικού μεταξύ συλλέκτη εκπομπού
- 5 R_C – Αντίσταση συλλέκτη
- 6 V_{CC} – Τάση πόλωσης transistor

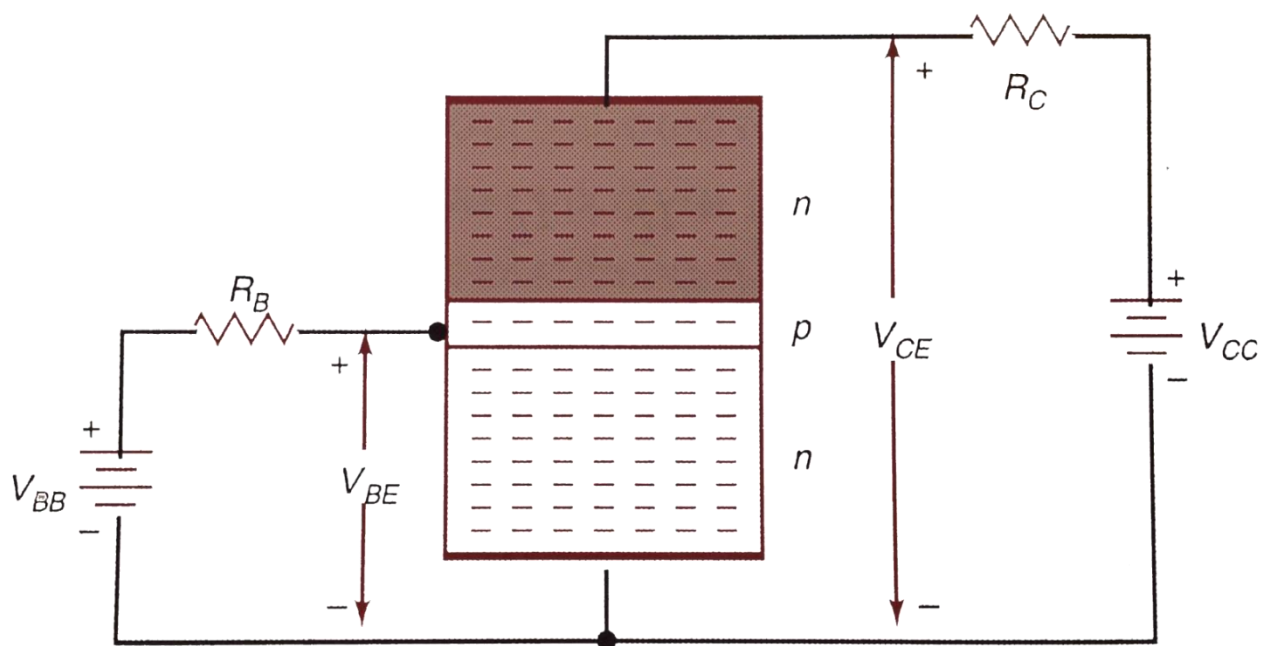
Παρατηρούμε ότι η πόλωση της διόδου εκπομπού ωθεί τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του έντονα εμπλουτισμένου εκπομπού προς την βάση, η οποία είναι λιγότερο εμπλουτισμένη και αποτελεί μια λεπτή περιοχή. Συνεπώς επιτρέπει τη διέλευση των ηλεκτρονίων προς το συλλέκτη.

Η πόλωση V_{BB} ωθεί τα ελεύθερα ηλεκτρόνια προς την βάση. Εάν η πόλωση είναι μεγαλύτερη από το φράγμα δυναμικού τότε τα ελεύθερα ηλεκτρόνια οδηγούνται στην βάση όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3. Από εκεί τα περισσότερα θα κινηθούν προς τον συλλέκτη ενώ ένας μικρός αριθμός θα κινηθεί προς την R_B και από εκεί στο θετικό άκρο της πηγής V_{BB} . Αυτό το πετυχαίνουμε κατασκευάζοντας την βάση πολύ λεπτή και με ελαφρά εμπλούτιση τρισθενών ή πεντασθενών στοιχείων πρόσμιξης. Έτσι πετυχαίνουμε μέσω της λεπτής κατασκευαστικής δομής να φέρουμε τα ηλεκτρόνια βάσης πολύ κοντά στον συλλέκτη, ενώ ένας μικρός μόνο αριθμός βρίσκεται κοντά στην πόλωση της βάσης, ενώ με την ελαφρά εμπλουτισμένη περιοχή δίνουμε μεγάλο χρόνο ζωής στα ελεύθερα ηλεκτρόνια μέσω των ελάχιστων οπών πλειονότητας οι οποίες είναι διαθέσιμες για επανασύζευξη.



Σχ. 2.3 Έκχυση ελεύθερων ηλεκτρονίων από τον εκπομπό προς τη βάση.

Τα ηλεκτρόνια περνούν από την βάση στο συλλέκτη (σχήμα 2.4) όπου εκεί έλκονται από την πόλωση V_{CC} με αποτέλεσμα να καταλήγουν μέσω της R_C στο θετικό άκρο της V_{CC} .



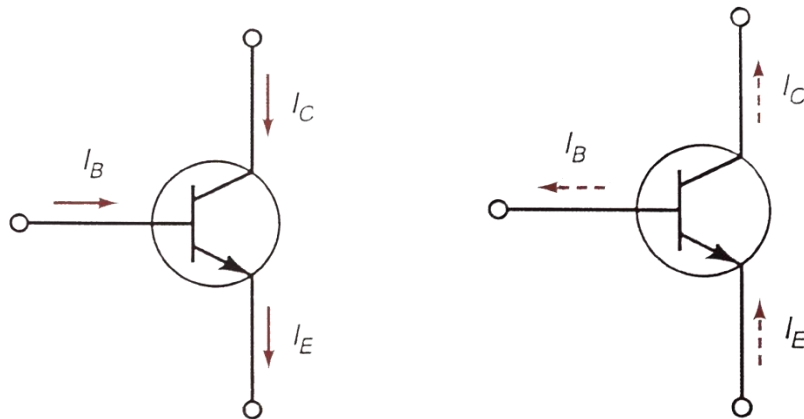
Σχ. 2.4 Ροή ελεύθερων ηλεκτρονίων από την βάση προς τον συλλέκτη.

2.3.1 Ρεύμα Transistor

Σε ένα πολωμένο transistor διακρίνουμε τρία ρεύματα.

- I_E : Ρεύμα ροής του εκπομπού.
- I_B : Ρεύμα ροής της βάσης.
- I_C : Ρεύμα ροής του συλλέκτη.

Στο παρακάτω σχήμα 2.5 διακρίνουμε το σχηματικό σύμβολο ενός διπολικού transistor επαφής, καθώς και τον συμβολισμό και την κατεύθυνση των ρευμάτων για την συμβατική και την ηλεκτρονική φορά του ρεύματος αντίστοιχα.



Σύμβολο Bypolar Transistor με (α) συμβατική φορά ρεύματος και (β) ροή ηλεκτρονίων

Συγκριτικά το ρεύμα εκπομπού είναι το μέγιστο (ολικό) ρεύμα που ρέει το transistor. Το ρεύμα αυτό ρέει κατά κύριο λόγο στον συλλέκτη του οποίου το ρεύμα είναι περίπου ίσο με του εκπομπού. Ένα μικρό μέρος του ρεύματος καταλήγει στην βάση η οποία διαρρέεται από την μικρότερη ποσότητα ρεύματος και η οποία είναι συχνά μικρότερη του 1% του ρεύματος συλλέκτη.

Τα τρία ρεύματα ενός transistor περιγράφονται από τον νόμο ρευμάτων του Kirchhoff σύμφωνα με την σχέση:

$$I_E = I_C + I_B$$

Επειδή το ρεύμα βάσης είναι πολύ μικρότερο συγκριτικά με τα άλλα δύο, ισχύει με καλή προσέγγιση η σχέση:

$$I_E \approx I_C$$

2.3.2 DC ΑΛΦΑ

Ο λόγος του συνεχούς ρεύματος συλλέκτη I_C προς το συνεχές ρεύμα εκπομπού I_E ορίζεται ως το dc άλφα και συμβολίζεται a_{dc} .

$$a_{dc} = \frac{I_C}{I_E}$$

Ο λόγος αυτός παίρνει τιμές πολύ κοντά στην μονάδα καθώς όπως αναφέραμε το ρεύμα συλλέκτη είναι σχεδόν ίσο με το ρεύμα εκπομπού.

2.3.3 DC ΒΗΤΑ

Ο λόγος του συνεχούς ρεύματος συλλέκτη I_C προς το συνεχές ρεύμα βάσης I_B ονομάζεται dc βήτα και συμβολίζεται β_{dc} .

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.1)$$

Το β_{dc} ερμηνεύεται ως το κέρδος ρεύματος ή απολαβή ρεύματος και βασίζεται στο γεγονός ότι για μικρό ρεύμα βάσης έχουμε πολύ μεγαλύτερο ρεύμα συλλέκτη. Η ιδιότητα αυτή των transistor οδήγησε σε όλες τις σύγχρονες εφαρμογές. Το κέρδος ρεύματος κυμαίνεται μεταξύ 100÷300 για transistor χαμηλής ισχύος, ενώ κυμαίνεται μεταξύ 20÷100 για transistor ισχύος.




Η εξίσωση 1.1 παίρνει και τις παρακάτω μορφές για τον υπολογισμό ρεύματος συλλέκτη ή ρεύματος βάσης αντίστοιχα όταν γνωρίζουμε τα άλλα δύο στοιχεία.

$$I_C = \beta_{dc} I_B$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}}$$

2.3.4 Συνδεσμολογία Transistor

Για την λειτουργία ενός transistor είναι απαραίτητο να συνομολογηθεί με πηγές τάσης. Διακρίνουμε τρεις τρόπους συνδεσμολογίας οι οποίοι δίνουν χρήσιμα αποτελέσματα.

-  Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (CE)
-  Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη (CC)
-  Συνδεσμολογία κοινής βάσης (CB)

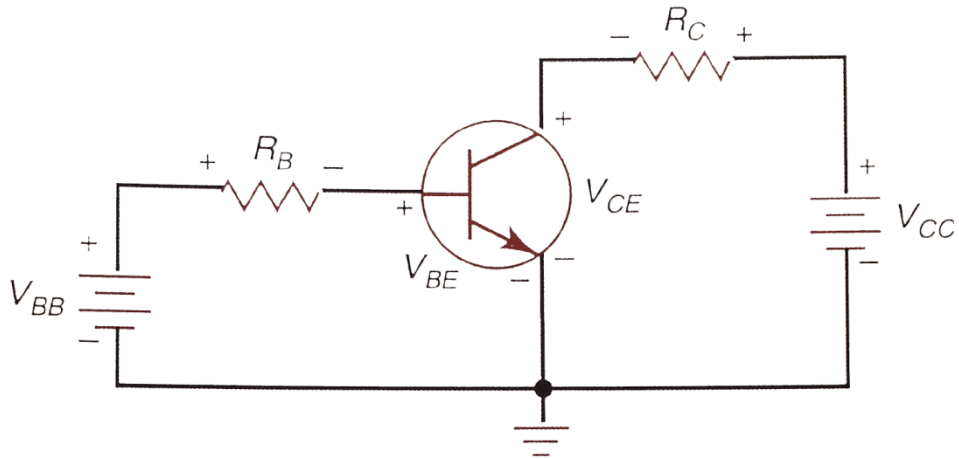
Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού είναι αυτή η οποία χρησιμοποιείτε ευρύτατα και παρέχει τα σημαντικότερα αποτελέσματα συμπεριφοράς του transistor.

2.3.5 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (CE)

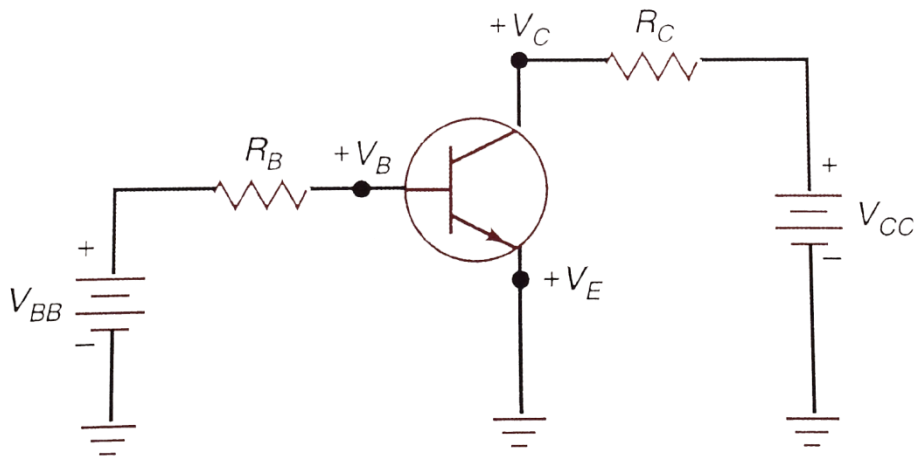
Στην συνδεσμολογία κοινού εκπομπού η γείωση κάθε πηγής τάσης είναι συνδεδεμένη στον εκπομπό. Έτσι το κύκλωμα έχει δύο βρόγχους, τον αριστερό ο οποίος είναι ο βρόγχος βάσης, και τον δεξιό ο οποίος είναι ο βρόγχος συλλέκτη. Η συνδεσμολογία φαίνεται στο σχήμα 2.6 και 2.7.

Στον αριστερό βρόγχο έχουμε την πηγή βάσης V_{BB} η οποία πολώνει τη αντίσταση περιορισμού ρεύματος R_B , και την διόδο της βάσης ορθά. Η ροή ρεύματος η οποία προκαλείτε από την πόλωση της διόδου βάσης προκαλεί μια πτώση τάσης στην αντίσταση R_B με την πολικότητα η οποία φαίνεται στο σχήμα 2.6 Στην συνδεσμολογία αυτή μπορούμε να ελέγξουμε το ρεύμα βάσης με δύο τρόπους. Μεταβάλλοντας την τάση πόλωσης V_{BB} ή μεταβάλλοντας την αντίσταση περιορισμού ρεύματος R_B . Η μεταβολή του ρεύματος βάσης έχει σαν φυσικό επακόλουθο την μεταβολή του ρεύματος συλλέκτη. Δίνεται έτσι η δυνατότητα να ελέγξουμε το μεγάλο ρεύμα του συλλέκτη μεταβάλλοντας το μικρό ρεύμα της βάσης.

Στον αριστερό βρόγχο έχουμε την πηγή του συλλέκτη V_{CC} η οποία πολώνει ανάστροφα την διόδο συλλέκτη μέσω της R_C . Με αυτό τον τρόπο πόλωσης ο συλλέκτης είναι θετικός με αποτέλεσμα να συλλέγει τα ελεύθερα ηλεκτρόνια που εκχύνονται στην βάση από τον εκπομπό. Η ροή ρεύματος η οποία προκαλείτε από την πόλωση της διόδου του συλλέκτη προκαλεί μια πτώση τάσης στην αντίσταση R_C όπως αυτή φαίνεται στο σχήμα 2.6.



Σχ. 2.6 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Βασική σχεδίαση κυκλώματος.



Σχ. 2.7 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Σχεδίαση κυκλώματος με γειώσεις.

2.4 Απλοί και Διπλοί δείκτες

Στα κυκλώματα των transistor χρησιμοποιούμε δείκτες για τον προσδιορισμό των στοιχείων τάσης. Διακρίνουμε τρεις περιπτώσεις συμβολισμών

- ✚ Διπλοί όμοιοι δείκτες (π.χ. V_{BB} , V_{CC}). Οι όμοιοι δείκτες παριστάνουν μια πηγή τάσης και το γράμμα του δείκτη συμβολίζει την περιοχή πόλωσης. Π.χ. V_{BB} συμβολίζει πηγή τάσης η οποία πολώνει την βάση του transistor.
- ✚ Διπλοί διαφορετικοί δείκτες (π.χ. V_{BE} , V_{CE}). Ο συμβολισμός αυτός παριστάνει τάση η οποία βρίσκεται μεταξύ δύο σημείων. Π.χ. V_{BE} παριστάνει την διαφορά δυναμικού μεταξύ των σημείων B και E δηλαδή μεταξύ βάσης και εκπομπού.
- ✚ Απλοί δείκτες (π.χ. V_B , V_E). Ο μονός δείκτης παριστάνει την τάση μεταξύ του σημείου που υποδεικνύεται και της γείωσης, δηλαδή την τάση κόμβου.

Στην περίπτωση συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού όπως στο σχήμα 2.6 όπου η τάση εκπομπού είναι μηδέν ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις οι οποίες συνδέουν τις τάσεις διπλού δείκτη με τις τάσεις απλού δείκτη:

$$V_{CE} = V_C - V_E = V_C$$

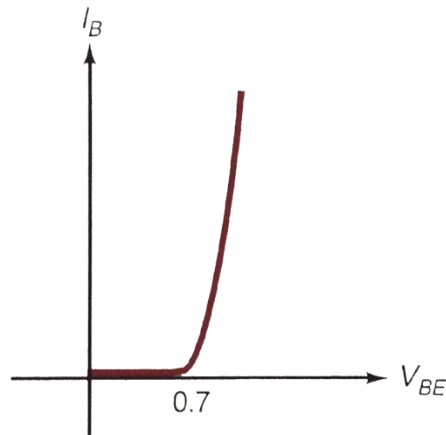
$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B - V_E = V_B$$

2.5 Χαρακτηριστικές Καμπύλες

2.5.1 Καμπύλη Βάσης

Η καμπύλη βάσης αναφέρεται στην καμπύλη τάσης ρεύματος για την βάση (σχήμα 2.8). Δηλαδή στην καμπύλη $V_{BE} - I_B$.



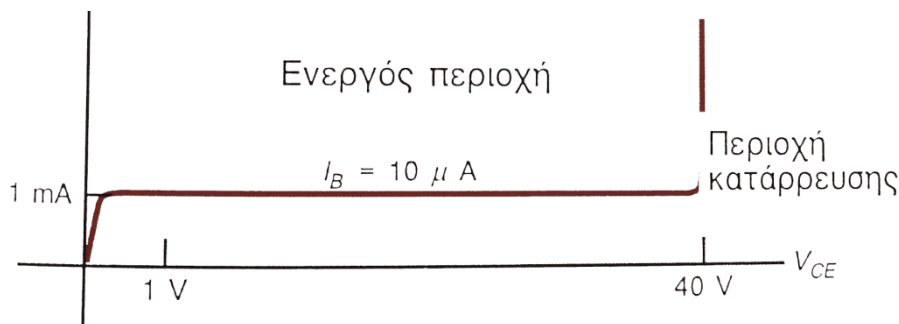
Σχ. 2.8 Καμπύλη βάσης (διόδου εκπομπού).

Παρατηρούμε ότι η καμπύλη της διόδου εκπομπού είναι όμοια με την καμπύλη της απλής διόδου, το οποίο σημαίνει ότι μπορούμε να αναλύσουμε το κύκλωμα χρησιμοποιώντας τις σχέσεις που ισχύουν για την δίοδο. Άρα για το ρεύμα βάσης σύμφωνα με τον νόμο του Ohm ισχύει η σχέση:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

2.5.2 Καμπύλη Συλλέκτη

Η καμπύλη συλλέκτη ορίζεται ως η γραφική παράσταση τάσης συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_C , με σταθερή την τάση και το ρεύμα βάσης. Για τον λόγο αυτό σε κάθε transistor, ανάλογα την τάση βάσης, έχουμε διάφορες καμπύλες συλλέκτη. Η μορφή των καμπυλών που προκύπτουν είναι παρόμοια. Η τυπική μορφή της καμπύλης φαίνεται στο σχήμα 2.9.



Σχ. 2.9 Καμπύλη συλλέκτη (διόδου συλλέκτη)

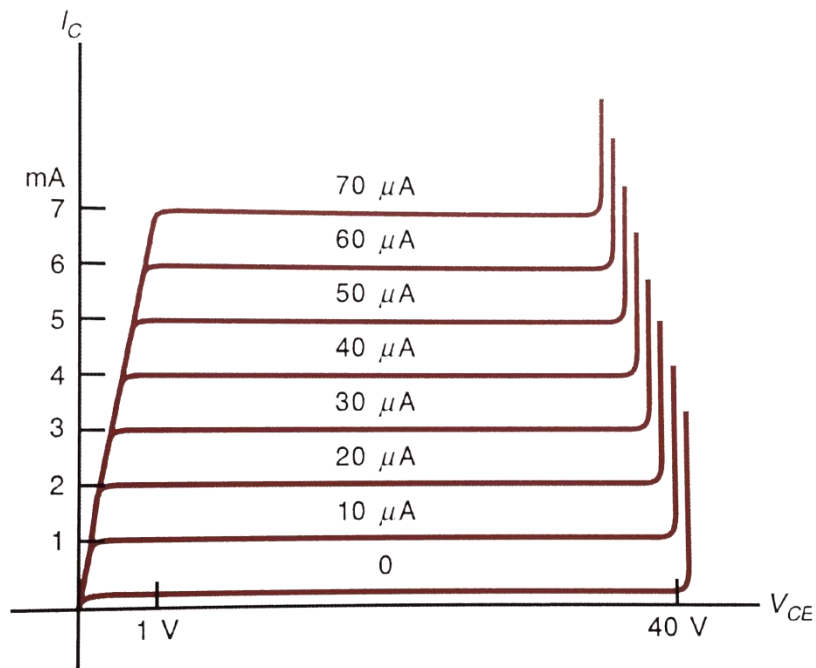
Στην καμπύλη συλλέκτη διακρίνουμε τρεις περιοχές λειτουργίας (καμπύλη για transistor χαμηλής ισχύος).

Στην πρώτη περιοχή η οποία ονομάζεται περιοχή κόρου το ρεύμα αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση της τάσης, μέχρι κάποια δέκατα του Volt. Στην περιοχή αυτή η δίοδος συλλέκτη έχει ανεπαρκή θετική τάση ώστε να συλλέξει το σύνολο των ηλεκτρονίων που εκχύνονται στην βάση από τον εκπομπό. Έτσι το ρεύμα βάσης I_B είναι μεγαλύτερο από το κανονική ενώ παρουσιάζεται μικρό κέρδος ρεύματος β_{dc} . Όταν η τάση συλλέκτη εκπομπού είναι μηδενική τότε η δίοδος συλλέκτη δεν είναι αναστροφα πολωμένη και έτσι δεν παρατηρείτε ρεύμα. Στο σημείο καμπής το ρεύμα συλλέκτη γίνεται σταθερό και περίπου ίσο με το ρεύμα εκπομπού.

Στην δεύτερη περιοχή η οποία ονομάζεται ενεργός περιοχή έχουμε την κανονική λειτουργία του transistor. Σε αυτή την περιοχή η δίοδος εκπομπού πολώνεται ορθά ενώ η δίοδος συλλέκτη αναστροφα. Το ρεύμα συλλέκτη παραμένει σταθερό ανεξαρτήτως της τάσης συλλέκτη εκπομπού, και αυτό συμβαίνει καθώς η δίοδος συλλέκτη συγκεντρώνει όλα τα διαθέσιμα ηλεκτρόνια που εκχύνονται από τον εκπομπό στην βάση. Η μεταβολή της V_{CE} δεν μεταβάλλει το ρεύμα καθώς τα ελεύθερα ηλεκτρόνια της βάσης εξαρτώνται από την τάση V_{BE} , με αποτέλεσμα να μην υπάρχουν περεταίρω φορείς ώστε να μεταβληθεί το ρεύμα. Αποτέλεσμα αυτού είναι το ρεύμα να παραμένει σταθερό σε όλο το εύρος της ενεργού περιοχής.

Η τρίτη περιοχή ονομάζεται περιοχή κατάρρευσης. Στην περιοχή αυτή η τάση V_{CE} είναι πολύ μεγάλη με αποτέλεσμα τα ηλεκτρόνια να μεταφέρονται ανεξέλεγκτα από τον εκπομπό προς την βάση. Η περιοχή αυτή είναι ανεπιθύμητη καθώς το transistor αν καταρρεύσει θα καταστραφεί.

Για την πλήρη περιγραφή της καμπύλης συλλέκτη ενός transistor, μεταβάλλουμε το ρεύμα βάσης I_B σε διάφορες τιμές και σχεδιάζουμε σε κοινό άξονα τις καμπύλες συλλέκτη που προκύπτουν. Οι χαρακτηριστικές που θα λάβουμε θα έχουν την μορφή του σχήματος 2-10. Σε όλες τις καμπύλες έχουμε σταθερό κέρδος ρεύματος β_{DC} ενώ μεταβάλλεται η περιοχή κόρου και η περιοχή κατάρρευσης. Σημειώνετε ότι η ενεργός περιοχή είναι η σημαντικότερη λειτουργία ενός transistor καθώς στην περιοχή αυτή πετυχαίνουμε ενίσχυση σημάτων.



Σχ. 2-10 Χαρακτηριστικές καμπύλες συλλέκτη.

2.5.3 Περιοχή αποκοπής

Στο σχήμα 2.9 παρατηρούμε ότι η χαμηλότερη καμπύλη δεν παρουσιάζει κανονική λειτουργία. Η καμπύλη αυτή είναι η τέταρτη πιθανή περιοχή λειτουργίας ενός transistor κατά την οποία ενώ δεν έχουμε ρεύμα βάσης παρουσιάζεται ένα μικρό ρεύμα συλλέκτη. Η περιοχή αυτή ονομάζεται περιοχή αποκοπής ενώ το ρεύμα συλλέκτη ονομάζεται ρεύμα αποκοπής συλλέκτη. Το ρεύμα αυτό είναι ένα μικρό ρεύμα διαρροής το οποίο προέρχεται από το ανάστροφο ρεύμα φορέων μειονότητας αλλά και από το επιφανειακό ρεύμα διαρροής.

2.5.4 Τάση και Ισχύς συλλέκτη

Εφαρμόζοντας τον νόμο των τάσεων του Kirchhoff στον κλειστό βρόγχο της διόδου συλλέκτη προκύπτει η σχέση 2.2 η οποία μας δίνει την τάση του συλλέκτη - εκπομπού:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Σύμφωνα με την σχέση η τάση συλλέκτη - εκπομπού ισούται με την τάση πόλωσης της διόδου του συλλέκτη μείον την πτώση τάσης στην αντίσταση συλλέκτη.

Η ισχύς ενός transistor δίνεται από την σχέση 2.3:

$$P_D = V_{CE} I_C$$

Αρα η τάση ενός transistor εξαρτάται από την τάση συλλέκτη - εκπομπού, και το ρεύμα συλλέκτη. Σημειώνετε ότι η μέγιστη τάση ενός transistor $P_{D,max}$ είναι το όριο αντοχής ισχύος ενός transistor. Μεγαλύτερη ισχύς θα προκαλέσει υπερθέρμανση της επαφής της διόδου συλλέκτη του transistor με αποτέλεσμα αυτό να καταστραφεί. Η μέγιστη ισχύς για κάθε transistor δίνεται από το φυλλάδιο προδιαγραφών του κατασκευαστή όπως και η μέγιστη θερμοκρασία στην οποία αντέχει η δίοδος συλλέκτη. Συνήθως κυμαίνετε σε θερμοκρασίες 150÷200 °C.

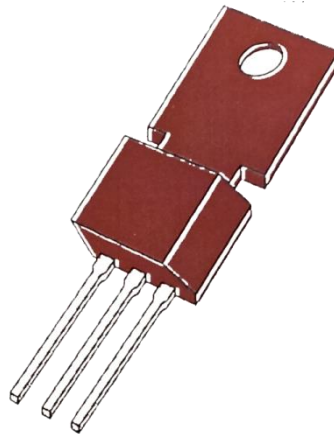
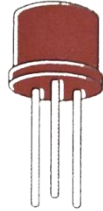
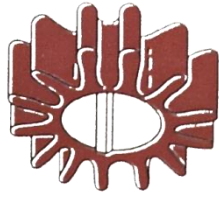
2.6 Απαγωγοί θερμότητας (Ψύκτρες)

Ένας τρόπος για να αυξηθεί η ονομαστική τιμή ισχύος ενός transistor είναι να απαλλάσσεται όσο το δυνατόν γρηγορότερα από την εσωτερική του θερμοκρασία. Αυτός είναι ο σκοπός ενός απαγωγού θερμότητας (μια μεταλλική μάζα). Αν αυξάνουμε την επιφάνεια της θήκης του transistor, επιτρέπουμε τη διαφυγή της θερμότητας στον περιβάλλοντα αέρα ευκολότερα. Για παράδειγμα το σχήμα 2-11 δείχνει έναν τύπο απαγωγού θερμότητας, ο οποίος όταν εφαρμοστεί στη θήκη του transistor, η θερμότητα ακτινοβολεί ευκολότερα λόγω της αυξημένης επιφάνειας των πτερυγίων.

Το σχήμα 2-12 δείχνει μια άλλη προσέγγιση. Πρόκειται για ένα power-tab transistor. Ένα μεταλλικό “κρεμαστάρι” παρέχει διέξοδο για την θερμότητα. Αυτό το μεταλλικό αντικείμενο μπορεί να εφαρμοστεί στο σασί της ηλεκτρονικής διάταξης. Επειδή το σασί είναι ένας μεγάλος απαγωγός θερμότητας, η θερμότητα μπορεί εύκολα να διαφύγει από το transistor προς το σασί.

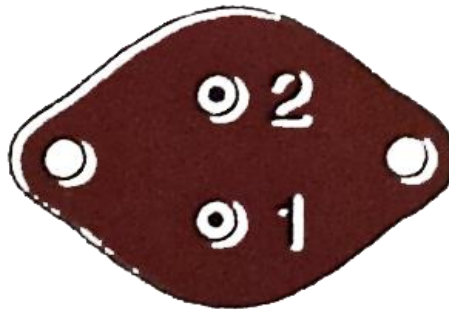
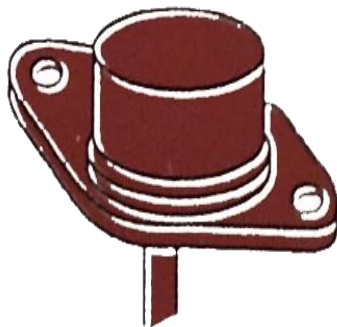
Τα transistor μεγάλης ισχύος όπως στο σχήμα 2-13 έχουν το συλλέκτη συνδεδεμένο στη θήκη για να αφήνεται η θερμότητα να διαφεύγει όσο πιο εύκολα γίνεται. Η θήκη (συσκευασία) του transistor εφαρμόζεται στο σασί. Για να εμποδίζεται η βραχυκύκλωση του συλλέκτη με το σασί, χρησιμοποιείτε μια λεπτή ροδέλα από μίκα ανάμεσα στη θήκη του transistor και το σασί. Η σημαντική ιδέα εδώ είναι ότι η θερμότητα μπορεί να διαφεύγει από το transistor ταχύτερα, επομένως το transistor έχει μια μεγαλύτερη τιμή ισχύος στην ίδια θερμοκρασία περιβάλλοντος. Μερικές φορές, το transistor εφαρμόζεται σε ένα μεγάλο απαγωγό θερμότητας με πτερύγια, κάτι που είναι αποτελεσματικότερο στην απομάκρυνση θερμότητας.

Άσχετα από το είδος του απαγωγού θερμότητας που χρησιμοποιείτε, ο σκοπός είναι η ελάττωση της θερμοκρασίας της θήκης επειδή έτσι ελαττώνεται η εσωτερική θερμοκρασία του transistor. Το φυλλάδιο προδιαγραφών περιλαμβάνει άλλες ποσότητες που καλούνται θερμικές αντιστάσεις. Αυτές επιτρέπουν σε έναν σχεδιαστές να υπολογίζει τη θερμοκρασία συσκευασίας για διαφορετικούς απαγωγούς θερμότητας.



Σχ. 2-11 Μεταλλική θήκη με πτερόγια μεταλλική προέκταση.

Σχ. 2-12 Transistor με



Σχ. 2-13 Transistor ισχύος με το συλλέκτη συνδεδεμένο στην μεταλλική προέκταση.

Κεφάλαιο 3^ο

3. TRANSISTOR ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD EFFECT TRANSISTOR – FET)

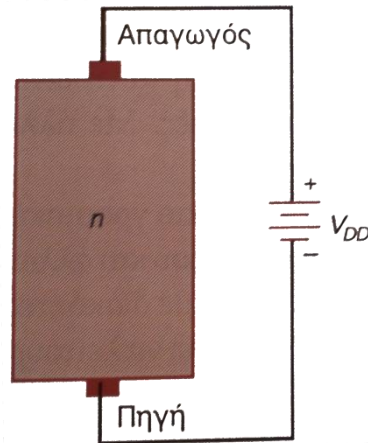
3.1 Εισαγωγή

Τα Transistor επίδρασης πεδίου (F.E.T) αποτελούν μια διαφορετική διάταξη σε σύγκριση με τα Bipolar Transistor που αναπτύχθηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο. Τα transistor πεδίου σε αντίθεση με τα διπολικά λειτουργούν με βάση έναν τύπο φορτίου, δηλαδή μόνο ελεύθερα ηλεκτρόνια ή μονό οπές. Δηλαδή φέρουν μόνον φορείς πλειονότητας και η διάταξή τους είναι μονοπολική. Διακρίνονται σε δυο είδη: Τα J.F.E.T. (Junction Field Effect Transistor – Transistor επαφής επίδρασης πεδίου) JFET στο εξής και τα M.O.S.F.E.T. (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – Transistor επίδρασης πεδίου ημιαγωγού οξειδίου του μετάλλου) στο εξής MOSFET.

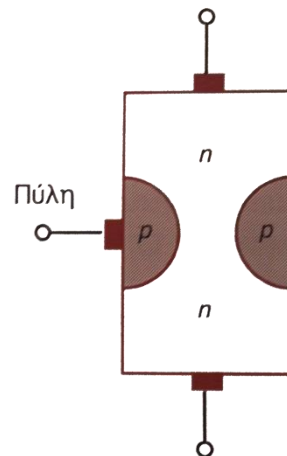
Η διαφορά αυτή προσδίδει ορισμένες πολύ χρήσιμες ιδιότητες στο είδος αυτό των transistor με αποτέλεσμα να τα καθιστούν καταλληλότερα για ορισμένα είδη εφαρμογών. Μια από τις ιδιότητες είναι η υψηλή αντίσταση εισόδου, λόγω του ότι το transistor επίδρασης πεδίου είναι μονοπολικό και άρα δεν υπάρχει ανάγκη για απομακρυνθεί φορτίο από την περιοχή επαφής, και άρα ο μικρός χρόνος που απαιτείτε για τη μετάβαση από την κατάσταση αγωγής στην αποκοπή ή το αντίθετο. Έτσι η ιδιότητα αυτή καθιστά τα F.E.T καταλληλότερα για διακοπτικές εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων όπως είναι ο **τριφασικός αντιστροφέας**.

3.2 Κατασκευαστική Δομή

Σε αντίθεση με τα διπολικά transistor τα οποία αποτελούνταν από τρία στρώματα ημιαγωγών, το transistor πεδίου έχουν μια διαφορετική και πιο πολύπλοκη κατασκευαστική δομή. Στην εικόνα 3.1 έχουμε έναν πολωμένο ημιαγωγό τύπου-n χωρίς την δυνατότητα ελέγχου. Το κάτω μέρος του ημιαγωγού ονομάζεται Πηγή (Source) και πολώνεται αρνητικά ενώ το άνω μέρος του ημιαγωγού ονομάζεται Απαγωγός (Drain) και πολώνεται θετικά. Στην διάταξη αυτή έχουμε ροή ηλεκτρονίων από την πηγή προς τον απαγωγό λόγω του πεδίου που επιβάλλει η τάση πόλωσης V_{DD} .

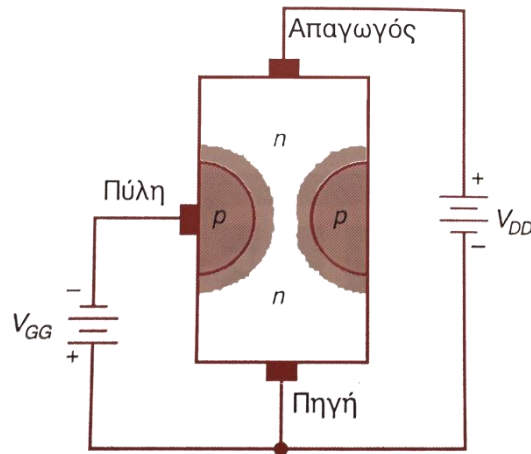


Για την κατασκευή ενός JFET transistor και την δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος το οποίο διαρρέει το transistor προσθέτουμε στον ημιαγωγό τύπου-n δύο περιοχές ημιαγωγού τύπου-p όπως φαίνεται στην εικόνα 3.2. Οι περιοχές του ημιαγωγού τύπου-p συνδέονται εσωτερικά και υπάρχει μόνο ένας ακροδέκτης εξωτερικά ο οποίος ονομάζεται Πύλη (Gate).



3.3 Πόλωση Transistor

Η κανονική διάταξη πόλωσης ενός JFET απεικονίζεται στην εικόνα 3.3. Η τάση τροφοδοσίας του απαγωγού είναι θετική ενώ η τάση τροφοδοσίας της πηγής και της πύλης είναι αρνητική. Η πόλωση του transistor δημιουργεί γύρω από τις περιοχές του ημιαγωγού τύπου-p στρώματα απογύμνωσης τα οποία οφείλονται στην ανασύζευξη των ελεύθερων ηλεκτρονίων με τις οπές. Τα στρώματα αυτά παρουσιάζονται ως σκιασμένες περιοχές γύρω από του φορείς μειονότητας. Η επίδραση του πεδίου σχετίζεται με την δημιουργία των στρωμάτων αυτών και εξαρτάται άμεσα από την τάση τροφοδοσίας της πύλης.

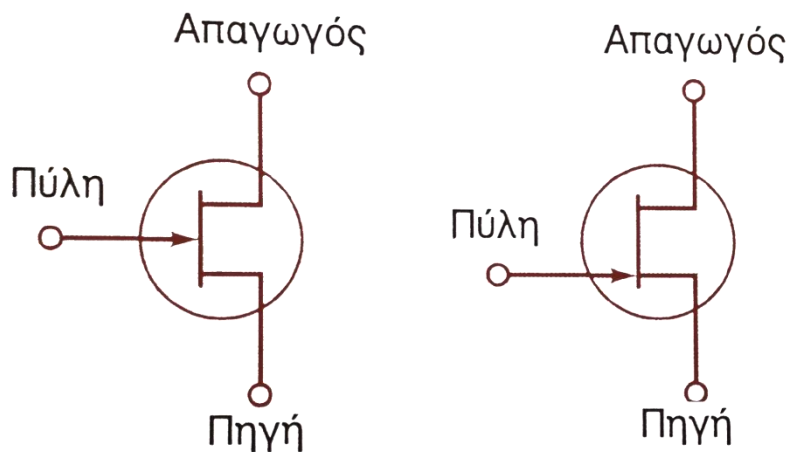


Η πύλη τύπου-p και η πηγή τύπου-n αποτελούν την διόδο πύλης-πηγής. Σε ένα JFET η πόλωση της διόδου πύλης-πηγής V_{GS} γίνεται πάντα ανάστροφα με αποτέλεσμα το ρεύμα της πηγής I_G να είναι σχεδόν ίσο με μηδέν και έτσι το transistor να παρουσιάζει σχεδόν άπειρη αντίσταση εισόδου. Για το λόγο αυτό παρουσιάζει σημαντικό πλεονέκτημα ποιότητας στις εφαρμογές που απαιτούν υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου έναντι των Bipolar Transistor.

3.3.1 Επίδραση της τάσης

Για τον έλεγχο του ρεύματος ενός JFET ελέγχουμε την αρνητικότητα της τάσης πόλωσης της πύλης – πηγής V_{GS} . Εάν η τάση πύλης είναι μηδενική τότε έχουμε το μέγιστο ρεύμα απαγωγού. Με την αύξηση της αρνητικής πόλωσης της πύλης – πηγής αυξάνουμε το στρώμα απογύμνωσης με άμεσο αποτέλεσμα την μείωση του ρεύματος. Η μείωση αυτή προκαλείτε καθώς στενεύει το ελεύθερο κανάλι ανάμεσα στις δύο περιοχές απογύμνωσης το οποίο είναι διαθέσιμο για την ροή ηλεκτρονίων. Μετά από μια κρίσιμη τιμή τάσης V_{GS} τα στρώματα απογύμνωσης ενώνονται μεταξύ τους με αποτέλεσμα να μην υπάρχει ελεύθερο κανάλι ροής των ελεύθερων ηλεκτρονίων και έτσι να σταματάει τελείως η ροή ρεύματος προς τον απαγωγό.

Σχηματικό Σύμβολο JFET



Στην εικόνα 3.4(α) απεικονίζεται ένα JFET καναλιού-n το οποίο καθορίζεται από τον τύπο του ημιαγωγού του κυρίως σώματος του transistor, δηλαδή τον ημιαγωγό μεταξύ των περιοχών απογύμνωσης. Σε ένα JFET καναλιού-p το σύμβολο διαφοροποιείται ελαφρώς, με το βελάκι της πύλης έχει φορά από κανάλι προς την

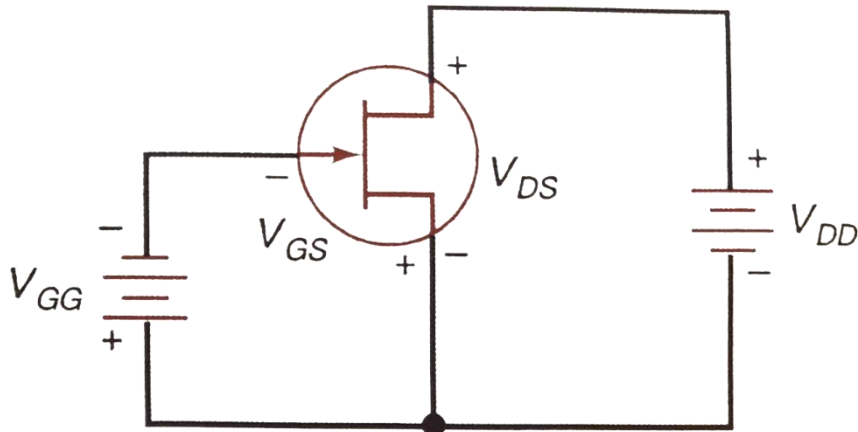
πύλη. Ένα JFET καναλιού-p λειτουργεί συμπληρωματικά δηλαδή οι τάσεις και τα ρεύματα είναι ανεστραμμένα. Πολλές φορές στο σύμβολο αυτό δεν καθορίζεται η πλευρά της πηγής και του απαγωγού. Αυτό συμβαίνει γιατί στις εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων μπορούμε να εναλλάξουμε τα άκρα χωρίς πρόβλημα.

Σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε το κάθε άκρο. Η εναλλαγή του απαγωγού και της πηγής δημιουργεί προβλήματα καθώς οι κατασκευαστές φροντίζουν να ελαχιστοποιούν την χωρητικότητα στην πλευρά του απαγωγού. Έτσι η χωρητικότητα πύλης-απαγωγού είναι μικρότερη συγκριτικά με την χωρητικότητα πύλης-πηγής. Για τον λόγο αυτό έχει υιοθετηθεί ένα δεύτερο πιο αναλυτικό σύμβολο το οποίο καθορίζει και την πλευρά που βρίσκεται κατασκευαστικά η πηγή και ο απαγωγός. Το σύμβολο αυτό παρουσιάζεται στην εικόνα 3.4(β). Η πλευρά στην οποία βρίσκεται το μετατοπισμένο σύμβολο της πύλης καθορίζει και την πλευρά της πηγής. Το σύμβολο αυτό πλεονεκτεί του προηγούμενο κυρίως στα κυκλώματα πολλών βαθμίδων. Ομοίως ισχύει και σε αυτό το σύμβολο η εναλλαγή στο βέλος.

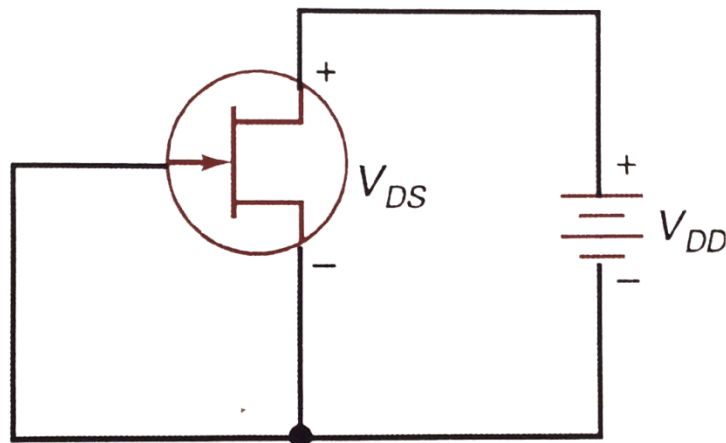
3.4 Χαρακτηριστικές Καμπύλες

3.4.1 Καμπύλη Απαγωγού

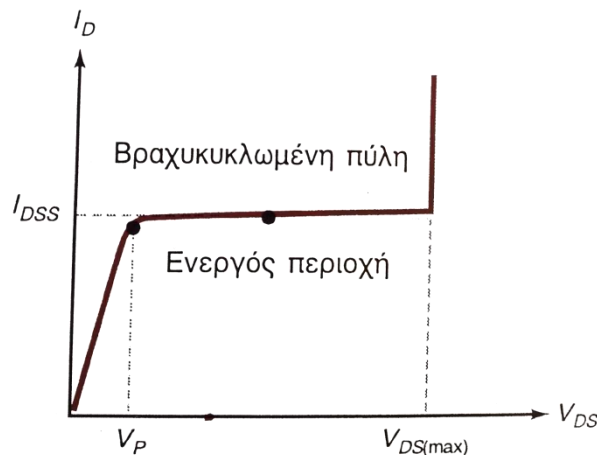
Η εικόνα 3.5(α) παρουσιάζει ένα κύκλωμα JFET με κανονικές τάσεις πόλωσης. Στο κύκλωμα αυτό η τάση πύλης πηγής V_{GS} ισούται με την τάση τροφοδοσίας πύλης V_{GG} και η τάση απαγωγού-πηγής V_{DS} είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας απαγωγού V_{DD} .



Η καμπύλη απαγωγού είναι η καμπύλη η οποία καταγράφει το μέγιστο ρεύμα πηγής - απαγωγού ενός JFET για τις διάφορες τάσεις πηγής-απαγωγού V_{DS} όταν η τάση πύλης-πηγής V_{GS} είναι μηδενική. Στην εικόνα 3.5(β) βλέπουμε το κύκλωμα στο οποίο η τάση $V_{GS}=0$ και εφαρμόζεται μόνο η τάση V_{DS} .



Η καμπύλη απαγωγού παρουσιάζεται στο σχήμα 3.6. Στο σχήμα παρουσιάζεται το ρεύμα απαγωγού I_D σε συνάρτηση με την τάση απαγωγού-πηγής V_{DS} . Στην καμπύλη εμφανίζονται τρεις βασικές περιοχές.



Η πρώτη περιοχή η οποία ονομάζεται ωμική περιοχή εκτείνεται από το σημείο στο οποίο η πόλωση $V_{DS}=0$ όπου και το ρεύμα αντίστοιχα είναι μηδενικό έως την V_P η οποία ονομάζεται τάση συμπίεσης ή φραγής (pinchoff voltage). Στην περιοχή αυτή το ρεύμα αυξάνεται απότομα έως το σημείο στο οποίο $V_{DS}=V_P$, ενώ το JFET συμπεριφέρεται σαν ωμικός αντιστάτης του οποίου η τιμή της αντίστασης R_{DS} είναι σταθερή σε όλη την περιοχή για συγκεκριμένη τάση V_{DS} και υπολογίζεται από τη σχέση 3.1:

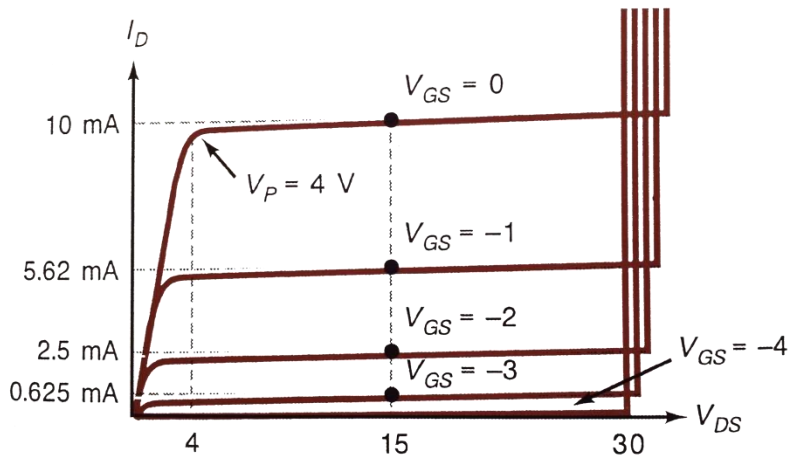
$$R_{DS} = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

Για τάσεις μεγαλύτερες της V_P έως και την τάση $V_{DS(max)}$, η οποία ονομάζεται τάση κατάρρευσης (breakdown voltage), το ρεύμα παραμένει σταθερό στο ανώτατο όριο, ανεξαρτήτως της τάσης V_{DS} , και συμβολίζεται I_{DSS} . Η περιοχή αυτή ονομάζεται ενεργός περιοχή ενώ το ρεύμα συλλέκτη παραμένει σταθερό επειδή από την τιμή $V_{DS}=V_P$ τα στρώματα απογύμνωσης σχεδόν εφάπτονται με αποτέλεσμα το στενό κανάλι αγωγιμότητας να περιορίζει την περαιτέρω αύξηση του ρεύματος φράζοντας την κίνηση των φορέων πλειονότητας (ελεύθερων ηλεκτρονίων). Στην περιοχή αυτή το JFET συμπεριφέρεται σαν μια σταθερή πηγή ρεύματος με τιμή ρεύματος ίση με I_{DSS} .

Η τρίτη περιοχή εκτείνεται για κάθε τάση μεγαλύτερη της $V_{DS(max)}$. Η τάση αυτή είναι αρκετά μεγάλη ώστε να φέρει το transistor σε κατάρρευση καταστρέφοντάς το και μηδενίζοντας την εσωτερική του αντίσταση. Η κατάσταση αυτή είναι ανεπιθύμητη ενώ το transistor μετατρέπεται σε αγωγό.

3.4.2 Τάση Αποκοπής Πύλης

Στο σχήμα 3.7 δίνεται το διάγραμμα με τις καμπύλες απαγωγού για ένα τυπικό JFET, το οποίο αποτελεί ένα πρότυπο διάγραμμα κατασκευαστή. Στο διάγραμμα απεικονίζονται οι καμπύλες ρεύματος I_D συναρτήσει της τάσης πόλωσης απαγωγού V_{DS} για τις διάφορες τάσεις πόλωσης της πύλης V_{GS} . Παρατηρούμε ότι έχουμε το μέγιστο ρεύμα απαγωγού I_{DSS} όταν η τάση πύλης $V_{GS}=0$ ενώ όσο πιο αρνητική γίνεται η V_{GS} το ρεύμα απαγωγού μειώνεται. Η τάση φραγής είναι 4V ενώ η τάση κατάρρευσης είναι 30V.



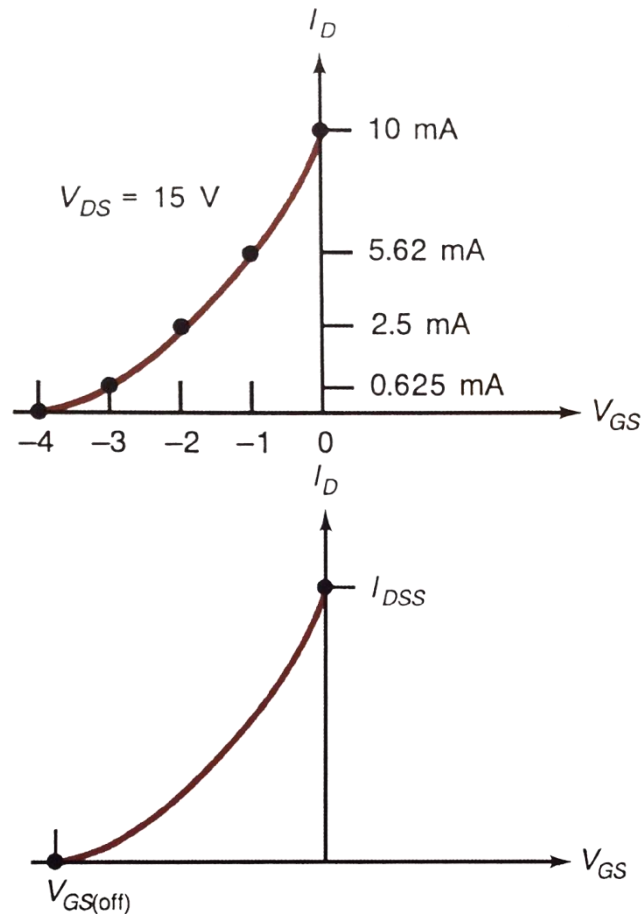
Στο διάγραμμα αυτό παρατηρούμε ότι η τελευταία καμπύλη η οποία προκύπτει για $V_{GS} = -4V$ είναι σχεδόν ευθεία και εφάπτεται με τον οριζόντιο άξονα. Όταν η τάση πύλης πάρει την τιμή $V_{GS} = -4V$ το ρεύμα απαγωγού μηδενίζεται καθώς η τάση πύλης είναι αρκετά αρνητική ώστε τα στρώματα αποκοπής να έρθουν σε επαφή με αποτέλεσμα να φράξει το κανάλι αγωγιμότητας. Η τάση αυτή ονομάζεται τάση αποκοπής πύλης-πηγής (gate-source cutoff voltage) και συμβολίζεται ως $V_{GS(off)}$.

Σημειώνετε ότι η τάση $V_{GS(off)}$ είναι ίση και αντίθετη με την τάση φραγής V_P . Αυτό συμβαίνει γιατί οι δύο αυτές τάσεις αναφέρονται στην τιμή του πεδίου το οποίο φέρει τα στρώματα απογύμνωσης σε επαφή μεταξύ τους. Σημειώνετε ότι τα φυλλάδια κατασκευαστών συνήθως δίνουν μόνο την μία εκ των δύο κατασκευαστικών τιμών των JFET. Η δεύτερη τιμή υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση 3.2:

$$V_{GS(off)} = -V_P$$

3.4.3 Καμπύλη Διαγωγιμότητας

Η καμπύλη διαγωγιμότητας (transconductance curve) ενός JFET είναι η γραφική παράσταση του ρεύματος απαγωγού συναρτήσει της τάσης πύλης-πηγής ($I_D - V_{GS}$) για συγκεκριμένη και σταθερή τιμές πόλωσης πηγής-απαγωγού V_{DS} στην ενεργό περιοχή του JFET. Η καμπύλη αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.8(α) για ένα πρότυπο JFET. Παρατηρούμε ότι η καμπύλη δεν είναι γραμμική αλλά η κλίση της αυξάνεται με την μείωση της αρνητικής τάσης της V_{GS} με αποτέλεσμα το ρεύμα να αυξάνει ταχύτερα.



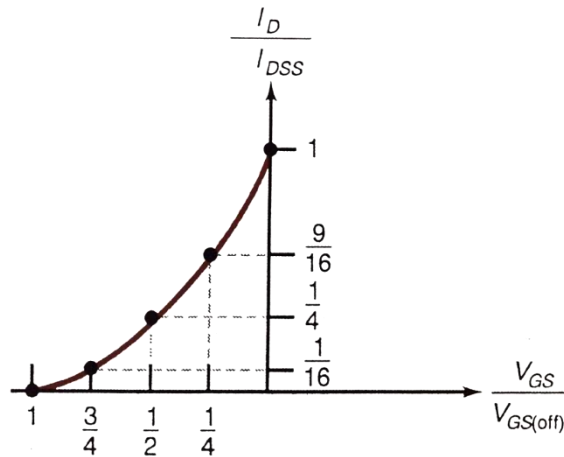
Στο σχήμα 3.8(β) παρουσιάζεται η καμπύλη διαγωγιμότητας για οποιοδήποτε JFET. Τα σημεία τομής των αξόνων αποτελούν οι τιμές των $V_{GS(off)}$ και I_{DSS} , δηλαδή οι ακραίες τιμές ανάστροφης πόλωσης της πύλης και το μέγιστο ρεύμα απαγωγού. Η εξίσωση από την οποία προκύπτει η καμπύλη είναι:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

Λόγω του τετραγώνου της εξίσωσης προκύπτει και η καμπύλη στην γραφική της διαγωγιμότητας. Η αναγωγή στο τετράγωνο της ποσότητας των τάσεων στην εξίσωση αυτή δίνει στα JFET το όνομα τους ως **Διατάξεις Τετραγωνικού Νόμου (square-law devices)**.

Τέλος στο σχήμα 3.8(γ) παρουσιάζεται η κανονικοποιημένη (ανοιγμένη) μορφή της καμπύλης διαγωγιμότητας. Ο οριζόντιος άξονα σχεδιάζεται σύμφωνα με τον λόγο $\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}$, και ο κάθετος άξονας σχεδιάζεται σύμφωνα με τον λόγο $\frac{I_D}{I_{DSS}}$.

Ιδιαίτερη βαρύτητα παρουσιάζει το σημείο ημι-αποκοπής δηλαδή το σημείο στο οποίο ο λόγος τάσεων $\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} = \frac{1}{2}$ ο οποίος δημιουργεί κανονικοποιημένο ρεύμα $\frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{1}{4}$. Άρα παρατηρούμε ότι όταν η τάση πύλης είναι στο μισό του εύρους της το ρεύμα απαγωγού δηλαδή το κέρδος απαγωγού βρίσκεται στο $\frac{1}{4}$ του μέγιστου.



3.5 Πόλωση Transistor

3.5.1 Πόλωση στην ωμική περιοχή.

Ένα JFET μπορεί να πολωθεί στην ωμική περιοχή όπου ισοδυναμεί με μία αντίστασή ή στην ενεργό περιοχή όπου το ισοδύναμό του είναι μια σταθερή πηγή ρεύματος.

Στο σχήμα 3.9 έχουμε ένα JFET του οποίου η πύλη πολώνεται με αρνητική τάση $-V_{GG}$ μέσω της αντίστασης πόλωσης R_G . Αυτό δημιουργεί ρεύμα απαγωγού το οποίο είναι μικρότερο από το I_{DSS} . Η τάση απαγωγού σύμφωνα με τον νόμο ρευμάτων του Kirckoff προκύπτει από την σχέση 3.3:

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

Η πόλωση πύλης είναι ο χειρότερος τρόπος πόλωσης για την ενεργό περιοχή καθώς το σημείο φορτίου (σημείο Q) όπως φαίνεται στην εικόνα 3.9 (JFET 2N5459) είναι πολύ ασταθές, παρουσιάζοντας μεγάλες μεταβολές για μικρές διακυμάνσεις της τάσης πόλωσης της διόδου πηγής-απαγωγού.

Αντίθετα η πόλωση πύλης είναι ένας πολύ καλός τρόπος για την πόλωση ενός JFET στην ωμική περιοχή καθώς η σταθερότητα του σημείου φορτίου είναι αδιάφορη στην συγκεκριμένη λειτουργία. Στο σχήμα 3.10 φαίνεται το σημείο φορτίου για μια καμπύλη λειτουργίας ενός JFET όπως αυτό κινείται στην ωμική περιοχή της καμπύλης. Για να εξασφαλίσουμε ότι το JFET λειτουργεί στην ωμική περιοχή, χρησιμοποιούμε τάση πύλης-πηγής $V_{GS}=0$ και $I_{D(sat)} \ll I_{DSS}$. Δηλαδή το ρεύμα κόρου του απαγωγού θα πρέπει να είναι πολύ μικρότερο από το μέγιστο ρεύμα του απαγωγού.

Ένα JFET το οποίο λειτουργεί στην ωμική περιοχή μπορεί να αντικατασταθεί σε ένα κύκλωμα με το ισοδύναμό του το οποίο είναι μια ωμική αντίσταση R_{DS} . Με τον τρόπο αυτό υπολογίζουμε την τάση απαγωγού. Όταν η ισοδύναμη αντίσταση έχει τιμή πολύ μικρότερη από την αντίσταση απαγωγού R_D τότε η τάση απαγωγού τείνει στο μηδέν.

Από την καμπύλη αυτή προκύπτει και το ρεύμα κόρου του απαγωγού το οποίο υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση 3.4

$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

3.5.2 Πόλωση στην ενεργό περιοχή.

Τα JFET όταν βρίσκονται στην ενεργό περιοχή λειτουργούν ως ενισχυτές ρεύματος. Το σημείο φορτίου Q κατά την λειτουργία τους πρέπει να βρίσκεται στην ενεργό περιοχή.

Κεφάλαιο 4^ο

4. ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΔΙΟΔΩΝ – ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ

4.1 Εισαγωγή

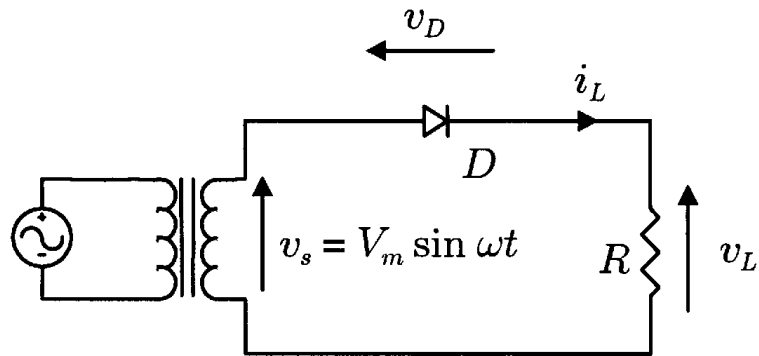
Το κεφάλαιο αυτό ασχολείται με τις εφαρμογές και το σχεδιασμό των κυκλωμάτων ανόρθωσης με διόδους. Συγκεκριμένα καλύπτει τα κυκλώματα μονοφασικής και τριφασικής ανόρθωσης και τους ανορθωτές υψηλής συχνότητας.

4.2 Μονοφασικοί ανορθωτές διόδου (μη ελεγχόμενες διατάξεις)

Υπάρχουν δύο είδη ανορθωτών στην κατηγορία αυτή οι οποίοι μετατρέπουν τη μονοφασική εναλλασσόμενη τάση εισόδου του δικτύου σε συνεχή τάση. Οι μετατροπείς αυτοί είναι ο μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος, και ο μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος. Οι ανορθωτές μελετώνται στη συνέχεια του κεφαλαίου όπου εξετάζετε και αναλύετε η απόδοσή τους. Κατά την μελέτη των μετατροπέων και για λόγους ευκολίας θεωρούμε τις διόδους ιδανικές, το οποίο σημαίνει ότι έχουν μηδενική πτώση τάση ορθής πόλωσης και μηδενικό χρόνο ανάστροφης αποκατάστασης. Αυτή η προσέγγιση είναι γενικώς καλή για ανορθωτές διόδων οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε δίκτυο χαμηλής συχνότητας άρα επιβάλετε στην είσοδό τους η χαμηλή αυτή συχνότητα, και όταν η πτώση τάσης ορθής πόλωσης της πραγματικής διόδου είναι πολύ μικρότερη συγκριτικά με την μέγιστη τιμή της τάσης λειτουργίας του ανορθωτή. Επίσης κατά την μελέτη θεωρούμε ότι το φορτίο στους ανορθωτές είναι καθαρά ωμικού χαρακτήρα το οποίο σημαίνει ότι οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος είναι παρόμοιες και δεν παρουσιάζουν διαφορά φάσης. Η επίδραση του επαγωγικού και του χωρητικού φορτίου μελετάται αργότερα.

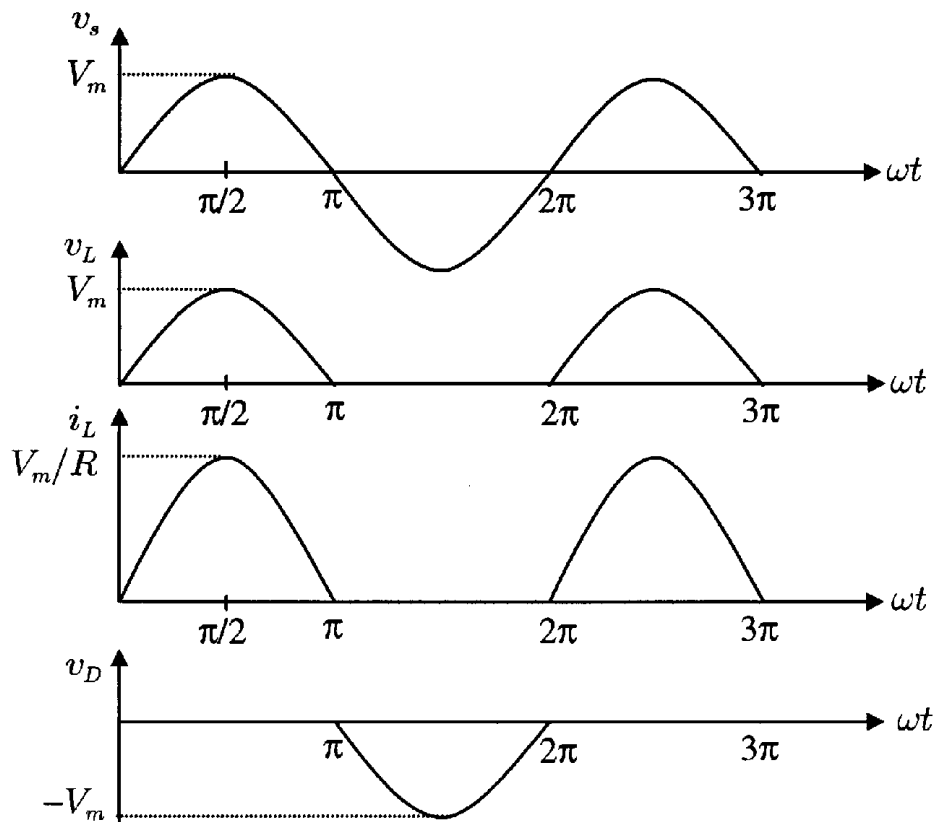
4.2.1 Μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος

Ο απλούστερος μονοφασικός μη ελεγχόμενος μετατροπέας AC/DC είναι ο μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος. Ο εν λόγω ανορθωτής με ωμικό φορτίο παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.11. Το κύκλωμα αποτελείται από μια μόνο δίοδο η οποία συνήθως τροφοδοτείται από το δευτερεύων τύλιγμα ενός μετασχηματιστή όπως φαίνετε στο σχήμα. Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου του μετασχηματιστή εφαρμόζεται η θετική τάση του δευτερεύοντος στη δίοδο D και καθώς αυτή πολώνεται ορθά άγει. Κατά την διάρκεια αρνητική ημιπεριόδου η δίοδος D πολώνεται ανάστροφα και περνά στην αποκοπή.



Σχήμα 4.2.1.1 Μη ελεγχόμενος μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος με ωμικό φορτίο

Θεωρώντας ότι ο μετασχηματιστής έχει μηδενική εσωτερική σύνθετη αντίσταση και αποδίδει μία ιδανική ημιτονοειδή τάση στο δευτερεύων τύλιγμά του, η κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος του ωμικού φορτίου R καθώς και οι κυματομορφές της διόδου D παρουσιάζονται στο σχήμα 4.2.2.2.



Σχήμα 4.2.1.2 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του μονοφασικού ανορθωτή μισού κύματος με ωμικό φορτίο

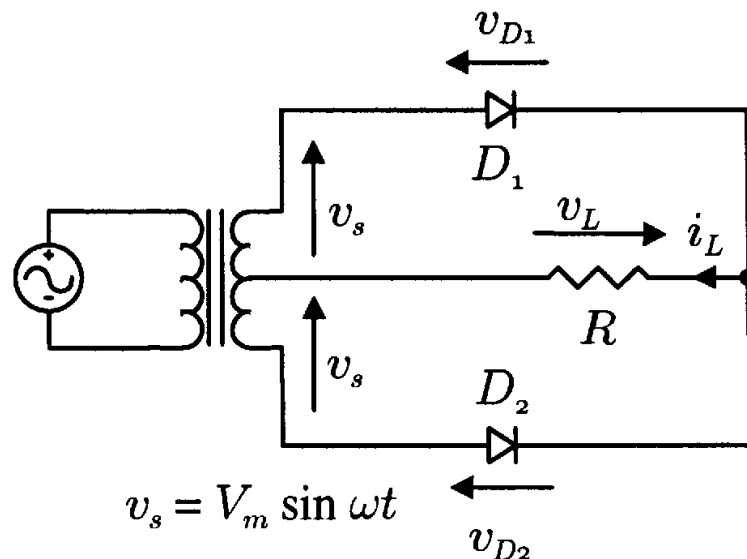
Παρατηρώντας την κυματομορφή της τάσης στη diode D εύκολα διακρίνουμε ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση (peak inverse voltage PIV) της διόδου D είναι ίση με την V_m κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης στο δευτερεύων του μετασχηματιστή. Ως εκ τούτου η μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση (Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}) που πρέπει να αντέχει η diode D πρέπει

να είναι υψηλότερη από την V_m , ώστε να αποφευχθεί η κατάρρευση της διόδου κατά την ανάστροφη πόλωση. Στη θετική ημιπερίοδο της τάσης εξόδου του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, στη δίοδο D ρέει το ορθό ρεύμα το οποίο είναι ίσο με το ρεύμα φορτίου, και για το λόγο αυτό επιβάλλεται το μέγιστο επαναλαμβανόμενο ορθό ρεύμα (Peak Repetitive Forward Current I_{FRM}) το οποίο πρέπει να αντέχει η δίοδος να επιλέγεται έτσι ώστε να είναι πολύ μεγαλύτερο από το αναμενόμενο μέγιστο ρεύμα φορτίου το οποίο ισοδυναμεί με $\frac{V_m}{R}$.

4.2.2 Μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος

Υπάρχουν δυο τύποι μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος. Ο ανορθωτής πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης και ανορθωτής πλήρους κύματος γέφυρας.

Ο πρώτος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.2.1. Όπως φαίνεται η κάθε δίοδος ξεχωριστά μαζί με το μέρος του τυλίγματος του μετασχηματιστή στο οποίο ανήκει, αποτελεί έναν ανορθωτή μισού κύματος.

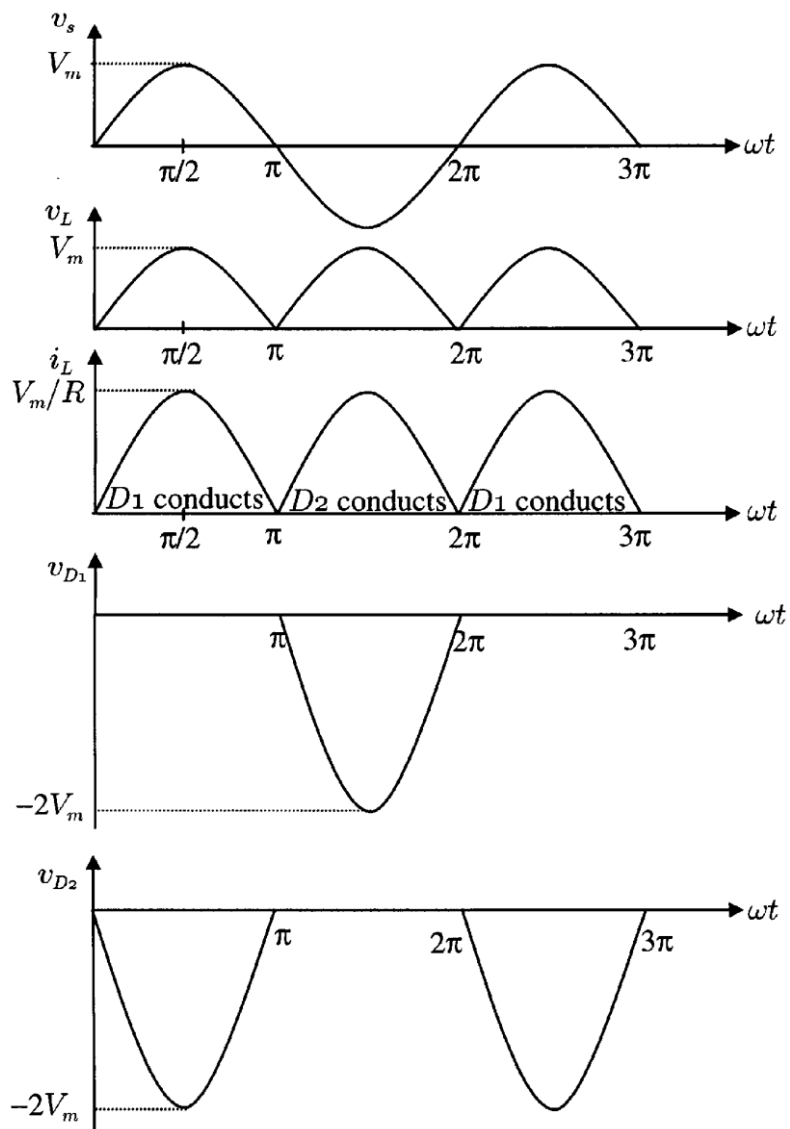


Σχήμα 4.2.2.1 Μη ελεγχόμενος μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.

Η έξοδος των δύο διατάξεων συνδυάζεται ώστε να παράγεται στην έξοδο κυματομορφή ανόρθωσης πλήρους κύματος. Η κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος του ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.2.2

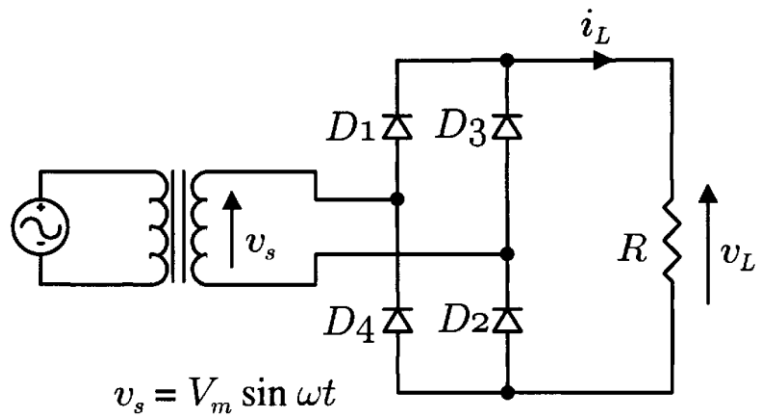
Παρατηρώντας την κυματομορφή τάσης στις διόδους U_{D1} και U_{D2} στο σχήμα 4.2.2.2, φαίνεται ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση (PIV) στις διόδους είναι ίση με $2V_m$ κατά την περίοδο της αποκοπής. Έτσι η μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση των διόδων πρέπει να επιλέγεται ώστε να είναι μεγαλύτερη από $2V_m$ ώστε να αποφευχθεί η περίπτωση της ανάστροφης κατάρρευσης. Σημειώνετε ότι σε αντίθεση με τον μονοφασικό ανορθωτή μισού κύματος ο οποίος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.11 ο μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης έχει διπλάσια συνιστώσα συνεχούς τάσης στην έξοδο όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2.2.2). Κατά τη διάρκεια της αγωγής, η κάθε δίοδος έχει ορθό ρεύμα ροής το οποίο είναι ίσο με το ρεύμα φορτίου, και έτσι, το χαρακτηριστικό μέγιστο επαναλαμβανόμενο ορθό ρεύμα (I_{RFM}) της διόδου πρέπει

να επιλέγετε ώστε να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο ρεύμα φορτίου το οποίο ισούται με $\frac{V_m}{R}$ (ωμικό φορτίο).



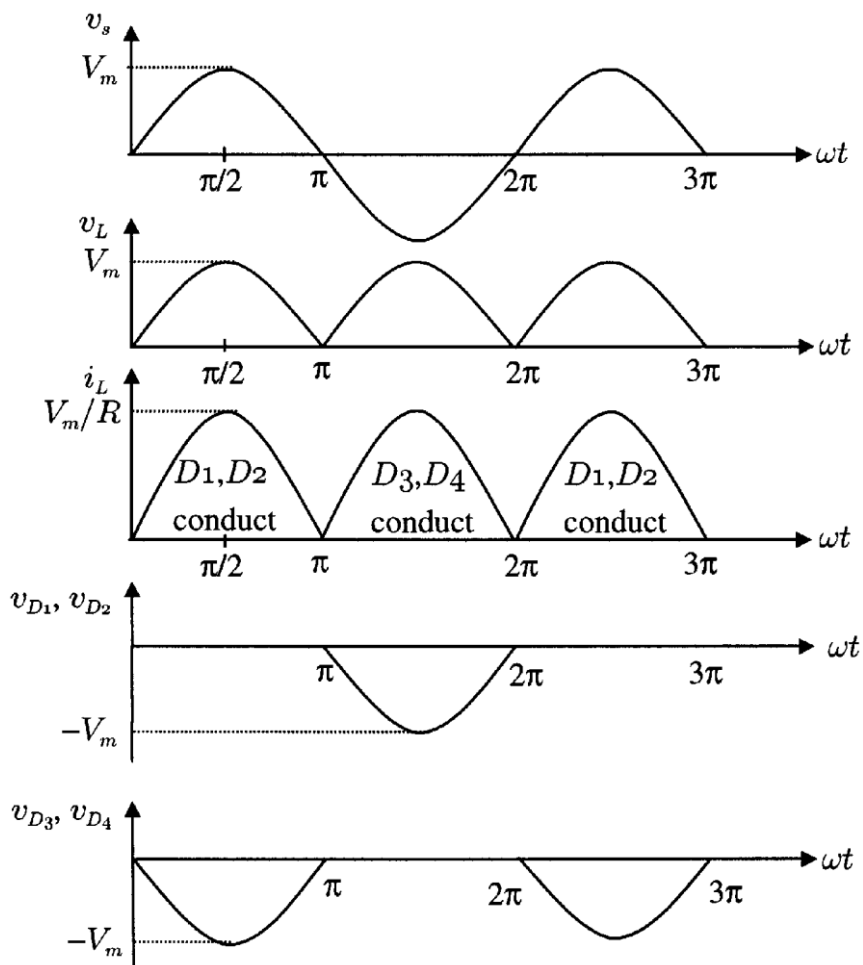
Σχήμα 4.2.2.2 Κυματομορφή τάσης και ρεύματος εξόδου μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.

Χρησιμοποιώντας τέσσερις διόδους αντί για δύο κατασκευάζουμε τον μονοφασικό ανορθωτή πλήρους κύματος γέφυρας, ο οποίος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.2.3. Ο μετατροπέας αυτός παράγει ανόρθωση πλήρους κύματος χωρίς την χρήση μετασχηματιστή μεσαίας λήψης. Κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή πολώνονται ορθά η διάοδοι D1 και D2 με αποτέλεσμα να άγουν, και έτσι το ρεύμα ρέει από τις διόδους αυτές. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή πολώνονται ορθά η διάοδοι D3 και D4 με αποτέλεσμα να άγουν, και έτσι το ρεύμα ρέει από τις διόδους αυτές.



Σχήμα 4.2.2.3 Μη ελεγχόμενος μονοφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος γέφυρας.

Η κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος του μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος γέφυρας παρουσιάζονται στο σχήμα 4.2.2.4. Όπως και στην περίπτωση του μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης, το χαρακτηριστικό Μέγιστο Επαναλαμβανόμενο Ορθό Ρεύμα (I_{RFM}) της διόδου πρέπει να επιλέγεται ώστε να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο ρεύμα φορτίου $\frac{V_m}{R}$ (ωμικό φορτίο). Η Μέγιστη Ανάστροφη Τάση (PIV) που υποβάλλονται οι διόδοι όμως στην περίπτωση αυτή είναι μειωμένη κατά το μισό δηλαδή ισούται με V_m κατά την ανάστροφη πόλωση.



Σχήμα 4.2.2.4 Κυματομορφή τάσης και ρεύματος εξόδου μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος γέφυρας.

4.3 Παράγοντες Ισχύος

4.3.1 Τάση ανορθωτή

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο U_L ονομάζεται V_{dc} και ορίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt \quad (4.1)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή μισού κύματος (σχήμα 4.2.2.1), η τάση στο φορτίο $U_L(t) = 0$ κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Σημειώνεται ότι η γωνιακή συχνότητα της πηγής (εισόδου) είναι $\omega = \frac{2\pi}{T}$, οπότε η εξ.(4.1) γράφεται ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^T V_m \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (4.2)$$

Επιλύοντας την εξ.(4.2) καταλήγουμε:

$$\text{Ανορθωτης μισού κύματος } V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m \quad (4.3)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος σχ.(4.2.2.2) και σχ.(4.2.2.4), η τάση στο φορτίο $U_L(t) = V_m |\sin(\omega t)|$ για την θετική και την αρνητική ημιπερίοδο. Έτσι η εξ.(4.1) γράφεται ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (4.4)$$

Επιλύοντας την εξ.(4.3) καταλήγουμε:

$$\text{Ανορθωτης πλήρους κύματος } V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.636 V_m \quad (4.5)$$

Η μέση τιμή της ρίζας του τετραγώνου της τάσης (root mean square – rms – ενεργός τιμή) του φορτίου $U_L = V_L$ και ορίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$V_L = \left[\frac{1}{T} \int_0^T U_L^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (4.6)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή μισού κύματος (σχήμα 4.2.2.1), η τάση στο φορτίο $U_L(t) = 0$ κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Η εξ.(4.6) γράφεται ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (4.7)$$

Επιλύοντας την εξ.(4.7) καταλήγουμε:

$$\text{Ανορθωτης μισού κύματος } V_L = \frac{V_m}{2} = 0.5 V_m \quad (4.8)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος σχ.(4.2.2.2) και σχ.(4.2.2.4), η τάση στο φορτίο $U_L(t) = V_m |\sin(\omega t)|$ για την θετική και την αρνητική ημιπερίοδο. Έτσι η εξ.(4.6) γράφεται ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (4.9)$$

Επιλύοντας την εξ.(4.9) καταλήγουμε:

$$\text{Ανορθωτης πλήρους κύματος } V_L = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (4.10)$$

Το αποτέλεσμα της εξ.(4.10) είναι αναμενόμενο καθώς η ενεργός (rms) τιμή της συνεχούς τάσης του ανορθωτή πλήρους κύματος πρέπει να είναι ίσος με την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου δηλαδή της τάσης δικτύου.

4.3.2 Ρεύμα ανορθωτή

Η μέση τιμή του ρεύματος στο φορτίο i_L ορίζεται ως I_{dc} , και λόγω του φορτίου R το οποίο είναι καθαρά ωμικό, υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση με τη βοήθεια του νόμου του Ohm:

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} \quad (4.11)$$

Η ενεργός τιμή (rms) του ρεύματος στο φορτίο i_L ορίζεται ως I_L και υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση με τη βοήθεια του νόμου του Ohm:

$$I_L = \frac{V_L}{R} \quad (4.12)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή μισού κύματος από την εξ.(4.3) προκύπτει για την συνεχή συνιστώσα του ρεύματος:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } I_{dc} = \frac{0.318 V_m}{R} \quad (4.13)$$

Και από την εξ.4.8 προκύπτει για την ενεργό τιμή του ρεύματος του ανορθωτή μισού κύματος:

$$\text{Ανορθωτης μισού κύματος } I_L = \frac{0.5V_m}{R} \quad (4.14)$$

Για τον ανορθωτή πλήρους κύματος σύμφωνα με την εξ.(4.5) προκύπτει για την συνεχή συνιστώσα του ρεύματος:

$$\text{Ανορθωτης πλήρους κύματος } I_{dc} = \frac{0.636V_m}{R} \quad (4.15)$$

Και από την εξ.(4.10) προκύπτει για την ενεργό τιμή του ρεύματος του ανορθωτή πλήρους κύματος:

$$\text{Ανορθωτης πλήρους κύματος } I_L = \frac{0.707V_m}{R} \quad (4.16)$$

4.3.3 Λόγος ανόρθωσης - απόδοση ανορθωτών (Rectification ratio, RR)

Ο λόγος ανόρθωσης, ο οποίος αποτελεί συντελεστή κέρδους για την σύγκριση της αποτελεσματικότητας των ανορθωτών, ορίζεται ως:

$$\sigma = \frac{P_{dc}}{P_L} = \frac{V_{dc}I_{dc}}{V_L I_L} \quad (4.17)$$

Για τον ανορθωτή διόδων μισού κύματος, ο λόγος ανόρθωσης μπορεί να καθοριστεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.3), (4.13), (4.8) και (4.14) στην εξ.(4.17). Προκύπτει τελικά η παρακάτω εξίσωση:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } \sigma = \frac{(0.318V_m)^2}{(0.5V_m)^2} = 40.5\% \quad (4.18)$$

Για τον ανορθωτή διόδων πλήρους κύματος, ο λόγος ανόρθωσης μπορεί να καθοριστεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.5), (4.15), (4.10) και (4.16) στην εξ.(4.17). Προκύπτει τελικά η παρακάτω εξίσωση:

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος } \sigma = \frac{(0.636V_m)^2}{(0.707V_m)^2} = 81\% \quad (4.19)$$

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των εξισώσεων (4.18) και (4.19) παρατηρούμε ότι ο ανορθωτής πλήρους κύματος έχει ακριβώς διπλάσιο συντελεστή κέρδους από τον ανορθωτή μισού κύματος. Αυτό συμβαίνει καθώς ο πρώτος άγει για χρονικό διάστημα διπλάσιο του δεύτερου σε μια περίοδο της τάσης εισόδου. Η μεγαλύτερη χρονική διάρκεια αγωγής συνεπάγεται και αυξημένη ισχύ στην έξοδο με τα πλεονεκτήματα τα οποία το χαρακτηριστικό αυτό συνεπάγεται.

4.3.4 Συντελεστής μορφής (Form Factor, FF)

Ο συντελεστής μορφής ορίζεται ο λόγος της ενεργού τιμής της τάσης ή του ρεύματος (ωμικός παράγοντας) προς την μέση τιμή (συνεχή συνιστώσα) της τάσης ή του ρεύματος αντίστοιχα. Προκύπτει από την εξίσωση:

$$FF = \frac{V_L}{V_{dc}} \quad \text{ή} \quad FF = \frac{I_L}{I_{dc}} \quad (4.20)$$

Για τον ανορθωτή μισού κύματος, ο συντελεστής μορφής μπορεί να βρεθεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.8) και (4.3) στην εξ.(4.20).

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } FF = \frac{0.5V_m}{0.318V_m} = 1.57 \quad (4.21)$$

Για τον ανορθωτή πλήρους κύματος, ο συντελεστής μορφής μπορεί να βρεθεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.16) και (4.15) στην εξ.(4.20).

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος } FF = \frac{0.707V_m}{0.636V_m} = 1.11 \quad (4.22)$$

4.3.4 Συντελεστής κυμάτωσης (Ripple factor, RF)

Ο συντελεστής κυμάτωσης (RF), ο οποίος αποτελεί έναν δείκτη μέτρησης της κυμάτωσης των κυματομορφών, ορίζεται ως

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (4.23)$$

Όπου το στοιχείο V_{ac} είναι η ενεργός (rms) τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης του φορτίου U_L , και ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$V_{ac} = \sqrt{V_L^2 - V_{dc}^2} \quad (4.24)$$

Αντικαθιστώντας την εξ.(4.24) στην εξ.(4.23) ο συντελεστής κυμάτωσης μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω εξίσωση:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_L}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (4.25)$$

Για τον ανορθωτή μισού κύματος ισχύει ότι:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } RF = \sqrt{1.57^2 - 1} = 1.21 \quad (4.26)$$

Για τον ανορθωτή πλήρους κύματος ισχύει ότι:

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος } RF = \sqrt{1.11^2 - 1} = 0.482 \quad (4.27)$$

4.3.5 Συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού (Transformer utilization factor, TUF)

Ο συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού, ο οποίος είναι ένας δείκτης της αξιοποίησης ενός ανορθωτικού κυκλώματος, ορίζεται ως ο λόγος της συνεχούς συνιστώσας εξόδου της πραγματικής ισχύος προς την φαινόμενη ισχύ του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή.

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} = \frac{V_{dc} I_{dc}}{V_s I_s} \quad (4.28)$$

Όπου V_s και I_s είναι η ενεργός τιμή της τάσης και η ενεργός τιμή του ρεύματος στο δευτερεύον τυλίγμα του μετασχηματιστή.

$$V_s = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m \quad (4.29)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος στο δευτερότερον τυλίγμα του μετασχηματιστή I_s είναι η ίδια με την ενεργό τιμή του ρεύματος φορτίου I_L .

Για τον ανορθωτή μισού κύματος, η ενεργός τιμή του ρεύματος στο δευτερεύον του μετασχηματιστή I_s δίνεται από την εξ.(4.14)

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } I_s = \frac{0.5V_m}{R} \quad (4.30)$$

Αντίστοιχα για τον ανορθωτή πλήρους κύματος ισχύει:

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος } I_s = \frac{0.707V_m}{R} \quad (4.31)$$

Έτσι ο συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού TUF για τον ανορθωτή μισού κύματος βρίσκεται με την αντικατάσταση των εξ. (4.3), (4.13), (4.29) και (4.30) στην εξ.(4.28). Τελικά προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } TUF = \frac{0.318^2}{0.707 * 0.5} = 0.286 \quad (4.32)$$

Η μικρή τιμή του συντελεστή απόδοσης μετασχηματισμού που προκύπτει για τον ανορθωτή μισού κύματος κάνει φανερό ότι ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιείτε σε κάθε περίπτωση πρέπει να έχει τιμή φαινόμενης ισχύος 3.496 (1/0.286) VA για να παρέχει 1 W πραγματικής ισχύος στο φορτίο. Με άλλα λόγια πρέπει ο μετασχηματιστής να είναι κατά 3.496 φορές μεγαλύτερης ισχύος από την ισχύ την οποία καλείτε να παρέχει στο σύστημα.

Επιπρόσθετα το δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή πρέπει να φέρει μια συνεχή συνιστώσα ρεύματος η οποία μπορεί να προκαλέσει μαγνητικό κορεσμό στον πυρήνα. Σαν αποτέλεσμα οι ανορθωτές μισού κύματος χρησιμοποιούνται μόνον στις εφαρμογές οι οποίες απαιτούν μικρά ρεύματα λειτουργίας.

Στη περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης, το κύκλωμα μπορεί να αναλυθεί σε δύο κυκλώματα ανορθωτών μισού κύματος τα οποία λειτουργούν μαζί. Για το λόγο αυτό το δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή έχει τιμή φαινόμενης ισχύος $V_s I_s$ διπλάσια από τον αντίστοιχο ανορθωτή μισού κύματος, αλλά η συνεχής συνιστώσα ισχύος εξόδου αυξάνεται με τον συντελεστή τέσσερα λόγω του υψηλότερου λόγου ανόρθωσης όπως φαίνετε από την εξ.(4.5) και (4.15). Έτσι ο συντελεστής απόδοσης μετασχηματισμού TUF του ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης βρίσκεται με την χρήση της εξ.(4.32):

Ανορθωτής πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

$$TUF = \frac{4 * 0.318^2}{2 * 0.707 * 0.5} = 0.572 \quad (4.33)$$

Ο ανορθωτής πλήρους κύματος γέφυρας έχει τον μεγαλύτερο συντελεστή απόδοσης μετασχηματισμού για τους μονοφασικούς ανορθωτές επειδή τα ρεύματα που ρέουν στο πρωτεύων αλλά και στο δευτερεύων τύλιγμα έχουν συνεχή ημιτονοειδή κυματομορφή.

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.5), (4.15), (4.29) και (4.31) στην εξίσωση (4.28), ο συντελεστής TUF του ανορθωτή γέφυρας υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\text{Ανορθωτής γέφυρας } TUF = \frac{0.636^2}{0.707 * 0.707} = 0.81 \quad (4.34)$$

Η τιμή της φαινόμενης ισχύος $V_s I_s$ στο πρωτεύων του μετασχηματιστή του ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης ισούται με την αντίστοιχη τιμή για τον ανορθωτή γέφυρας επειδή το ρεύμα που ρέει στο πρωτεύων τύλιγμα είναι επίσης συνεχούς ημιτονοειδούς κυματομορφής.

4.3.6 Ανώτερες αρμονικές συνιστώσες

Τα κυκλώματα ανορθωτών πλήρους κύματος με ωμικό φορτίο δεν παράγουν ανώτερες αρμονικές ρεύματος στους μετασχηματιστές. Αντίθεση με τους ανορθωτές μισού κύματος παράγουν ανώτερες αρμονικές ρεύματος. Τα πλάτη των αρμονικών ρεύματος ενός μονοφασικού ανορθωτή μισού κύματος με ωμικό φορτίο, αναλογικά με την θεμελιώδη συνιστώσα του ρεύματος, παρουσιάζονται σε ποσοστά στον Πίνακα 4.1. Οι απώλειες οι οποίες οφείλονται στις ανώτερες αρμονικές στον ανορθωτή με ωμικό φορτίο, συχνά δεν λαμβάνονται υπ' όψιν

καθώς οι ωμικές απώλειες που προκαλούν είναι συγκριτικά πολύ μικρότερες από τις υπόλοιπες απώλειες. Στην περίπτωση όμως μη γραμμικών φορτίων, οι ανώτερες αρμονικές μπορούν δυνητικά να προκαλέσουν σοβαρές ωμικές απώλειες και άλλα προβλήματα ποιότητας όπως την μείωση του συντελεστή ισχύος και δημιουργία παρασίτων.

Πίνακας 4.1 Αναλογία αρμονικών ως προς την θεμελιώδη συνιστώσα, ανορθωτή μισού κύματος με ωμικό φορτίο.

| Αρμονική | 2 ^η | 3 ^η | 4 ^η | 5 ^η | 6 ^η | 7 ^η | 8 ^η |
|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Αναλογία(%) | 21.2 | 0 | 4.2 | 0 | 1.8 | 0 | 1.01 |

4.3.7 Μελέτη σχεδίασης

Ο στόχος κατά την πρακτική σχεδίαση των κυκλωμάτων είναι να επιτευχθεί η απαιτούμενη κυματομορφή συνεχούς τάσης στην έξοδο του μετατροπέα. Για τον λόγο αυτό κρίνεται σκόπιμο να δοθούν όλοι οι σχεδιαστικοί παράγοντες σε σχέση με την τάση V_{dc} . Για παράδειγμα, η διαβάθμιση και ο λόγος σπειρών του μετασχηματιστή ενός ανορθωτικού κυκλώματος μπορεί εύκολα να υπολογιστεί εάν η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου του ανορθωτή ορίζεται σε σχέση με την απαιτούμενη τάση εξόδου V_{dc} του κυκλώματος. Η ενεργό τιμή της τάσης εισόδου του ανορθωτή ορίζεται ως V_s , η οποία είναι ίση με $0.707 V_m$. Σύμφωνα με την σχέση αυτή και την Εξ.(4.3), η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου του ανορθωτή μισού κύματος μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με την V_{dc} ως εξής:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } V_s = 2.22V_{dc} \quad (4.35)$$

Ομοίως από τις Εξ.(4.5) και (4.29), η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου του ανορθωτή πλήρους κύματος ανά δευτερεύων τύλιγμα του Μ/Σ μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με την V_{dc} ως εξής:

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος } V_s = 1.11V_{dc} \quad (4.36)$$

Μια ακόμα σημαντική σχεδιαστική παράμετρος είναι η *Μέγιστη Επαναλαμβανόμενη Ανάστροφη Τάση* (V_{RRM}) των διόδων που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα.

Στην περίπτωση του ανορθωτή μισού κύματος, σύμφωνα με την Εξ.(4.3) προκύπτει:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } V_{RRM} = V_m = \frac{V_{dc}}{0.318} = 3.14V_{dc} \quad (4.37)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης, σύμφωνα με την Εξ.(4.5) προκύπτει:

$$\begin{aligned} \text{Ανορθωτής πλήρους κύματος με } M/\Sigma \text{ μεσαίας λήψης } V_{RRM} &= 2V_m = \frac{V_{dc}}{0.636} \\ &= 3.14V_{dc} \quad (4.38) \end{aligned}$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος γέφυρας, σύμφωνα με την Εξ.(4.5) προκύπτει:

$$\text{Ανορθωτής πλήρους κύματος γέφυρας } V_{RRM} = V_m = \frac{V_{dc}}{0.318} = 1.57V_{dc} \quad (4.39)$$

Σημαντικό επίσης είναι να γνωρίζουμε το *Μέγιστο Επαναληπτικό Ορθό Ρεύμα* (I_{FRM}) των διόδων που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα.

Στην περίπτωση του ανορθωτή μισού κύματος, σύμφωνα με την Εξ.(4.13) προκύπτει:

$$\text{Ανορθωτής μισού κύματος } I_{FRM} = \frac{V_m}{R} = \frac{I_{dc}}{0.318} = 3.14I_{dc} \quad (4.40)$$

Στην περίπτωση των ανορθωτών πλήρους κύματος, σύμφωνα με την Εξ.(4.15) προκύπτει:

$$\text{Ανορθωτές πλήρους κύματος } I_{FRM} = \frac{V_m}{R} = \frac{I_{dc}}{0.636} = 1.57I_{dc} \quad (4.41)$$

Πίνακας 4.2 Σημαντικότερες σχεδιαστικές παράμετροι των μονοφασικών ανορθωτικών διατάξεων με ωμικό φορτίο

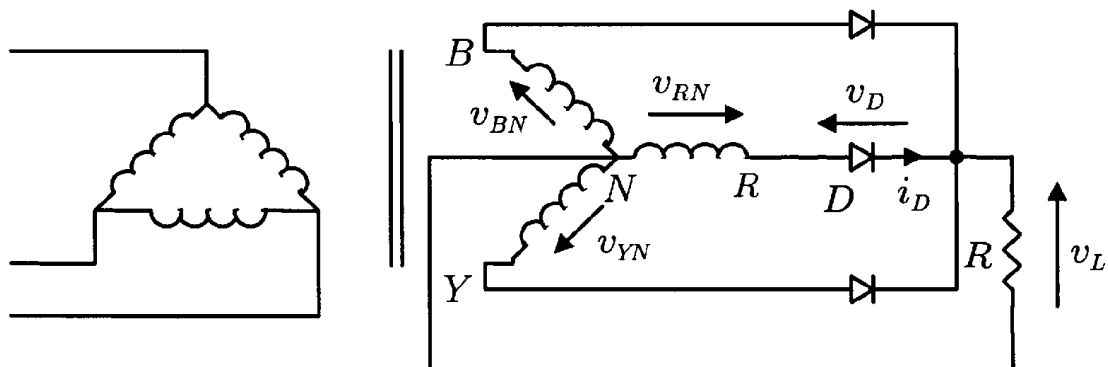
| | Ανορθωτής μισού κύματος | Ανορθωτής πλήρους κύματος με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης | Ανορθωτής πλήρους κύματος γέφυρας |
|---|-------------------------|---|-----------------------------------|
| Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση V_{RRM} | $3.14 V_{dc}$ | $3.14 V_{dc}$ | $1.57 V_{dc}$ |
| Ενεργός τάση εισόδου ανα τύλιγμα $M/\Sigma V_s$ | $2.22 V_{dc}$ | $1.11 V_{dc}$ | $1.11 V_{dc}$ |
| Μέσο ρεύμα διόδου $I_{F(AV)}$ | $1.00 I_{dc}$ | $0.50 I_{dc}$ | $0.50 I_{dc}$ |
| Μέγιστο ορθό ρεύμα I_{FRM} | $3.14 I_{F(AV)}$ | $1.57 I_{F(AV)}$ | $1.57 I_{F(AV)}$ |
| Ενεργό ρεύμα διόδου $I_{F(RMS)}$ | $1.57 I_{dc}$ | $0.785 I_{dc}$ | $0.785 I_{dc}$ |
| Συντελεστής ισχύος ρεύματος διόδου $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ | 1.57 | 1.57 | 1.57 |
| Λόγος ανόρθωσης RR | 0.405 | 0.81 | 0.81 |
| Συντελεστής μορφής FF | 1.57 | 1.11 | 1.11 |
| Συντελεστής κυμάτωσης RF | 1.21 | 0.482 | 0.482 |
| Φαινόμενη ισχύς πρωτεύοντος M/Σ | $2.69 P_{dc}$ | $1.23 P_{dc}$ | $1.23 P_{dc}$ |
| Φαινόμενη ισχύς δευτερεύοντος M/Σ | $3.49 P_{dc}$ | $1.75 P_{dc}$ | $1.23 P_{dc}$ |
| Συχνότητα κυμάτωσης εξόδου f_r | $1 f_i$ | $2 f_i$ | $2 f_i$ |

4.4 Τριφασικοί ανορθωτές διόδων.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο φάνηκε ότι οι μονοφασικές διατάξεις ανορθωτών απαιτούν μετασχηματιστή μεγάλης ισχύος για να παράγουν μια συνεχή τάση στην έξοδο με δυνατότητα τροφοδοσίας φορτίων αρκετά μικρότερης ισχύος. Για τον λόγο αυτό οι ανορθωτές αυτοί είναι κατάλληλοι για μικρών έως μεσαίων απαιτήσεων ισχύος εφαρμογές. Για ισχύ εξόδου μεγαλύτερη των 15kW, χρησιμοποιούνται τριφασικοί ή πολυφασικοί ανορθωτές διόδων. Υπάρχουν δύο είδη τριφασικών ανορθωτικών διατάξεων με διόδους οι οποίοι μετατρέπουν την τριφασική εναλλασσόμενη τάση του δικτύου σε συνεχή τάση στην έξοδό τους. Οι διατάξεις είναι: **Μη ελεγχόμενος τριφασικός ανορθωτής αστέρα, Μη ελεγχόμενος τριφασικός ανορθωτής γέφυρας**. Στη συνέχεια εξετάζεται η λειτουργία των διατάξεων και αναλύεται και παρουσιάζεται σε συγκριτικό πίνακα η απόδοσή τους. Για λόγους ευκολότερης μελέτης, θεωρούμε τις διόδους και τους μετασχηματιστές ως ιδανικά στοιχεία, όπου δηλαδή οι διόδοι έχουν μηδενική πτώση τάση ορθής πόλωσης και μηδενικό ανάστροφο ρεύμα ενώ ο μετασχηματιστής δεν παρουσιάζει ωμική αντίσταση (απώλειες χαλκού) και επαγωγική υστέρηση - δινορεύματα (απώλειες πυρήνα). Επιπλέον θεωρούμε το φορτίο των διατάξεων καθαρά ωμικού χαρακτήρα, το οποίο σημαίνει ότι η τάση και το ρεύμα φορτίου έχουν όμοια κυματομορφή.

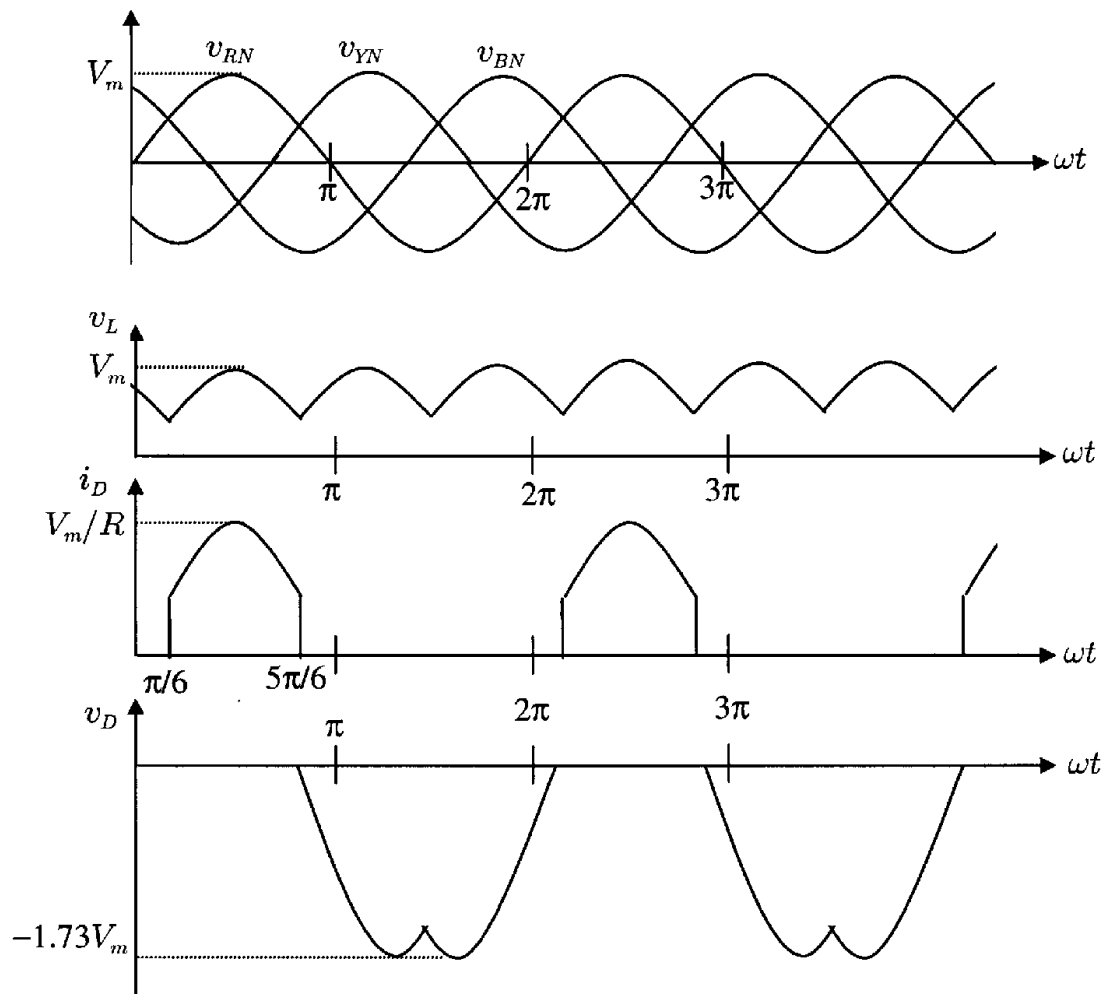
4.4.1 Τριφασικός Ανορθωτής Αστέρα

Το βασικό κύκλωμα του τριφασικού μη ελεγχόμενου ανορθωτή αστέρα παρουσιάζεται στο Σχ.4.7. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να αναλυθεί σε τρεις μονοφασικούς ανορθωτές μισού κύματος συνδυασμένους μαζί. Για τον λόγο αυτό ο ανορθωτής αυτός πολλές φορές αναφέρεται ως τριφασικός ανορθωτής μισού κύματος. Η διάδοδος σε μια συγκεκριμένη φάση άγει κατά τη διάρκεια όπου η τάση στην φάση αυτή είναι μεγαλύτερη από την κάθε τάση των άλλων δύο φάσεων.



Σχ.4.7 Μη ελεγχόμενο τριφασικός ανορθωτής αστέρα

Η κυματομορφή της τάσης σε κάθε φάση καθώς και στο φορτίο παρουσιάζονται στο Σχ.4.8. Είναι φανερό ότι σε αντίθεση με την διάταξη μονοφασικής ανόρθωσης αστέρα, η γωνία αγωγής της κάθε διόδου είναι $2\pi/3$ αντί για π . Η διάταξη αυτή βρίσκει εφαρμογή στις περιπτώσεις όπου η απαιτούμενη συνεχής τάση εξόδου είναι σχετικά χαμηλή ενώ το ρεύμα λειτουργίας είναι πολύ μεγάλο για να χρησιμοποιηθεί η μονοφασική διάταξη.



Σχ.4.8 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος τριφασικού ανορθωτή αστέρα σχήματος 4.7

Λαμβάνοντας τυχαία την φάση R σαν παράδειγμα, η διόδος D άγει κατά το διάστημα από $\pi/6$ έως $5\pi/6$. Έτσι χρησιμοποιώντας την Εξ. (4.1) η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \sin \theta d\theta \quad (4.42)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_{dc} = V_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 0.827V_m \quad (4.43)$$

Ομοίως κάνοντας χρήση της Εξ.(4.6), η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου υπολογίζεται ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (4.44)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.84V_m \quad (4.45)$$

Επιπρόσθετα η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε δευτερεύων τυλίγμα του μετασχηματιστή μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

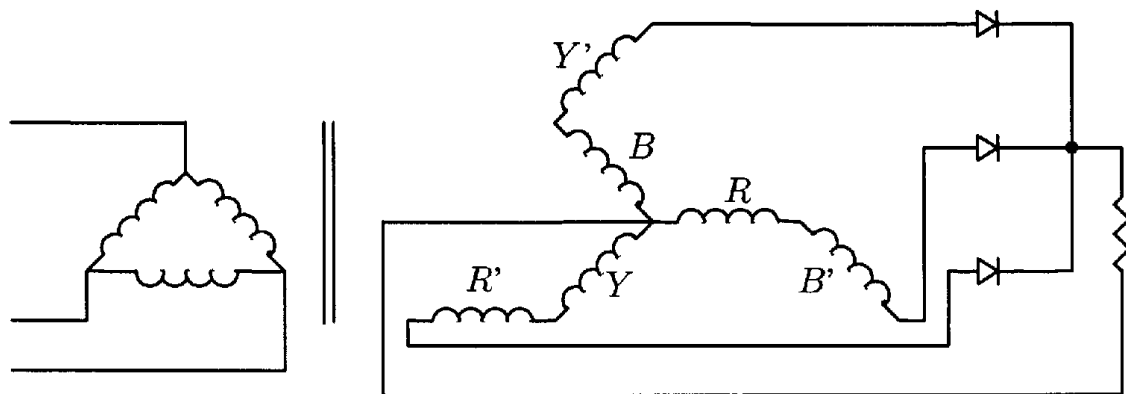
$$I_s = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.485I_m \quad (4.46)$$

Όπου $I_m = V_m/R$.

Βασιζόμενοι στις Εξ. (4.43), (4.45) και (4.46), όλα τα σημαντικά σχεδιαστικά στοιχεία του τριφασικού ανορθωτή αστέρα υπολογίζονται και παρουσιάζονται στο Πίνακα 4.3. Σημειώνετε ότι όπως με τον μονοφασικό ανορθωτή μισού κύματος, ο τριφασικός ανορθωτής αστέρα ο οποίος φαίνεται στο Σχ.4.7, παρουσιάζει συνεχή ρεύματα στα δευτερεύων τυλίγματα του Μ/Σ τα οποία μπορεί να προκαλέσουν το πρόβλημα μαγνητικού κορεσμού του πυρήνα. Επίσης τα ρεύματα στο πρωτεύων δεν βρίσκονται σε ισορροπία (το συνισταμένο ρεύμα δεν μηδενίζει). Για τον λόγο αυτό αποφεύγεται η τοπολογία του αστέρα στα πρωτεύων τυλίγματα.

4.4.2 Τριφασικοί Ανορθωτές Εσωτερικού Αστέρα

Το πρόβλημα του μαγνητικού κορεσμού πυρήνα του Μ/Σ που παρουσιάζει ο τριφασικός ανορθωτής αστέρα μπορεί να αποφευχθεί χρησιμοποιώντας μια ειδική τοπολογία στα δευτερεύοντα του Μ/Σ, γνωστή ως συνδεσμολογία ζιγκ-ζαγκ. Το παραγόμενο κύκλωμα ονομάζεται τριφασικός ανορθωτής εσωτερικού αστέρα ή τριφασικός ανορθωτής ζιγκ-ζαγκ και παρουσιάζεται στο Σχ.4.9.



Σχ.4.9 Τριφασικός ανορθωτής εσωτερικού αστέρα.

Η τάση στο δευτερεύον κάθε φάσης παράγεται από δύο ίσης τάσης δευτερεύοντα τυλίγματα, με διαφορά φάσης $\pi/3$, συνδεδεμένα σε σειρά έτσι ώστε οι παραγόμενες εντάσεις μαγνητικού πεδίου, λόγω των δύο δευτερευόντων τυλιγμάτων σε κάθε σκέλος, να είναι ίσες και αντίθετες. Με το μειονέκτημα των επιπλέον δευτερευόντων τυλιγμάτων, τα οποία αυξάνουν τον λόγο απόδοσης από 1.51 VA/W σε 1.71 VA/W μειώνοντας έτσι τον συντελεστή απόδοσης από 0.66 (1/1.51) σε 0.58 (1/1.71), αυτή η διάταξη συνδεσμολογίας εξαλείφει το φαινόμενο του μαγνητικού κορεσμού του πυρήνα και μειώνει τον λόγο απόδοσης πρωτευόντων τυλιγμάτων του Μ/Σ στην μικρότερη τιμή του 1.05 VA/W. Εκτός των λόγων απόδοσης του

M/Σ, όλα τα σχεδιαστικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος είναι ίδια με το κύκλωμα του τριφασικού ανορθωτή αστέρα, και δεν παρουσιάζονται ξεχωριστά στον Πίνακα 4.3. Επιπρόσθετα είναι δυνατή η συνδεσμολογία αστέρα χωρίς ουδέτερο στα πρωτεύοντα τυλίγματα του M/Σ, επειδή το άθροισμα των ρευμάτων των φάσεων πρωτεύοντος ισούται πάντοτε με μηδέν.

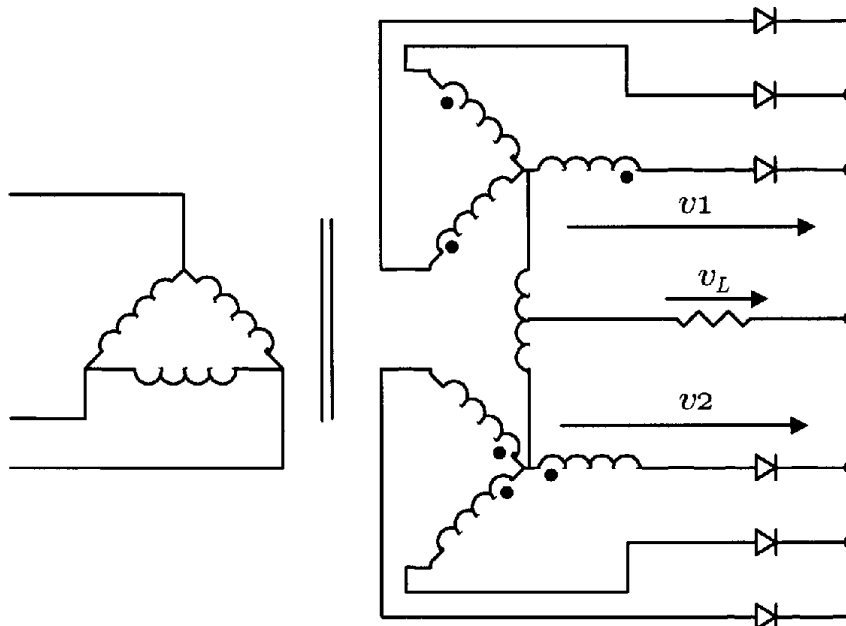
Πίνακας 4.3 Σημαντικότερες σχεδιαστικές παράμετροι των τριφασικών ανορθωτικών διατάξεων με ωμικό φορτίο

| | Τριφασικός Ανορθωτής Αστέρα | Τριφασικός Ανορθωτής Διπλού Αστέρα Με Εσωτερικό M/Σ | Τριφασικός Ανορθωτής Γέφυρας |
|---|-----------------------------------|---|------------------------------------|
| Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση V_{RRM} | 2.092 V_{dc} | 1.06 V_{dc} | 1.05 V_{dc} |
| Ενεργός τάση εισόδου ανά τυλίγμα M/Σ V_s | 0.855 V_{dc} | 0.855 V_{dc} | 0.428 V_{dc} |
| Μέσο ρεύμα διόδου $I_{F(AV)}$ | 0.333 I_{dc} | 0.167 I_{dc} | 0.333 I_{dc} |
| Μέγιστο ορθό ρεύμα I_{FRM} | 3.63 $I_{F(AV)}$ | 3.15 $I_{F(AV)}$ | 3.14 $I_{F(AV)}$ |
| Ενεργό ρεύμα διόδου $I_{F(RMS)}$ | 0.587 I_{dc} | 0.293 I_{dc} | 0.579 I_{dc} |
| Συντελεστής ισχύος ρεύματος διόδου $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ | 1.76 | 1.76 | 1.74 |
| Λόγος ανόρθωσης RR | 0.968 | 0.998 | 0.998 |
| Συντελεστής μορφής FF | 1.0165 | 1.0009 | 1.0009 |
| Συντελεστής κυμάτωσης RF | 1.182 | 0.042 | 0.042 |
| Φαινόμενη ισχύς πρωτεύοντος M/Σ | 1.23 P_{dc} | 1.06 P_{dc} | 1.05 P_{dc} |
| Φαινόμενη ισχύς δευτερεύοντος M/Σ | 1.51 P_{dc} | 1.49 P_{dc} | 1.05 P_{dc} |
| Συχνότητα κυμάτωσης εξόδου f_r | 3 f_i | 6 f_i | 6 f_i |

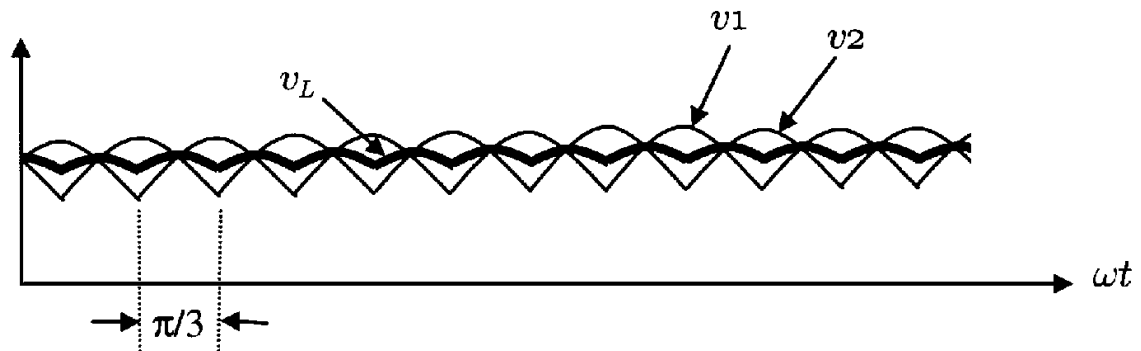
4.4.3 Τριφασικοί Ανορθωτές Διπλού Αστέρα με Εσωτερικό M/Σ

Το κύκλωμα του τριφασικού ανορθωτή διπλού αστέρα με εσωτερικό μετασχηματιστή αποτελείτε ουσιαστικά από δύο τριφασικούς ανορθωτές αστέρα με τα ουδέτερα σημεία τους διασυνδεδεμένα μέσω ενός διφασικού μετασχηματιστή ή επαγωγέα. Οι πολικότητες των αντίστοιχων δευτερέων τυλιγμάτων των δυο διασυνδεδεμένων συστημάτων είναι αντίθετες (ανεστραμμένες), με τέτοιο τρόπο ώστε η τάση εξόδου της μιας τριφασικής ανορθωτικής διάταξης να είναι η ελάχιστη όταν της απέναντι τριφασικής ανορθωτικής διάταξης η τάση εξόδου είναι μέγιστη Σχ.4.10. Ο εσωτερικός μετασχηματιστής αντισταθμίζει την τάση εξόδου U_L ώστε να είναι η μέση τιμή των ανορθωμένων τάσεων U_1 και U_2 όπως φαίνεται στο Σχ.4.11. Επιπρόσθετα, η συχνότητα κυμάτωσης της τάσης εξόδου είναι έξι φορές μεγαλύτερη από την συχνότητα της τάσης εισόδου (δικτύου), με αποτέλεσμα στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείτε φίλτρο, το μέγεθος των εξαρτημάτων μειώνετε σημαντικά λόγω της αυξημένης αντίδρασης των στοιχείων στην αυξημένη συχνότητα. Σε ένα ισορροπημένο κύκλωμα, τα ρεύματα εξόδου των δύο τριφασικών ανορθωτικών διατάξεων ρέουν σε αντίθετες κατευθύνσεις στα τυλίγματα του εσωτερικού μετασχηματιστή με αποτέλεσμα να μην παράγουν συνεχές ρεύμα μαγνήτισης. Ομοίως, τα συνεχή ρεύματα μαγνήτισης στα δευτερεύοντα τυλίγματα των δυο τριφασικών ανορθωτικών στοιχείων αλληλεπιδρούν και ακυρώνονται μεταξύ τους. Αποτέλεσμα της συμμετρίας των

κυκλωμάτων αστέρα στα δεξιά, τα τρία ρεύματα στο κύκλωμα τριγώνου αριστερά είναι έχουν συνισταμένο άθροισμα μηδέν, το οποίο σημαίνει ότι δύναται να χρησιμοποιηθεί συνδεσμολογία τυλιγμάτων αστέρα χωρίς ουδέτερο στην πλευρά της εισόδου του δικτύου Σχ.4.10.



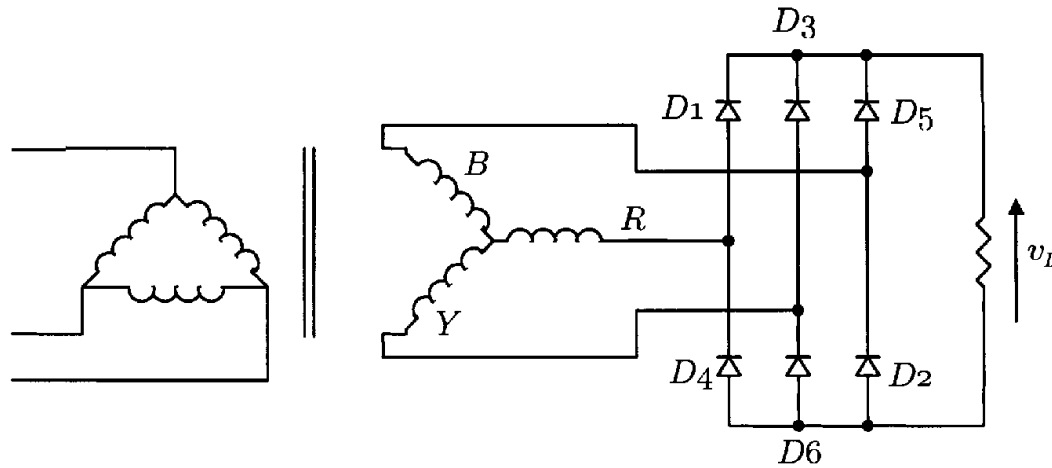
Σχ.4.10 Τριφασικός ανορθωτής διπλού αστέρα με εσωτερικό Μ/Σ.



Σχ.4.11 Κυματομορφή τάσης εξόδου τριφασικού ανορθωτή διπλού αστέρα με εσωτερικό Μ/Σ

4.4.4 Τριφασικοί Ανορθωτές Γέφυρας

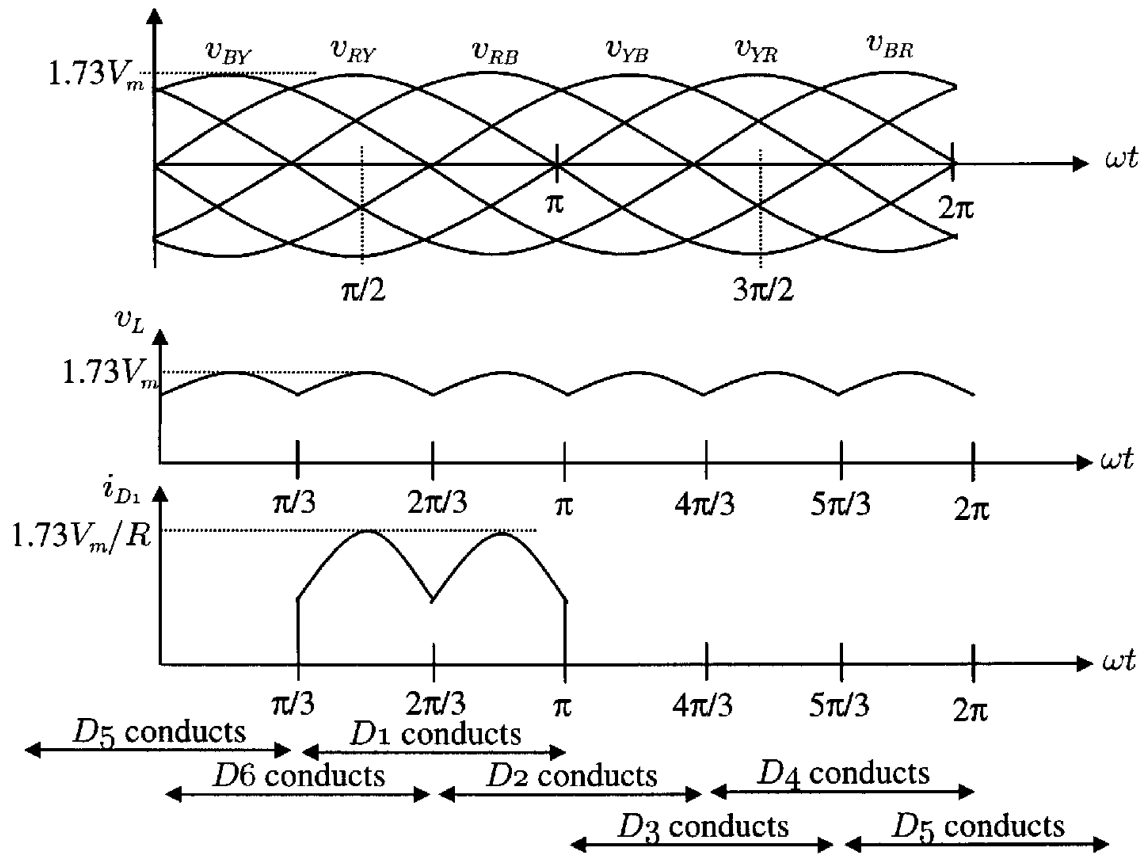
Οι τριφασικοί ανορθωτές γέφυρας χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε εφαρμογές ισχύος καθώς έχουν τον υψηλότερο δυνατό συντελεστή απόδοσης μετασχηματισμού (TUF) από όλες τις τριφασικές ανορθωτικές διατάξεις. Το κύκλωμα ενός τριφασικού ανορθωτή γέφυρας παρουσιάζεται στο Σχ.4.12



Σχ.4.12 Τριφασικός ανορθωτής γέφυρας

Οι δίοδοι λαμβάνουν αριθμό σύμφωνα με την σειρά διαδοχής της αγωγής τους και η γωνία αγωγιμότητας κάθε διόδου είναι $2\pi/3$.

Η σειρά αγωγής των διόδων είναι 12, 23, 34, 45, 56 και 61. Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος για την τριφασική γέφυρα ανόρθωσης παρουσιάζονται στο Σχ.4.13. Η μέγιστη τιμή της τάσης ισούται με 1.73 φορές της φασικής τάσης της τριφασικής πηγής συνδεσμολογίας αστέρα. Στον τριφασικό ανορθωτή γέφυρας επιτρέπεται η χρήση οποιασδήποτε συνδεσμολογίας, αστέρα η τριγώνου, για το πρωτεύων και στο δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή, καθώς το ρεύμα στο δευτερεύων τύλιγμα είναι πάντα συμμετρικό.



Σχ.4.13Κυματομορφές τάσης και ρεύματος για τον τριφασικό ανορθωτή γέφυρας.

Χρησιμοποιώντας την Εξ. (4.1), η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}V_m \sin \theta d\theta \quad (4.47)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_{dc} = V_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 1.654V_m \quad (4.48)$$

Ομοίως κάνοντας χρήση της Εξ. (4.6), η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{9}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (4.49)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1.655V_m \quad (4.50)$$

Επιπρόσθετα, η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή μπορεί επίσης να βρεθεί σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$I_s = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.78 I_m \quad (4.51)$$

Και η ενεργός τιμή του ρεύματος διόδου είναι:

$$I_D = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.522 I_m \quad (4.52)$$

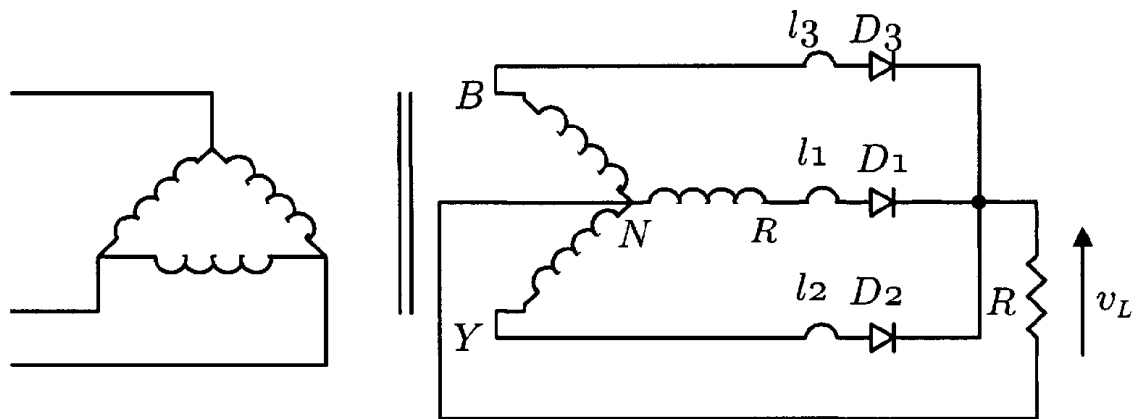
Όπου $I_m = 1.73 V_m / R$

Στηριζόμενοι στις Σχ. (4.48), (4.50), (4.51), και (4.52), όλες οι σημαντικές παράμετροι σχεδίασης της τριφασικής γέφυρας ανόρθωσης υπολογίζονται και παραθέτονται στον Πιν.4.3. Η συνεχής τάση εξόδου είναι ελαφρώς μικρότερη από την μέγιστη τιμή της τάσης αυτής ή 2.34 φορές της ενεργού τιμής της φασικής τάσης. Η τιμή για την *Μέγιστη Επαναλαμβανόμενη Ανάστροφη Τάση* (V_{RPM}) της διόδου του κυκλώματος ισούται με 1.05 φορές της συνεχούς τιμής τάσης εξόδου, και η τιμή για το *Μέγιστο Επαναληπτικό Ανάστροφο Ρεύμα* (I_{FRM}) της διόδου ισούται με 0.579 φορές του συνεχούς ρεύματος εξόδου.

Για το λόγο αυτό ο τριφασικός ανορθωτής γέφυρας είναι πολύ αποδοτικός και διαδεδομένος σε εφαρμογές όπου απαιτείτε η τάση αλλά και το ρεύμα να λαμβάνουν μεγάλες τιμές. Σε πολλές εφαρμογές μάλιστα δεν χρησιμοποιείτε επιπλέον φίλτρο καθώς η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι πολύ μικρή (συγκεκριμένα έχει συντελεστή κυμάτωσης 4.2%). Ακόμα και στις περιπτώσεις όπου απαιτείτε φίλτρο, το μέγεθος αυτού είναι πολύ μικρό επειδή η συχνότητα κυμάτωσης είναι κατά έξι φορές αυξημένη σε σχέση με την συχνότητα εισόδου.

4.4.5 Λειτουργία Ανορθωτών με Πραγματική Πηγή Πεπερασμένης Επαγωγής

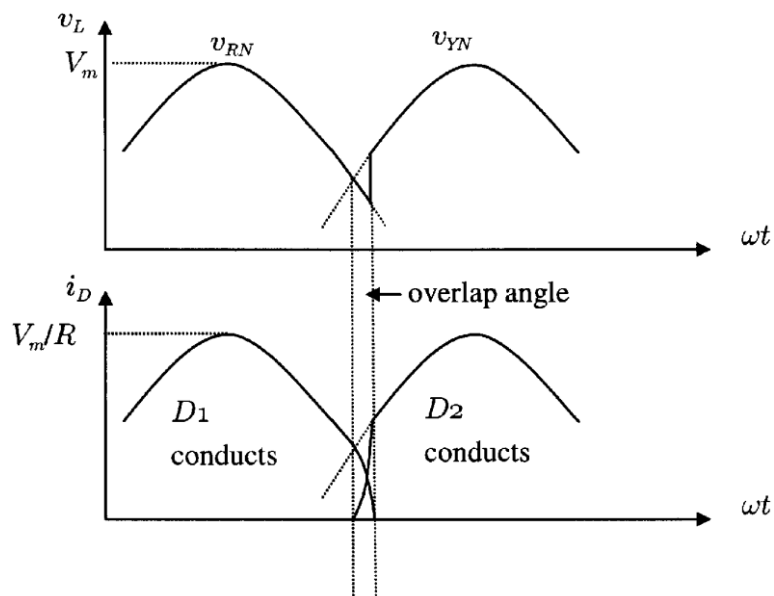
Κατά τα προηγούμενα έχει λεχθεί ότι η μεταγωγή του ρεύματος από την μία δίοδο στην επόμενη γίνεται ακαριαία όταν η εσωτερική τιμή της τάσης στις διόδους λάβει την απαραίτητη πολικότητα. Στην πράξη όμως αυτό είναι δύσκολο να επιτευχθεί καθώς υπάρχουν πεπερασμένες επαγωγές συσχετισμένες με την πηγή. Για την μελέτη των φαινομένων που προκαλεί η πεπερασμένη επαγωγή της πηγής, ένας τριφασικός ανορθωτής αστέρα με αυτεπαγωγή στον μετασχηματιστή, παρουσιάζεται στο Σχ.(4.14), όπου L_1 , L_2 , L_3 , συμβολίζουν την αυτεπαγωγή η οποία σχετίζεται με το δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή.



Σχ.4.14 Τριφασικός ανορθωτής αστέρα με αυτεπαγωγή στον μετασχηματιστή.

Σύμφωνα με το Σχ. 4.15 την στιγμή όπου η u_{YN} τείνει να γίνει μεγαλύτερη από την u_{RN} , λόγω της αυτεπαγωγής L_1 , το ρεύμα στην διάοδο D_1 δεν μπορεί να μηδενίσει αμέσως. Ομοίως, λόγω της αυτεπαγωγής L_2 , το ρεύμα στη διάοδο D_2 δεν μπορεί να αυξηθεί αμέσως στην μέγιστη τιμή του. Το αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι ότι και οι δύο διάοδοι άγουν για μια συγκεκριμένη χρονική περίοδο, η οποία ονομάζεται γωνία υπέρθεσης (ή μετάβασης). Η υπέρθεση μειώνει την ανορθωμένη τάση u_L όπως φαίνεται στην επάνω κυματομορφή τάσης στο Σχ. 4.15. Εάν όλες οι αυτεπαγωγές είναι ίσες, το οποίο σημαίνει ότι $l_1 = l_2 = l_3 = l_c$, τότε το ποσό της μείωσης της συνεχούς τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί ως $mf_i l_c I_{dc}$, όπου m είναι ο λόγος της συχνότητας της χαμηλότερη κυμάτωσης προς της συχνότητα εισόδου.

Για παράδειγμα για έναν τριφασικό ανορθωτή αστέρα ο οποίος λειτουργεί από πηγή συχνότητας 60Hz με μέσω ρεύμα φορτίου των 50A, το ποσό της μείωσης της συνεχούς τάσης εξόδου είναι 2.7V εάν η αυτεπαγωγή σε κάθε δευτερεύων τύλιγμα ισούται με 300μH.

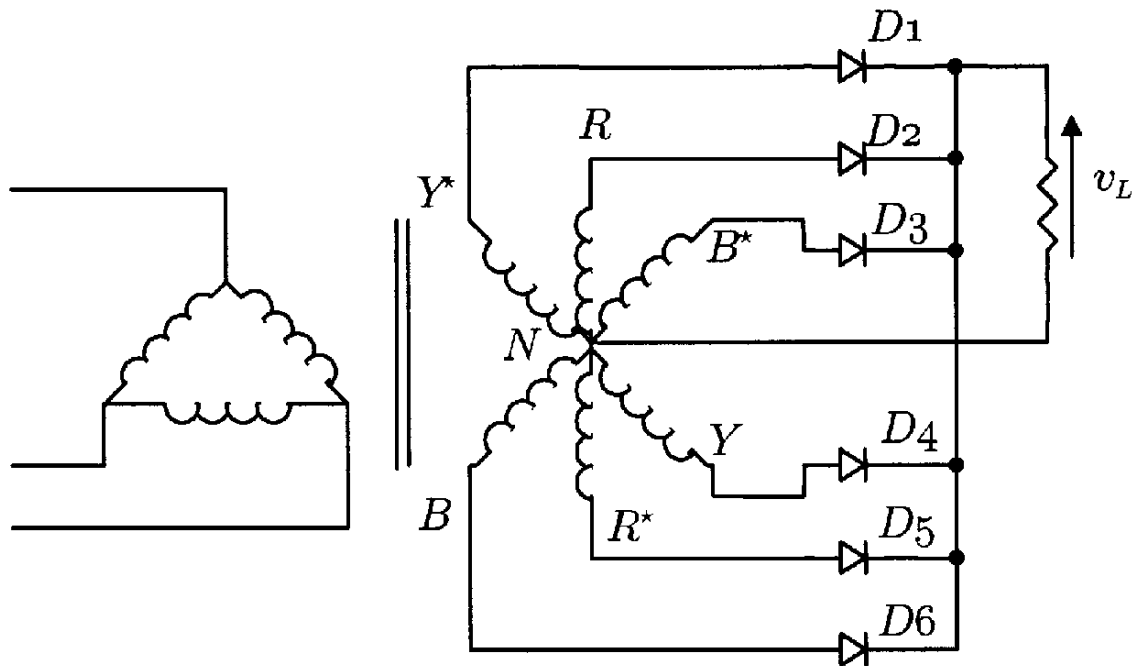


Σχ.4.15 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος κατά την υπέρθεση του Σχ.4.14

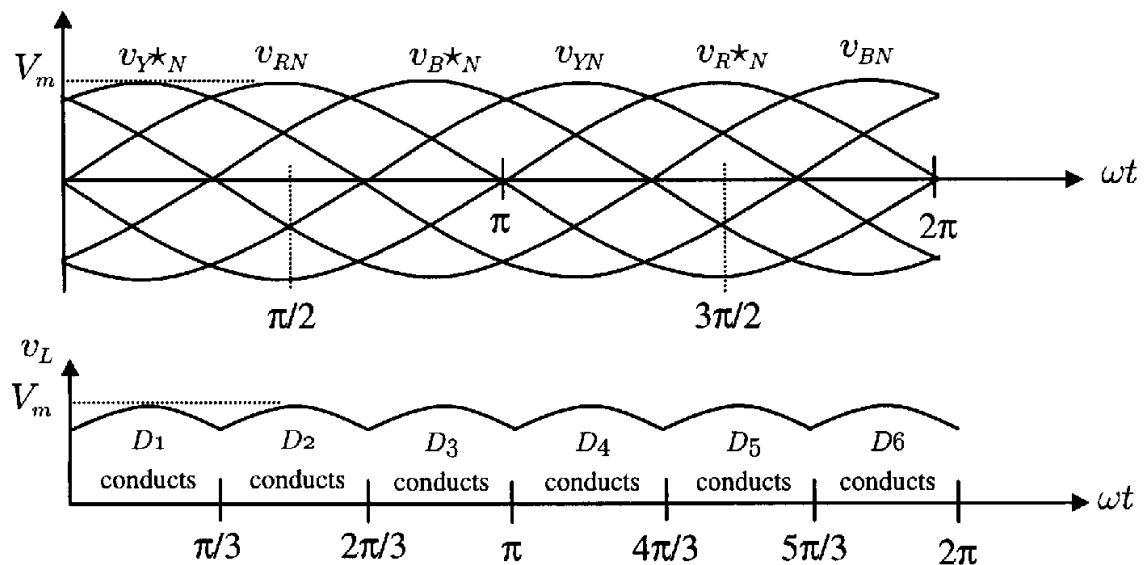
4.5 Πολυφασικοί Ανορθωτές Διόδων.

4.5.1 Εξαφασικός Ανορθωτής Αστήρα.

Το βασικό κύκλωμα ενός εξαφασικού ανορθωτή αστήρα παρουσιάζεται στο Σχ.4.16. Οι εξαφασικές τάσεις στο δευτερεύον παράγονται μέσω διάταξης μεσαίας λήψης σε ένα τριφασικό τύλιγμα τοπολογίας αστήρα. Για τον λόγο αυτό, η διάταξη, πολλές φορές αναφέρεται ως τριφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος. Η δίοδος για μια συγκεκριμένη φάση άγει κατά τη διάρκεια της περιόδου όπου η τάση στη εν λόγω φάση είναι υψηλότερου δυναμικού από όλες τις άλλες φάσεις. Η κυματομορφή της τάσης σε κάθε φάση και στο φορτίο παρουσιάζεται στο Σχ.4.17.



Σχ.4.16 Εξαφασικός ανορθωτής αστήρα.



Σχ.4.17 Κυματομορφές τάσεων για εξαφασικό ανορθωτή αστήρα.

Είναι φανερό ότι, σε αντίθεση με το κύκλωμα του τριφασικού ανορθωτή αστέρα, η γωνία αγωγής της κάθε διόδου είναι $\pi/3$ αντί για $2\pi/3$. Το ρεύμα ρέει μόνο σε ένα ανορθωτικό στοιχείο κάθε φορά, με αποτέλεσμα το μικρό μέσο ρεύμα, αλλά μεγάλη τιμή στο λόγο μέγιστου προς μέσου ρεύματος στις διόδους και χαμηλό συντελεστή χρησιμοποίησης δευτερεύοντος μετασχηματιστή. Παρόλα αυτά, τα συνεχή ρεύματα στο δευτερεύον του εξαφασικού ανορθωτή αστέρα αλληλοεξουδετερώνονται στο δευτερεύον τύλιγμα όπως στην περίπτωση του ανορθωτή πλήρους κύματος και για αυτό δεν παρουσιάζεται το φαινόμενο κορεσμού του σιδηρομαγνητικού πυρήνα του μετασχηματιστή.

Η διάταξη αυτή του εξαφασικού αστέρα καθίσταται κατάλληλη σε εφαρμογές που απαιτούν χαμηλό συντελεστή κυμάτωσης και κοινοί κάθοδο ή άνοδο για τους ανορθωτές.

Θεωρώντας ότι η τάση εξόδου δίνεται από την φάση u_{RN} μεταξύ $\pi/3$ και $2\pi/3$, η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_m \sin \theta d\theta \quad (4.53)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_{dc} = V_m \frac{6}{\pi} \frac{1}{2} = 0.955V_m \quad (4.54)$$

Ομοίως η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (4.55)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{6}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.956V_m \quad (4.56)$$

Επιπρόσθετα, η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή μπορεί επίσης να βρεθεί σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

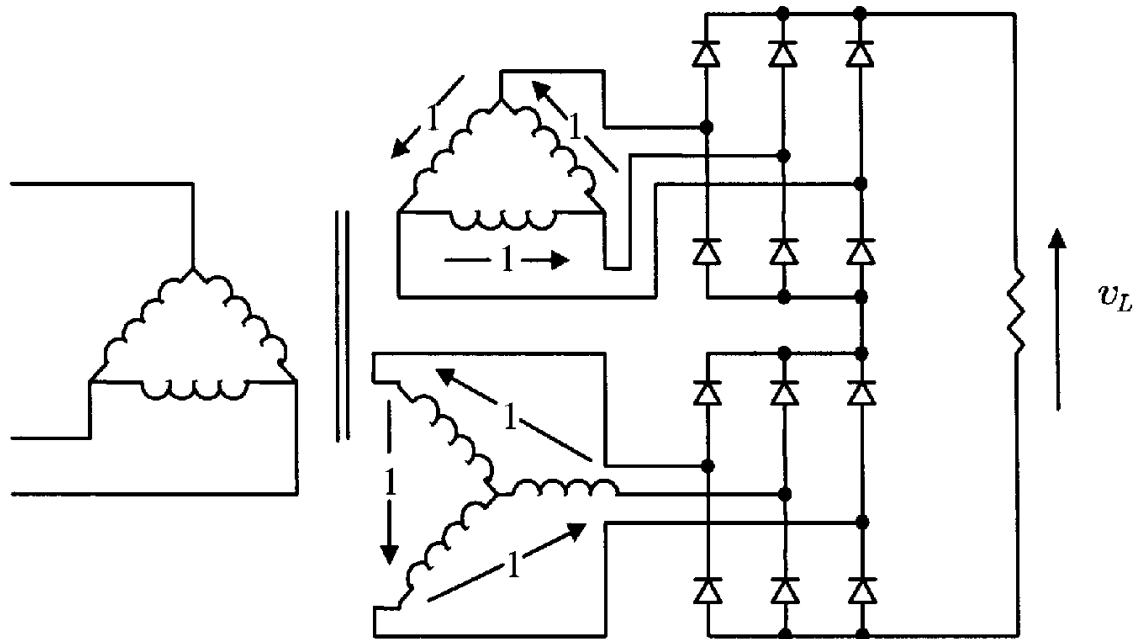
$$I_s = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.39I_m \quad (4.57)$$

Όπου $I_m = V_m/R$

Στηριζόμενοι στις Σχ. (4.55), (4.56) και (4.57), όλες οι σημαντικές παράμετροι σχεδίασης του εξαφασικού ανορθωτή αστέρα, υπολογίζονται και παραθέτονται στον Πιν.4.4

4.5.2 Εξαφασικός Ανορθωτής Γέφυρας Σειράς.

Οι συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου στο δευτερεύων τύλιγμα έχουν μια ενδογενή διαφορά φάσης κατά $\pi/6$ μεταξύ των τάσεων εξόδου. Όταν μια ανορθωτική γέφυρα τοπολογίας αστέρα και μια ανορθωτική γέφυρα τοπολογίας τριγώνου συνδεθούν σε σειρά όπως φαίνεται στο Σχ.4.18, η συνδυασμένη τάση εξόδου θα έχει διπλάσια συχνότητα κυμάτωσης (12 φορές μεγαλύτερη της συχνότητας εισόδου). Η διακύμανση της συνδυασμένης τάσης εξόδου θα μειωθεί επίσης από 4.2% (για κάθε ξεχωριστή ανορθωτική γέφυρα) σε 1%. Ο συνδυασμένος ανορθωτής γέφυρας αναφέρεται ως εξαφασικός ανορθωτής γέφυρας σειράς.



Σχ.4.18 Εξαφασικός ανορθωτής γέφυρας σειράς.

Στον εξαφασικό ανορθωτή γέφυρας σειράς που φαίνεται στο Σχ.4.18, θέτουμε την μέγιστη τάση του δευτερεύοντος συνδεσμολογίας αστέρα ως V_m^* . Η μέγιστη τάση στο δευτερεύων συνδεσμολογίας αστέρα μεταξύ των γραμμών είναι επίσης V_m^* . Η μέγιστη τάση στο φορτίο, ορίζεται ως V_m , και είναι ίση με $V_m = 2V_m^* \cos(\pi/12)$ ή $1.932V_m^*$ επειδή υπάρχει απόκλιση φάσεων κατά $\pi/6$ μεταξύ των δευτερεύων τυλιγμάτων. Η συχνότητα κυμάτωσης είναι 12 φορές μεγαλύτερη της κύριας συχνότητας.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_{dc} = \frac{12}{\pi} \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} V_m \sin \theta d\theta \quad (4.58)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_{dc} = V_m \frac{12\sqrt{3} - 1}{\pi \cdot 2\sqrt{2}} = 0.98862V_m \quad (4.59)$$

Ομοίως η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$V_L = \sqrt{\frac{12}{2\pi} \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (4.60)$$

Και επιλύοντας την εξίσωση προκύπτει:

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{12}{2\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0.98867V_m \quad (4.61)$$

Επιπρόσθετα, η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή μπορεί επίσης να βρεθεί σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$I_s = I_m \sqrt{\frac{4}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0.807I_m \quad (4.62)$$

Και η ενεργός τιμή του ρεύματος διόδου είναι:

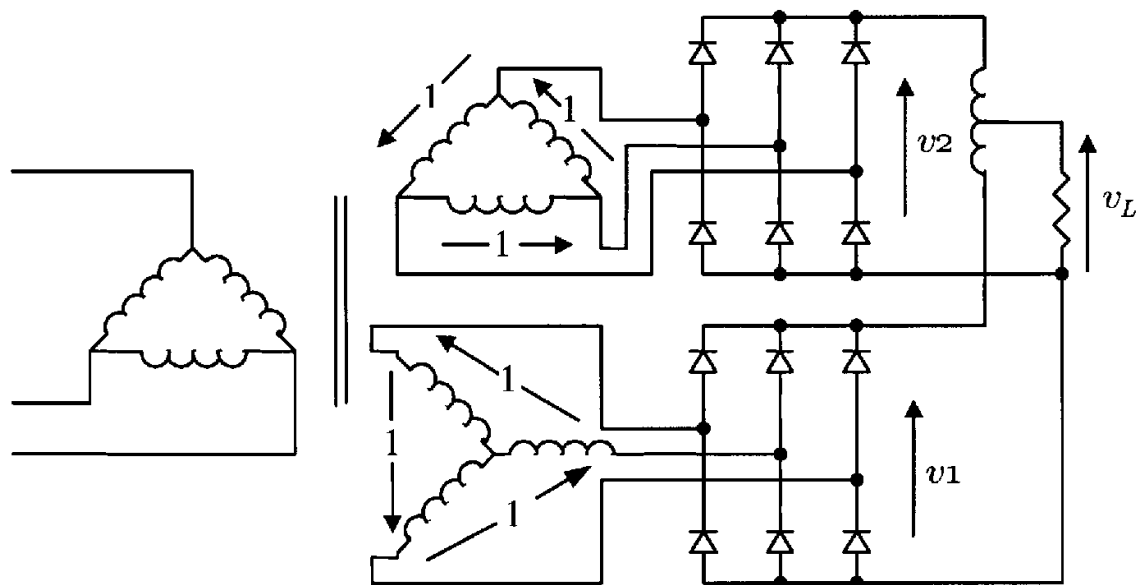
$$I_D = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4} \right)} = 0.57I_m \quad (4.63)$$

Όπου $I_m = V_m/R$

Στηριζόμενοι στις Σχ. (4.59), (4.61), (4.62) και (4.63), όλες οι σημαντικές παράμετροι σχεδίασης του εξαφασικού ανορθωτή γέφυρας σειράς, υπολογίζονται και παραθέτονται στον Πιν.4.4.

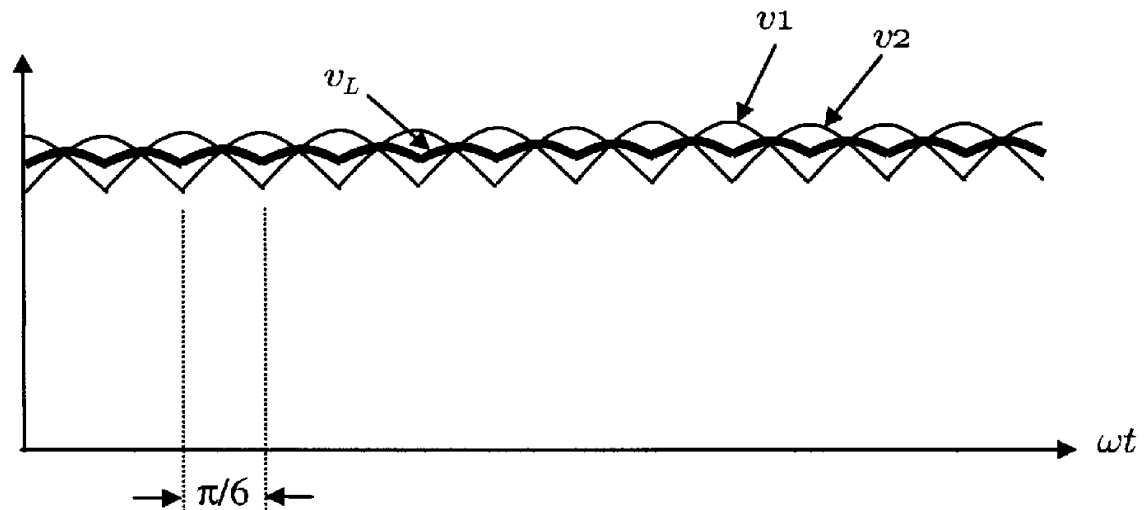
4.5.3 Εξαφασικός Ανορθωτής Παράλληλης Γέφυρας.

Ο εξαφασικός ανορθωτής γέφυρας σειράς που περιγράφηκε προηγουμένως είναι χρήσιμος για εφαρμογές υψηλής τάσης εξόδου. Όμως για εφαρμογές μεγάλου ρεύματος, πρέπει να χρησιμοποιείτε ο εξαφασικός ανορθωτής γέφυρας σειράς (με διαφασικό μετασχηματιστή), όπως αυτός φαίνεται στο Σχ.4.19



Σχ.4.19 Εξαφασικός ανορθωτής παράλληλης γέφυρας με διαφασικό Μ/Σ.

Ο διαφασικός μετασχηματιστής προκαλεί την κυματομορφή της τάσης εξόδου u_L να είναι η μέση τιμή των ανορθωμένων τάσεων u_1 και u_2 όπως φαίνεται στο Σχ.4.20. Όπως και με τον εξαφασικό ανορθωτή γέφυρας σειράς, η συχνότητα κυμάτωσης της εξόδου του εξαφασικού ανορθωτή παράλληλης γέφυρας είναι επίσης 12 φορές μεγαλύτερη της κύριας συχνότητας. Επιπλέον φίλτρο στην τάση εξόδου συνήθως δεν απαιτείτε. Σε ένα ισορροπημένο κύκλωμα τα ρεύματα εξόδου των δυο τριφασικών μονάδων (τα οποία ρέουν σε αντίθετες κατευθύνσεις στα τυλίγματα του διαφασικού μετασχηματιστή) δεν παράγουν συνεχές ρεύμα μαγνήτισης.



Σχ.4.20 Κυματομορφή τάσης του εξαφασικού ανορθωτή γέφυρας με διαφασικό Μ/Σ.

Όλες οι σημαντικές παράμετροι σχεδίασης του εξαφασικού ανορθωτή παράλληλης γέφυρας με διαφασικό μετασχηματιστή, υπολογίζονται και παραθέτονται επίσης στον Πιν.4.4.

Πίνακας 4.4 Σημαντικότερες σχεδιαστικές παράμετροι των εξαφασικών ανορθωτικών διατάξεων με ωμικό φορτίο

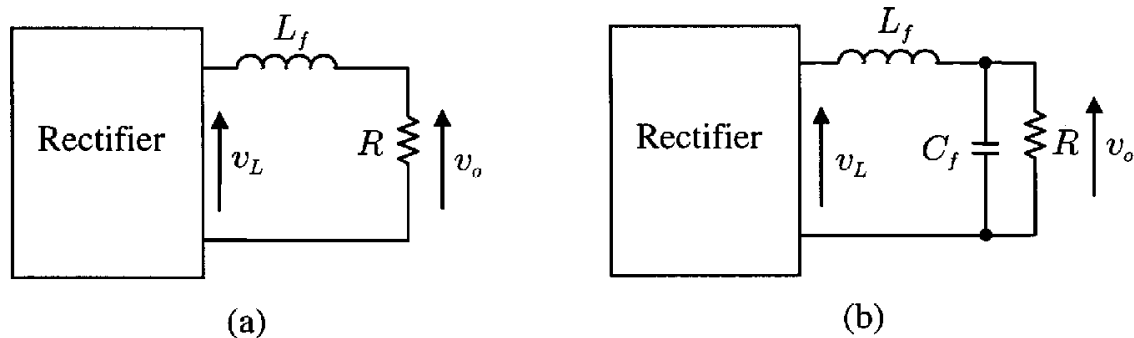
| | Εξαφασικός Ανορθωτής Αστέρα | Εξαφασικός Ανορθωτής Γέφυρας Σειράς | Εξαφασικός Ανορθωτής Παράλληλης Γέφυρας (Με Διαφασικό Μ/Σ) |
|--|-----------------------------------|---|--|
| Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση V_{RRM} | $2.09 V_{dc}$ | $0.524 V_{dc}$ | $1.05 V_{dc}$ |
| Ενεργός τάση εισόδου ανά τύλιγμα Μ/Σ V_s | $0.74 V_{dc}$ | $0.37 V_{dc}$ | $0.715 V_{dc}$ |
| Μέσο ρεύμα διόδου $I_{F(AV)}$ | $0.167 I_{dc}$ | $0.333 I_{dc}$ | $0.167 I_{dc}$ |
| Μέγιστο ορθό ρεύμα I_{FRM} | $6.28 I_{F(AV)}$ | $3.033 I_{F(AV)}$ | $3.14 I_{F(AV)}$ |
| Ενεργό ρεύμα διόδου $I_{F(RMS)}$ | $0.409 I_{dc}$ | $0.576 I_{dc}$ | $0.409 I_{dc}$ |
| Συντελεστής ισχύος ρεύματος διόδου $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ | 2.45 | 1.73 | 2.45 |
| Λόγος ανόρθωσης RR | 0.998 | 1.0 | 1.0 |
| Συντελεστής μορφής FF | 1.0009 | 1.00005 | 1.00005 |
| Συντελεστής κυμάτωσης RF | 0.042 | 0.01 | 0.01 |
| Φαινόμενη ισχύς πρωτεύοντος Μ/Σ | $1.28 P_{dc}$ | $1.01 P_{dc}$ | $1.01 P_{dc}$ |
| Φαινόμενη ισχύς δευτερεύοντος Μ/Σ | $1.81 P_{dc}$ | $1.05 P_{dc}$ | $1.05 P_{dc}$ |
| Συχνότητα κυμάτωσης εξόδου f_r | $6 f_i$ | $12 f_i$ | $12 f_i$ |

4.6 Συστήματα Φίλτρων Στα Κυκλώματα Ανόρθωσης.

Τα φίλτρα κατά κύριο λόγο χρησιμοποιούνται στα ανορθωτικά κυκλώματα για να εξομαλύνουν την συνεχή τάση εξόδου στο φορτίο. Κατηγοριοποιούνται σε φίλτρα επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος και φίλτρα χωρητικής εισόδου συνεχούς ρεύματος. Τα φίλτρα επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος προτιμούνται σε εφαρμογές υψηλής ισχύος επειδή επιτυγχάνεται πιο αποδοτική λειτουργία μετασχηματιστή λόγω της μείωσης του συντελεστή μορφής του ανορθωμένου ρεύματος. Τα φίλτρα χωρητικής εισόδου συνεχούς ρεύματος παρέχουν ογκομετρική αποδοτική λειτουργία (πολύ μικρές τιμές κυμάτωσης), αλλά απαιτούν υπερβολικά μεγάλο ρεύμα έναυσης και επαναλαμβανόμενα απότομα ρεύματα κατά την λειτουργία. Για το λόγο αυτό, τα φίλτρα χωρητικής εισόδου συνεχούς ρεύματος είναι κατάλληλα μόνο για εφαρμογές χαμηλής ισχύος όπου η σταθεροποίηση του ρεύματος συνήθως επιτυγχάνεται από έναν ηλεκτρονικό ρυθμιστή σε σειρά με τον ανορθωτή.

4.6.1 Φίλτρα Επαγωγικής Εισόδου Συνεχούς Ρεύματος.

Το απλούστερο φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος παρουσιάζεται στο Σχ.4.21α. Το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή μπορεί να διατηρηθεί σε μια σταθερή τιμή εάν η επαγωγή L_f είναι επαρκώς μεγάλη ($\omega L_f \gg R$). Η δράση του φίλτρου είναι πιο ουσιαστική σε συνθήκες μεγάλου φορτίου παρά σε συνθήκες μικρού φορτίου. Εάν η εξασθένιση της κυμάτωσης δεν είναι επαρκής ακόμα και με μεγάλες τιμές επαγωγεία, ένα φίλτρο τύπου L, όπως φαίνεται στο Σχ.4.21β μπορεί να χρησιμοποιηθεί για επιπλέον εξομάλυνση. Στην πράξη πολλές βαθμίδες φίλτρων τύπου L μπορούν να χρησιμοποιηθούν εάν η απαιτούμενη κυμάτωση της εξόδου πρέπει να διατηρηθεί αυστηρά σε πολύ χαμηλά επίπεδα.



Σχ.4.21 Φίλτρα επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος.
 (α) Απλούστερο φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος.
 (β) Φίλτρο τύπου L

Για το απλούστερο φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος που φαίνεται στο Σχ.4.21α, η κυμάτωση μειώνεται από τον συντελεστή:

$$\frac{u_o}{u_L} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (2\pi f_r L_f)^2}} \quad (4.64)$$

Όπου u_L είναι η τάση κυμάτωσης πριν την εξομάλυνση, u_0 είναι η τάση κυμάτωσης μετά την εξομάλυνση, και f_r είναι η συχνότητα κυμάτωσης.

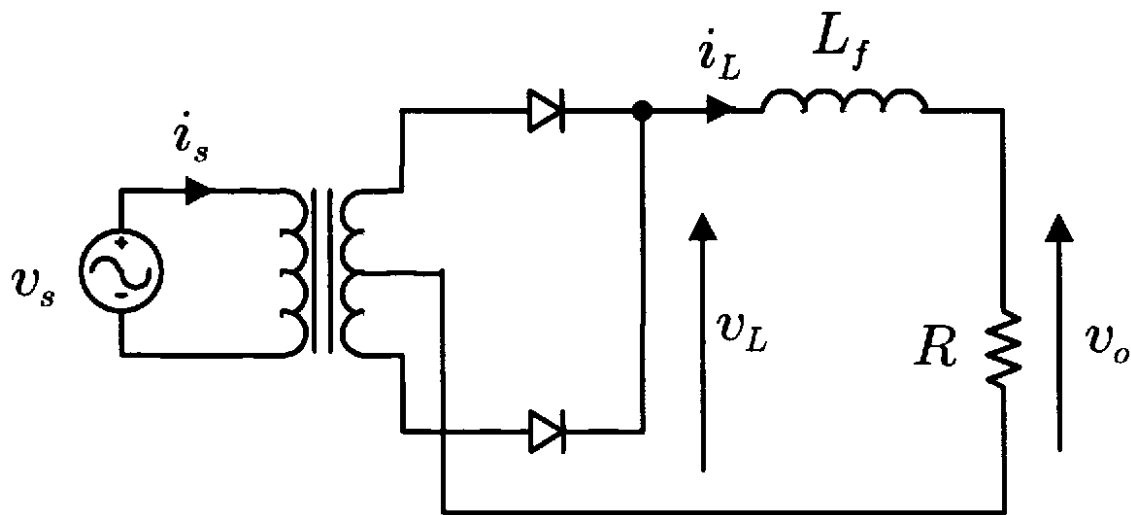
Για το φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος που φαίνεται στο Σχ.4.21β, το ποσό της μείωσης στην τάση κυμάτωσης μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$\frac{u_0}{u_L} = \left| \frac{1}{1 - (2\pi f_r)^2 L_f C_f} \right| \quad (4.65)$$

Όπου f_r είναι η συχνότητα κυμάτωσης, εάν $R \gg 1/2\pi f_r C_f$.

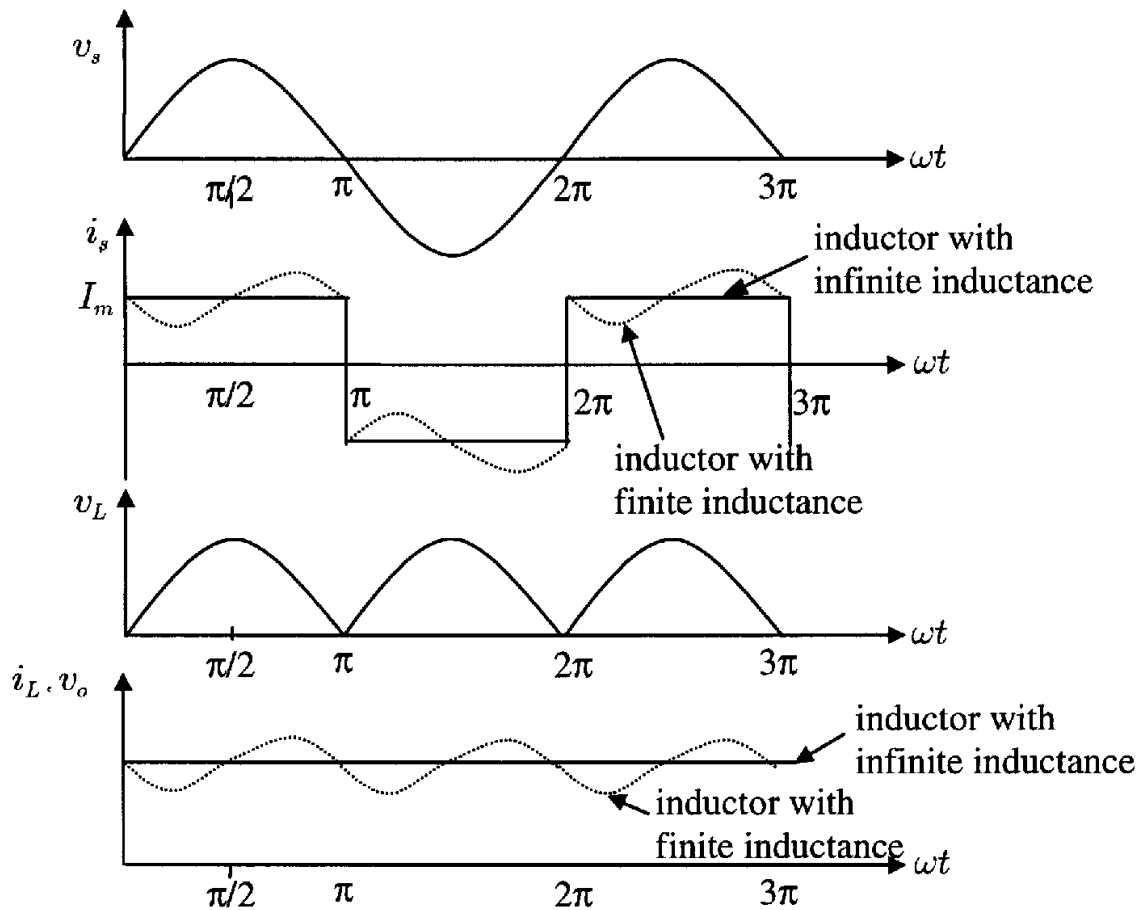
4.6.1.1 Κυματομορφές Τάσης και Ρεύματος για Ανορθωτή Πλήρους Κύματος με Φίλτρο Επαγωγικής Εισόδου Σ.Ρ.

Το Σχ.4.22 απεικονίζει έναν μονοφασικό ανορθωτή πλήρους κύματος με φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος. Η κυματομορφές τάσης και ρεύματος παρουσιάζονται στο Σχ.4.23.



Σχ.4.22 Ανορθωτής πλήρους κύματος με φίλτρο επαγωγικής εισόδου Σ.Ρ.

Όταν η επαγωγή στο L_f είναι άπειρη, το ρεύμα που ρέει μέσα από το πηνίο, και η τάση εξόδου είναι σταθερά. Όταν όμως η επαγωγή στο L_f είναι πεπερασμένη, το ρεύμα μέσα από το πηνίο έχει έναν συντελεστή κυμάτωσης, όπως φαίνεται από τις διακεκομμένες γραμμές του Σχ.4.23. Εάν η επαγωγή εισόδου είναι πολύ μικρή, το ρεύμα μειώνεται στο μηδέν (γίνεται ασυνεχές) κατά τη διάρκεια ορισμένου τμήματος του χρόνου μεταξύ δύο κορυφών της τάσης εξόδου του ανορθωτή. Η ελάχιστη τιμή της απαιτούμενης επαγωγής ώστε το ρεύμα να διατηρείται συνεχές είναι γνωστή ως κρίσιμη επαγωγή L_c .



Σχ.4.23 Κυματομορφές τάση και ρεύματος του ανορθωτή πλήρους κύματος με επαγωγικής εισόδου Σ.Ρ

4.6.1.2 Κρίσιμη Επαγωγή L_C .

Στην περίπτωση του μονοφασικού ανορθωτή πλήρους κύματος, η κρίσιμη επαγωγή μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$\text{Πλήρους Κύματος } L_C = \frac{R}{6\pi f_i} \quad (4.66)$$

Όπου f_i είναι η κύρια συχνότητα της εισόδου.

Στην περίπτωση των πολυφασικών ανορθωτών, η κρίσιμη επαγωγή μπορεί να βρεθεί ως:

$$\text{Πολυφασικοί Ανορθωτές } L_C = \frac{R}{3\pi m(m^2 - 1)f_i} \quad (4.67)$$

Όπου m είναι ο λόγος της χαμηλότερης συχνότητας κυμάτωσης προς την συχνότητα εισόδου, για παράδειγμα, $m=6$ για ένα τριφασικό ανορθωτή γέφυρας.

4.6.1.3 Καθορίζοντας Την Αυτεπαγωγή Εισόδου Για Γνωστό Συντελεστή Κυμάτωσης

Στην πράξη η επιλογή για την αυτεπαγωγή εισόδου εξαρτάται από τον απαιτούμενο συντελεστή κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Η διακύμανση τάσης για

έναν ανορθωτή χωρίς φίλτρο εξομάλυνσης μπορεί να βρεθεί μέσω της ανάλυσης κατά Fourier. Για παράδειγμα, ο συντελεστής της $n^{\text{οστη}}$ αρμονικής συνιστώσας του ανορθωτή με τάση u_L που παρουσιάζεται στο Σχ.4.22 μπορεί να εκφραστεί ως:

$$u_{L_n} = \frac{-4V_m}{\pi(n^2 - 1)} \quad (4.68)$$

Όπου $n = 2, 4, 8, \dots$ κτλ.

Η συνεχής συνιστώσα της τάσης του ανορθωτή δίνεται από την Εξ.4.5. Έτσι και με την βοήθεια της Εξ.4.27, ο συντελεστής κυμάτωσης μπορεί επίσης να εκφραστεί σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$RF = \sqrt{2 \sum_{n=2,4,8} \left(\frac{1}{n^2 - 1} \right)^2} \quad (4.69)$$

Λαμβάνοντας υπ' όψιν μόνο την χαμηλότερης τάξης αρμονική συνιστώσα ($n=2$), ο συντελεστής κυμάτωσης εξόδου ενός απλού φίλτρου επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος (χωρίς C_f) μπορεί να βρεθεί κάνοντας χρήση των εξισώσεων 4.64 και 4.69, όπου προκύπτει:

$$\text{Φιλτραρισμένο } RF = \frac{0.4714}{\sqrt{1 + \left(\frac{4\pi f_i L_f}{R} \right)^2}} \quad (4.70)$$

4.6.1.4 Αρμονικές Ρεύματος

Γενικώς, η ολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion – THD) σε ένα ρεύμα εισόδου ορίζεται ως:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1} \quad (4.71)$$

Όπου I_s είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου και I_{s1} είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εισόδου.

Η ολική αρμονική παραμόρφωση μπορεί επίσης να εκφραστεί ως:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2,3,4} \left(\frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (4.72)$$

Όπου I_{sn} είναι η ενεργός τιμή της $n^{\text{οστη}}$ αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εισόδου.

Επιπλέον, ο συντελεστής ισχύος εισόδου ορίζεται ως:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi \quad (4.73)$$

Όπου φ είναι η γωνία εκτόπισης μεταξύ της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εισόδου και της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εισόδου.

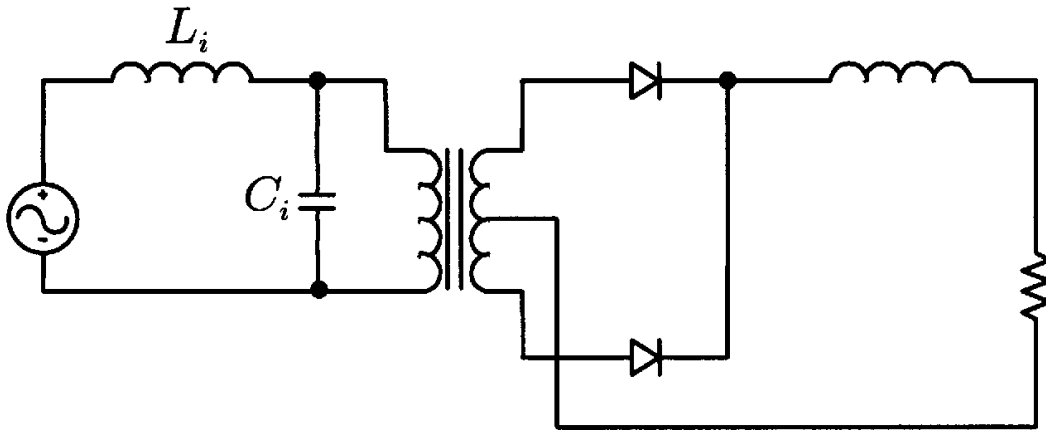
Θέτουμε ότι ο επαγωγέας L_f του κυκλώματος που απεικονίζεται στο Σχ.4.22 έχει απείρως μεγάλη επαγωγή. Το ρεύμα εισόδου είναι τότε ένα τετραγωνικό κύμα. Αυτής της μορφής το ρεύμα εισόδου περιέχει ανεπιθύμητες ανώτερες αρμονικές οι οποίες μειώνουν το συντελεστή ισχύος εισόδου της διάταξης.

Το ρεύμα εισόδου μπορεί εύκολα να εκφραστεί ως:

$$i_s = \frac{4I_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{1}{n} \sin(2n\pi f_i t) \quad (4.74)$$

Οι rms τιμές του ρεύματος εισόδου και οι θεμελιώδης συνιστώσα του είναι I_m και $4I_m/\pi\sqrt{2}$ αντίστοιχα. Για αυτό, η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου για αυτό το κύκλωμα είναι 0.484. Καθώς η γωνία μετατόπισης $\varphi=0$, ο συντελεστής ισχύος είναι $4/\pi\sqrt{2} = 0.9$.

Ο συντελεστής ισχύος του κυκλώματος που φαίνεται στο Σχ.4.22 μπορεί να βελτιωθεί εγκαθιστώντας ένα φίλτρο εναλλασσόμενου ρεύματος μεταξύ της πηγής και του ανορθωτή όπως φαίνεται στο Σχ.4.24.



Σχ.4.24 Ισοδύναμο κύκλωμα για φίλτρο εισόδου ac.

Λαμβάνοντας υπ' όψιν μόνο τις αρμονικές συνιστώσες, το ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή που δίνεται στο Σχ.4.22 μπορεί να βρεθεί και δίνεται στο Σχ.4.25. Η ενεργός τιμή της $n^{\text{οστis}}$ αρμονικής ρεύματος που εμφανίζεται στην τροφοδοσία μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τον κανόνα του διαιρέτη ρεύματος.

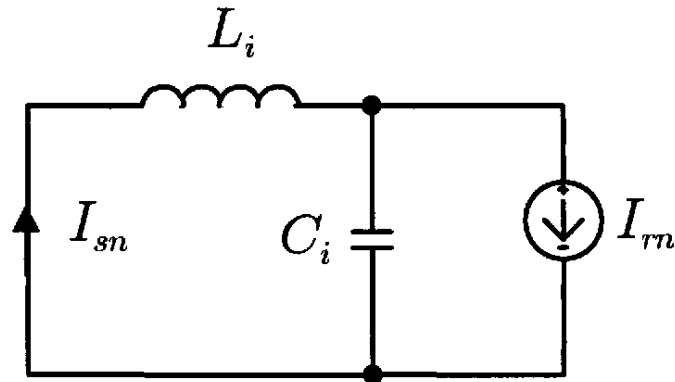
$$I_{sn} = \left| \frac{1}{1 - (2n\pi f_i)^2 L_i C_i} \right| I_{rn} \quad (4.75)$$

Όπου I_{rn} είναι η ενεργός τιμή της $n^{\text{οστis}}$ αρμονικής ρεύματος του ανορθωτή.

Εφαρμόζοντας της Εξ.4.73 και γνωρίζοντας ότι $I_{rn}/I_{r1} = 1/n$ από την Εξ.4.74, η ολική αρμονική παραμόρφωση του ανορθωτή με φίλτρο εισόδου που απεικονίζεται στο Σχ.4.24 μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$\text{Φιλτραρισμένη THD} = \sqrt{\sum_{n=3,5} \frac{1}{n^2} \left| \frac{1}{1 - (2n\pi f_i)^2 L_i C_i} \right|^2} \quad (4.76)$$

Οι σημαντικές σχεδιαστικές παράμετροι των τυπικών μονοφασικών και τριφασικών ανορθωτών με φίλτρο επαγωγικής εισόδου συνεχούς ρεύματος καταγράφονται στο Πιν.4.5. Σημειώνετε ότι, σε έναν μονοφασικό ανορθωτή μισού κύματος, απαιτείτε η συνδεσμολογία μιας διόδου ελεύθερας ροής κατά μήκος της εισόδου των φίλτρων συνεχούς ρεύματος έτσι ώστε η ροή του ρεύματος φορτίου να μπορεί να διατηρείται και κατά την διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης τροφοδοσίας.



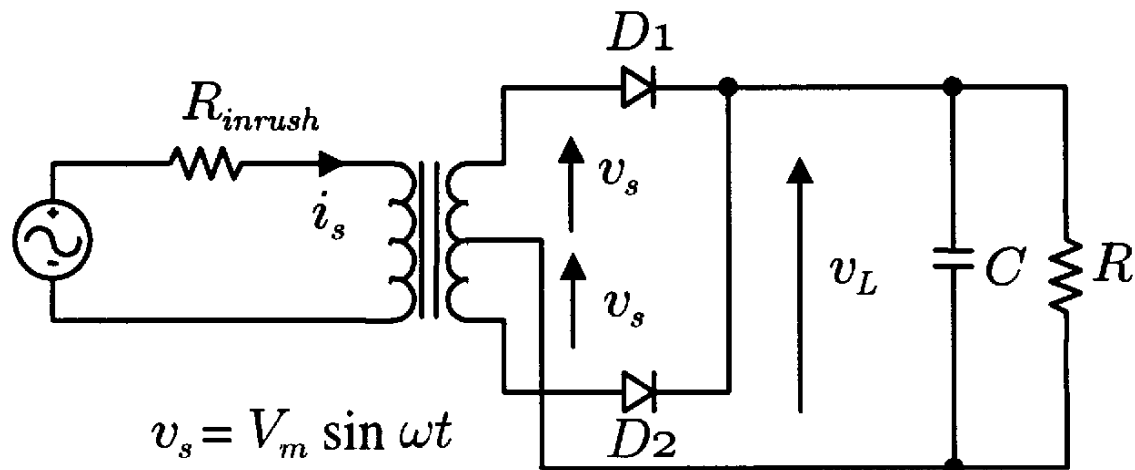
Σχ.4.25 Ισοδύναμο κύκλωμα για φίλτρο εισόδου ac.

Πίνακας 4.5 Σημαντικότερες σχεδιαστικές παράμετροι τυπικών ανορθωτικών κυκλωμάτων με DC φίλτρα επαγωγικής εισόδου.

| | Ανορθωτής Πλήρους Κύματος Με Μ/Σ Μεσαίας Λήψης | Ανορθωτής Πλήρους Κύματος Γέφυρας | Τριφασικός Ανορθωτής Αστέρα | Τριφασικός Ανορθωτής Γέφυρας | Τριφασικός Ανορθωτής Διπλού Αστέρα Με Εσωτερικό Μ/Σ |
|---|--|-----------------------------------|-----------------------------|------------------------------|---|
| Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση V_{RRM} | $3.14 V_{dc}$ | $1.57 V_{dc}$ | $2.09 V_{dc}$ | $1.05 V_{dc}$ | $2.42 V_{dc}$ |
| Ενεργός τάση εισόδου ανά τύλιγμα Μ/Σ V_S | $1.11 V_{dc}$ | $1.11 V_{dc}$ | $0.885 V_{dc}$ | $0.428 V_{dc}$ | $0.885 V_{dc}$ |
| Μέσο ρεύμα διόδου $I_{F(AV)}$ | $0.5 I_{dc}$ | $0.5 I_{dc}$ | $0.333 I_{dc}$ | $0.333 I_{dc}$ | $0.167 I_{dc}$ |
| Μέγιστο ορθό ρεύμα I_{FRM} | $2.00 I_{F(AV)}$ | $2.00 I_{F(AV)}$ | $3.00 I_{F(AV)}$ | $3.00 I_{F(AV)}$ | $3.00 I_{F(AV)}$ |
| Ενεργό ρεύμα διόδου $I_{F(RMS)}$ | $0.707 I_{dc}$ | $0.707 I_{dc}$ | $0.577 I_{dc}$ | $0.577 I_{dc}$ | $0.289 I_{dc}$ |
| Συντελεστής ισχύος ρεύματος διόδου $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ | 1.414 | 1.414 | 1.73 | 1.73 | 1.73 |
| Φαινόμενη ισχύς πρωτεύοντος Μ/Σ | $1.11 P_{dc}$ | $1.11 P_{dc}$ | $1.21 P_{dc}$ | $1.05 P_{dc}$ | $1.05 P_{dc}$ |
| Φαινόμενη ισχύς δευτερεύοντος Μ/Σ | $1.57 P_{dc}$ | $1.11 P_{dc}$ | $1.48 P_{dc}$ | $1.05 P_{dc}$ | $1.48 P_{dc}$ |
| Συχνότητα κυμάτωσης εξόδου f_r | $2 f_i$ | $2 f_i$ | $3 f_i$ | $6 f_i$ | $6 f_i$ |
| Συνιστώσα κυμάτωσης V_r στην | | | | | |
| (α) Θεμελιώδη | $0.667 V_{dc}$ | $0.667 V_{dc}$ | $0.250 V_{dc}$ | $0.057 V_{dc}$ | $0.057 V_{dc}$ |
| (β) Δεύτερη αρμονική | $0.133 V_{dc}$ | $0.133 V_{dc}$ | $0.057 V_{dc}$ | $0.014 V_{dc}$ | $0.014 V_{dc}$ |
| (γ) Τρίτη αρμονική της συχνότητας κυμάτωσης | $0.057 V_{dc}$ | $0.057 V_{dc}$ | $0.025 V_{dc}$ | $0.006 V_{dc}$ | $0.006 V_{dc}$ |

4.6.2 Φίλτρα Χωρητικής Εισόδου Συνεχούς Ρεύματος

Το Σχ.4.26 παρουσιάζει έναν ανορθωτή πλήρους κύματος με φίλτρο χωρητικής εισόδου συνεχούς ρεύματος. Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος αυτού του ανορθωτή παρουσιάζονται στο Σχ.4.27. Όταν η στιγμιαία τάση του δευτερεύοντος τυλίγματος v_s είναι μεγαλύτερη από την στιγμιαία τιμή της τάσης του πυκνωτή v_L , μια από τις D_1 ή D_2 άγει, και ο πυκνωτής C φορτίζεται από τον μετασχηματιστή. Όταν η στιγμιαία τάση του δευτερεύοντος τυλίγματος v_s πέφτει κάτω από την στιγμιαία τιμή της τάσης του πυκνωτή v_L , και οι δύο διόδοι είναι ανάστροφα πολωμένες και ο πυκνωτής C εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης φορτίου R . Τελικά η τάση πυκνωτή v_L κυμένεται μεταξύ μιας μέγιστης τιμής V_m και μιας ελάχιστης τιμής $V_m - V_{r(pp)}$ όπως φαίνεται στο Σχ.4.27. (Η $V_{r(pp)}$ είναι η τάση κυμάτωσης από κορυφή σε κορυφή). Όπως φαίνεται στο Σχ.4.27, η γωνία αγωγής θ_c των διόδων γίνεται μικρότερη όταν η διακύμανση της τάσης εξόδου μειώνετε. Συνεπώς, η πηγή παροχής ισχύος και οι διόδοι υφίστανται σε συνεχώς επαναλαμβανόμενο απότομο ρεύμα. Ένα LC φίλτρο εναλλασσομένου ρεύματος, όπως φαίνεται στο Σχ.4.24, πιθανώς απαιτείτε για να βελτιώσει το συντελεστή ισχύος εισόδου του ανορθωτή.



Σχ.4.26 Ανορθωτής πλήρους κύματος με DC φίλτρο χωρητικής εισόδου. Στην πράξη, εάν η τάση κυμάτωσης από κορυφή σε κορυφή είναι μικρή, μπορεί να υπολογιστεί κατά προσέγγιση από την εξίσωση:

$$V_{r(pp)} = \frac{V_m}{f_r RC} \quad (4.77)$$

Όπου f_r είναι η συχνότητα κυμάτωσης εξόδου του ανορθωτή.

Έτσι, η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_{dc} δίνεται από την σχέση:

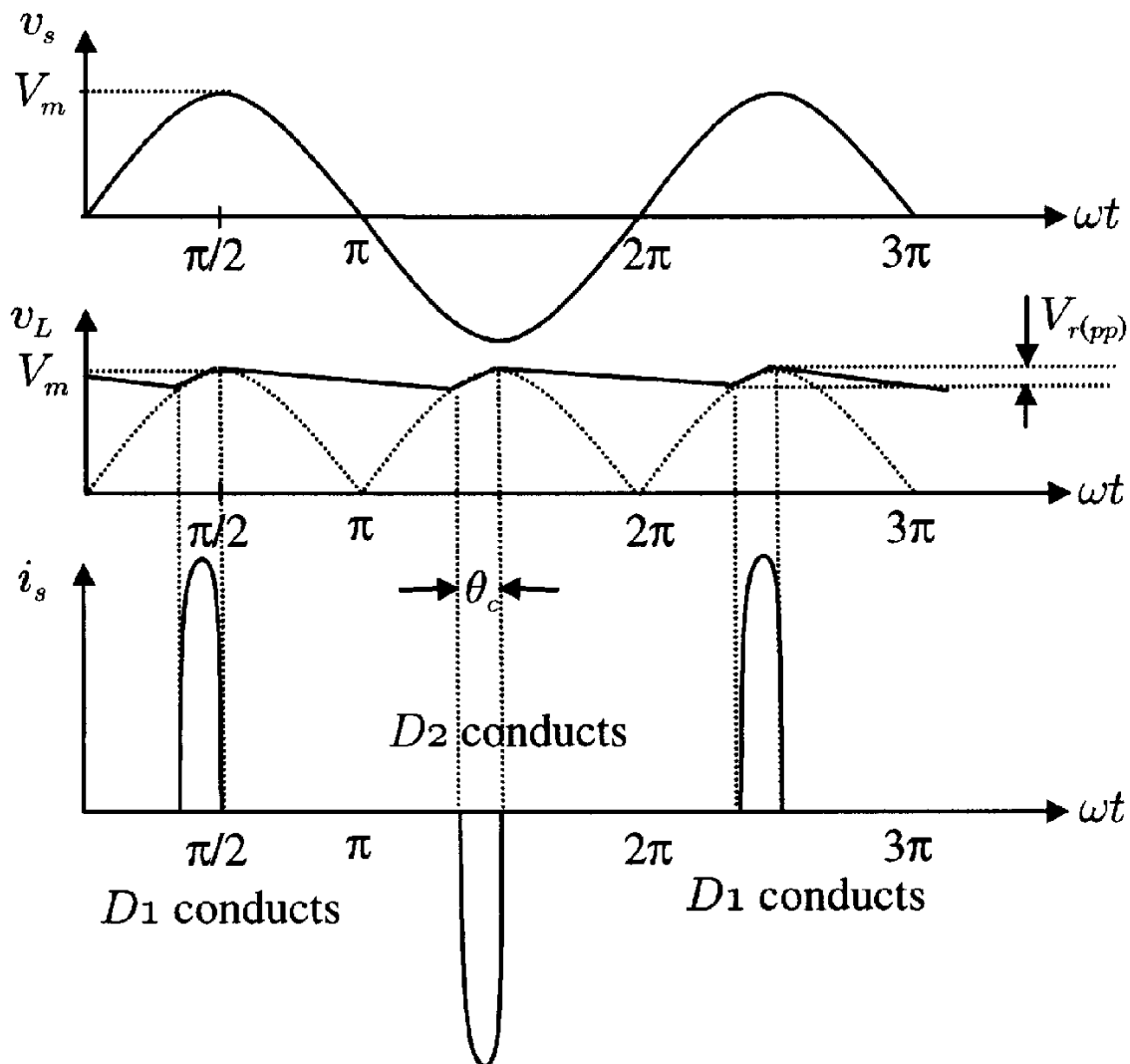
$$V_{dc} = V_m \left(1 - \frac{1}{2f_r RC} \right) \quad (4.78)$$

Η ενεργός τιμή της κυμαινόμενης τάσης εξόδου V_{ac} υπολογίζεται κατά προσέγγιση από:

$$V_{ac} = \frac{V_m}{2\sqrt{2}f_r RC} \quad (4.79)$$

Ο συντελεστής κυμάτωσης RF μπορεί να βρεθεί από την παρακάτω εξίσωση:

$$RF = \frac{1}{\sqrt{2}(2f_r RC - 1)} \quad (4.80)$$



Σχ.4.27 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του ανορθωτή πλήρους κύματος με DC φίλτρο χωρητικής εισόδου.

4.6.2.1 Ρεύμα εισροής (Inrush current)

Η αντίσταση R_{inrush} στο Σχ.4.26 χρησιμοποιείται για να περιορίσει το ρεύμα εισροής που επιβάλλεται στις διόδους κατά τη στιγμή όπου ο ανορθωτής συνδέεται στην τροφοδοσία. Το ρεύμα εισροής μπορεί να είναι πολύ μεγάλο επειδή ο πυκνωτής C αρχικά δεν είναι φορτισμένος. Η χειρότερη περίπτωση συμβαίνει όταν ο ανορθωτής συνδεθεί στο δίκτυο όταν αυτό βρίσκεται στην μέγιστη τάση. Το ρεύμα εισροής στην χειρότερη περίπτωση μπορεί να υπολογιστεί από

$$I_{inrush} = \frac{V_m}{R_{sec} + R_{ESR}} \quad (4.81)$$

Όπου R_{sec} είναι η ισοδύναμη αντίσταση ανοιγμένη στο δευτερεύον του μετασχηματιστή και R_{ESR} είναι η ισοδύναμη αντίσταση σειράς του πυκνωτή εξομάλυνσης. Άρα η διάδος του κυκλώματος πρέπει να αντέξει το ρεύμα εισροής

για μια ημιπερίοδο της τάσης εισόδου. Με άλλα λόγια το η τιμή για το *Μέγιστο Επιτρεπτό Ρεύμα Υπερέντασης (I_{FSM})* των διόδων του κυκλώματος πρέπει να είναι υψηλότερο από το ρεύμα εισροής. Η ισοδύναμη αντίσταση η οποία σχετίζεται με τα τυλίγματα του μετασχηματιστή και τον πυκνωτή εξομάλυνσης είναι συνήθως επαρκής για να περιορίσει το ρεύμα εισροής σε ένα επιτρεπτό επίπεδο. Όμως σε περίπτωση που ο μετασχηματιστής παραλείπεται, η αντίσταση R_{inrush} πρέπει να προστεθεί για να ελέγχει το ρεύμα εισροής.

Λαμβάνουμε για παράδειγμα έναν μονοφασικό ανορθωτή γέφυρας, ο οποίος προορίζεται να συνδεθεί σε δίκτυο 230V 50Hz (χωρίς μετασχηματιστή). Υποθέτουμε ότι το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα υπερέντασης των διόδων είναι 150A για ένα διάστημα 8.3ms. Εάν η ισοδύναμη αντίσταση σειράς του πυκνωτή εξομάλυνσης είναι μηδέν, υπολογίζουμε από την Εξ.4.81 ότι η τιμή της αντίστασης για τον περιορισμό του ρεύματος εισροής είναι 2.16Ω.

Κεφάλαιο 5^ο

5. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ – INVERTERS

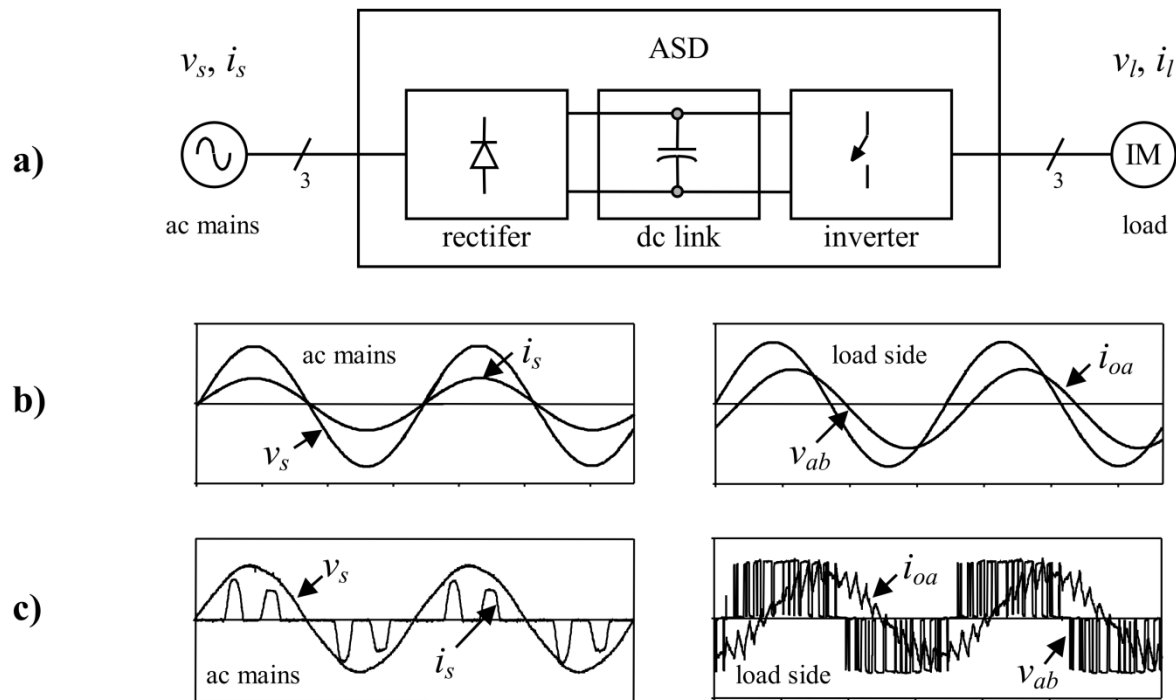
5.1 Εισαγωγή

Ο κύριος στόχος των στατικών αντιστροφών ισχύος είναι να παράγουν μια εναλλασσόμενη κυματομορφή στην έξοδο από μια συνεχή τροφοδοσία ισχύος στην είσοδο. Αυτού του τύπου οι κυματομορφές απαιτούνται στους οδηγούς μεταβλητής ταχύτητας, στα συστήματα παροχής αδιάλειπτης ισχύος, στους στατικούς μεταβλητούς αντισταθμιστές, στα ενεργά φίλτρα, ευέλικτα συστήματα μετάδοσης ac, και στους αντισταθμιστές τάσης, οι οποίες είναι μόνο λίγες από τις εφαρμογές. Για ημιτονοειδή εναλλασσόμενη τάσης στην έξοδο, το μέγεθος, η συχνότητα, και η φάση της τάσης πρέπει να ελέγχονται από τον αντιστροφέα. Σύμφωνα με τον τύπο της εναλλασσόμενη κυματομορφής εξόδου, χρησιμοποιούνται οι τοπολογίες Αντιστροφών Πηγής Τάσης (VSIs), όπου η ανεξάρτητη ελεγχόμενη εναλλασσόμενη έξοδος είναι μια κυματομορφή τάσης. Αυτές οι δομές είναι οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενες καθώς ως εκ φυσικού συμπεριφέρονται σαν πηγές τάσης όπως απαιτείτε από πολλές βιομηχανικές εφαρμογές, όπως οι οδηγοί μεταβλητής ταχύτητας, οι οποίοι είναι η πιο δημοφιλής εφαρμογή των αντιστροφών, Σχ.5.1a. Ομοίως υπάρχει η τοπολογία Αντιστροφών Πηγής Ρεύματος (CSIs), όπου η ανεξάρτητη ελεγχόμενη εναλλασσόμενη έξοδος είναι μια κυματομορφή ρεύματος. Αυτού του τύπου οι δομές χρησιμοποιούνται ακόμα ευρύτερα σε μεσαίας τάσης βιομηχανικές εφαρμογές, όπου απαιτείτε κυματομορφή τάσης υψηλής ποιότητας.

Οι στατικοί μετατροπείς ισχύος, και ειδικά οι αντιστροφείς, αποτελούνται από διακόπτες ισχύος και η εναλλασσόμενη κυματομορφή εξόδου λόγω των διακοπών αποτελείται από πολλές διακριτές τιμές. Αυτό οδηγεί στην παραγωγή κυματομορφών όπου χαρακτηρίζονται από ταχύτατες μεταβολές και όχι από ομαλή κύλιση. Για παράδειγμα, η εναλλασσόμενη τάση εξόδου που παράγεται από έναν αντιστροφέα πηγής τάσης ενός τυπικού οδηγού μεταβλητής ταχύτητας είναι μια κυματομορφή τριών επιπέδων Σχ.5.1c. Παρόλο που η κυματομορφή δεν είναι ημιτονοειδής όπως αναμενόταν Σχ.5.1b, η θεμελιώδης συνιστώσα της κυματομορφής συμπεριφέρεται σαν ημιτονοειδής. Αυτή η συμπεριφορά πρέπει να εξασφαλίζεται από μια τεχνική διαμόρφωσης η οποία ελέγχει την ποσότητα του χρόνου και την διαδοχή που χρησιμοποιείτε για την μεταγωγή των διακοπών σε αγωγή και αποκοπή. Οι κύριες τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται είναι η τεχνική φορέα βάσης (π.χ. ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού SPWM), η τεχνική διανύσματος χώρου (SV), και η τεχνική επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών (SHE).

Η διακριτή μορφή της εναλλασσόμενης κυματομορφής εξόδου που παράγεται από αυτές τις τοπολογίες επιβάλλει βασικούς περιορισμούς στις εφαρμογές των αντιστροφών. Η τοπολογία VSI παράγει μια εναλλασσόμενη κυματομορφή τάσης στην έξοδο η οποία αποτελείται από διακριτές τιμές (υψηλό $\frac{du}{dt}$), και γι' αυτό το φορτίο πρέπει να είναι επαγωγικό στις αρμονικές συχνότητες έτσι ώστε να παράγει μια ομαλή κυματομορφή ρεύματος. Ένα χωρητικό φορτίο στην τοπολογία αυτή

των αντιστροφών θα παράγει μεγάλα ρεύματα αιχμής. Εάν κάτι τέτοιο απαιτείτε, πρέπει να χρησιμοποιείτε ένα επαγωγικό φίλτρο μεταξύ του αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) από την ac πλευρά, και του φορτίου. Από την άλλη, ο αντιστροφέας πηγής ρεύματος παράγει μια εναλλασσόμενη κυματομορφή ρεύματος στην έξοδο η οποία συντίθεται από διακριτές τιμές (υψηλό $\frac{di}{dt}$), και για αυτό το φορτίο πρέπει να είναι χωρητικό στις αρμονικές συχνότητες έτσι ώστε να παράγει μια ομαλή κυματομορφή τάσης. Ένα επαγωγικό φορτίο στον αντιστροφέα πηγής ρεύματος θα δημιουργήσει μεγάλες τάσεις αιχμής. Εάν κάτι τέτοιο απαιτείτε, πρέπει να χρησιμοποιείτε χωρητικό φίλτρο μεταξύ του αντιστροφέα πηγής ρεύματος (CSI) από την ac πλευρά, και του φορτίου.



Σχ.5.1 Κυκλωματικό διάγραμμα ενός τυπικού οδηγού μεταβλητής ταχύτητας και οι αντίστοιχες κυματομορφές:

(a) Τοπολογικό διάγραμμα μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος

(b) Ιδανικές κυματομορφές εισόδου και εξόδου τάσης και ρεύματος

(c) Πραγματικές κυματομορφές εισόδου και εξόδου τάσης και ρεύματος.

Η κυματομορφή τάσης τριών επιπέδων δεν είναι κατάλληλη για οδηγούς μεταβλητής ταχύτητας λόγω του μεγάλου λόγου $\frac{du}{dt}$ που θα εφαρμοστεί στα άκρα του κινητήρα. Είναι γνωστές πολλές αρνητικές επιπτώσεις αυτής της διάταξης (προβλήματα τριβής και απομόνωσης). Εναλλακτικές μέθοδοι για την βελτίωση της εναλλασσόμενης κυματομορφής εξόδου στους αντιστροφέας πηγής τάσης είναι οι πολυβάθμιες τοπολογίες (πολλά επίπεδα και πολλά στοιχεία). Η βασική αρχή είναι η παραγωγή της απαιτούμενης εναλλασσόμενης κυματομορφής εξόδου από πολλά επίπεδα τάσης, το οποίο πετυχαίνει κυματομορφές μεσαίας τάσης με μειωμένο λόγο $\frac{du}{dt}$. Αν και οι τοπολογίες αυτές έχουν αναπτυχθεί για του οδηγούς μεταβλητής ταχύτητας, είναι επίσης κατάλληλες για τους στατικούς μεταβλητούς αντισταθμιστές, τα ενεργά φίλτρα, και τους αντισταθμιστές τάσης. Ειδικές τεχνικές διαμόρφωσης έχουν αναπτυχθεί για τον έλεγχο και την μεταγωγή των

πολλαπλών διακοπών που περιλαμβάνονται στις τοπολογίες αυτές. Μεταξύ των άλλων, η τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού με φέρων κύμα βάσης (SPWM) και οι τεχνικές βασισζόμενες στο διάνυσμα χώρου έχουν κυριαρχήσει στις εφαρμογές αυτές.

Σε πολλές εφαρμογές απαιτείτε η λήψη ενέργειας από την εναλλασσόμενη πλευρά του αντιστροφέα και επιστροφή της πίσω στην συνεχή πλευρά. Για παράδειγμα, όταν ένα οδηγός μεταβλητής ταχύτητας χρειάζεται είτε να φρενάρει ή να επιβραδύνει την ταχύτητα του κινητήρα, η κινητική ενέργεια στέλνεται στο στοιχείο dc link του Σχ.14.1(a). Η τεχνική αυτή είναι γνωστή ως αναγεννητική λειτουργία και, σε αντίθεση με την λειτουργία κίνησης, η κατεύθυνση της ροής του ρεύματος στο στοιχείο διασύνδεσης (dc link) είναι ανεστραμμένη λόγω ότι η τάση στο στοιχείο είναι σταθερή. Εάν χρησιμοποιείτε πυκνωτής για την διατήρηση της σταθερότητας της τάσης στο στοιχείο διασύνδεσης (όπως σε ένα τυπικό οδηγό μεταβλητής τάσης) η ενέργεια πρέπει είτε να καταναλωθεί ή να ανατροφοδοτηθεί πίσω στο σύστημα διανομής, διαφορετικά, η τάση στο στοιχείο διασύνδεσης σταδιακά αυξάνει. Η πρώτη προσέγγιση απαιτεί ο πυκνωτής του στοιχείο διασύνδεσης να συνδεθεί παράλληλα με μια αντίσταση, η οποία πρέπει κατάλληλα να ενεργοποιείτε μόνο κατά το διάστημα όπου η ενέργεια ρέει από τον κινητήρα στο φορτίο προς το στοιχείο διασύνδεσης. Μια καλύτερη εναλλακτική είναι η ανατροφοδότηση της ενέργειας στο σύστημα διανομής. Η εναλλακτική αυτή απαιτεί την σύνδεση μιας τοπολογίας με δυνατότητα αναστροφής του ρεύματος, μεταξύ του συστήματος διανομής και του πυκνωτή του στοιχείου διασύνδεσης. Η σύγχρονη προσέγγιση σε μια τέτοια απαίτηση είναι η χρήση ανορθωτή τεχνολογίας ενεργού εμπρόσθιου άκρου, όπου η αναγεννητική λειτουργία είναι μια φυσική λειτουργία του συστήματος.

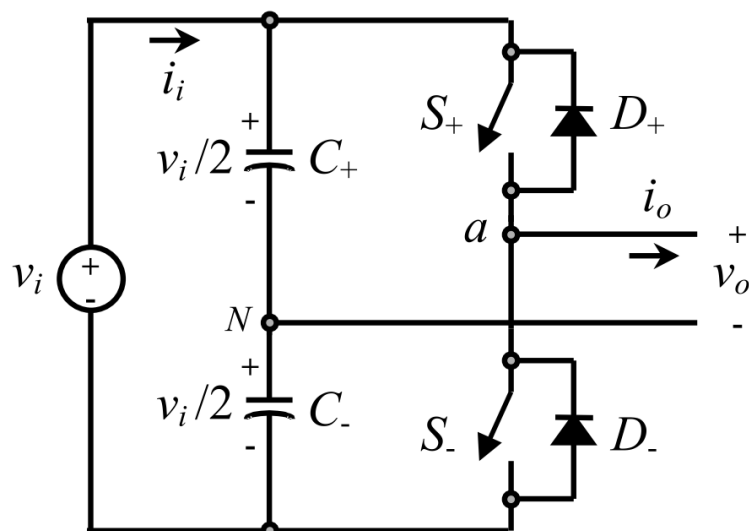
Στο κεφάλαιο αυτό θα αναπτυχθούν μονοφασικού και τριφασικού αντιστροφείς στις παραλλαγές τους με πηγές τάσης και ρεύματος. Το στοιχείο διασύνδεσης θα θεωρηθεί ως ιδανικά συνεχές, οι πηγές τάσης και ρεύματος μπορούν να θεωρηθούν σταθερές, η τάση του στοιχείου διασύνδεσης θεωρείται σταθερή στους τυποποιημένους οδηγούς μεταβλητής ταχύτητας, το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης θεωρείται μεταβλητό στους οδηγούς πηγής ρεύματος μεσαίας τάσης. Συγκεκριμένα αναλύονται οι τοπολογίες, οι τεχνικές διαμόρφωσης, και θέματα ελέγχου, τα οποία σχετίζονται με τις καθιερωμένες τυπικές εφαρμογές. Για την απλοποίηση της ανάλυσης, οι αντιστροφείς θεωρούνται τοπολογίες μηδενικών απωλειών, οι οποίοι συνθέτονται από ιδανικά μεταγωγικά στοιχεία. Ωστόσο, αναφέρονται κάποιες πρακτικές σε μη ιδανικές συνθήκες.

5.2 Μονοφασικοί Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

Οι μονοφασικοί αντιστροφέας πηγής τάσης (VSI) μπορούν να κατασκευαστούν με τοπολογία ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας. Αν και το εύρος ισχύος τους κυμαίνεται χαμηλά, χρησιμοποιούνται ευρύτατα στην παροχή ισχύος, στα μονοφασικά συστήματα αδιάλειπτης παροχής ενέργειας (UPS), και πρόσφατα στις διατάξεις πολλαπλών στοιχείων. Τα κύρια χαρακτηριστικά των δύο τοπολογιών παρουσιάζονται παρακάτω.

5.2.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Ημιγέφυρας

Το Σχ.5.2 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα ενός αντιστροφέα πηγής τάση ημιγέφυρας, όπου δύο μεγάλοι πυκνωτές απαιτούνται ώστε να παρέχουν το σημείο του ουδέτερου N, τέτοιοι ώστε ο κάθε πυκνωτής να διατηρεί μια σταθερή τάση $u_i/2$. Επειδή οι αρμονικές ρεύματος παράγονται από την λειτουργία του αντιστροφέα είναι αρμονικές χαμηλής τάξης, απαιτείτε ένα σύνολο δύο μεγάλων πυκνωτών (C_+ και C_-). Είναι προφανές ότι οι δύο διακόπτες S_+ και S_- δεν μπορούν να κλείσουν ταυτόχρονα, γιατί θα δημιουργηθεί βραχυκύκλωμα στα άκρα της πηγής v_i του στοιχείου διασύνδεσης. Υπάρχουν δυο καθορισμένες (κατάσταση 1 και 2) και μια μη καθορισμένη (κατάσταση 3) μεταγωγική κατάσταση όπως φαίνεται στο Πιν.5.1. Για την αποφυγή του βραχυκυκλώματος στον συνεχή κλάδο και την ακαθόριστη κατάσταση της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου του αντιστροφέα, η τεχνική διαμόρφωσης πρέπει να εξασφαλίζει ότι σε κάθε στιγμή ο άνω ή ο κάτω διακόπτης του αντιστροφέα πρέπει να είναι ανοιχτός.



Σχ.5.2 Μονοφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Ημιγέφυρας.

Στο Σχ.5.3 παρουσιάζεται η ιδανική κυματομορφή του αντιστροφέα ημιγέφυρας του Σχ.5.2. Οι καταστάσεις των διακοπών S_+ και S_- καθορίζονται από την τεχνική διαμόρφωσης, όπου σε αυτή την περίπτωση είναι η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμού με φερέσυχο κύμα βάσης.

| Διακόπτες | Κατάσταση | u_o | Αγώγιμα Στοιχεία |
|-----------------------------|-----------|---------|--|
| S_+ αγωγή και S_- σβέση | 1 | $u_i/2$ | S_+ εάν $i_o > 0$ D_+ εάν $i_o < 0$ |

| | | | |
|-----------------------------|---|---------------------|--|
| S_- αγωγή και S_+ σβέση | 2 | $-u_i/2$ | D_- εάν $i_o > 0$ S_- εάν $i_o < 0$ |
| S_+ και S_- σβέση | 3 | $u_i/2$ $-u_i/2$ | D_- εάν $i_o > 0$ D_+ εάν $i_o < 0$ |

5.2.1.1 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού Με Φερέσυχο Κύμα Βάσης.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, είναι επιθυμητό η εναλλασσόμενη τάση εξόδου $u_o = u_{aN}$ να ακολουθεί μια δεδομένη κυματομορφή (π.χ. ημιτονοειδή) σε συνεχή βάση μέσω της κατάλληλης μεταγωγής των διακοπών. Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμού με φερέσυχο κύμα καλύπτει την απαίτηση αυτή καθώς καθορίζει την κατάσταση αγωγής και αποκοπής των διακοπών του κάθε κλάδου ενός αντιστροφέα πηγής τάσης συγκρίνοντας ένα σήμα διαμόρφωσης u_c (επιθυμητή εναλλασσόμενη τάση εξόδου) και μια τριγωνική κυματομορφή u_Δ (σήμα φορέα). Στην πράξη όταν $u_c > u_\Delta$ ο διακόπτης S_+ βρίσκεται σε αγωγή και ο διακόπτης S_- βρίσκεται σε αποκοπή. Ομοίως όταν $u_c < u_\Delta$ ο διακόπτης S_+ βρίσκεται σε αποκοπή και ο διακόπτης S_- βρίσκεται σε αγωγή.

Μια ειδική περίπτωση είναι όταν το σήμα διαμόρφωσης u_c είναι ημιτονοειδές με συχνότητα f_c και πλάτος \hat{u}_c , και το τριγωνικό σήμα u_Δ έχει συχνότητα f_Δ και πλάτος \hat{u}_Δ . Αυτό ορίζεται ως τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM). Σε αυτή την περίπτωση ο δείκτης διαμόρφωσης m_a (γνωστό και ως λόγος διαμόρφωσης πλάτους) ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$m_a = \frac{\hat{u}_c}{\hat{u}_\Delta} \quad (5.1)$$

Η κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα m_f (γνωστό και ως λόγος συχνότητας-διαμόρφωσης) ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c} \quad (5.2)$$

Στο Σχ.5.3(e) φαίνεται καθαρά ότι η εναλλασσόμενη τάση εξόδου $u_o = u_{aN}$ είναι κατά βάση μια ημιτονοειδής κυματομορφή συν τις αρμονικές, με τα χαρακτηριστικά: (α) από το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου \hat{u}_{o1} η οποία ικανοποιεί την παρακάτω σχέση:

$$\hat{u}_{o1} = \hat{u}_{aN1} = \frac{u_i}{2} m_a \quad (5.3)$$

(β) Για μονές τιμές της κανονικοποιημένης συχνότητας φορέα m_f οι αρμονικές στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου εμφανίζονται σε κανονικοποιημένες συχνότητες f_h με κέντρο γύρω από την m_f και τα πολλαπλάσιά της, συγκεκριμένα:

$$h = l \cdot m_f \pm k \quad l = 1,2,3, \dots \quad (5.4)$$

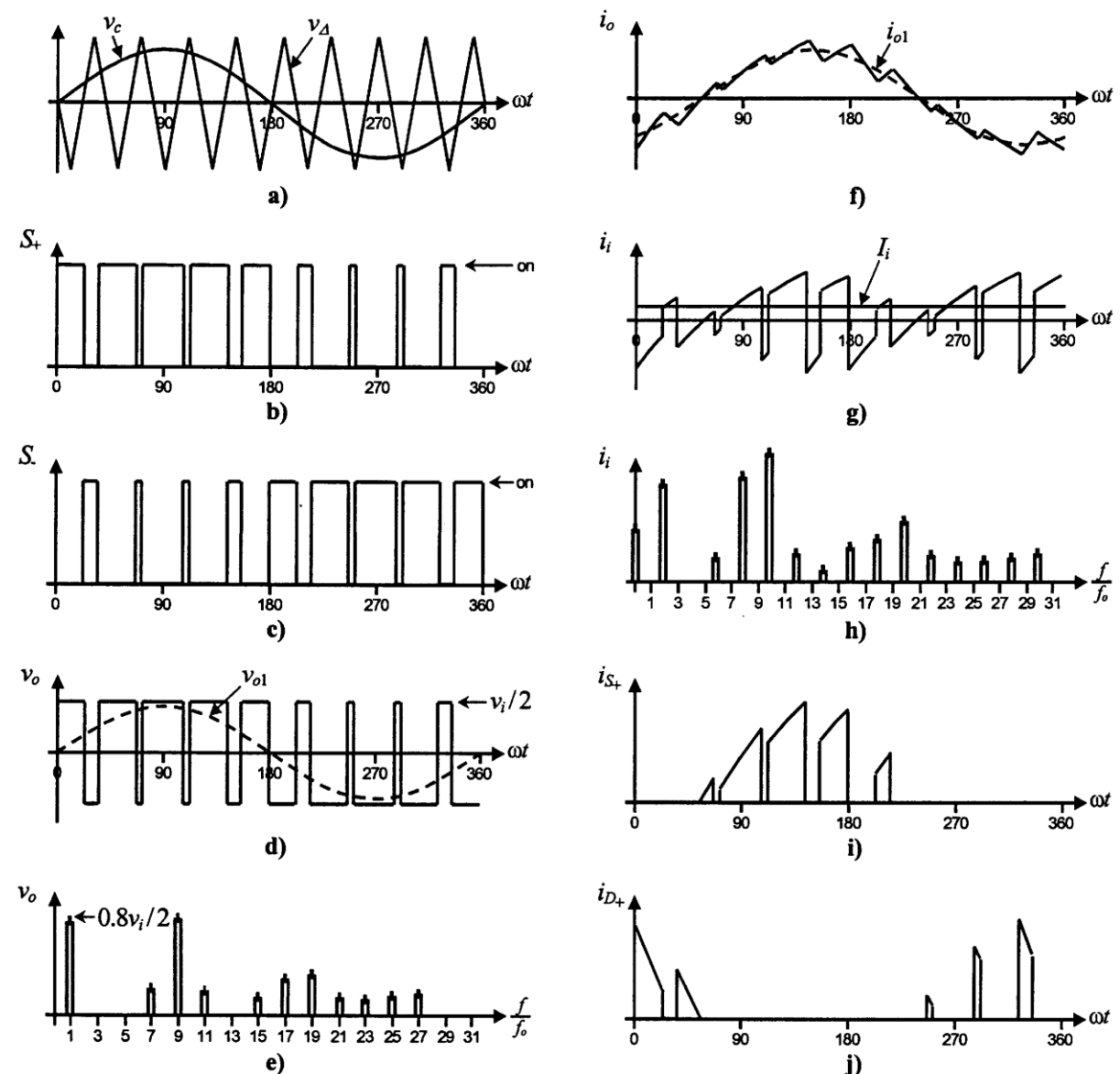
όπου $k = 2,4,6, \dots$ για $l = 1,3,5, \dots$ και $k = 1,3,5, \dots$ για $l = 2,4,6, \dots$

(γ) Το πλάτος των αρμονικών της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου είναι συνάρτηση του δείκτη διαμόρφωσης m_a και είναι ανεξάρτητο της κανονικοποιημένης συχνότητας του φορέα m_f για $m_f > 9$

(δ) Οι αρμονικές στο ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης (dc link), λόγω της διαμόρφωσης, εμφανίζονται σε κανονικοποιημένες συχνότητες f_p με κέντρο γύρω από την κανονικοποιημένη συχνότητα του φορέα m_f και τα πολλαπλάσιά της, συγκεκριμένα:

$$P = l \cdot m_f \pm k \pm 1 \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad (5.5)$$

όπου $k = 2, 4, 6, \dots$ για $l = 1, 3, 5, \dots$ και $k = 1, 3, 5, \dots$ για $l = 2, 4, 6, \dots$



Σχ.5.3 Μονοφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Ημιγέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για τεχνική διαμόρφωσης SPWM ($m_a = 0.8, m_f = 9$):

- (a) Σήματα φορέα και διαμόρφωσης.
- (b) Καταστάσεις διακόπτη S_+ .
- (c) Καταστάσεις διακόπτη S_- .

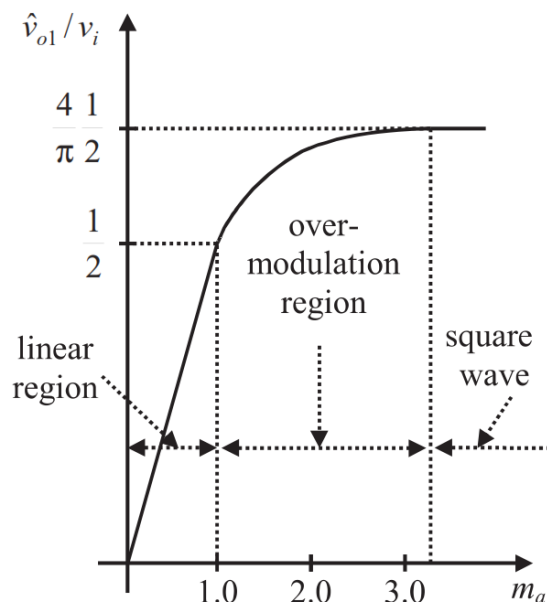
- (d) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
- (e) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.
- (f) Εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου.
- (g) Συνεχής συνιστώσα ρεύματος.
- (h) Φάσμα συχνοτήτων συνεχούς ρεύματος.
- (i) Ρεύμα διακόπτη S_+ .
- (j) Ρεύμα διόδου D_+ .

Επιπρόσθετα οι σημαντικές παρατηρήσεις που μπορούν να εξαχθούν από το σχήμα είναι:

(α) Για μικρές τιμές του m_f ($m_f < 21$), το σήμα φορέα u_Δ και το σήμα διαμόρφωσης u_c πρέπει να συγχρονίζονται μεταξύ τους (ακέραιες τιμές m_f), το οποίο απαιτείτε για την διατήρηση των προηγούμενων χαρακτηριστικών. Εάν αυτό δεν συμβεί, υποαρμονικές (μη ακέραιες συχνότητες) θα εμφανιστούν στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου.

(β) Για μεγάλες τιμές m_f ($m_f > 21$), οι υποαρμονικές είναι αμελητέες ακόμα και αν χρησιμοποιείτε ασύγχρονη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμού, όμως λόγω των ενδεχόμενων υποαρμονικών πολύ χαμηλής τάξης, η χρήση του πρέπει να αποφεύγεται.

(γ) Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης ($m_a > 1$) κάποια σημεία τομής μεταξύ του φορέα και του σήματος διαμόρφωσης παραλείπονται, με αποτέλεσμα να παράγονται χαμηλής τάξης αρμονικές αλλά επιτυγχάνεται μεγαλύτερη αρμονική εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Δυστυχώς η γραμμικότητα μεταξύ m_a και \hat{v}_{o1} που επιτυγχάνεται στην γραμμική περιοχή Εξ.5.3 δεν διατηρείτε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, και επιπρόσθετα υπάρχει η πιθανότητα να παρατηρηθούν φαινόμενα κορεσμού Σχ.5.4.



Σχ.5.4 Θεμελιώδης συνιστώσα εναλλασσόμενης τάσης εξόδου για τον αντιστροφέα πηγής τάσης ημιγέφυρας με τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού.

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμού επιτρέπει την παραγωγή μιας εναλλασσόμενης τάσης εξόδου η οποία ακολουθεί ένα σήμα διαμόρφωσης. Μια ειδική περίπτωση είναι η τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (SPWM, όπου το σήμα διαμόρφωσης είναι ένα ημίτονο) η οποία παρέχει την

γραμμική περιοχή μια εναλλασσόμενη τάση εξόδου η οποία μεταβάλλεται γραμμικά ως συνάρτηση του δείκτη διαμόρφωσης, ενώ το πλάτος και η συχνότητα των αρμονικών είναι αυστηρά καθορισμένες. Τα χαρακτηριστικά αυτά απλουστεύουν σε μεγάλο βαθμό την σχεδίαση των στοιχείων του φίλτρου. Από την άλλη πλευρά, το μέγιστο πλάτος την θεμελιώδους εναλλασσόμενης τάσης είναι $u_i/2$ σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας. Υψηλότερες τάσεις επιτυγχάνονται με τη χρήση της περιοχής υπερδιαμόρφωσης ($m_a > 1$), όμως με τον τρόπο αυτό γίνονται εμφανείς και χαμηλής τάξης αρμονικές στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου. Σημειώνετε ότι πολύ μεγάλες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης ($m_a > 3.24$) οδηγούν στην παραγωγή μιας εναλλασσόμενης τάσης εξόδου τετραγωνικής μορφής, η οποία θεωρείτε ως τεχνική διαμόρφωση τετραγωνικού κύματος.

5.2.1.2 Τεχνική Διαμόρφωσης Τετραγωνικού Κύματος

Στην τεχνική αυτή οι διακόπτες S_+ και S_- άγουν αντίστοιχα για μισό κύκλο της περιόδου της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Αυτό είναι αντίστοιχο της τεχνικής SPWM με άπειρο δείκτη διαμόρφωσης m_a . Το Σχ.5.5 παρουσιάζει τα ακόλουθα:

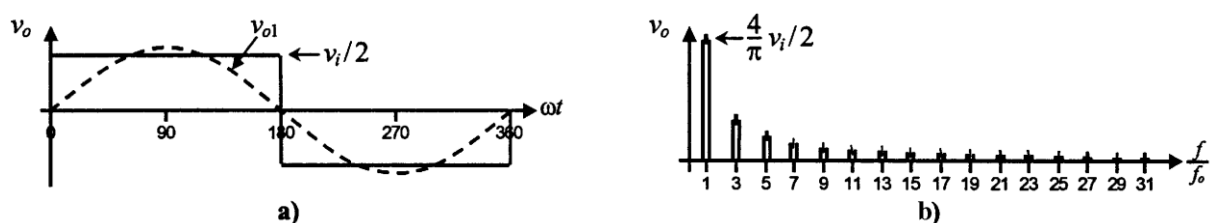
- Οι κανονικοποιημένες αρμονικές της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου βρίσκονται σε συχνότητες $h = 3, 5, 7, 9 \dots$,
- Για γνωστή συνεχή τάση του στοιχείου διασύνδεσης, το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$\hat{u}_{o1} = \hat{u}_{aN1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{u_i}{2} \quad (5.6)$$

Και οι ανώτερες αρμονικές χαρακτηρίζονται από πλάτος το οποίο δίνεται από τη σχέση:

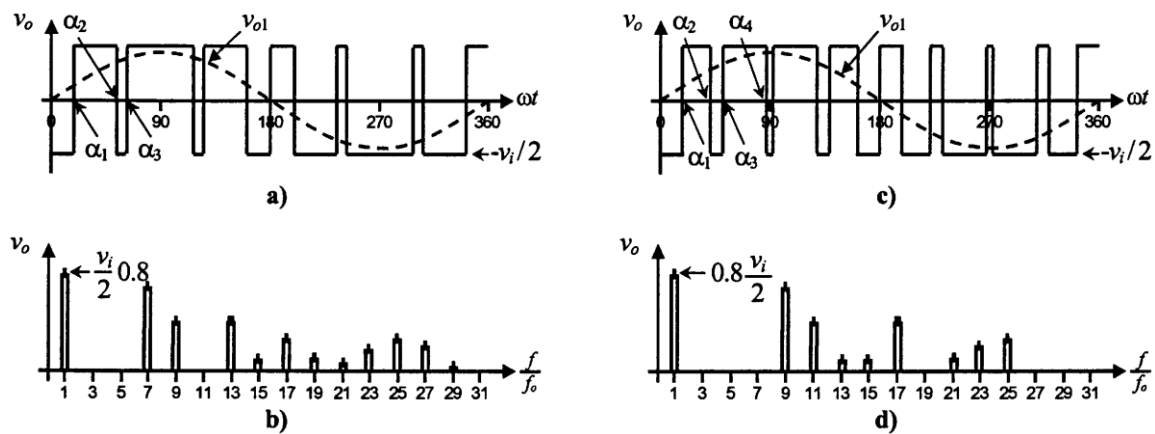
$$\hat{u}_{oh} = \frac{\hat{u}_{o1}}{h} \quad (5.7)$$

Η εναλλασσόμενη τάση εξόδου δεν μπορεί να ελεγχθεί από τον αντιστροφέα. Θα μπορούσε να μεταβληθεί ελέγχοντας την συνεχή τάση εξόδου του στοιχείου διασύνδεσης u_i . Άλλες τεχνικές διαμόρφωσης οι οποίες εφαρμόζονται σε διατάξεις ημιγέφυρας (π.χ. η τεχνική της επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών) αναλύονται παρακάτω καθώς μπορούν εύκολα να επεκταθούν στην διαμόρφωση άλλων τοπολογιών.



Σχ.5.5 Αντιστροφέας πηγής τάσης ημιγέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική διαμόρφωσης τετραγωνικού κύματος.
 (α) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
 (β) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.

5.2.1.3 Τεχνική Επιλεκτικής Εξάλειψης Αρμονικών



Σχ.5.6 Αντιστροφέας πηγής τάσης ημιγέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική διαμόρφωσης επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών (SHE):
 (a) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου με εξάλειψη τρίτης και πέμπτης αρμονικής.
 (b) Φάσμα συχνοτήτων της τάσης (a).
 (c) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου με εξάλειψη τρίτης, πέμπτης και έβδομης αρμονικής.
 (d) Φάσμα συχνοτήτων της (c).

Ο κύριος στόχος της τεχνικής αυτής, είναι να διατηρήσει μια ημιτονοειδή κυματομορφή εναλλασσόμενης τάσης εξόδου όπου η θεμελιώδης συνιστώσα μπορεί να ρυθμιστεί αυθαιρέτως μέσα σε μια περιοχή και οι εγγενείς (εσωτερικές) αρμονικές να εξαλειφθούν κατ' επιλογήν. Αυτό επιτυγχάνεται με τον ακριβή μαθηματικό υπολογισμό των χρονικών στιγμών μεταγωγής των διακοπών. Η εναλλασσόμενη τάση εξόδου χαρακτηρίζεται από περιττή συμμετρία μισού και ενός τετάρτου του κύματος. Για τον λόγο αυτό δεν παρουσιάζονται οι άρτιες αρμονικές ($u_{oh} = 0, h = 2,4,6 \dots$). Επιπρόσθετα, η κυματομορφή τάσης ανά φάση ($u_o = u_{aN}$ στο Σχ.5.2), πρέπει να ψαλιδιστεί N φορές ανά ημιπερίοδο έτσι ώστε να ρυθμιστεί η θεμελιώδεις συνιστώσα και να εξαλείφουν N-1 αρμονικές στην κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Για παράδειγμα, για την εξάλειψη της τρίτης και της πέμπτης αρμονικής και την επίτευξη του ελέγχου του μεγέθους της θεμελιώδους συνιστώσας (N=3), οι εξισώσεις προς επίλυση είναι οι ακόλουθες:

$$\begin{aligned} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) &= \frac{\left(2 + \frac{\pi \cdot \hat{u}_{o1}}{u_i}\right)}{4} \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) &= \frac{1}{2} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Όπου οι γωνίες α_1, α_2 και α_3 ορίζονται όπως φαίνετε στο Σχ.5.6a. Οι γωνίες βρίσκονται με την μέθοδο των επαναληπτικών αλγορίθμων καθώς καμία αναλυτική λύση δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Οι γωνίες α_1, α_2 και α_3 σχεδιάζονται για διάφορες τιμές του λόγου \hat{u}_{o1}/u_i στο Σχ.5.7a. Η γενική εξίσωση για την εξάλειψη άρτιου N-1 (N-1=2,4,6...) πλήθους αρμονικών είναι:

$$\begin{aligned}
 -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(a_k) &= \frac{2 + \pi \frac{\hat{u}_{o1}}{u_i}}{4} \\
 -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k) &= \frac{1}{2} \quad \text{για } n = 3, 5, \dots, 2N - 1
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Όπου οι γωνίες α_1, α_2 και α_3 πρέπει να ικανοποιούν $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$.

Ομοίως, για την εξάλειψη ενός περιττού πλήθους αρμονικών, για παράδειγμα, την τρίτη, πέμπτη και έβδομη, και την επίτευξη ελέγχου του μεγέθους της θεμελιώδους συνιστώσας ($N-1=3$) οι εξισώσεις προς επίλυση είναι οι παρακάτω:

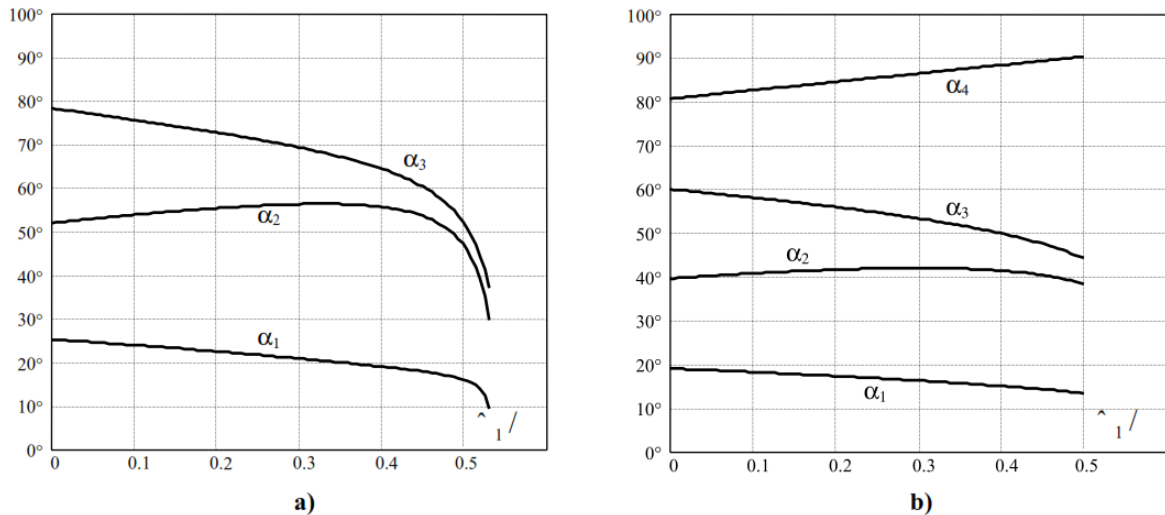
$$\begin{aligned}
 \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) &= \frac{\left(2 - \frac{\pi \cdot \hat{u}_{o1}}{u_i}\right)}{4} \\
 \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) &= \frac{1}{2} \\
 \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) &= \frac{1}{2} \\
 \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) &= \frac{1}{2}
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Όπου οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ και α_4 ορίζονται όπως φαίνετε στο Σχ.5.6b. Οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ και α_4 σχεδιάζονται για διάφορες τιμές του λόγου \hat{u}_{o1}/u_i στο Σχ.5.7b. Η γενική εξίσωση για την απαλοιφή ενός πλήθους περιττών αρμονικών $N-1$ ($N-1=3, 5, 7, \dots$) δίνεται από:

$$\begin{aligned}
 -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k) &= \frac{2 - \pi \frac{\hat{u}_{o1}}{u_i}}{4} \\
 -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k) &= \frac{1}{2} \quad \text{για } n = 3, 5, \dots, 2N - 1
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

Όπου οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ πρέπει να ικανοποιούν $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$.

Για την εφαρμογή της τεχνικής διαμόρφωσης επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών, ο διαμορφωτής πρέπει να παράγει το μοτίβο ελέγχου των διακοπών σύμφωνα με τις γωνίες που φαίνονται στο Σχ.5.7. Η εργασία αυτή επιτυγχάνεται συνήθως από ψηφιακά συστήματα τα οποία αποθηκεύουν τις γωνίες σε πίνακες αναζήτησης.



Σχ.5.7 Γωνίες ψαλίδισης για την τεχνική της επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών και τον έλεγχο της θεμελιώδους της τάσης στον αντιστροφείς πηγής τάσης ημιγέφυρας:
 (a) Εξάλειψη τρίτης και πέμπτης αρμονικής.
 (b) Εξάλειψη τρίτης, πέμπτης και έβδομης αρμονικής.

5.2.1.4 Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης

Οι διαχωρισμένοι πυκνωτές διαίρεσης του στοιχείου διασύνδεσης θεωρούνται μέρος του αντιστροφέα και γι αυτό δεν μπορεί να συμβεί στιγμιαία διακύμανση ισχύος λόγω των ενεργών στοιχείων αποθήκευσης ενέργειας (C_+ και C_-). Όμως αν θεωρήσουμε έναν ιδανικό αντιστροφέα, η μέση ισχύς που απορροφάται σε μία περίοδο από το φορτίο πρέπει να ισούται με την μέση ισχύ που παρέχεται από την συνεχή πηγή (στοιχείο διασύνδεσης). Έτσι μπορούμε να γράψουμε την εξίσωση:

$$\int_0^T u_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt = \int_0^T u_o(t) \cdot i_o(t) \cdot dt \quad (5.12)$$

Όπου T είναι η περίοδος της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Για ένα επαγωγικό φορτίο και μια σχετικά υψηλή συχνότητα μεταγωγής, το ρεύμα φορτίου i_o είναι σχεδόν καθαρό ημίτονο και έτσι μόνο η θεμελιώδης αρμονική της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου παρέχει ισχύ στο φορτίο. Από την άλλη, εάν η τάση του στοιχείου διασύνδεσης παραμένει σταθερή $u_i(t) = V_i$, Εξ.5.12 μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

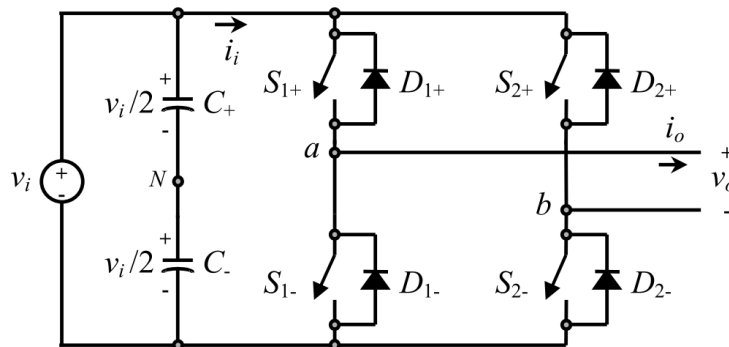
$$\int_0^T i_i(t) \cdot dt = \frac{1}{V_i} \int_0^T \sqrt{2} \cdot V_{o1} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot dt = I_i \quad (5.13)$$

Όπου V_{o1} είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου, I_o είναι το ενεργό ρεύμα φορτίου, φ είναι μια αυθαίρετη τιμή συντελεστή ισχύος του επαγωγικού φορτίου, και I_i είναι το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης το οποίο μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω σε:

$$I_i = \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot I_o \cdot \cos(\varphi) \quad (5.14)$$

5.2.1 Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Πλήρους Γέφυρας

Το Σχ.5.8 παρουσιάζει το κύκλωμα ισχύος ενός αντιστροφέα πηγής τάσης πλήρους γέφυρας. Ο αντιστροφέας αυτός είναι παρόμοιος με τον αντιστροφέα ημιγέφυρας, με τη διαφορά ότι το σημείο του ουδετέρου στο φορτίο προέρχεται από τον δεύτερο κλάδο. Όπως αναμένεται οι δύο διακόπτες S_{1+} και S_{1-} (ή S_{2+} και S_{2-}) δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα καθώς αυτό θα δημιουργήσει βραχυκύκλωμα στην πηγή τάσης u_i του στοιχείο διασύνδεσης. Στην συγκεκριμένη τοπολογία ορίζονται τέσσερις καθορισμένες μεταγωγικές καταστάσεις (καταστάσεις 1,2,3 και 4) και μια μη καθορισμένη (κατάσταση 5) όπως φαίνετε στον Πιν.5.2.



Σχ.5.8 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης πλήρους γέφυρας

Η ακαθόριστη κατάσταση (κατάσταση 5) πρέπει να αποφεύγεται έτσι ώστε να είναι δυνατός πάντοτε ο καθορισμός της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Για την αποφυγή του βραχυκυκλώματος κατά μήκος του στοιχείου διασύνδεσης και της ακαθόριστης κατάστασης της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου, η τεχνική διαμόρφωσης πρέπει να εξασφαλίζει ότι δεν θα είναι δυνατή η παλμοδότηση του άνω και του κάτω διακόπτη ενός κλάδου ταυτόχρονα. Παρατηρείτε ότι η εναλλασσόμενη τάση εξόδου λαμβάνει ως μέγιστη τιμή τάσης ίση με την τάση εξόδου του στοιχείου διασύνδεσης u_i , η οποία είναι διπλάσια τιμή από τις μέγιστες τιμές που λαμβάνουν οι αντιστροφείς ημιγέφυρας τοπολογίας πηγής τάσης.

Έχουν αναπτυχθεί διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης οι οποίες βρίσκουν εφαρμογή στους αντιστροφείς πλήρους γέφυρας με πηγή τάσης. Ανάμεσα στις υπόλοιπες ξεχωρίζουν οι τεχνικές διπολικής και μονοπολικής διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM).

5.2.2.1 Τεχνική Διπολικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού

Στην συγκεκριμένη προσέγγιση χρησιμοποιούνται οι καταστάσεις 1 και 2 (Πιν.5.2) για την παραγωγή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Έτσι η κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης στην έξοδο χαρακτηρίζεται από δύο τιμές οι οποίες είναι u_i και $-u_i$. Για την παραγωγή των καταστάσεων, χρησιμοποιείτε η τεχνική φέροντος σήματος όπως και στην διάταξη της ημιγέφυρας (Σχ.5.3) όπου χρησιμοποιείτε ένα μόνο ημιτονοειδές σήμα. Σημειώνετε ότι η κατάσταση αγωγής του διακόπτη S_+ στην διάταξη ημιγέφυρας αντιστοιχεί στην αγωγή και των δυο διακοπών S_{1+} και S_{2-} στην διάταξη της πλήρους γέφυρας. Ομοίως η κατάσταση αγωγής του διακόπτη S_- στην διάταξη ημιγέφυρας αντιστοιχεί στην αγωγή και των δυο διακοπών S_{1-} και S_{2+} στην διάταξη της πλήρους γέφυρας. Αυτό αποκαλείτε διπολική ημιτονοειδής διαμόρφωσης εύρους παλμού με φέρων σήμα. Η

κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου του αντιστροφέα πηγής τάσης πλήρους γέφυρας είναι κυρίως μια ημιτονοειδής κυματομορφή η οποία φέρει μια θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα πλάτους \hat{u}_{o1} που ικανοποιεί τη σχέση:

$$\hat{u}_{o1} = \hat{u}_{ab1} = u_i \cdot m_a \quad (5.15)$$

Στην γραμμική περιοχή της τεχνικής διαμόρφωσης ($m_1 \leq 1$), η οποία είναι διπλάσια από την θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα που φέρει ο αντιστροφέας πηγής τάσης ημιγέφυρας. Ίδια συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν, για τις συχνότητες και πλάτη των αρμονικών στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου και στο ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης, καθώς και για την λειτουργία σε μικρότερες και μεγαλύτερες τιμές του περιττού m_f (συμπεριλαμβανομένου και της περιοχής υπερδιαμόρφωσης $m_a > 1$), με την περίπτωση του αντιστροφέα πηγής τάσης ημιγέφυρας, με τη διαφορά ότι λαμβάνεται υπ' όψιν ότι η μέγιστη εναλλασσόμενη τάση εξόδου είναι η τάση του στοιχείου διασύνδεσης u_i . Έτσι στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα του πλάτους της τάσης \hat{u}_{o1} ικανοποιεί τη σχέση:

$$u_i < \hat{u}_{o1} = \hat{u}_{ab1} < \frac{4}{\pi} \cdot u_i \quad (5.16)$$

5.2.2.2 Τεχνική Μονοπολικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού

Σε αντίθεση με την διπολική προσέγγιση, η τεχνική της μονοπολικής διαμόρφωσης εύρους παλμού χρησιμοποιεί τις καταστάσεις 1,2,3 και 4 (Πιν.5.2) για την παραγωγή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Έτσι, η κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου μπορεί ακαριαία να πάρει μία από τις τρεις τιμές, δηλαδή, u_i , $-u_i$ και 0. Για την παραγωγή των καταστάσεων, χρησιμοποιείτε η τεχνική φέροντος σήματος όπως φαίνεται στο Σχ.5.9, όπου χρησιμοποιούνται δυο ημιτονοειδή σήματα διαμόρφωσης (u_c και $-u_c$). Το σήμα u_c χρησιμοποιείτε για την παραγωγή της u_{aN} , και το σήμα $-u_c$ χρησιμοποιείτε για την παραγωγή u_{bN} , συνεπώς $u_{bN1} = -u_{aN1}$. Από την άλλη πλευρά $u_{o1} = u_{aN1} - u_{bN1} = 2u_{aN1}$ και άρα $\hat{u}_{o1} = 2\hat{u}_{aN1} = m_a u_i$. Αυτό αποκαλείτε μονοπολική ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού με φέρων σήμα.

Ίδια συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν, για τις συχνότητες και πλάτη των αρμονικών στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου και στο ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης, καθώς και για την λειτουργία σε μικρότερες και μεγαλύτερες τιμές του περιττού m_f (συμπεριλαμβανομένου και της περιοχής υπερδιαμόρφωσης $m_a > 1$), με την περίπτωση του αντιστροφέα πηγής τάσης πλήρους γέφυρας με διαμόρφωση διπολικού SPWM. Υπάρχει μια διαφορά στις διατάξεις λόγω του ότι οι φασικές τάσεις (u_{aN} και u_{bN}) είναι ίσες με διαφορά φάσης 180° , έτσι η τάση εξόδου ($u_o = u_{ab} = u_{aN} - u_{bN}$) δεν θα περιέχει άρτιες αρμονικές. Συνεπώς, εάν το m_f είναι άρτιο, οι αρμονικές της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου εμφανίζονται σε κανονικοποιημένες περιττές συχνότητες f_h γύρω από τη διπλάσια της κανονικοποιημένης συχνότητας του φορέα m_f και τα πολλαπλάσιά του. Συγκεκριμένα:

$$h = l m_f \pm k \quad l = 2,4, \dots \quad (5.17)$$

όπου $k = 1,3,5, \dots$ και οι αρμονικές ρεύματος του στοιχείου διασύνδεσης εμφανίζονται στις κανονικοποιημένες συχνότητες f_p γύρω από τη διπλάσια της κανονικοποιημένης συχνότητας του φορέα m_f και τα πολλαπλάσιά του. Συγκεκριμένα:

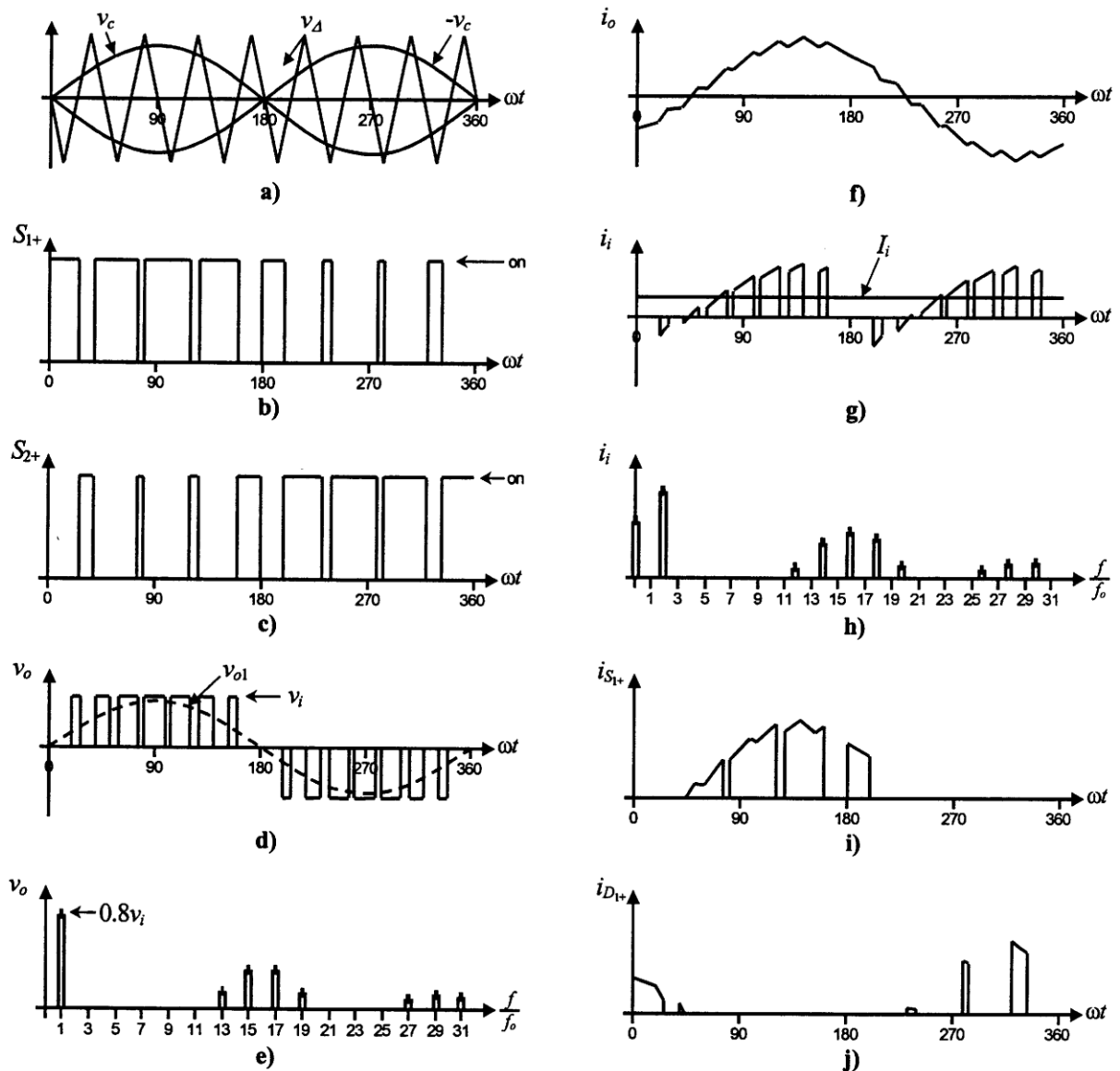
$$p = lm_f \pm k \pm 1 \quad l = 2,4, \dots \quad (5.18)$$

όπου $k = 1,3,5, \dots$. Το χαρακτηριστικό αυτό θεωρείτε πλεονέκτημα καθώς επιτρέπει τη χρήση μικρότερων εξαρτημάτων εξομάλυνσης για την επίτευξη υψηλής ποιότητας κυματομορφών τάσης και ρεύματος, για τις ίδιες διακοπτικές συχνότητες με έναν αντιστροφέα πηγής τάσης με διαμόρφωση διπολικής προσέγγισης.

Πίνακας 5.2 Μεταγωγικές καταστάσεις για τον μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης πλήρους γέφυρας.

| Διακόπτες | Κατάσταση | $u_{\alpha N}$ $u_i/2$ | $u_{\beta N}$ $-u_i/2$ | u_o | Αγώγιμα Στοιχεία |
|--|-----------|---------------------------|---------------------------|--------|---|
| $S1_+$ και $S2_-$ αγωγή, $S1_-$ και $S2_+$ σβέση | 1 | | | u_i | $S1_+$ και $S2_-$ $i_o > 0$ εάν $D1_+$ και $D2_-$ $i_o < 0$ |
| $S1_-$ και $S2_+$ αγωγή, $S1_+$ και $S2_-$ σβέση | 2 | $-u_i/2$ | $u_i/2$ | $-u_i$ | $D1_-$ και $D2_+$ $i_o > 0$ εάν $S1_-$ και $S2_+$ $i_o < 0$ |
| $S1_+$ και $S2_+$ αγωγή, $S1_-$ και $S2_-$ σβέση | 3 | $u_i/2$ | $u_i/2$ | 0 | $S1_+$ και $D2_+$ $i_o > 0$ εάν $D1_+$ και $S2_+$ $i_o < 0$ |
| $S1_-$ και $S2_-$ αγωγή, $S1_+$ και $S2_+$ σβέση | 4 | $-u_i/2$ | $-u_i/2$ | 0 | $D1_-$ και $S2_-$ $i_o > 0$ εάν $S1_-$ και $D2_-$ $i_o < 0$ |
| $S1_+$, $S2_+$, $S1_-$, $S2_-$ σβέση | 5 | $-u_i/2$ | $u_i/2$ | $-u_i$ | $D1_-$ και $D2_+$ $i_o > 0$ εάν u_i $D1_+$ και $D2_-$ $i_o < 0$ |

5.2.2.3 Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών



Σχ.5.9 Αντιστροφείας πηγής τάσης πλήρους γέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική μονοπολικής ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (unipolar SPWM, $m_a = 0.8, m_f = 8$)

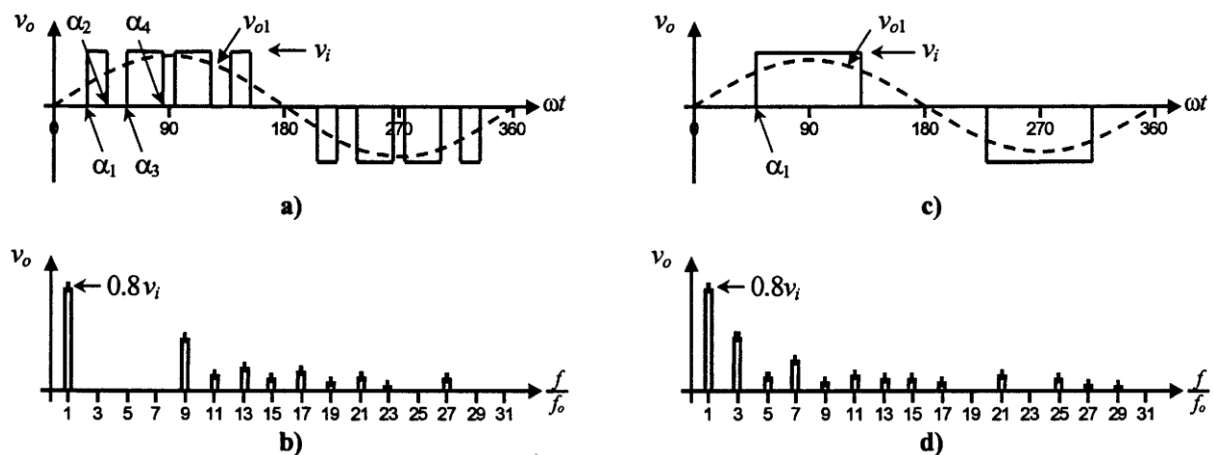
- (a) Σήματα φορέα και διαμόρφωσης.
- (b) Καταστάσεις διακόπτη S_{1+} .
- (c) Καταστάσεις διακόπτη S_{2+} .
- (d) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
- (e) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.
- (f) Εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου.
- (g) Συνεχές συνιστώσα ρεύματος.
- (h) Φάσμα συχνοτήτων συνεχούς ρεύματος.
- (i) Ρεύμα διακόπτη S_{1+} .
- (j) Ρεύμα διόδου D_{1+} .

Σε αντίθεση με τους αντιστροφείς πηγής τάσης ημιγέφυρας, στην περίπτωση των αντίστοιχων αντιστροφέων πλήρους γέφυρας η προσέγγιση αυτή εφαρμόζεται ανά κλάδο. Η εναλλασσόμενη τάση εξόδου χαρακτηρίζεται από περιττή συμμετρία μισού και ενός τετάρτου του κύματος, και έτσι δεν εμφανίζονται άρτιες αρμονικές

($\hat{u}_{oh} = 0, h = 2, 4, 6 \dots$). Επιπρόσθετα η κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου ($u_o = u_{ab}$ στο Σχ.5.8), πρέπει να χαρακτηρίζεται από N παλμούς ανά ημιπερίοδο έτσι ώστε να προσαρμόζεται η θεμελιώδης συνιστώσα και να εξαλείφονται $N-1$ αρμονικές. Για παράδειγμα, για την εξάλειψη της τρίτης, της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής και την επίτευξη του ελέγχου του μεγέθους της θεμελιώδους συνιστώσας ($N=4$), οι εξισώσεις προς επίλυση είναι οι ακόλουθες:

$$\begin{aligned} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) &= \frac{\pi \cdot \hat{u}_{o1}}{4 \cdot u_i} \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) &= 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) &= 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) &= 0 \end{aligned} \quad (5.19)$$

Όπου οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ και α_4 ορίζονται όπως φαίνετε στο Σχ.5.10(a).



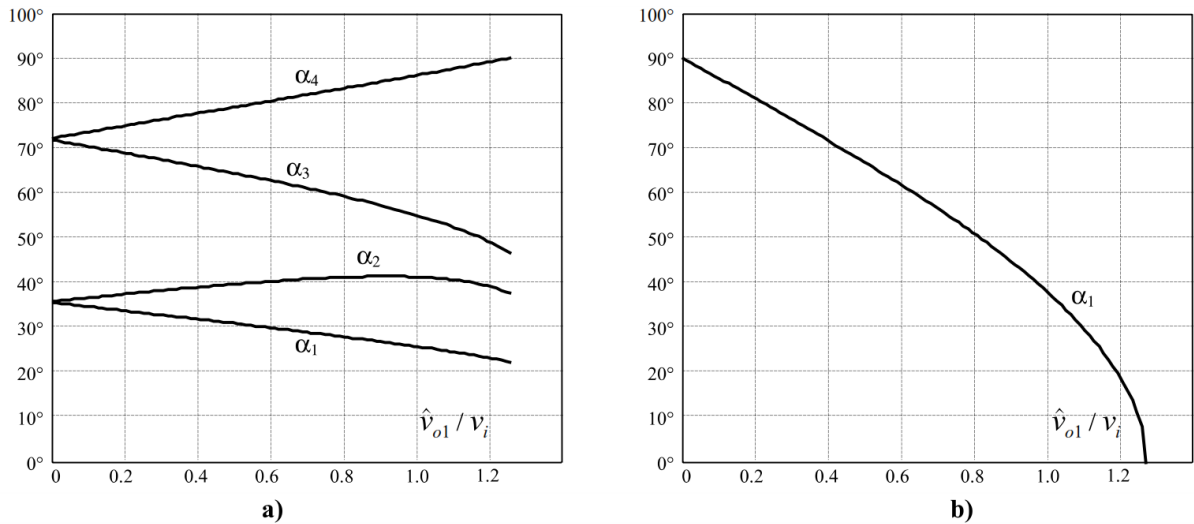
Σχ.5.10 Αντιστροφείας πηγής τάσης ημιγέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική διαμόρφωσης επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών (SHE):

- (**k**) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου με εξάλειψη τρίτης, πέμπτης και έβδομης αρμονικής.
- (**l**) Φάσμα συχνοτήτων της τάσης (a).
- (**m**) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου με ελεγχόμενη θεμελιώδη συνιστώσα.
- (**n**) Φάσμα συχνοτήτων της (c).

Οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ και α_4 σχεδιάζονται για διάφορες τιμές του λόγου \hat{u}_{o1}/u_i στο Σχ.5.11a. Η γενική εξίσωση για την απαλοιφή ενός πλήθους περιττών αρμονικών $N-1$ ($N-1=3,5,7,\dots$) δίνεται από:

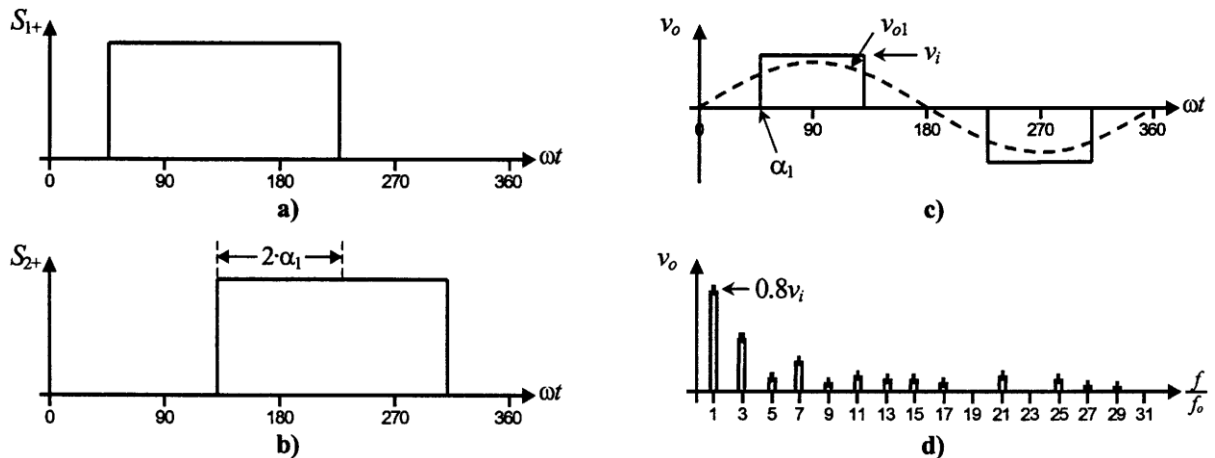
$$\begin{aligned} - \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= \frac{\pi \cdot \hat{u}_{o1}}{4 \cdot u_i} \\ - \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= 0 \quad \text{για } n = 3, 5, \dots, 2N - 1 \end{aligned} \quad (5.20)$$

Όπου οι γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ πρέπει να ικανοποιούν $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$.



Σχ.5.11 Γωνίες ψαλιδισμού για την τεχνικής επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών και έλεγχο της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης στον αντιστροφέα πηγής τάσης ημιγέφυρας:
 (a) Έλεγχος θεμελιώδους και εξάλειψη τρίτης, πέμπτης και έβδομης αρμονικής.
 (b) Έλεγχος θεμελιώδους.

Το Σχ.5.10c παρουσιάζει μια ειδική περίπτωση όπου ελέγχεται μόνο η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Αυτό είναι γνωστό ως έλεγχος εξόδου μέσω εξάλειψη της τάσης, το οποίο στηρίζεται από το γεγονός ότι η υλοποίησή του είναι εύκολα εφικτή με τη χρήση δυο μεταγωγικών σημάτων τετραγωνικού κύματος μετατοπισμένης φάσης όπως φαίνετε στο Σχ.5.12.



Σχ.5.12 Αντιστροφέας πηγής τάσης πλήρους γέφυρας. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική έλεγχο εξόδου μέσω εξάλειψη της τάσης.
 (a) Καταστάσεις διακόπτη S_{1+} .
 (b) Καταστάσεις διακόπτη S_{2+} .
 (c) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
 (d) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.

Οι γωνία μετατόπισης φάσης γίνεται $2\alpha_1$ (Σχ.5.11b). Συνεπώς, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας και των ανώτερων αρμονικών δίνεται από την σχέση:

$$\hat{u}_{oh} = \frac{4}{\pi} \cdot u_i \cdot \frac{1}{h} \cdot \cos(h\alpha_1), \quad h = 1,3,5 \dots \quad (5.21)$$

Παρατηρείτε επίσης στο Σχ.5.12c ότι για $\alpha_1=0$ επιτυγχάνεται λειτουργία τετραγωνικού κύματος. Στην περίπτωση αυτή, η θεμελιώδης συνιστώσα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου δίνεται από:

$$\hat{u}_{o1} = \frac{4}{\pi} \cdot u_i \quad (5.22)$$

Όπου η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης φορτίου μπορεί να ελεγχθεί με την μεταβολή της συνεχούς τάσης του στοιχείου διασύνδεσης.

5.2.2.4 Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης

Λόγω του γεγονότος ότι ο αντιστροφέας θεωρείται ιδανικός και αποτελείται από μη δυναμικά στοιχεία (χωρίς δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας) η στιγμιαία ισορροπία τάσης δείχνει ότι:

$$u_i(t) \cdot i_i(t) = u_o(t) \cdot i_o(t) \quad (5.23)$$

Για επαγωγικό φορτίο και σχετικά υψηλή διακοπτική συχνότητα, το ρεύμα φορτίου i_o είναι σχεδόν καθαρό ημίτονο. Σαν πρώτη προσέγγιση η εναλλασσόμενη τάση εξόδου μπορεί να θεωρηθεί και αυτή σχεδόν καθαρό ημίτονο. Από την άλλη, εάν η συνεχής τάση του στοιχείου διασύνδεσης παραμένει σταθερή $u_i(t) = V_i$, η Εξ.5.23 μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$i_i(t) = \frac{1}{V_i} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{o1} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (5.24)$$

Όπου V_{o1} είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου, I_o είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος φορτίου, και φ είναι ο συντελεστής ισχύος επαγωγικού φορτίου. Άρα, το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω ως εξής:

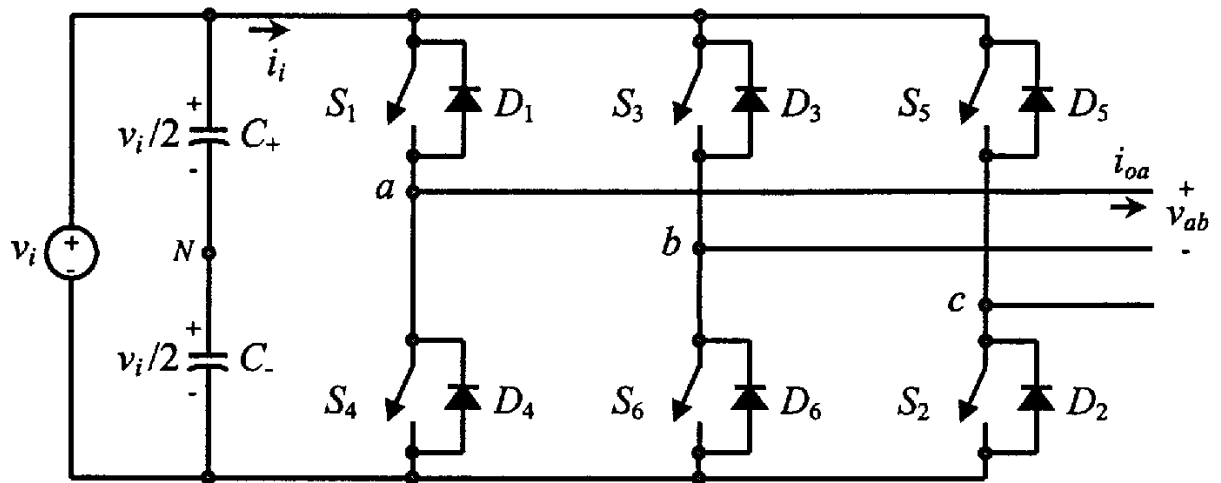
$$i_i(t) = \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot \cos(\varphi) - \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot I_o \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \quad (5.25)$$

Η παραπάνω εξίσωση αποκαλύπτει μια σημαντική παράμετρο, δηλαδή, την παρουσία μιας μεγάλης αρμονικής δευτέρας τάξης το ρεύμα του φορτίου διασύνδεσης (με πλάτος παρόμοιο με το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης). Αυτή η δευτέρας τάξης αρμονική επηρεάζει την πηγή συνεχούς τάσης και έτσι πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν κατά την σχεδίαση των συστημάτων ώστε αυτά να είναι σε θέση να παρέχουν μια σχεδόν σταθερή τάση στην είσοδο του αντιστροφέα. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι η πηγή συνεχούς ρεύματος απαιτεί να χαρακτηρίζεται από μεγάλα ποσά χωρητικότητας, κάτι το οποίο δημιουργεί δύο ανεπιθύμητες ιδιότητες στο κατασκευαστικό μέρος της διάταξης, ήτοι, ο αντιστροφέας είναι ογκώδης και δαπανηρός, ειδικά για παροχή μεσαίας και μεγάλης ισχύος.

5.3 Τριφασικοί Αντιστροφέες Πηγής Τάσης

Οι μονοφασικοί αντιστροφέες τάσης καλύπτουν εφαρμογές εύρους μικρής ισχύος ενώ οι τριφασικοί αντιστροφέες τάσης καλύπτουν εφαρμογές εύρους μεσαίας και υψηλής ισχύος. Ο κεντρικός σκοπός των τοπολογιών αυτών είναι η παροχή μίας πηγής τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης, όπου το πλάτος, η φάση και η συχνότητα της τάσης μπορεί εύκολα να ρυθμιστεί. Οι περισσότερες εφαρμογές απαιτούν την παροχή με ημιτονοειδούς μορφής τάσης.

Η τυπική τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα τάσης παρουσιάζεται στο Σχ.5.13 και οι οχτώ ορθές μεταγωγικές καταστάσεις διακοπών δίνονται στον Πιν.5.3. Όπως και στο μονοφασικό αντιστροφέα τάσης, οι διακόπτες κάθε κλάδου του αντιστροφέα, ήτοι S_1 και S_4 , S_3 και S_6 ή S_5 και S_2 , δεν μπορούν να περάσουν ταυτόχρονα στην αγωγή καθώς αυτό θα προκαλούσε βραχυκύκλωμα στα άκρα παροχής τάσης του στοιχείου διασύνδεσης. Ομοίως για την αποφυγή των ακαθόριστων καταστάσεων στον αντιστροφέα τάσης, συνέπεια του οποίου είναι η παραγωγή ακαθόριστης μορφής εναλλασσόμενη τάσης εξόδου, οι διακόπτες του κάθε κλάδου δεν μπορούν να σβεστούν ταυτόχρονα, καθώς αυτό θα προκαλούσε την παραγωγή τάσης, η μορφή της οποίας θα εξαρτιόταν από την αντίστοιχη πολικότητα του ρεύματος εξόδου.



Σχ.5.13 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα τάσης.

Από της οχτώ ορθές καταστάσεις των διακοπών, δύο από αυτές (καταστάσεις 7 και 8 στον Πιν.5.3) παράγουν μηδενική εναλλασσόμενη τάση στην έξοδο. Στις περιπτώσεις αυτές, το εναλλασσόμενο ρεύμα γραμμής ρέει ελεύθερα διαμέσου των άνω ή κάτω στοιχείων. Οι υπόλοιπες καταστάσεις (1 έως 6 στον Πιν.5.3) παράγουν μη μηδενική εναλλασσόμενη τάση στη έξοδο. Για την παραγωγή μιας δεδομένης κυματομορφής τάσης, ο αντιστροφέας μεταβάλλεται από την μία κατάσταση στην άλλη. Έτσι, η συνισταμένη εναλλασσόμενη τάση εξόδου, αποτελείται από διακριτές τιμές τάσεων οι οποίες είναι u_i , 0 και $-u_i$ για την τοπολογία που παρουσιάζεται στο Σχ.5.13 Η επιλογή των καταστάσεων με σκοπό την παραγωγή μια δεδομένης κυματομορφής τάσης γίνεται από την τεχνική διαμόρφωσης η οποία εξασφαλίζει την χρήση μόνο των έγκυρων καταστάσεων.

Πίνακας 5.3 Έγκυρες μεταγωγικές καταστάσεις για τον τριφασικό αντιστροφέα τάσης.

| Διακόπτες | Κατάσταση | u_{ab} | u_{bc} | u_{ca} | Διάνυσμα Χώρου |
|--|-----------|----------|----------|----------|---------------------|
| S_1, S_2, S_6 αγωγή, S_4, S_5, S_3 σβέση | 1 | u_i | 0 | $-u_i$ | $V_1 = 1 + j0.577$ |
| S_2, S_3, S_1 αγωγή, S_5, S_6, S_4 σβέση | 2 | 0 | u_i | $-u_i$ | $V_2 = j1.155$ |
| S_3, S_4, S_2 αγωγή, S_6, S_1, S_5 σβέση | 3 | $-u_i$ | u_i | 0 | $V_3 = -1 + j0.577$ |
| S_4, S_5, S_3 αγωγή, S_1, S_2, S_6 σβέση | 4 | $-u_i$ | 0 | u_i | $V_4 = -1 - j0.577$ |
| S_5, S_6, S_4 αγωγή, S_2, S_3, S_1 σβέση | 5 | 0 | $-u_i$ | u_i | $V_5 = -j1.155$ |

| | | | | | |
|--|---|-------|--------|---|--------------------|
| S_6, S_1, S_5 αγωγή, S_3, S_4, S_2 σβέση | 6 | u_i | $-u_i$ | 0 | $V_6 = 1 - j0.577$ |
| S_1, S_3, S_5 αγωγή, S_4, S_6, S_2 σβέση | 7 | 0 | 0 | 0 | $V_7 = 0$ |
| S_4, S_6, S_2 αγωγή, S_1, S_3, S_5 σβέση | 8 | 0 | 0 | 0 | $V_8 = 0$ |

5.3.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμού

Η τεχνική αποτελεί προέκταση της αντίστοιχης τεχνικής που παρουσιάστηκε στους μονοφασικούς αντιστροφείς τάσης. Στην περίπτωση αυτή και με σκοπό την παραγωγή τάσης φορτίου με διαφορά φάσεων 120° , χρησιμοποιούνται τρία σήματα διαμόρφωσης με διαφορά φάσης 120° . Το Σχ.5.14 παρουσιάζει την ιδανική κυματομορφή ενός τριφασικού αντιστροφέα τάσης με ημιτονοειδή διαμόρφωσης εύρους παλμού. Με σκοπό την χρήση ενός μόνο σήματος φορέα και την διατήρηση των χαρακτηριστικών την τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμού, η κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα m_f πρέπει να είναι ένα περιττό πολλαπλάσιο του 3. Έτσι, όλες οι φασικές τάσεις (u_{aN} , u_{bN} , και u_{cN}) είναι ολόιδιες αλλά με απόκλιση 120° χωρίς άρτιες αρμονικές. Επιπρόσθετα, οι αρμονικές σε συχνότητες πολλαπλάσιες του 3 είναι όμοιες σε πλάτος και φάση σε όλες τις φάσεις. Για παράδειγμα, εάν η ένατη αρμονική στη φάση aN είναι:

$$u_{aN9}(t) = \hat{u}_9 \cdot \sin(9\omega t) \quad 5.26$$

Τότε η ένατη αρμονική στη φάση bN θα είναι:

$$\begin{aligned} u_{bN9}(t) &= \hat{u}_9 \cdot \sin(9(\omega t - 120^\circ)) \\ &= \hat{u}_9 \cdot \sin(9\omega t - 1080^\circ) \\ &= \hat{u}_9 \cdot \sin(9\omega t) \quad 5.27 \end{aligned}$$

Έτσι, η εναλλασσόμενη τάση εξόδου γραμμής $u_{ab} = u_{aN} - u_{bN}$ δεν θα περιέχει την ένατη αρμονική. Τελικά, οι τιμές για περιττά πολλαπλάσια του 3 των κανονικοποιημένων συχνοτήτων του φορέα m_f , οι αρμονικές στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου εμφανίζονται σε κανονικοποιημένες συχνότητες f_h με κέντρο γύρω από την συχνότητα του φορέα m_f και τα πολλαπλάσιά της, συγκεκριμένα σε:

$$h = lm_f \pm k \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad (5.28)$$

όπου $l = 1, 3, 5 \dots$ για $k = 2, 4, 6 \dots$, και $l = 2, 4, 6 \dots$ για $k = 1, 5, 7 \dots$, έτσι ώστε το h να μην είναι πολλαπλάσιο του 3. Γι αυτό οι αρμονικές θα βρίσκονται στο $m_f \pm 2$, $m_f \pm 4 \dots$, $2m_f \pm 1$, $m_f \pm 5 \dots$, $3m_f \pm 2$, $3m_f \pm 4 \dots$, $4m_f \pm 1$, $4m_f \pm 5 \dots$ κτλ.

Για κυματομορφές ρεύματος φορτίου κοντά στην ημιτονοειδή, οι αρμονικές στο ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης βρίσκονται σε συχνότητες που δίνονται από:

$$h = lm_f \pm k \pm 1 \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad (5.29)$$

όπου $l = 0, 2, 4 \dots$ για $k = 1, 5, 7 \dots$, και $l = 1, 3, 5 \dots$ για $k = 2, 4, 6 \dots$, έτσι ώστε $h = 1$. Το $m_f \pm k$ είναι θετικό και δεν είναι πολλαπλάσιο του 3. Για παράδειγμα το

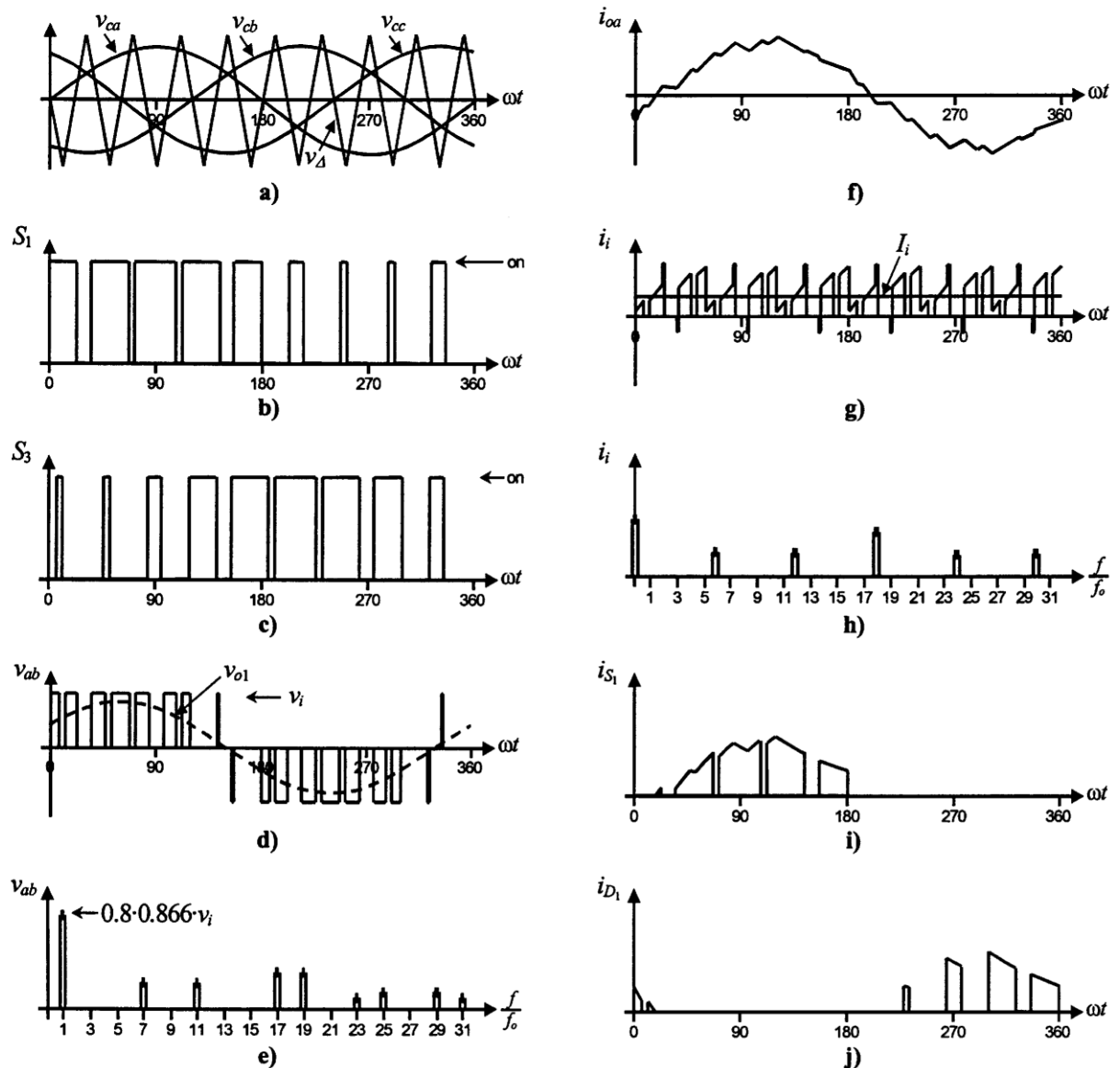
Σχ.5.14h παρουσιάζει την έκτη αρμονική ($h=6$), η οποία οφείλετε στο γεγονός ότι $h = 1 * 9 - 2 - 1 = 6$.

Όμοια συμπεράσματα προκύπτουν για την λειτουργία με μικρές και μεγάλες τιμές του m_f αντίστοιχα όπως και στην περίπτωση της μονοφασικής διάταξης. Όμως, επειδή το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης στην γραμμική περιοχή ($m_a \leq 1$) είναι $u_i/2$, το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου γραμμής $\hat{u}_{ab1} = \sqrt{3}u_i/2$. Έτσι μπορούμε να γράψουμε την σχέση:

$$\hat{u}_{ab1} = m_a \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{u_i}{2}, \quad 0 < m_a < 1 \quad 5.30$$

Για την περαιτέρω αύξηση του πλάτους της τάσης φορτίου, το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης \hat{u}_c μπορεί να γίνει μεγαλύτερο από το πλάτος του σήματος φορέα \hat{u}_Δ , το οποίο θα οδηγήσει σε υπερδιαμόρφωση. Η σχέση μεταξύ του πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου γραμμής και της τάσης του στοιχείου διασύνδεσης γίνεται μη γραμμική όπως και στην περίπτωση του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Έτσι, στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, η τάση γραμμής κυμαίνεται μεταξύ:

$$\sqrt{3} \cdot \frac{u_i}{2} < \hat{u}_{ab1} = \hat{u}_{bc1} = \hat{u}_{ca1} < \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{u_i}{2} \quad 5.31$$



Σχ.5.14 Τριφασικός αντιστροφέας τάσης. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (SPWM, $m_\alpha = 0.8, m_f = 9$)

- (a) Σήματα φορέα και διαμόρφωσης.
- (b) Καταστάσεις διακόπτη S_1 .
- (c) Καταστάσεις διακόπτη S_3 .
- (d) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
- (e) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.
- (f) Εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου.
- (g) Συνεχής συνιστώσα ρεύματος.
- (h) Φάσμα συχνοτήτων συνεχούς ρεύματος.
- (i) Ρεύμα διακόπτη S_1 .
- (j) Ρεύμα διόδου D_1 .

5.3.2 Λειτουργία Τετραγωνικού Κύματος των Τριφασικών Αντιστροφών Τάσης

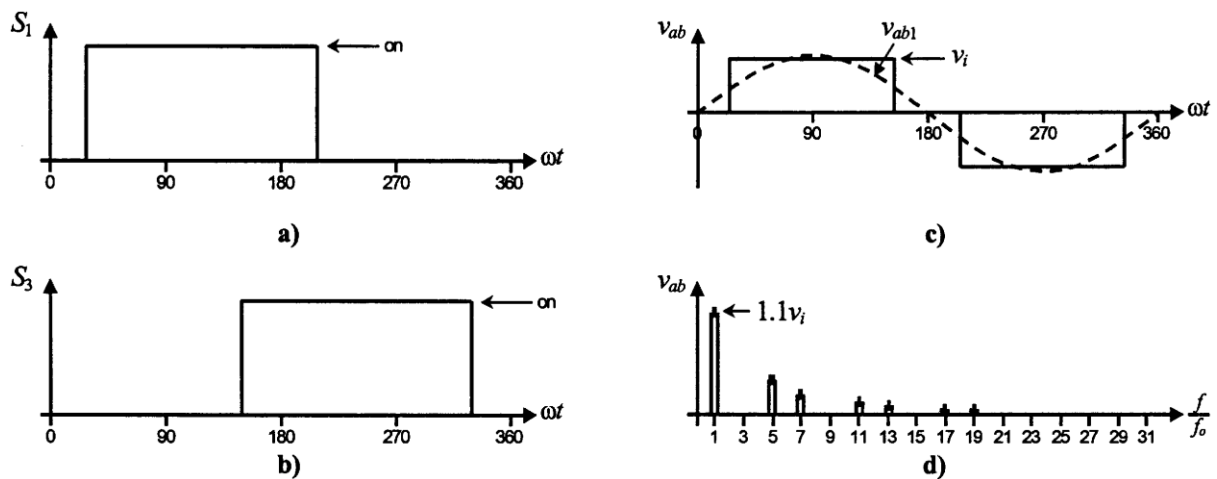
Μεγάλες τιμές του m_a στην τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (SPWM) οδηγούν στην κατάσταση της πλήρους υπερδιαμόρφωσης. Η κατάσταση αυτή είναι γνωστή ως λειτουργία τετραγωνικών κυμάτων, όπως απεικονίζεται στο Σχ.5.15, όπου οι διακόπτες ισχύος άγουν για γωνία 180° . Σε αυτό τον τρόπο λειτουργίας, ο αντιστροφέας τάσης δεν μπορεί να ελέγξει την τάση στο φορτίο με άλλο τρόπο εκτός από την ρύθμιση της τάσης u_i του στοιχείου διασύνδεσης. Αυτό βασίζεται στην έκφραση για την θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου γραμμής:

$$\hat{u}_{ab1} = \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{u_i}{2} \quad 5.32$$

Το εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου γραμμής περιέχει τις αρμονικές f_h , όπου

$h = 6 * k \pm 1$ ($k = 1,2,3 \dots$) και χαρακτηρίζονται από πλάτος το οποίο είναι αντιστρόφως ανάλογο της αρμονικής τους τάξης (Σχ.5.15d). Το πλάτος των αρμονικών δίνεται από τη σχέση:

$$\hat{u}_{abh} = \frac{1}{h} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{u_i}{2} \quad 5.33$$



Σχ.5.15 Τριφασικός αντιστροφέας τάσης. Λειτουργία τετραγωνικού κύματος.

- (a) Κατάσταση διακόπτη S_1 .
- (b) Κατάσταση διακόπτη S_3 .
- (c) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
- (d) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.

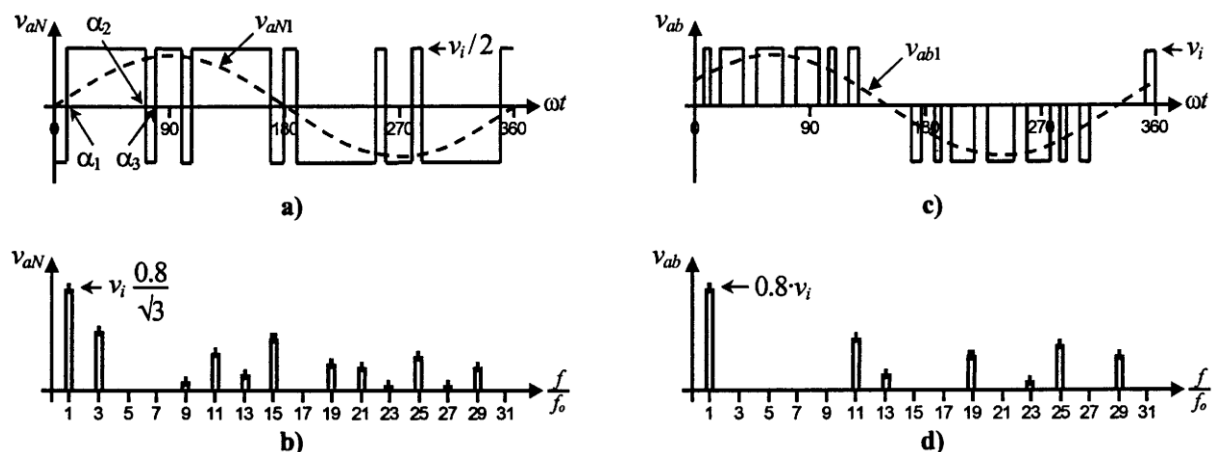
5.3.3 Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών στους Τριφασικούς Αντιστροφείς Τάσης

Όπως και στους μονοφασικούς αντιστροφείς τάσης, η τεχνική επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών μπορεί να εφαρμοστεί και στους τριφασικούς αντιστροφείς τάσης. Στην περίπτωση αυτή, οι διακόπτες ισχύος κάθε κλάδου του αντιστροφέα, μετάγονται με τέτοιο τρόπο ώστε να εξαλείφουν ένα δεδομένο αριθμό αρμονικών και να ελέγχουν το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης. Λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι σε πολλές εφαρμογές απαιτείτε οι τάσεις εξόδου γραμμής να είναι ισορροπημένες και με διαφορά φάσης 120° , οι αρμονικές πολλαπλάσιες του τρία ($h = 3, 9, 15 \dots$), οι οποίες μπορούν να υπάρχουν στις φασικές τάσεις ($u_{aN}, u_{bN}, \text{ και } u_{cN}$), δεν θα εμφανίζονται στις τάσεις φορτίου ($u_{ab}, u_{bc}, \text{ και } u_{ca}$). Γι αυτό, οι αρμονικές αυτές δεν χρειάζεται να εξαλειφθούν, έτσι οι γωνίες ψαλίδισης χρησιμοποιούνται για την εξάλειψη μόνο των αρμονικών που βρίσκονται στις συχνότητες $h = 5, 7, 11, 13 \dots$, κατ' απαίτηση.

Η έκφραση για την εξάλειψη ενός δεδομένου αριθμού αρμονικών είναι οι ίδιες με αυτές που χρησιμοποιούνται στους μονοφασικούς αντιστροφείς. Για παράδειγμα για την εξάλειψη της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής και την επίτευξη του ελέγχου του μεγέθους της θεμελιώδους συνιστώσας ($N=3$), οι εξισώσεις προς επίλυση είναι οι ακόλουθες:

$$\begin{aligned} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) &= \frac{2 + \pi \cdot \hat{u}_{\alpha N1}}{4} \frac{u_i}{u_i} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) &= 1/2 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) &= 1/2 \end{aligned} \quad (5.34)$$

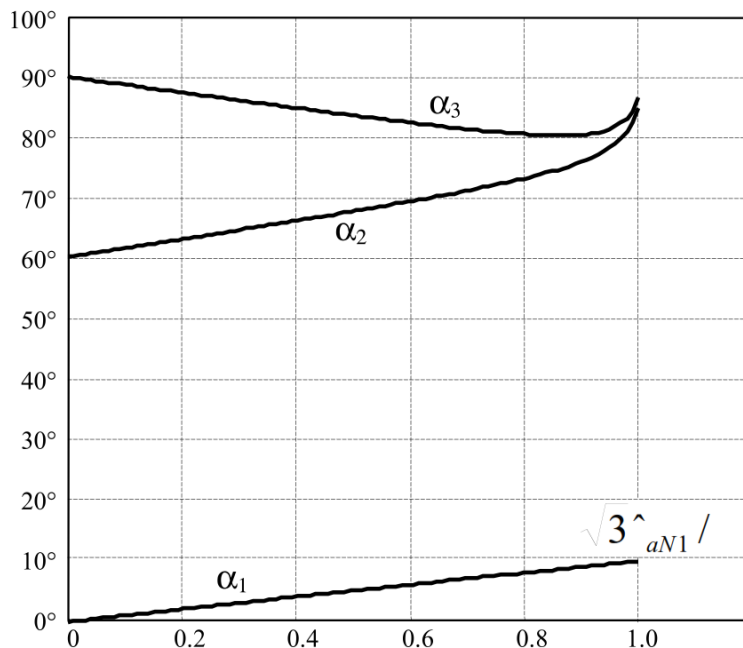
Όπου οι γωνίες α_1 , α_2 και α_3 ορίζονται όπως φαίνετε στο Σχ.5.16(a) και σχεδιάζονται στο Σχ.5.17. Το Σχ.5.16b φανερώνει ότι η τρίτη, ένατη, δέκατη πέμπτη, ... αρμονικές είναι όλες παρούσες στις φασικές τάσεις αλλά δεν εμφανίζονται στις τάσεις γραμμής (Σχ.5.16d).



Σχ.5.16 Τριφασικός αντιστροφείς τάσης. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική διαμόρφωσης επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών (SHE):

- (a) Φασική τάση u_{aN} με εξάλειψη πέμπτης και έβδομης αρμονικής.
- (b) Φάσμα συχνοτήτων της τάσης (a).
- (c) Τάση γραμμής u_{ab} με εξάλειψη πέμπτης και έβδομης αρμονικής.

(d) Φάσμα συχνοτήτων της (c).



Σχ.5.17 Γωνίες ψαλίδισης για τεχνική διαμόρφωσης SHE και έλεγχο θεμελιώδους τάσης στους τριφασικούς αντιστροφείς τάσης: εξάλειψη πέμπτης και έβδομης αρμονικής.

5.3.4 Τεχνική Διαμόρφωσης Διανύσματος Χώρου (Space Vector – SV)

Σήμερα, οι στρατηγικές ελέγχου υλοποιούνται με ψηφιακά συστήματα, και γι αυτό είναι διαθέσιμες και ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης. Η τεχνική διαμόρφωσης διανύσματος χώρου είναι μια ψηφιακή τεχνική στην οποία ο στόχος είναι η παραγωγή τάσεων φορτίου διαμορφωμένου παλμού οι οποίες κατά μέσο όρο θα είναι ίσες με τις απαιτούμενες αντίστοιχες τάσεις φορτίου. Αυτό επιτυγχάνεται σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας με την κατάλληλη επιλογή των καταστάσεων των διακοπών ισχύος από τις έγκυρες καταστάσεις του αντιστροφέα τάσης (Πιν.5.3) και με τον ακριβή υπολογισμό ανά περίοδο του πλήθους που χρησιμοποιούνται. Η επιλογή και ο υπολογισμός των χρόνων βασίζεται επάνω στον μετασχηματισμό του διανύσματος χώρου.

5.3.4.1 Μετασχηματισμός Διανύσματος Χώρου (Space Vector Transformation)

Κάθε τριφασικό σύνολο μεταβλητών των οποίων το άθροισμα είναι μηδέν σε ένα σταθερό πλαίσιο abc μπορεί να αναπαρασταθεί σε ένα σύνθετο επίπεδο από ένα σύνθετο διάνυσμα ο οποίο δομείται από ένα πραγματικό (α) και ένα φανταστικό (β) μέρος. Για παράδειγμα, το διάνυσμα των τριφασικών σημάτων διέγερσης γραμμής $[u_c]_{abc} = [u_{ca}u_{cb}u_{cc}]^T$, μπορεί να αναπαρασταθεί από το σύνθετο διάνυσμα $V_c = [u_c]_{ab} = [u_{ca}u_{cb}]^T$ μέσω του παρακάτω μετασχηματισμού:

$$u_{ca} = \frac{2}{3} [u_{ca} - 0.5(u_{cb} + u_{cc})] \quad 5.35$$

$$u_{cb} = \frac{\sqrt{3}}{3} (u_{cb} - u_{cc}) \quad 5.36$$

Εάν τα σήματα διαμόρφωσης γραμμής $[u_c]_{abc}$ είναι τρεις ισορροπημένες ημιτονοειδής κυματομορφές τότε χαρακτηρίζονται από πλάτος \hat{u}_c και γωνιακή συχνότητα ω , και στο σταθερό πλαίσιο $\alpha\beta$ το παραγόμενο σήμα διαμόρφωσης $V_c = [u_c]_{ab}$ γίνεται ένα διάνυσμα του σταθερού στοιχείου \hat{u}_c , το οποίο περιστρέφεται με συχνότητα ω (Σχ.5.18). Ομοίως ο μετασχηματισμός SV εφαρμόζεται στις τάσεις γραμμής των οχτώ καταστάσεων του αντιστροφέα τάσης κανονικοποιημένες σε σχέση με την u_i (Πιν.5.3), ο οποίος παράγει τα οχτώ διανύσματα ($V_i, i = 1, 2, \dots, 8$) στο Σχ.5.18. Όπως αναμένεται τα διανύσματα V_1 έως V_6 είναι μη μηδενικά διανύσματα τάσης γραμμής ενώ τα διανύσματα V_7 και V_8 είναι μηδενικά διανύσματα τάσης γραμμής.

Ο στόχος της τεχνικής SV είναι να προσεγγίσει το σήμα διαμόρφωσης γραμμής στο πεδίο V_c χρησιμοποιώντας τα οχτώ διανύσματα χώρου ($V_i, i = 1, 2, \dots, 8$) που είναι διαθέσιμα στους τριφασικούς αντιστροφείς τάσης. Όμως, εάν το σήμα διαμόρφωσης V_c βρίσκεται μεταξύ το τυχαίο διάνυσμα V_i και V_{i+1} , μόνο τα δύο πλησιέστερα μη μηδενικά διανύσματα ($V_i + V_{i+1}$) και ένα μηδενικό διάνυσμα χώρου ($V_z = V_7$ ή V_8) πρέπει να χρησιμοποιούνται. Έτσι η μέγιστη τάση φορτίου γραμμής μεγιστοποιείται ενώ η συχνότητα μεταγωγών ελαττώνεται. Για την εξασφάλιση ότι η παραγόμενη τάση σε μια περίοδο δειγματοληψίας T_s (η οποία απαρτίζεται από τις τάσεις που παρέχονται από τα διανύσματα V_i, V_{i+1} και V_z τα οποία χρησιμοποιούνται για διάρκεια χρόνου T_i, T_{i+1} και T_z) είναι κατά μέση τιμή ίση με το διάνυσμα V_c , πρέπει να ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$V_c \cdot T_s = V_i \cdot T_i + V_{i+1} \cdot T_{i+1} + V_z \cdot T_z \quad (5.37)$$

Η λύση του πραγματικού και φανταστικού μέρους της Εξ.5.37 για μια τάση φορτίου γραμμής η οποία χαρακτηρίζεται από πλάτος περιορισμένο στο διάστημα $0 \leq \hat{u}_c \leq 1$ μας δίνει:

$$T_i = T_s \cdot \hat{u}_c \cdot \sin(\pi/3 - \theta) \quad (5.38)$$

$$T_{i+1} = T_s \cdot \hat{u}_c \cdot \sin(\theta) \quad (5.39)$$

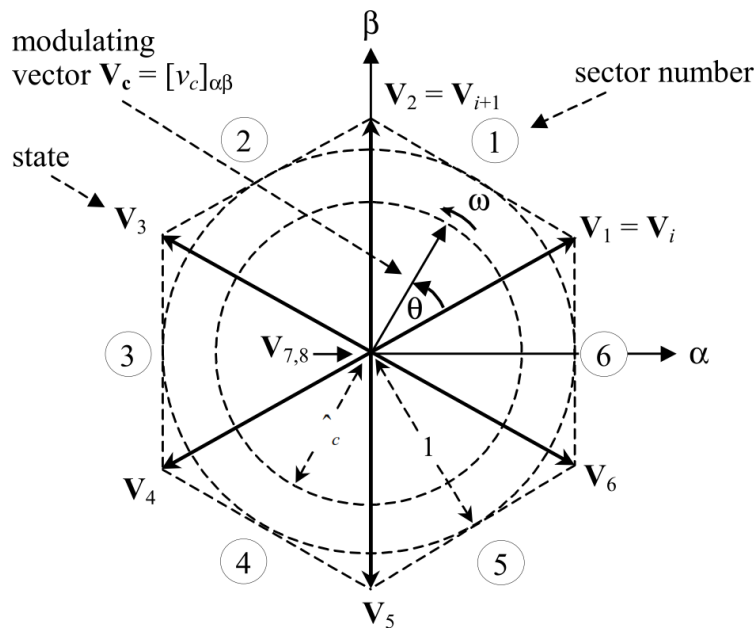
$$T_z = T_s - T_i - T_{i+1} \quad (5.40)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις δείχνουν ότι το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης γραμμής είναι μονάδα για $0 \leq \theta \leq \pi/3$. Αυτό αποτελεί ένα πλεονέκτημα σε σχέση με την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (SPWM) η οποία επιτυγχάνει την τιμή $\sqrt{3}/2$ μέγιστη τιμή πλάτους θεμελιώδους της τάσης γραμμής στην γραμμική περιοχή λειτουργίας.

Παρόλο που η τεχνική SVM επιλέγει τα διανύσματα που θα χρησιμοποιηθούν και τους αντίστοιχους χρόνους αγωγής, η ακολουθία σύμφωνα με την οποία θα επιλεγθούν, η επιλογή του μηδενικού διανύσματος, και η κανονικοποιημένη συχνότητα δειγματοληψίας παραμένουν απροσδιόριστα.

Για παράδειγμα, εάν το διάνυσμα διαμόρφωσης τάσης γραμμής βρίσκεται στο τομέα 1 (Σχ.5.18), τα διανύσματα V_1, V_2 και V_z πρέπει να χρησιμοποιηθούν μέσα σε μια περίοδο δειγματοληψίας σε διαστήματα τα οποία δίνονται από τα T_1, T_2 και T_z , αντίστοιχα. Το ερώτημα που παραμένει είναι εάν η ακολουθία που πρέπει να χρησιμοποιηθεί θα είναι (i) $V_1 - V_2 - V_z$, (ii) $V_z - V_1 - V_2 - V_z$,

(iii) $V_z - V_1 - V_2 - V_1 - V_z$, (iv) $V_z - V_1 - V_2 - V_z - V_2 - V_1 - V_z$, ή κάποια άλλη ακολουθία. Τέλος η τεχνική δεν δίνει στοιχεία για εάν το μηδενικό διάνυσμα V_z πρέπει να είναι το V_7, V_8 , ή κάποιος συνδυασμός των δύο.



Σχ.5.18 Αναπαράσταση διανυσμάτων χώρου.

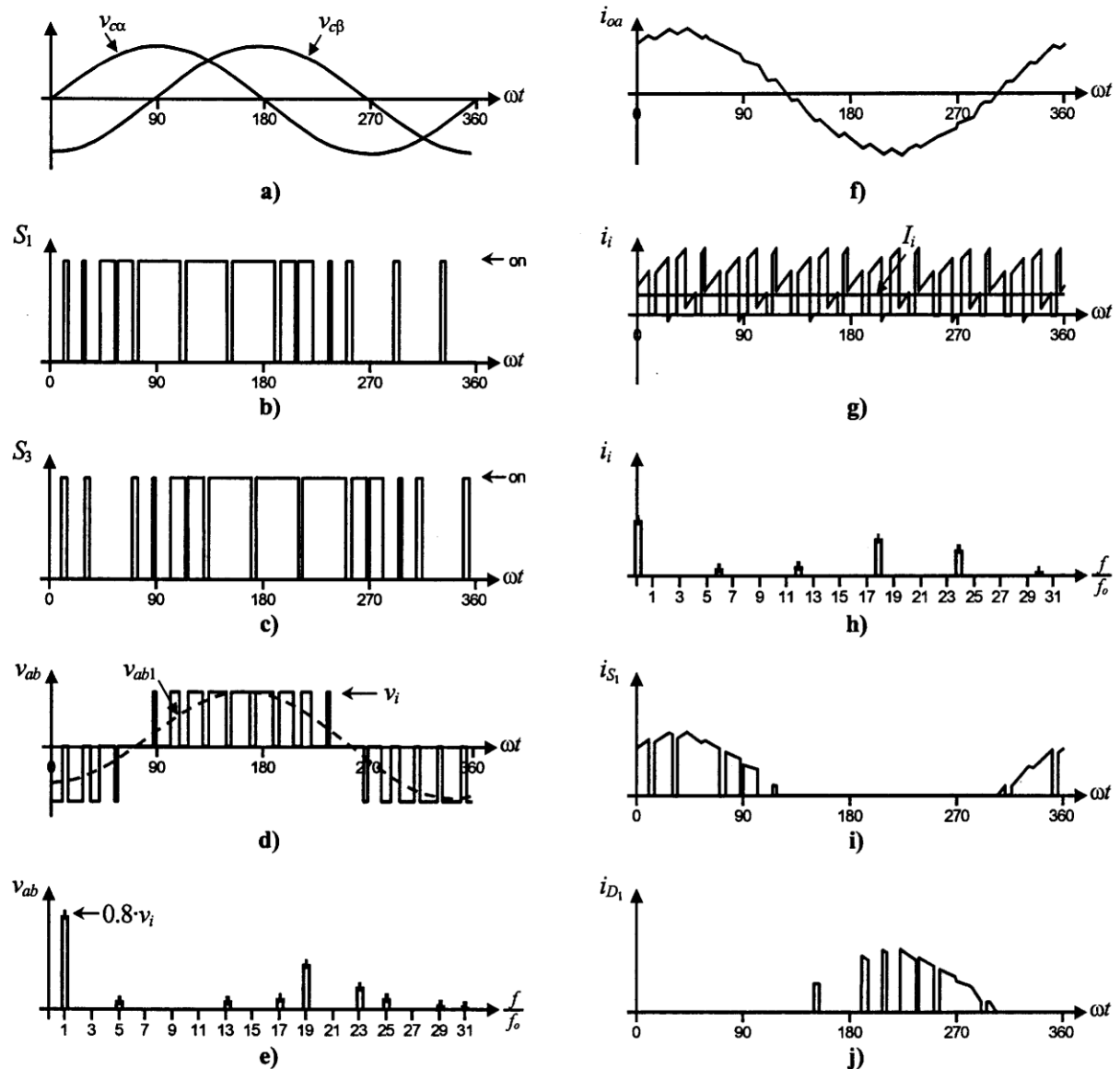
5.3.4.2 Ακολουθία Διανυσμάτων Χώρου και Επιλογή Μηδενικών Διανυσμάτων.

Η ακολουθία που πρέπει να επιλεγεί πρέπει να εξασφαλίζει τάσεις φορτίου γραμμής οι οποίες να χαρακτηρίζονται από συμμετρία ενός τετάρτου του κύματος με σκοπό την μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών στο φάσμα συχνοτήτων των τάσεων (άρτιες αρμονικές). Επιπρόσθετα, η επιλογή των μηδενικών διανυσμάτων πρέπει να γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση στην συχνότητα μεταγωγών. Αν και δεν υπάρχει συστηματική προσέγγιση για την παραγωγή της ακολουθίας των διανυσμάτων, με γραφική απεικόνιση φαίνεται ότι η σειρά V_i, V_{i+1}, V_z (όπου V_z επιλέγεται εναλλάξ μεταξύ V_7 και V_8) παρέχει υψηλή απόδοση σε σχέση με την μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών και την μείωση της συχνότητας μεταγωγών.

5.3.4.3 Κανονικοποιημένη Συχνότητα Δειγματοληψίας

Η κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα m_f στις τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμού με χρήση φορέα, επιλέγεται να είναι περιττός ακέραιος αριθμός πολλαπλάσιος του 3 ($m_f = 3 \cdot n, n = 1,3,5 \dots$). Έτσι είναι δυνατόν να ελαχιστοποιήσουμε τις παρασιτικές αρμονικές στις κυματομορφές που προκύπτουν από την τεχνική PWM. Μια παρόμοια προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην τεχνική διαμόρφωσης SVM έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι μη χαρακτηριστικές αρμονικές. Σύμφωνα με αυτό έχει βρεθεί ότι η κανονικοποιημένη συχνότητα δειγματοληψίας f_{sn} πρέπει να είναι ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του 6. Αυτό οφείλετε στο γεγονός ότι για την παραγωγή συμμετρικών τάσεων γραμμής, όλοι οι τομείς (συνολικά 6) πρέπει να χρησιμοποιούνται εξίσου σε μια περίοδο. Για παράδειγμα, το Σχ.5.19 παρουσιάζει τις σχετικές κυματομορφές του αντιστροφέα τάσης με διαμόρφωση SVM για $f_{sn} = 18$ και $\hat{u}_c = 0.8$. Το Σχ.5.19 επιβεβαιώνει ότι το πρώτο

σύνολο των σχετικών αρμονικών στην τάση φορτίου γραμμής βρίσκονται στη συχνότητα f_{sn} , η οποία είναι και η συχνότητα μεταγωγών.



Σχ.5.19 Τριφασικός αντιστροφέας τάσης. Ιδανικές κυματομορφές για την τεχνική διαμόρφωσης διανυσμάτων χώρου (SV, $u_c = 0.8, f_{sn} = 18$)

- (a) Σήματα φορέα και διαμόρφωσης.
- (b) Καταστάσεις διακόπτη S_1 .
- (c) Καταστάσεις διακόπτη S_3 .
- (d) Εναλλασσόμενη τάση εξόδου.
- (e) Φάσμα συχνοτήτων εναλλασσόμενης τάσης εξόδου.
- (f) Εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου.
- (g) Συνεχές συνιστώσα ρεύματος.
- (h) Φάσμα συχνοτήτων συνεχούς ρεύματος.
- (i) Ρεύμα διακόπτη S_1 .
- (j) Ρεύμα διόδου D_1 .

5.3.5. Ρεύμα Στοιχείου Διασύνδεσης στους Τριφασικούς Αντιστροφείς Τάσης

Εξαιτίας του γεγονότος ότι ο αντιστροφέας θεωρείται ότι δεν έχει απώλειες καθώς και ότι είναι κατασκευασμένος από στοιχεία τα οποία δεν αποθηκεύουν ενέργεια, η στιγμιαία ισορροπία ισχύος υποδεικνύει ότι

$$u_i(t) \cdot i_i(t) = u_{ab}(t) \cdot i_a(t) + u_{bc}(t) \cdot i_b(t) + u_{ca}(t) \cdot i_c(t) \quad (5.41)$$

Όπου $i_a(t)$, $i_b(t)$ και $i_c(t)$ είναι τα ρεύματα φορτίου φάσης όπως φαίνετε στο Σχ.5.20. Εάν το φορτίο είναι ισορροπημένο και επαγωγικό, και χρησιμοποιείτε μια σχετικά υψηλή μεταγωγική συχνότητα, το ρεύμα φορτίου παίρνει τη μορφή μιας σχεδόν ισορροπημένη ημιτονοειδούς κυματομορφή. Από την άλλη, εάν οι εναλλασσόμενες τάσεις εξόδου θεωρηθούν ημιτονοειδείς και το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης υποτεθεί σταθερό $u_i(t) = V_i$, τότε η Εξ.5.41 μπορεί να απλοποιηθεί στη μορφή:

$$i_i(t) = \frac{1}{V_i} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \varphi) \\ + \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - 120^\circ - \varphi) \\ + \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - 240^\circ - \varphi) \end{array} \right\} \quad (5.42)$$

Όπου V_{o1} είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου γραμμής, I_o είναι η ενεργός τιμή του φασικού ρεύματος φορτίου, και φ είναι ένας αυθαίρετος επαγωγικός συντελεστής ισχύος φορτίου. Το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω και να μας δώσει τη σχέση:

$$i_i(t) = 3 \cdot \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot I_o \cdot \cos(\varphi) = \sqrt{3} \cdot \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot I_l \cdot \cos(\varphi) \quad (5.43)$$

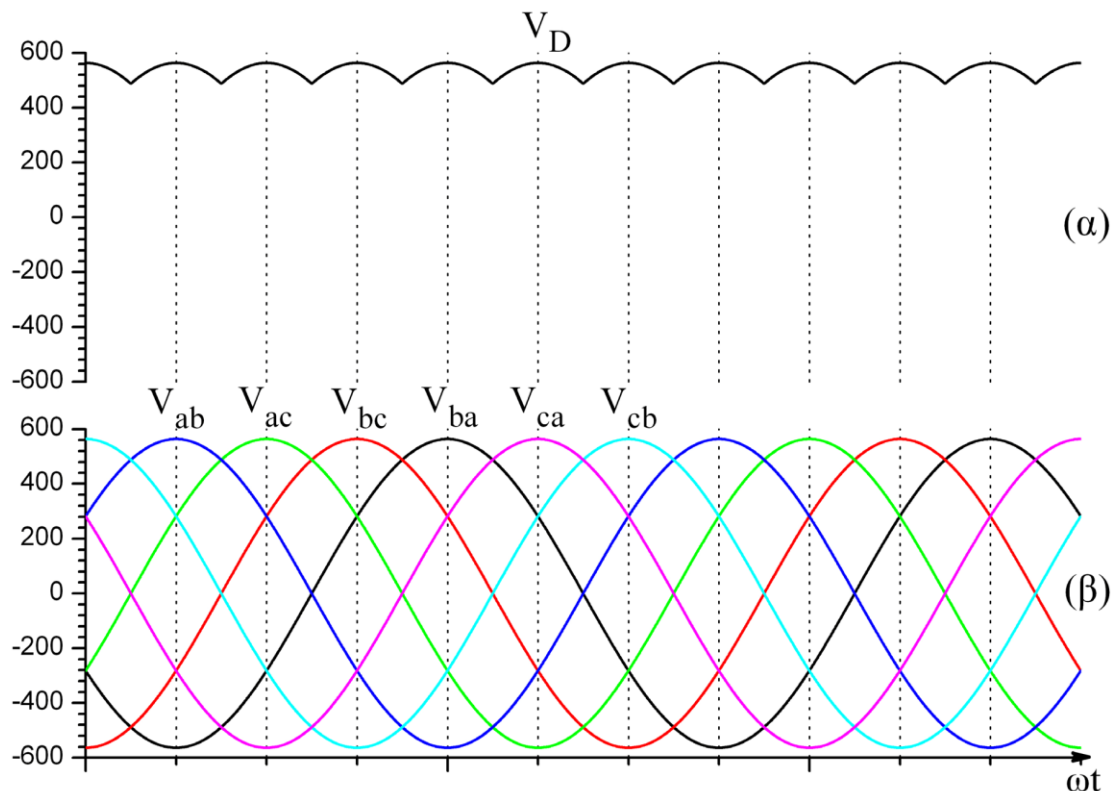
Όπου $I_l = \sqrt{3}I_o$ είναι η ενεργό τιμή του ρεύματος φορτίου γραμμής. Η έκφραση του παραγόμενου ρεύματος στοιχείου διασύνδεσης υποδηλώνει ότι για τάσεις φορτίου χωρίς αρμονικές, αναμένεται να προκύπτει μόνο καθαρό συνεχές ρεύμα από το στοιχείο διασύνδεσης, και, σε σύγκριση με τους μονοφασικούς αντιστροφείς τάσης, δεν είναι παρούσα η δεύτερη αρμονική. Όμως, καθώς το οι εναλλασσόμενες τάσεις φορτίου γραμμής περιέχουν αρμονικές γύρω από την κανονικοποιημένη συχνότητα δειγματοληψίας f_{sn} , το ρεύμα του στοιχείου διασύνδεσης θα περιέχει αρμονικές αλλά θα βρίσκονται γύρω από την συχνότητα f_{sn} όπως φαίνετε στο Σχ.5.19h.

Κεφάλαιο 6°

6. ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

6.1 Τριφασική Ανορθωτική Γέφυρα

Σύμφωνα με τη θεωρία ο αντιστροφέας για την λειτουργία του απαιτεί την ύπαρξη συνεχούς τάσης στην είσοδό του. Αυτό επιτυγχάνεται με ανόρθωση του ρεύματος του δικτύου. Για τον σκοπό αυτό επιλέχθηκε η τριφασική ανορθωτική γέφυρα καθώς εκτός των άλλων πλεονεκτημάτων που αναφέρθηκαν κατά την θεωρητική μελέτη, παρουσιάζει μικρή κυμάτωση στην συνεχή τάση εξόδου καθώς αυτή αποτελείται από 6 παλμούς σε κάθε περίοδο της τάσης του δικτύου με αποτέλεσμα να είναι ευκολότερη η εξομάλυνση της τάσης αυτής μέσω του χωρητικού φίλτρου, γεγονός το οποίο μειώνει αρκετά το κόστος αλλά αυξάνει και την απόδοση της διάταξης. Η παλμοί παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Η θεωρητική μέγιστη τάση που μπορούμε να λάβουμε από την ανορθωτική αυτή διάταξη είναι σύμφωνα με τον θεωρητικό τύπο:

$$V_{Dmax} = \sqrt{6}V_s = \sqrt{6} * 230 = 563.38V$$

Σύμφωνα με το στοιχείο αυτό μελετώνται και τα υπόλοιπα στοιχεία της κατασκευής τα οποία είναι όλα κατάλληλα για χρήση στην τάση αυτή με μέγιστη τάση αντοχής των στοιχείων τα 600V.

6.1.1 Κατασκευή Γέφυρας

Το πρώτο μέρος της κατασκευής αποτελείται από την τριφασική ανορθωτική γέφυρα. Επιμέρους η γέφυρα αποτελείται από τα παρακάτω εξαρτήματα:

- ✚ Έξι ανορθωτικές διόδους υπερυψηλής ταχύτητας τύπου Jeduc.
- ✚ Έξι ψήκτρες.
- ✚ Διάτρητη πλακέτα.
- ✚ Καλώδιο διαμέτρου τεσσάρων τετραγωνικών χιλιοστών.
- ✚ Τρεις μπόρνες εισόδου και δύο μπόρνες εξόδου.
- ✚ Βίδες και υλικά στερέωσης.

Το σημαντικότερο μέρος της κατασκευής αποτελεί η επιλογή των ανορθωτικών διόδων μέσω των απαιτούμενων τεχνικών χαρακτηριστικών. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε η διόδος με κωδικό μοντέλου RURG8060 της κατασκευάστριας εταιρίας Intersil. Ακολουθούν τα σημαντικότερα τεχνικά χαρακτηριστικά της διόδου καθώς και οι απαραίτητες καμπύλες τεχνικών χαρακτηριστικών όπως αυτές παρέχονται από τις μετρήσεις της κατασκευάστριας εταιρίας.

6.1.2 Ανορθωτική Δίοδος Intersil RURG8060

Η ανορθωτική διόδος RURG8060 είναι μια διόδος υπερυψηλής ταχύτητας, έχει δηλαδή χρόνο σβέσης μικρότερο των 100ns ($t_{rr} < 75\text{ns}$), καθώς και τεχνολογία ομαλής σβέσης για την αποφυγή δημιουργίας απότομων μεταβολών της τάσης. Επίσης η διόδος διακρίνεται για την χαμηλή τιμή πτώσης τάσης ορθής πόλωσης με αποτέλεσμα την μείωση της εσωτερικής κατανάλωσης ισχύος και άρα την ελάττωση της παραγόμενης θερμότητας κατά την διακοπτική λειτουργία. Τα χαρακτηριστικά αυτά την καθιστούν κατάλληλη για χρήση σε ανορθωτικές διατάξεις αλλά και τη χρήση της ως διόδου ελεύθερας ροής στην πλειονότητα των διακοπτικών διατάξεων παροχής ενέργειας μεγάλης ισχύος.

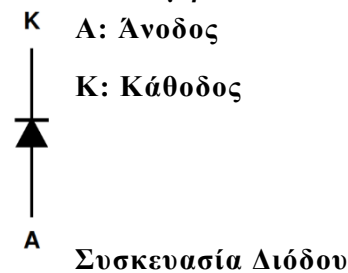
Το μικρό εσωτερικό φορτίο, η υπερταχεία σβέση με χαρακτηριστικά ομαλής ανάκτησης, ελαχιστοποιούν τις ταλαντώσεις των μεταβατικών καταστάσεων και τον παραγόμενο ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο, καθιστώντας έτσι την διόδο κατάλληλη ακόμα και για κυκλώματα υψηλών διακοπτικών συχνοτήτων.

Τέλος το χαρακτηριστικό συνεχές ρεύμα ροής της διόδου είναι 80A, το οποίο υπερκαλύπτει τις απαιτήσεις τις παρούσας κατασκευής.

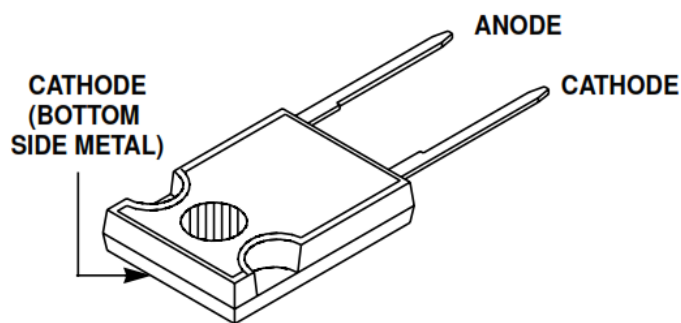
6.1.3 Κυριότερα Χαρακτηριστικά

| | |
|----------------------------|-------|
| ✚ Υπερταχεία Ομαλή Σβέση | <75ns |
| ✚ Θερμοκρασία Λειτουργίας | 175°C |
| ✚ Ανάστροφη Τάση | 600V |
| ✚ Ορθό Συνεχές Ρεύμα | 80A |
| ✚ Μέγιστη Ορθή Πτώση Τάσης | 1.6V |
| ✚ Επίπεδη Κατασκευή | |

6.1.4 Σύμβολο



JEDEC STYLE 2 LEAD TO-247



Ο ημιαγωγός βρίσκεται τοποθετημένος σε προστατευτικό περίβλημα τύπου JEDEC όπως φαίνεται στη φωτογραφία, ενώ η πόλωση γίνεται στα δύο άκρα που προεξέχουν. Το περίβλημα διαθέτει οπή στην μέση περίπου για την στερέωση του ημιαγωγού σε σύστημα απαγωγής θερμότητας καθώς και ενδεικτικά σημεία τομών για την αναγνώριση της εμπρόσθιας και οπίσθιας πλευράς.

Σημειώνετε ότι το πίσω μεταλλικό μέρος του ημιαγωγού είναι αγωγίμο και αποτελεί μέρος της καθόδου. Στο σημείο αυτό έρχεται σε επαφή η μεταλλική ψήκτρα και για το λόγο αυτό δεν τοποθετείτε κοντά σε άλλα μη μονωμένα μεταλλικά μέρη της κατασκευής. **Το δυναμικό που επικρατεί στην κάθοδο αποτελεί αναφορά για την συνεχή ανορθωμένη τάση, αλλά έχει διαφορετικό δυναμικό ως προς την γη.** Η κατασκευή ΔΕΝ γειώνετε στο σημείο αυτό άρα το μεταλλικό μέρος των διόδων και των ψηκτρών είναι απομονωμένα ως προς την γη.

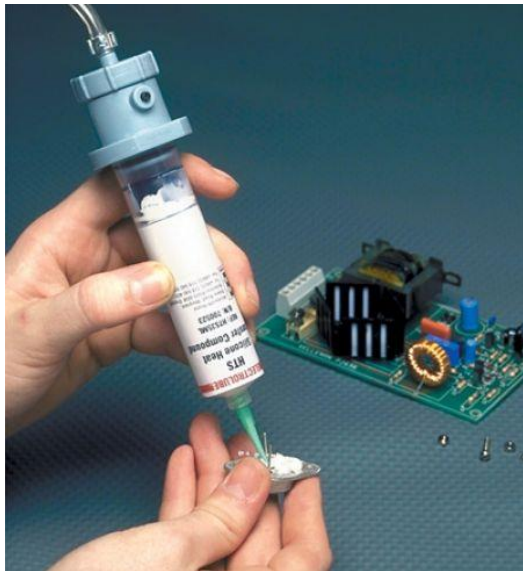
Περισσότερες λεπτομέρειες για τον ημιαγωγικό διακόπτη βρίσκονται στο datasheet του κατασκευαστή, το οποίο υπάρχει στο τελευταίο μέρος της πτυχιακής εργασίας.

6.1.5 Απαγωγός Θερμότητας (Ψήκτρα)

Η ψήκτρα αποτελεί κατασκευή της εταιρίας FISCHER ELEKTRONIK, αποτελείτε από αλουμίνιο και εξωτερική βαφή μαύρου χρώματος. Έχει πλάτος 29mm και ύψος 11.5mm. Στο κέντρο της ψήκτρας βρίσκεται τρύπα για την συγκράτηση με βίδα των ημιαγωγών τύπου JEDEC καθώς και αυτοί διαθέτουν την ανάλογη οπή στο κέντρο τους καθώς και μεταλλική οπίσθια πλευρά για την καλύτερη αγωγή της θερμότητας προς την ψήκτρα. Οι διαστάσεις της ψήκτρας είναι τυποποιημένες και σχεδιασμένες για το είδος των ημιαγωγών JEDEC. Το πάνω μέρος της ψήκτρας έχει σχεδιαστεί ώστε να μπορεί να απάγει θερμότητα μέσω του αέρα με φυσική αλλά και εξαναγκασμένη ροή μέσω της χρήσης ηλεκτρικού ανεμιστήρα.



Τέλος μεταξύ του ημιαγωγού και της ψήκτρας εφαρμόζεται θερμοαγώγιμη πάστα η οποία αποτελείτε από σιλικόνη και η εφαρμογή της σφραγίζει τα κενά των δύο υλικών στο σημείο επαφής και εξασφαλίζει την καλύτερη θερμοαπαγωγή.



6.1.6 Διάτρητη Πλακέτα.

Για την κατασκευή και στερέωση των ημιαγωγών, των εξαρτημάτων και των καλωδίων χρησιμοποιήθηκε διάτρητη πλακέτα διαστάσεων 10x16mm η οποία φαίνεται παρακάτω. Ο τύπος της πλακέτας απαιτεί την κόλληση των στοιχείων καθώς και των αγωγικών δρόμων μέσω καλωδίων ενώ δεν δύναται να τυπωθεί.

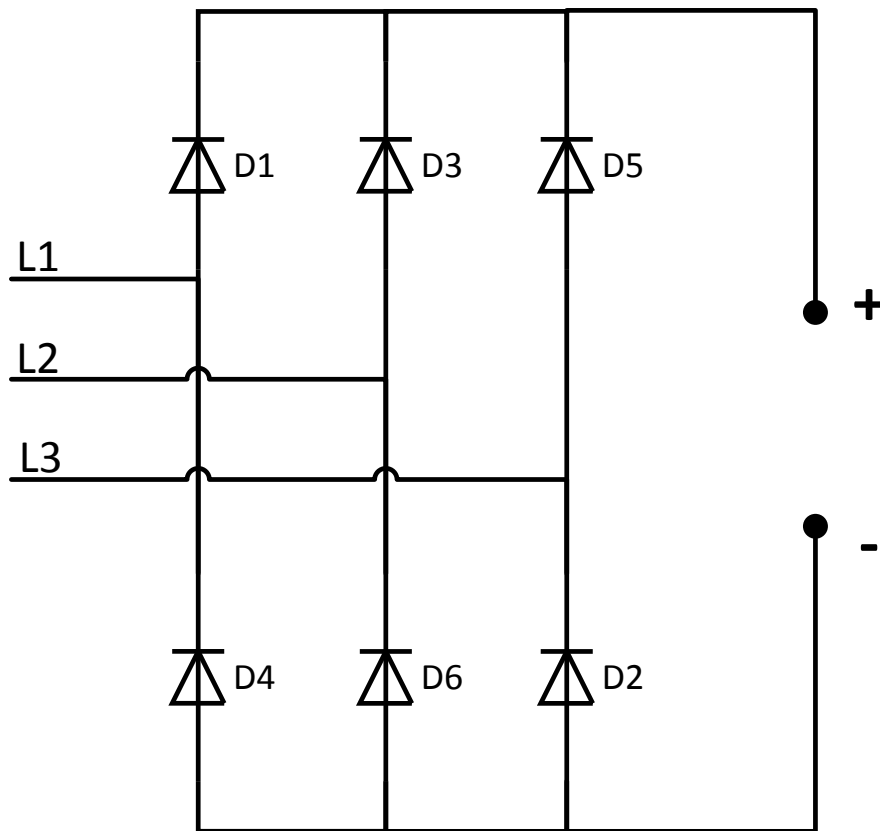


6.1.7 Καλώδια

Για την κατασκευή λόγω μεγάλων ρευμάτων προτιμήθηκε η χρήση καλωδίων από την συμβατική εκτύπωση της πλακέτας. Χρησιμοποιήθηκε πολύκλωνο καλώδιο τεσσάρων τετραγωνικών χιλιοστών με μόνωση από PVC. Η επιλογή των χρωμάτων ακολουθεί το διεθνές πρότυπο δομημένης καλωδίωσης. Για την στήριξη των καλωδίων στους ημιαγωγούς χρησιμοποιήθηκαν κλέμμες ενώ στις ενώσεις έγινε στήριξη των καλωδίων στην πλακέτα με ειδικά κλέμμες τύπου κυπαρισσάκια, τα οποία βιδώθηκαν επάνω στη διάτρητη πλακέτα. Τέλος επάνω στην πλακέτα στερεώθηκαν τρεις μπόρνες εισόδου φάσεων χρώματος κόκκινου καθώς και δυο μπόρνες εξόδου συνεχούς τάσεως χρώματος κόκκινου και μαύρου.

6.1.8 Κύκλωμα

Παρακάτω παρουσιάζεται το κύκλωμα της τριφασικής ανορθωτικής γέφυρας.



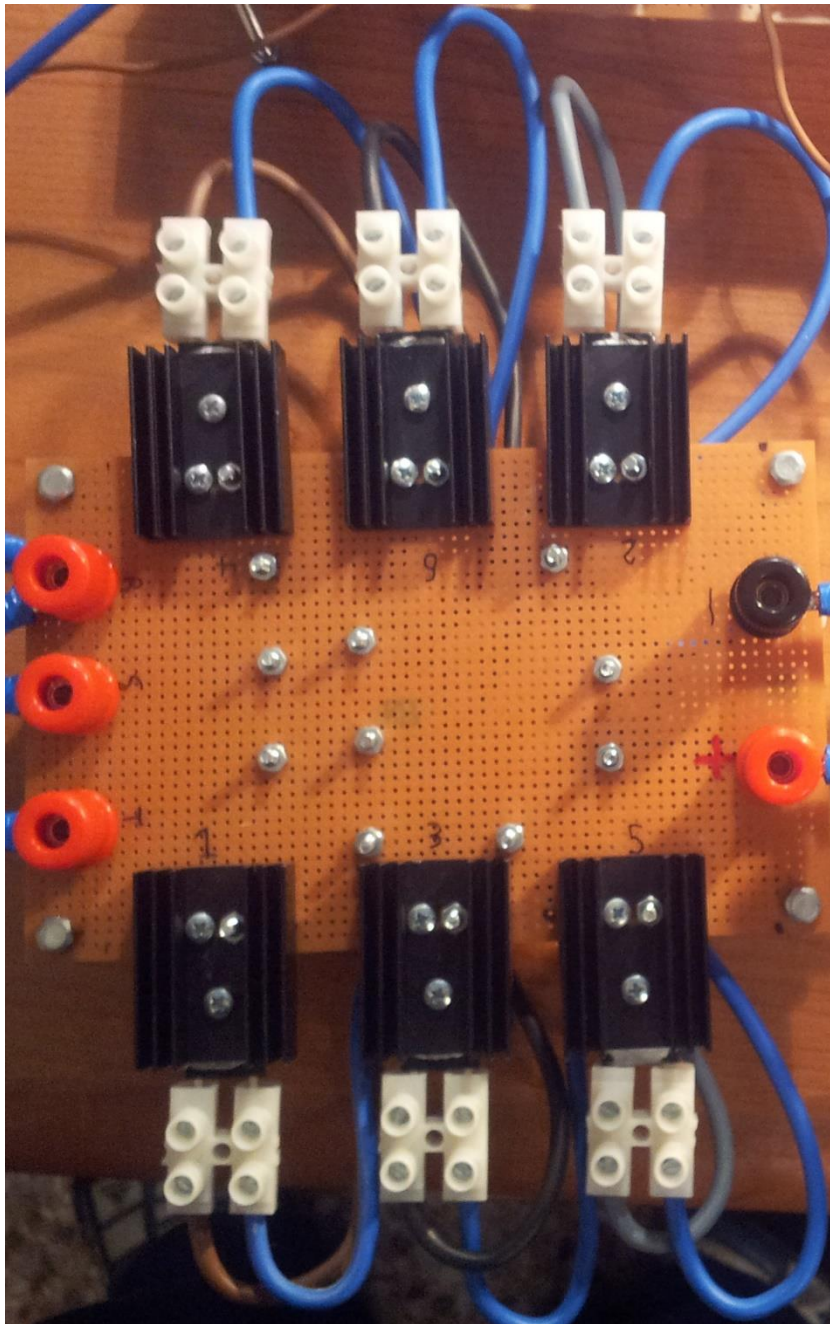
Τριφασική ανορθωτική διάταξη πλήρους γέφυρας.

Οι διόδους λαμβάνουν αριθμό σύμφωνα με την σειρά διαδοχής της αγωγής τους και η γωνία αγωγιμότητας κάθε διόδου είναι $2\pi/3$ (120°).

Η σειρά αγωγής των διόδων είναι 12, 23, 34, 45, 56 και 61. Σε κάθε περίπτωση άγουν δύο διόδους διαφορετικού κλάδου ενώ η διόδους που βρίσκονται σε αγωγή καθορίζονται από την τάση που επικρατεί κάθε στιγμή στα άκρα των διόδων. Συγκεκριμένα άγει από την επάνω πλευρά η διόδους με το θετικότερο δυναμικό καθώς οι άλλες δύο είναι ανάστροφα πολωμένες ενώ από την κάτω πλευρά η διόδους με το αρνητικότερο δυναμικό. Η μετάβαση των διόδων γίνεται φυσικά χωρίς την δυνατότητα περαιτέρω ελέγχου της αγωγής των διόδων.

Υπενθυμίζετε ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου της διάταξης αυτής ορίζεται ως συνεχής τάση έξι παλμών με μικρή κυμάτωση.

6.1.9 Φωτογραφία Κατασκευής.



6.2 Χωρητικό φίλτρο

Το δεύτερο μέρος της κατασκευής αποτελεί το φίλτρο ανόρθωσης του οποίου σκοπός είναι η μείωση της κυμάτωσης της συνεχούς τάσης που παράγεται από την τριφασική ανορθωτική γέφυρα. Το φίλτρο αποτελείται από πυκνωτές εξομάλυνσης και αντιστάσεις εκφόρτισης.

Για το χωρητικό φίλτρο χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις πυκνωτές με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- ✚ Ονομαστική μέγιστη τάση λειτουργίας 400V
- ✚ Χωρητικότητα 680μF

Οι πυκνωτές συνδέθηκαν σε δύο παράλληλους κλάδους όπου ο κάθε κλάδος αποτελούνταν από δύο πυκνωτές σε σειρά.

Σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση υπολογίζεται η **χωρητικότητα του κάθε κλάδου** οι οποίοι αποτελούνται από δυο πυκνωτές σε σειρά:

$$\frac{1}{C_{ολ}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \rightarrow C_{ολ} = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2} = \frac{680 * 10^{-6} * 680 * 10^{-6}}{680 * 10^{-6} + 680 * 10^{-6}} = 340 * 10^{-6} = 340\mu F$$

Η **συνολική χωρητικότητα** του φίλτρου το οποίο αποτελείται από δυο επιμέρους κλάδους δίνεται τελικά από τη σχέση:

$$C_{ολ} = C_{12} + C_{34} = 340 * 10^{-6} + 340 * 10^{-6} = 680 * 10^{-6} = 680\mu F$$

Η ολική χωρητικότητα του φίλτρου είναι 680μF. Η μέγιστη ονομαστική τάση των κλάδων δίνεται από τη σχέση:

$$V_{ολ} = V_{C1} + V_{C2} = V_{C3} + V_{C4} = 400 + 400 = 800V$$

Με την συνδεσμολογία που πραγματοποιήθηκε η χωρητικότητα του φίλτρου παρέμεινε σταθερή και ίση με τη χωρητικότητα του κάθε πυκνωτή, η ονομαστική τάση όμως διπλασιάστηκε. Δεδομένου ότι η μέγιστη τάση στην οποία θα υποβάλλεται το φίλτρο είναι:

$$V_{zrmax} = \sqrt{3}V_{peak} = \sqrt{3} * \sqrt{2} * 230 = 563.4V \text{ (Αναφορά ως προς τον αρνητικό πόλο)}$$

Η μέγιστη ονομαστική τάση λειτουργίας του φίλτρου κρίνεται επαρκής για την ορθή και ασφαλή λειτουργία του.

Κατά την λειτουργία του φίλτρου χωρίς φορτίο οι πυκνωτές φορτίζονται με συνεχές ρεύμα από την τριφασική ανόρθωση, με αδυναμία όμως της περαιτέρω παροχής της ισχύος στην εν κενώ λειτουργία. Αποτέλεσμα αυτού είναι να υπάρχει μονίμως ενέργεια στα χωρητικά στοιχεία ακόμα και όταν διακοπεί η παροχή ηλεκτρικής ενέργειας του δικτύου, και αυτό να καθιστά επικίνδυνη την χρήση του κυκλώματος ή την πιθανή επέμβαση και επισκευή. Για το λόγο αυτό τοποθετείται μια αντίσταση, μεγάλης τιμής, παράλληλα με τους κλάδους των πυκνωτών, η οποία αναλαμβάνει την εκφόρτισή τους όταν διακόπτετε η παροχή ισχύος στο κύκλωμα. Λόγω της μεγάλης τιμής αντίστασης, η ισχύς καθώς και η καταναλισκόμενη ενέργεια, που προκαλεί το φαινόμενο Joule στην αντίσταση, προερχόμενη από το δίκτυο παροχής ενέργειας είναι ελάχιστη. Επιπρόσθετα δεν επηρεάζεται η λειτουργία των υπόλοιπων στοιχείων του κυκλώματος. Για τον

υπολογισμό της κατάλληλης τιμής της αντίστασης κάνουμε χρήση των παρακάτω σχέσεων:

Γνωρίζοντας την μέγιστη τάση λειτουργίας των πυκνωτών καθώς και την συνολικό τους χωρητικότητα υπολογίζουμε το φορτίο τους. Για λόγους ασφαλείας θεωρούμε την μέγιστη τάση λειτουργίας 600V

$$Q = C * V = 680 * 10^{-6} * 600 = 0.408 \text{ C}$$

Θεωρούμε επίσης ότι ένα λεπτό είναι καλός χρόνος εκφόρτισης ώστε να καθιστά το κύκλωμα ασφαλές αλλά να διατηρεί και τις απαιτήσεις σε αντιστάσεις σε χαμηλά επίπεδα. Άρα σύμφωνα με τον τύπο του φορτίου το ρεύμα το οποίο θα διαρρέει τις αντιστάσεις δίνεται:

$$Q = I * T \rightarrow I = \frac{Q}{T} = \frac{0.408}{60} = 0.0068 \text{ A} = 6.8 \text{ mA}$$

Άρα οι το ωμικό φορτίο εκφόρτισης θα χαρακτηρίζεται από τιμή αντίστασης όπως προκύπτει από την εξίσωση:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{600}{0.0068} = 88235 \sim 88 \text{ k}\Omega$$

Σημαντικό μέγεθος ακόμα είναι και η ισχύς η οποία θα πρέπει να είναι ικανά τα ωμικά φορτία να εξυπηρετήσουν. Η ισχύς αυτή δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P = I * V = 0.0068 * 600 = 4.08 \text{ W}$$

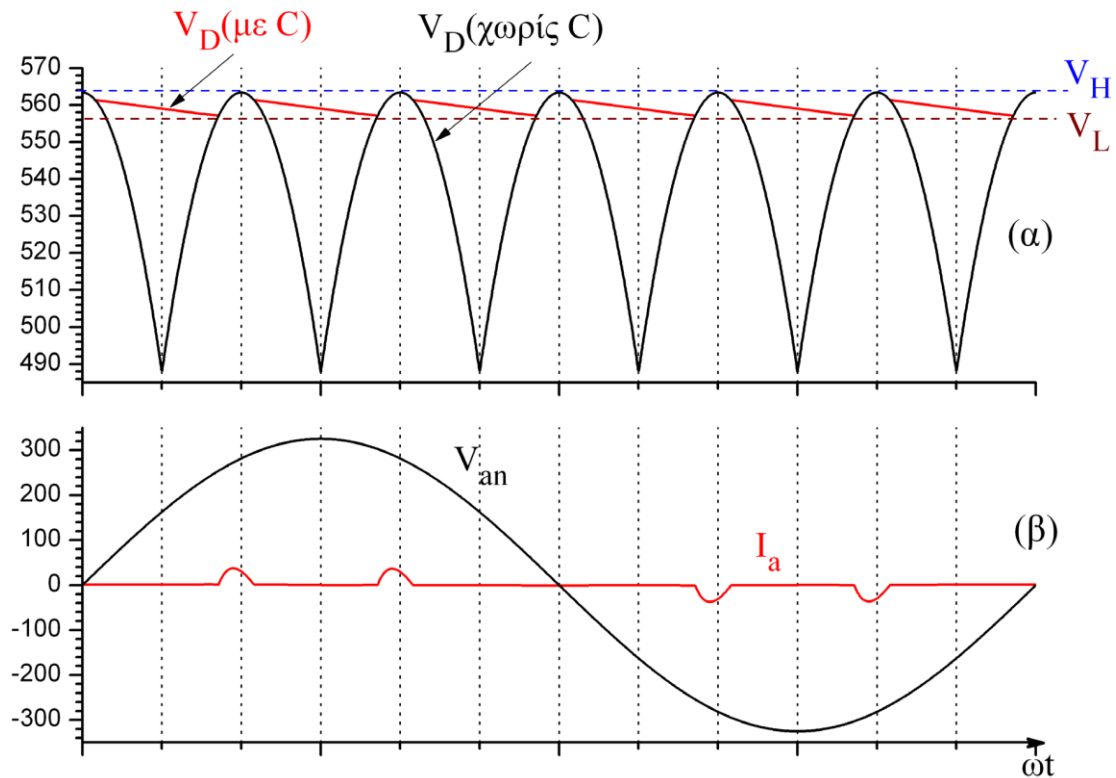
Συνεπώς η κατάλληλη τυποποιημένη αντίσταση εκφόρτισης εμπορίου χαρακτηρίζεται με ωμική αντίσταση 90kΩ και ισχύ 5W, ενώ ο χρόνος που απαιτείτε για την πλήρη εκφόρτιση είναι περίπου ένα λεπτό εξαρτάται όμως από την επικρατούσα τάση.

Στην κατασκευή χρησιμοποιήθηκε μικρότερης τιμής αντίσταση με μεγαλύτερη τιμή ισχύος καθώς με το πέρασμα του χρόνου εκφόρτισης η τάση μειώνετε με αποτέλεσμα να αυξάνει ο απαιτούμενος χρόνος. Έτσι χρησιμοποιήθηκαν δυο αντιστάσεις 100kΩ/10W συνδεδεμένες παράλληλα με το κύκλωμα του φίλτρου.

Τέλος στο φίλτρο χρησιμοποιήθηκαν δυο μπόρνες για την είσοδο κόκκινου και μαύρου χρώματος αντίστοιχα της πολικότητας καθώς και δυο μπόρνες για την έξοδο κόκκινου και μαύρου χρώματος αντίστοιχα.

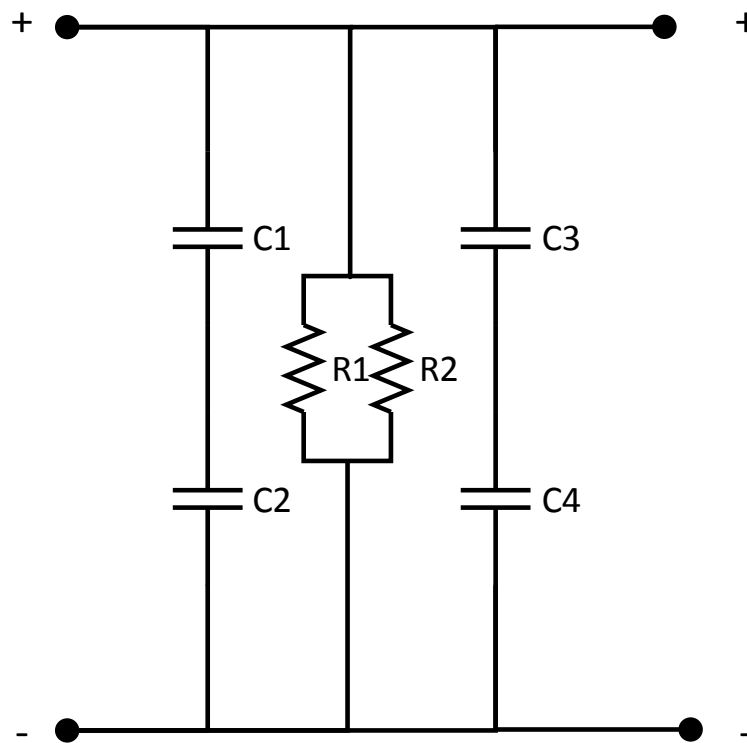
6.2.1 Τρόπος Λειτουργίας.

Αρχικά ο πυκνωτής φορτίζεται μέχρι το πλάτος της πολικής τάσης εισόδου, V_H , τότε οι διόδοι της γέφυρας αποκόπτονται και ο πυκνωτής εκφορτίζεται διαμέσου του αντιστροφέα. Η εκφόρτιση του πυκνωτή συνεχίζεται μέχρι τη στιγμή που η πολική τάση εισόδου ξεπεράσει την τάση του, V_L , όπως φαίνεται στο Σχήμα.

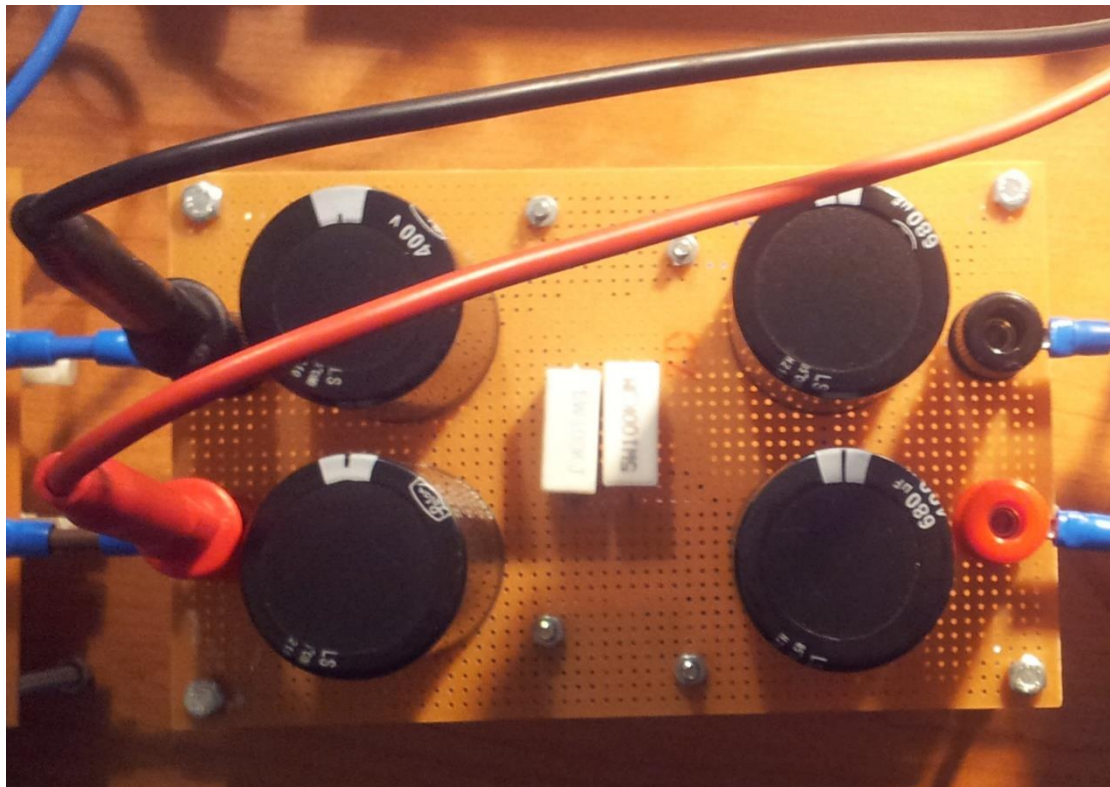


Ειδικότερα, οι διόδοι άγουν για ένα σύντομο χρονικό διάστημα κοντά στην κορυφή της πολικής τάσης και τροφοδοτούν τον πυκνωτή με φορτίο ίσο με εκείνο που ο πυκνωτής έχασε κατά τη διάρκεια ενός πολύ μεγαλύτερου διαστήματος εκφόρτισης. Αυτό το διάστημα είναι περίπου ίσο με $T/6$. Για παράδειγμα όταν η πολική τάση εισόδου V_{ab} ξεπεράσει την τιμή της συνεχούς τάσης εξόδου V_D , οι διόδοι D_1 και D_6 θα άγουν παρέχοντας έναν παλμό ρεύματος που θα διέλθει μέσα από τις γραμμές a και b . Αν τώρα η V_{ac} ξεπεράσει την V_D ακόμα παλμός ρεύματος θα διέλθει μέσα από τις διόδους D_1 και D_2 . Όπως φαίνεται και στο Σχήμα, από κάθε γραμμή διέρχονται δύο όμοιοι παλμοί ρεύματος σε κάθε ημιπερίοδο.

6.2.2 Κύκλωμα Κατασκευής



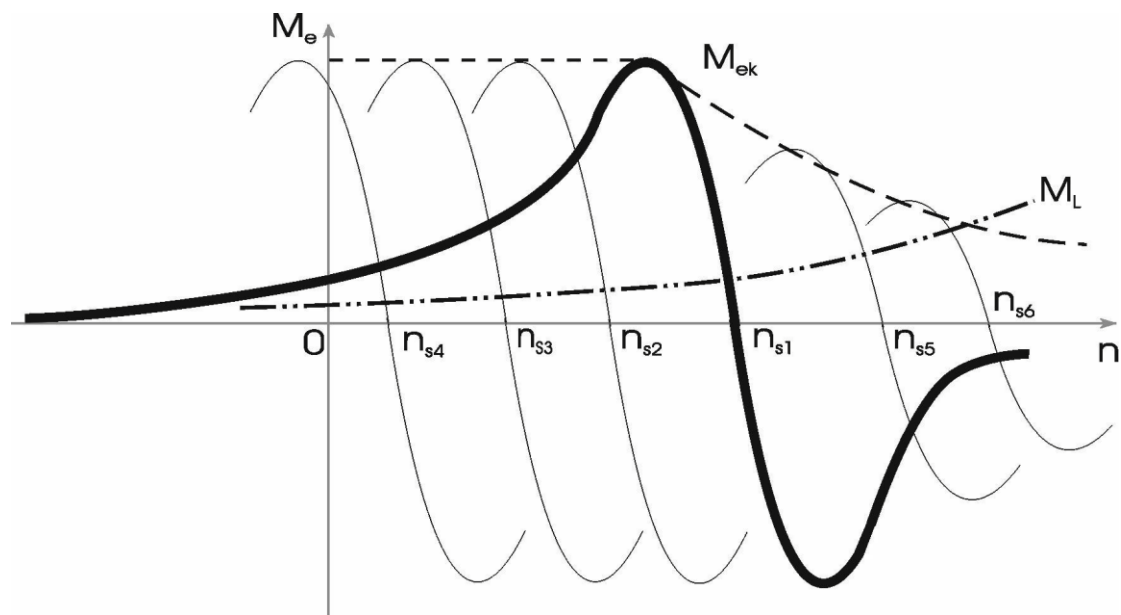
6.2.3 Φωτογραφία Κατασκευής



6.3 Τριφασικός Αντιστροφέας

Ρύθμιση στροφών επαγωγικού κινητήρα με μεταβολή της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας του στάτη.

Ο αντικειμενικός σκοπός του τριφασικού αντιστροφέα είναι η παραγωγή ημιτονοειδών εναλλασσόμενων τάσεων εξόδου, με έλεγχο τόσο στο πλάτος όσο και στη συχνότητα τους, με μια ουσιαστικά σταθερή συνεχή τάση εισόδου. Μεταβάλλοντας τη συχνότητα των τάσεων εξόδου μετατοπίζεται παράλληλα η χαρακτηριστική καμπύλη ροπής στροφών, όπως φαίνεται και στο Σχήμα με άμεσο αποτέλεσμα τη ρύθμιση των στροφών στον επαγωγικό κινητήρα.



Όμως, η μέθοδος αυτή για συχνότητες κάτω από την ονομαστική (50 Hz) απαιτεί και ταυτόχρονη μεταβολή της ενεργού τιμής της τάσης, ώστε ο λόγος U/f να διατηρείται σταθερός και τα μαγνητικά χαρακτηριστικά της μηχανής να διατηρούνται σταθερά ώστε να μην οδηγείται στον κόρο. Αυτό επιβάλλεται από το γεγονός ότι τα επαγωγικά φορτία παρουσιάζουν εμπέδηση ανάλογη της συχνότητας και συνεπώς, για να μην υπερβούμε το ονομαστικό ρεύμα, πρέπει να μεταβάλλεται η ενεργός τιμή της τάσης ανάλογα προς τη συχνότητα. Επίσης με τον τρόπο αυτό διατηρούμε τη ροπή ανατροπής M_{ek} , που είναι ανάλογη του λόγου U/f , σταθερή.

Αυξάνοντας τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας του στάτη πάνω από την ονομαστική, είναι δυνατό να αυξηθεί η ταχύτητα του κινητήρα πάνω από την ονομαστική ταχύτητα.

Ωστόσο στους περισσότερους κινητήρες δεν είναι επιτρεπτή η αύξηση της τάσης πάνω από την ονομαστική αφού υπάρχει κίνδυνος για τη μόνωση. Σε αυτή την περίπτωση η τάση του κινητήρα διατηρείται σταθερή καθώς αυξάνεται η συχνότητα, με αποτέλεσμα να μειώνεται η ροπή ανατροπής.

6.3.1 Κατασκευή

Το τρίτο μέρος της κατασκευής αποτελεί τον τριφασικό αντιστροφέα τάσης. Η είσοδος στη διάταξη αυτή είναι το συνεχές φιλτραρισμένο ρεύμα το οποίο προέρχεται από τις δύο προηγούμενες διατάξεις. Η έξοδος της διάταξης αποτελεί ένα τριφασικό σύστημα παροχής ισχύος εναλλασσόμενου ρεύματος με δυνατότητα ρύθμισης της τάσης και της συχνότητας εξόδου. Οι τρεις φάσεις έχουν διαφορά φάσεις 120° ακριβώς όπως στο ηλεκτρικό δίκτυο και ο σκοπός είναι η παροχή ελεγχόμενης ισχύος σε τριφασικούς επαγωγικούς κινητήρες παρέχοντας έτσι την δυνατότητα ρύθμισης των στροφών και της ροπής του κινητήρα με ελάχιστες απώλειες και το μικρότερο δυνατό όγκο κατασκευής αλλά και κόστους.

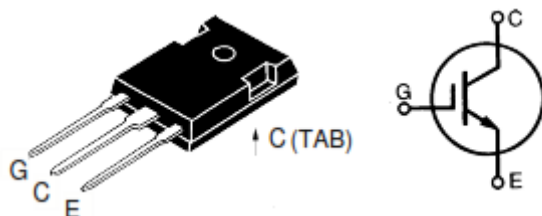
6.3.2 Υλικά Κατασκευής

Για την κατασκευή του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω υλικά και ηλεκτρονικά στοιχεία:

- ✚ IGBT IXYS IXGH32N60B
- ✚ Δίοδοι Intersil RURG8060
- ✚ Διάτρητη πλακέτα 16x16
- ✚ Μπόρνες
- ✚ Πολύκλωνο καλώδιο 4mm^2
- ✚ Ηλεκτρολογικά κυπαρισσάκια

6.3.3 Transistors

Δομικό συστατικό της διάταξης αυτής αποτελεί το διακοπτικό στοιχείο. Μελετώντας τις απαιτήσεις της κατασκευής, τις δυνατότητες των διάφορων τύπων transistor αλλά και το κόστος κατασκευής επιλέχτηκε τελικά διακοπτικό στοιχείο από την οικογένεια των διπολικών transistor απομονωμένης πύλης (IGBT). Συγκεκριμένα επιλέχτηκε το μοντέλο IXGH32N60B της εταιρίας IXYS.



Επισημένεται ότι εκτός από τα IGBT, εναλλακτική επιλογή αποτελούν τα transistor επίδρασης πεδίου μεταλλικών οξειδίων πυριτίου (MOSFET). Τα transistor αυτά αποτελούν πολύ καλή λύση για αντιστροφείς χαμηλότερης ισχύος, χάνουν όμως πολλά από τα πλεονεκτήματά τους έναντι των IGBT's σε μεγαλύτερες τιμές ρεύματος.

Τυπικά χαρακτηριστικά των συγκεκριμένων transistor IXGH32N60B είναι:

- ✚ Διεθνής τυποποίηση θήκης τύπου JEDEC TO-247AD.
- ✚ Δυνατότητα διαχείρισης μεγάλων ρευμάτων.
- ✚ Τεχνολογία έναυσης και σβέσης σύμφωνα με τα πρότυπα HDMOS™
- ✚ Ευκολία οδήγησης έναυσης MOS.

Τυπικές εφαρμογές

- ✚ Κυκλώματα PFC.

- ✚ Έλεγχος στροφών κινητήρων AC.
- ✚ Οδήγηση σερβοκινητήρων και ρομποτικών συστημάτων.
- ✚ Μετατροπείς Chopper.
- ✚ Συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (UPS).
- ✚ Διακοπτικές διατάξεις παροχής ισχύος.

Πλεονεκτήματα

- ✚ Δυνατότητα παροχής υψηλής ισχύος.
- ✚ Πολύ μεγάλες ταχύτητες μεταγωγής για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων.
- ✚ Μειωμένες εσωτερικές απώλειες.

6.3.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά

Το IGBT χαρακτηρίζεται από μέγιστη ανάστροφη τάση συλλέκτη εκπομπού $V_{CES} = 600V$. Η τάση αυτή κρίνεται επαρκής καθώς η μέγιστη τάση λειτουργίας της κατασκευής είναι χαμηλότερη όπως μελετήθηκε στην προηγούμενη διάταξη.

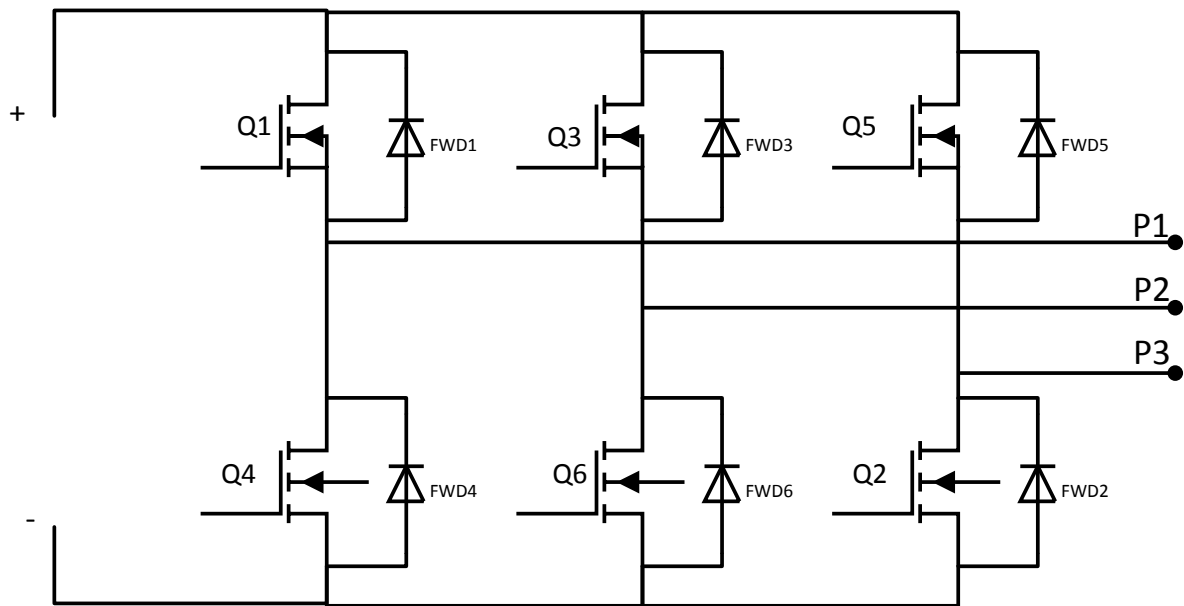
Το μέγιστο ρεύμα ορθής πόλωσης για το transistor στους $25^\circ C$ είναι $I_{C25} = 60A$ ενώ εάν αυξηθεί η θερμοκρασία στους $90^\circ C$ το μέγιστο ρεύμα ορθής πόλωσης περιορίζεται στα $I_{C90} = 32A$. Κρίνεται λοιπόν απαραίτητη η χρήση παθητικής ψήκτρας ενώ στην περίπτωση μεγάλων ρευμάτων η χρήση ενεργητικής ψύξης δίνει καλύτερα αποτελέσματα.

Ένα ακόμα σημαντικό στοιχείο είναι η μέγιστη τάση ορθής πόλωσης συλλέκτη εκπομπού κατά τον κόρο, καθώς από την τάση αυτή εξαρτώνται οι εσωτερικές απώλειες ενέργειας του transistor, αλλά και η μέγιστη δυνατή συχνότητα λειτουργίας. Η τιμή για το εν λόγω transistor είναι $V_{CE(sat)} = 2.5V$ η οποία είναι από τις χαμηλότερες τιμές που συναντώνται στην αγορά για τα IGBT's της δεδομένης τάξης ισχύος.

Επίσης τα transistor χαρακτηρίζονται από μικρές χωρητικότητες πύλης πηγής με αποτέλεσμα την ταχύτερη έναυση αλλά και την εύκολη οδήγηση μέσω μικρών ρευμάτων. Τέλος οι χρόνοι μεταβατικών καταστάσεων (έναυσης – σβέσης) κυμαίνονται κάτω από τα $50ns$ με αποτέλεσμα την δυνατότητα λειτουργίας σε πολύ υψηλές συχνότητες αλλά και τον ελάχιστο χρόνο κατανάλωσης εσωτερικής ισχύος άρα τις μειωμένες απώλειες και λιγότερη εσωτερική θέρμανση του στοιχείου.

Αναλυτικότερα τεχνικά χαρακτηριστικά και καμπύλες λειτουργίας δίνονται στο datasheet του κατασκευαστή στο τέλος της εργασίας.

6.3.5 Κύκλωμα Κατασκευής



6.3.6 Τρόπος Λειτουργίας

Ο αντιστροφέας πηγής τάσης κατά την λειτουργία του απαιτεί στην είσοδό του μια σταθερή συνεχή τάση η οποία πρέπει ιδανικά να παραμένει σταθερή κάτω από οποιοδήποτε φορτίο. Για την επίτευξη αυτή έχουν προηγηθεί οι δύο προηγούμενες διατάξεις δηλαδή η τριφασική ανόρθωση γέφυρας καθώς και το χωρητικό φίλτρο συνεχούς τάσης. Η τάση η οποία παρέχεται στον αντιστροφέα και προέρχεται από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου έχει ως κόμβο αναφοράς το αρνητικό σκέλος το οποίο συμβολίζεται με το σύμβολο “-”. Το σημείο αυτό θεωρείτε ως το ουδέτερο σημείο για το κύκλωμα που βρίσκεται από το σημείο της ανόρθωσης και μετά. Λαμβάνοντας ως αναφορά την γη το σημείο ουδετέρωσης παρουσιάζει αρνητικό δυναμικό το οποίο προέρχεται από τις αρνητικές ημιπεριόδους της τάσεως εισόδου του δικτύου, ενώ δεν παρέχεται γαλβανική απομόνωση. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι σημαντικό κατά την σχεδίαση της πλακέτας για την αποφυγή βραχυκυκλώσεων αλλά και κατά την συνδεσμολογία του αντιστροφέα με το σύστημα ελέγχου και παραγωγής παλμών για την αποφυγή πρόκλησης ζημιών στα ευαίσθητα στοιχεία.

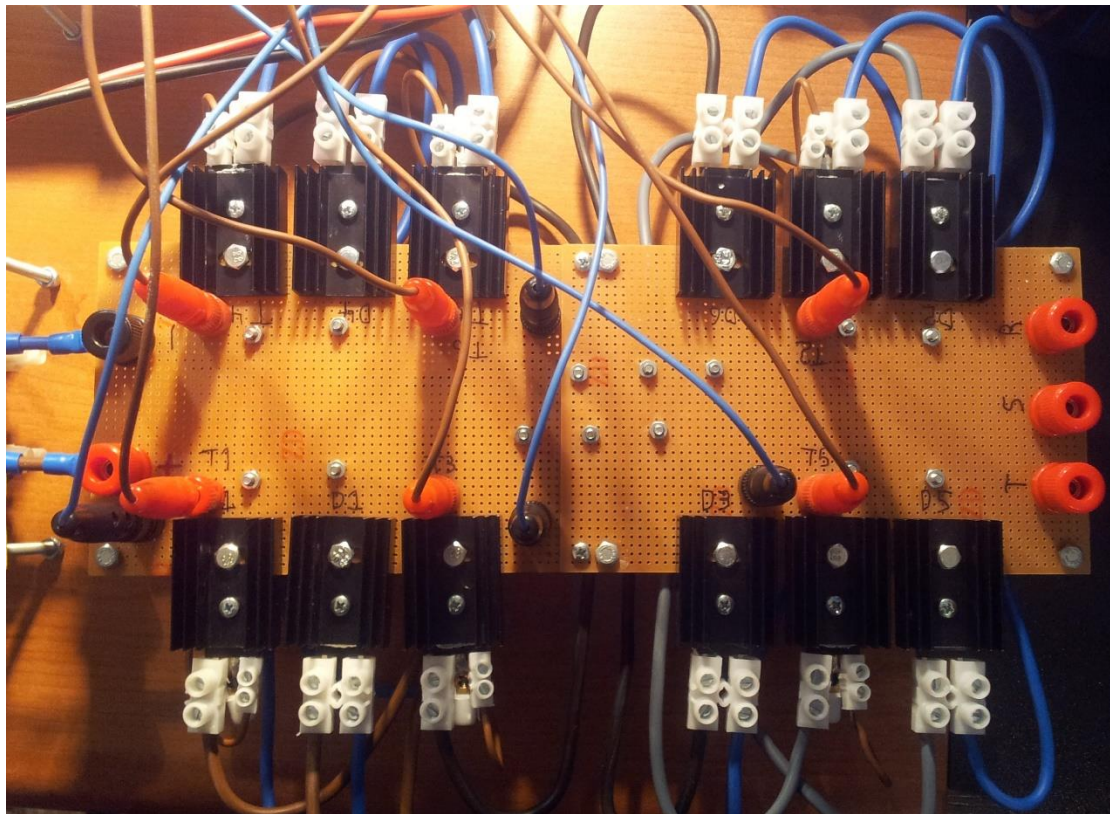
Σκοπός του αντιστροφέα είναι η “αντιστροφή” της συνεχούς τάσης που δέχεται στην είσοδό του και η παραγωγή μια πλήρως ελεγχόμενης εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς τάσης εξόδου. Με τον όρο πλήρως ελεγχόμενη ορίζεται η δυνατότητα ελέγχου από τον χρήστη τόσο του μέγιστου πλάτους της ημιτονοειδούς τάσης όσο και η συχνότητα της τάσης εξόδου. Στην πράξη ο χρήστης επιλέγει την ρύθμιση των στροφών μέσω δυο διακοπών ελέγχου ενώ την τάση και την αντίστοιχη συχνότητα παράγεται αυτόματα από τον αντιστροφέα καθώς οι αντιστοιχία στροφών, τάσης και συχνότητας καθορίζονται από τον κατασκευαστή και παραμένουν ανάλογες κατά την διάρκεια λειτουργίας της διάταξης. Με τον τρόπο αυτό απλοποιείτε κατά πολύ ο έλεγχος των κινητήρων για τον τελικό χρήστη.

Για την λειτουργία του αντιστροφέα στηρίζομαστε σε έναν ψηφιακό μικροελεγκτή του οποίου τα χαρακτηριστικά και η λειτουργία θα αναλυθούν παρακάτω. Μέσω του μικροελεγκτή παράγονται οι κατάλληλοι παλμοί οι οποίοι οδηγούν τα IGBT's δηλαδή ελέγχουν την στιγμή και τον χρόνο αγωγής του κάθε transistor ξεχωριστά. Αποτέλεσμα αυτού είναι η παραγωγή της ζητούμενης εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς τάσης με την κατάλληλη συχνότητα.

Όπως είναι λογικό λόγω της διακοπτικής λειτουργίας των transistors η τάση που παράγεται στην έξοδο αποκλίνει από το καθαρό ημίτονο με αποτέλεσμα να απαιτεί την χρήση φίλτρου για την βελτίωση της ποιότητας της παραγόμενης τάσης. Στην περίπτωση του αντιστροφέα ελέγχου τριφασικού επαγωγικού κινητήρα το φίλτρο αυτό παραλείπεται καθώς η εξομάλυνση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα γίνεται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του κινητήρα. Ο εν λόγω κινητήρας αποτελείται από τυλίγματα τα οποία αποτελούν επαγωγικά στοιχεία και λόγω της ύπαρξής τους η τάση και το ρεύμα στον κινητήρα προκύπτουν τελικά να έχουν ημιτονοειδής κυματομορφές με πολύ μικρές αποκλίσεις.

Τέλος σημαντικό στοιχείο της κατασκευής αποτελούν οι δίοδοι ελευθέρως ροής οι οποίες συνδεσμοποιούνται όπως φαίνεται στο κύκλωμα. Οι δίοδοι αυτές χρησιμοποιούνται κατά την περίπτωση όπου η εσωτερική τάση E_d του κινητήρα γίνει μεγαλύτερη από την τάση εξόδου του αντιστροφέα. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα που παράγει ο κινητήρας από την ορμή του άξονα διοχετεύεται μέσω των δίοδων ελευθέρως ροής πίσω στον κινητήρα. Σαν αποτέλεσμα της ύπαρξης αυτής της διάταξης είναι η βελτίωση της απόδοσης του αντιστροφέα καθώς και η εξάλειψη της αέργου ισχύος η οποία προκαλεί απότομη μείωση των στρωφών του κινητήρα.

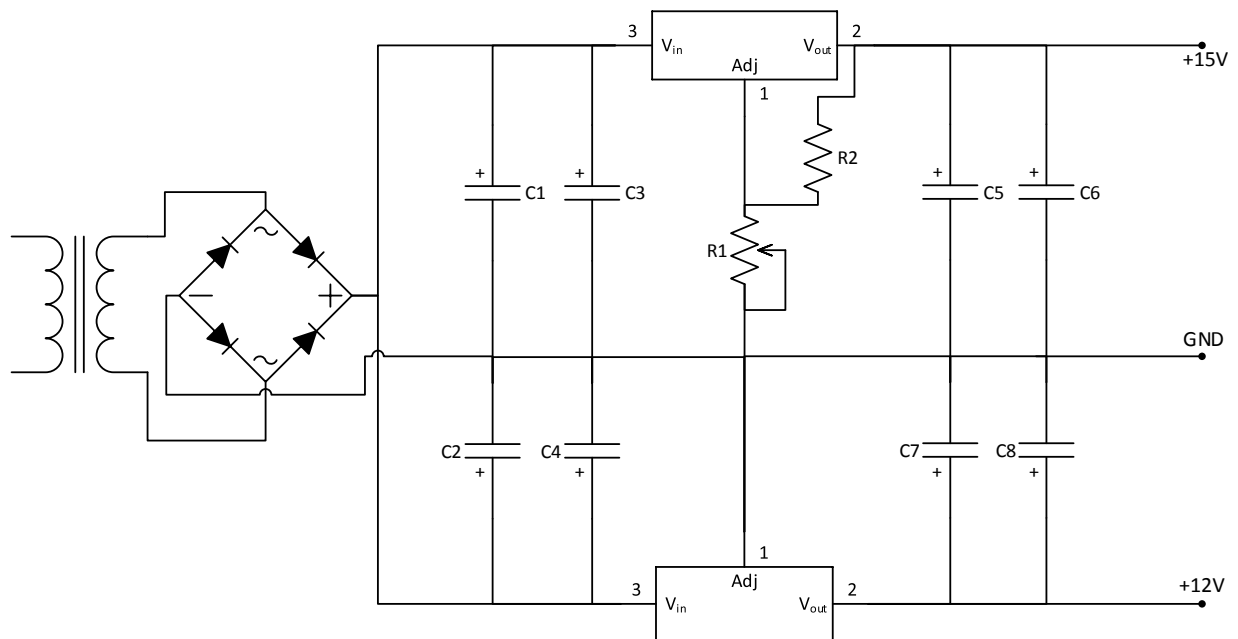
6.3.7 Φωτογραφία Κατασκευής



6.4 Τροφοδοτικό Χαμηλής Τάσης

Για την λειτουργία του αντιστροφέα σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε η κατασκευή ενός προγραμματιζόμενου ψηφιακού μικροελεγκτή ο οποίος αναλαμβάνει την δημιουργία των κατάλληλων παλμών οδήγησης των transistor του αντιστροφέα σύμφωνα με τις εντολές που δέχεται από τον χρήστη. Η λειτουργία του μικροελεγκτή καθώς και όλων των διατάξεων παραγωγής παλμών και οδήγησης αυτών στην πύλη των IGBT's απαιτούν την παροχή ισχύος μέσω ρεύματος σε χαμηλή τάση και με γαλβανική απομόνωση από το υπόλοιπο κύκλωμα. Τέλος για την καλή λειτουργία των διατάξεων που τροφοδοτούνται από το τροφοδοτικό κρίνεται απαραίτητη η σχεδίαση του τροφοδοτικού με την χρήση φίλτρων και ρυθμιστών τάσης.

6.4.1 Κύκλωμα

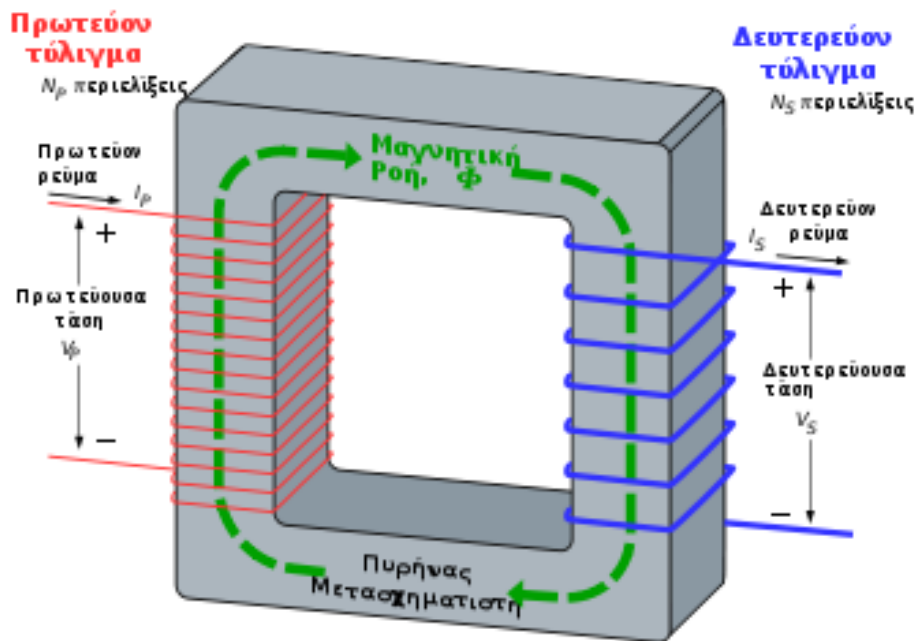


Τα στοιχεία της κατασκευής είναι:

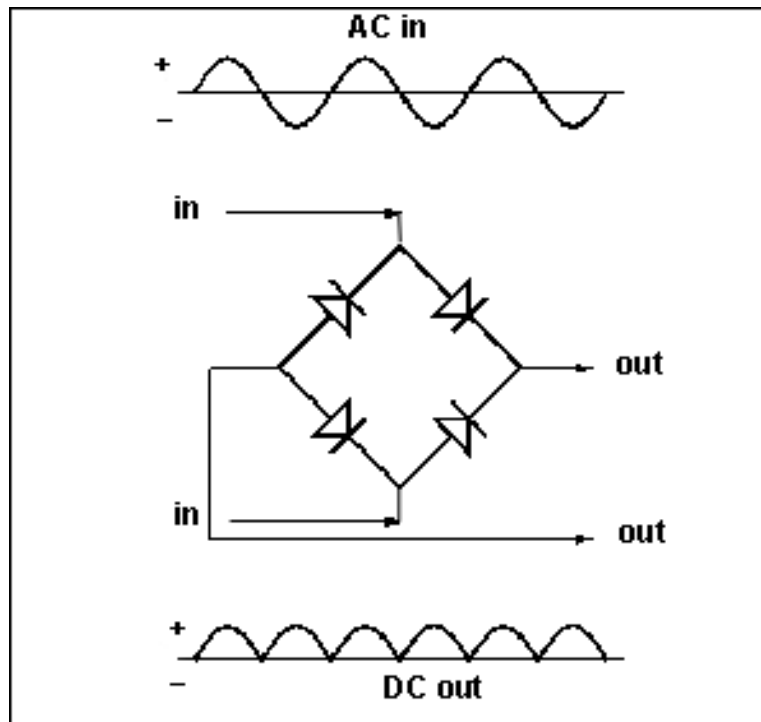
- T1 Μετασχηματιστής με πυρήνα 220/15V.
- BR1 Μονοφασική γέφυρα ανόρθωσης 10A/30V
- C1, C2, C5, C7 2200μF/35V ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές.
- C3, C4, C6, C8 10μF/35V πυκνωτές τανταλίου.
- U1 LM317 θετικός ρυθμιστής και σταθεροποιητής τάσης
- U2 LM337 Θετικός σταθεροποιητής τάσης

6.4.2 Λειτουργία Τροφοδοτικού

Το τροφοδοτικό δέχεται στην είσοδό του μονοφασική εναλλασσόμενη τάση δικτύου 220V/50Hz. Η τάση οδηγεί στον μετασχηματιστή T1 ο οποίος υποβιβάζει και παράγει εναλλασσόμενη τάση στα 15V/50Hz. Επίσης προσφέρει γαλβανική απομόνωση ορίζοντας το περαιτέρω κύκλωμα απομονωμένο ως προς την γη. Η απομόνωση βασίζεται στην απουσία σύνδεσης μέσω αγωγού της εισόδου με την έξοδο του μετασχηματιστή. Η σύνδεση γίνεται μαγνητικά μέσω των τυλιγμάτων και του πυρήνα.

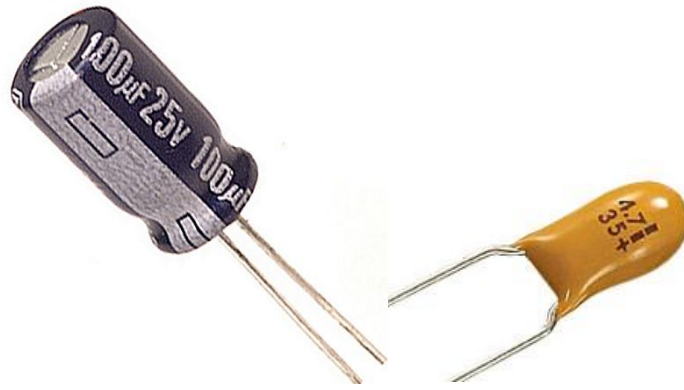


Ακολουθεί το στοιχείο της μονοφασικής γέφυρας το οποίο ανορθώνει την υποβιβασμένη τάση του μετασχηματιστή μετατρέποντας της από εναλλασσόμενη σε συνεχή. Λόγω της μεταβαλλόμενης κυματομορφής στην είσοδο της γέφυρας η κυματομορφή εξόδου παραμένει συνεχής μεταβαλλόμενη όπως φαίνεται στο σχήμα:

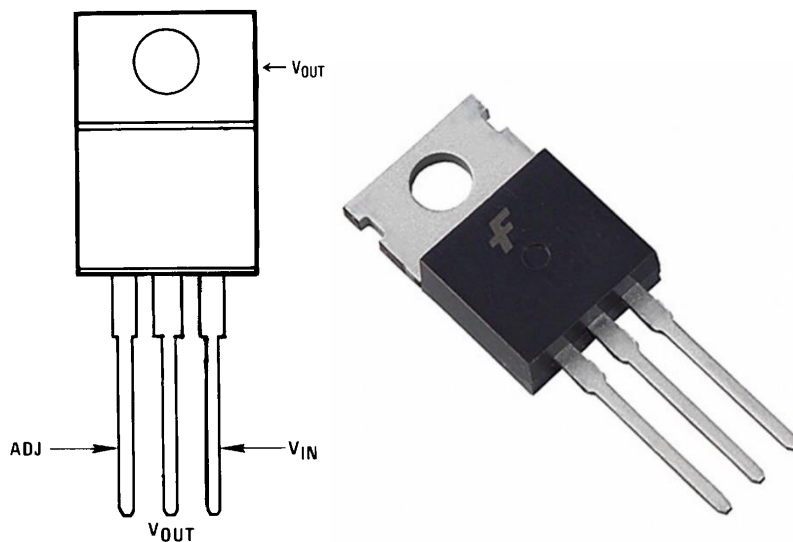


Στο σημείο αυτό η ανορθωμένη τάση της γέφυρας συνδεσμοποιείται σε δύο παράλληλα υποκυκλώματα. Το πρώτο κύκλωμα το οποίο βρίσκεται από την πάνω πλευρά του σχεδίου παράγει την τάση η οποία χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του οδηγού του αντιστροφέα, και η τάση που παράγεται είναι ρυθμιζόμενη κατ' επιλογήν του χρήστη. Στην κανονική λειτουργία έχει ρυθμιστεί στα 15V, τάση η οποία είναι η ενδुकνυόμενη από τον κατασκευαστή των transistors. Το κάτω μέρος του υποκυκλώματος αποτελεί την τροφοδοσία του μικροελεγκτή ενώ η τάση που παράγεται είναι σταθερή χωρίς δυνατότητα ελέγχου και προρυθμισμένη στα 12V. Η τάση αυτή είναι η καταλληλότερη για το κύκλωμα του μικροελεγκτή σύμφωνα με τις τυποποιημένες οδηγίες του κατασκευαστή. Στην περίπτωση αυτή έχει αποφευχθεί η χρήση διατάξεων ρύθμισης της τάσης καθώς κάτι τέτοιο μπορεί να οδηγήσει σε λογικά σφάλματα τον ψηφιακό επεξεργαστή.

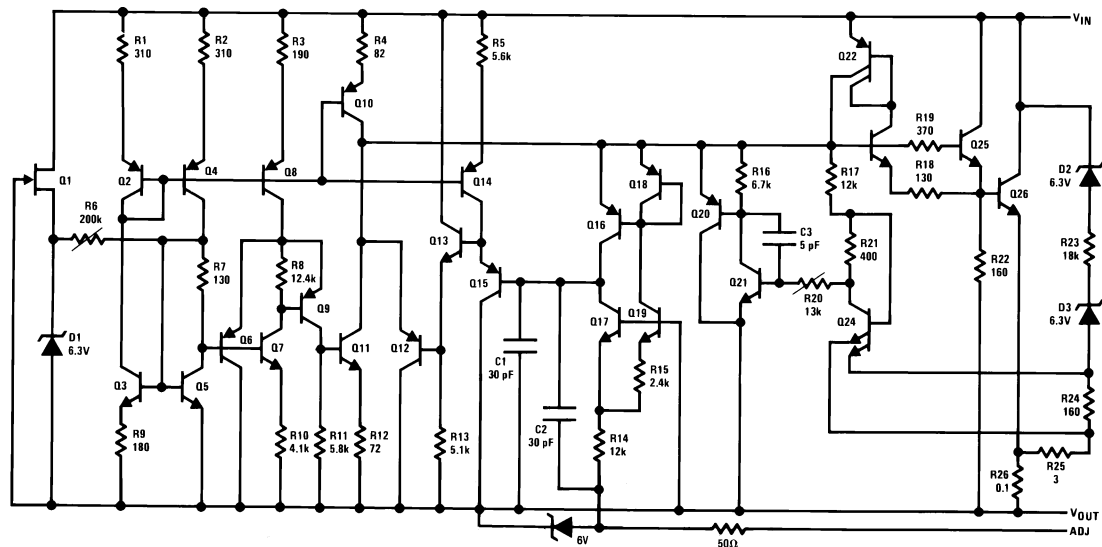
Η απαίτηση του μικροελεγκτή είναι η συνεχής σταθερή κυματομορφή τάσης στην είσοδό του. Για την επίτευξη του σκοπού αυτού ακολουθεί στο κύκλωμα του τροφοδοτικού το στοιχείο του χωρητικού φίλτρου το οποίο αποτελείται από δυο πυκνωτές συνδεδεμένους παράλληλα για κάθε πλευρά παραγωγής συνεχούς τάσης του κυκλώματος. Το ζεύγος των πυκνωτών αποτελείται σε κάθε περίπτωση από έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας καθώς και από έναν πολύ μικρότερο πυκνωτή τανταλίου. Ο πρώτος τοποθετείται καθώς απαιτείται η μεγάλη του χωρητικότητα ώστε να διατηρείται σταθερή η τάση και το ρεύμα ακόμα και για μεγάλα φορτία, ενώ ο δεύτερος λόγω της μεγάλης ταχύτητας απόκρισης σε μεταβολές αναλαμβάνει την σταθεροποίηση τάσης και ρεύματος στις μικρές απότομες μεταβολές χαμηλής ισχύος.



Το τελικό στοιχείο της διάταξης του τροφοδοτικού αποτελούν οι ρυθμιστές τάσης. Το άνω στοιχείο αποτελείτε από τον θετικό ρυθμιστή τάσης LM317. Ο LM317 είναι ένας μεταβλητός ρυθμιστής θετικής τάσης με τρία άκρα και είναι ικανός να παρέχει ρεύμα έως 1.5A σε ένα εύρος τάσης από 1.2V – 37V. Είναι εύκολος στη σχεδίαση και την χρήση του σε διατάξεις καθώς απαιτεί την προσθήκη μόνο δυο εξωτερικών αντιστάσεων για την ρύθμιση της τάσης εξόδου. Επίσης είναι συσκευασμένος σε τυποποιημένο κέλυφος και είναι εύκολη η τοποθέτησή του σε κυκλώματα και διατάξεις ψύξης.



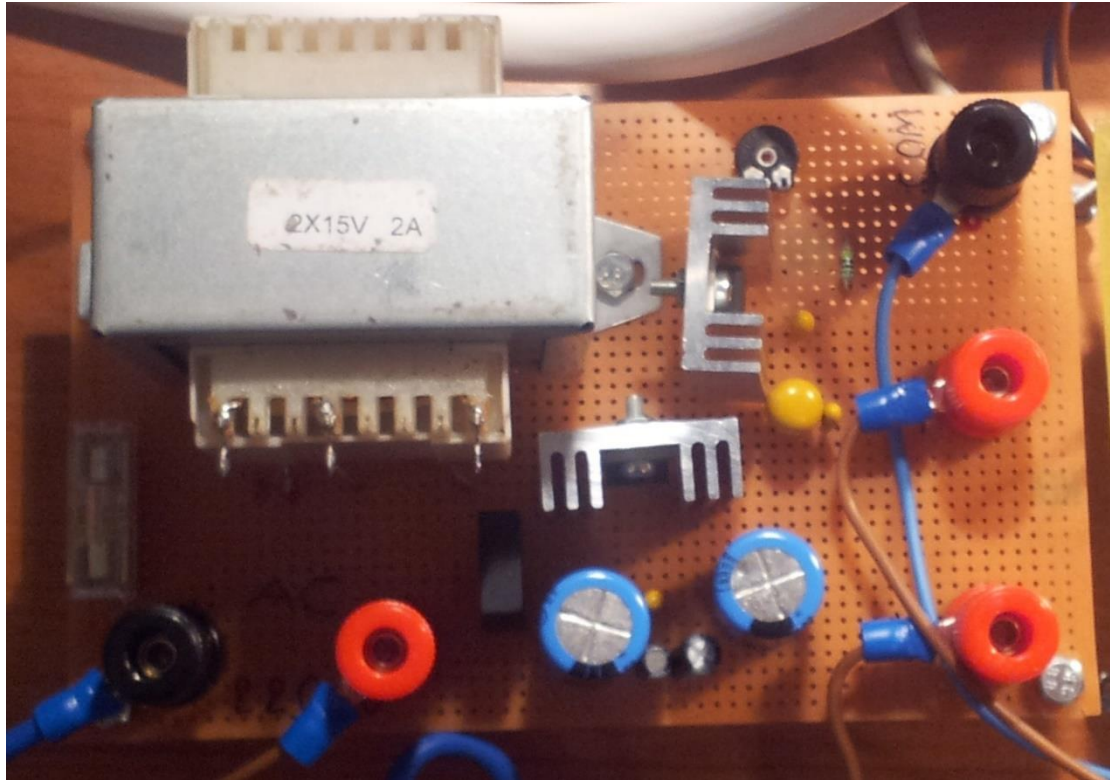
Επίσης παρέχει καλύτερο βαθμό απόδοσης από τους ρυθμιστές σταθερής τάσης ενώ έχει ενσωματωμένη την προστασία από υπερένταση και υπερθέρμανση προστατεύοντας έτσι τα ψηφιακά κυκλώματα που ακολουθούν. Στο σχήμα ακολουθεί το σχηματικό διάγραμμα του ρυθμιζόμενου θετικού ρυθμιστή τάσης LM317.



Ο ρυθμιστής περιορίζει την τάση στο επιθυμητό επίπεδο ανεξαρτήτως των μεταβολών της τάσης στην είσοδό του. Αποτέλεσμα είναι η παραγωγή πολύ σταθερών τάσεων στην έξοδο του τροφοδοτικού ανεξαρτήτως φορτίου (εντός των λογικών ορίων).

Τέλος υπάρχει η προβλεπόμενη ασφάλεια τήξεως ταχείας διέγερσης πλακέτας για την προστασία του τροφοδοτικού από υπερένταση και καταστροφή. Η κατασκευή του κυκλώματος έγινε επάνω σε διάτρητη πλακέτα διαστάσεων 10x16 cm.

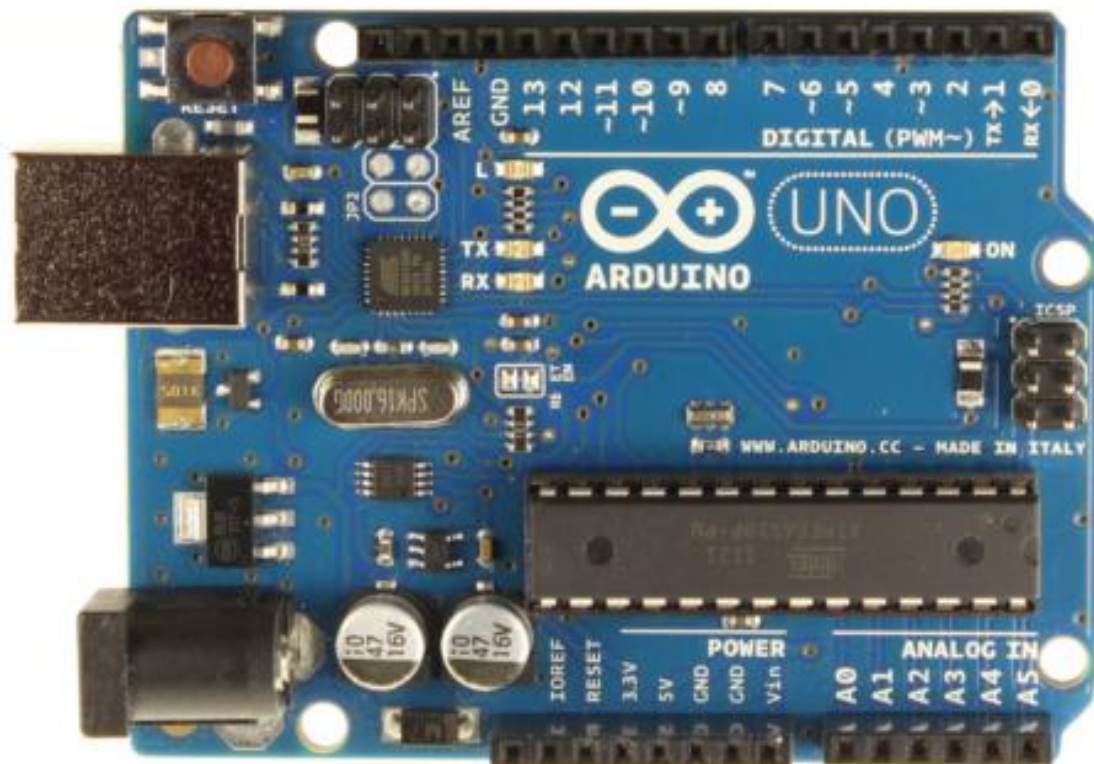
6.4.3 Φωτογραφία της κατασκευής

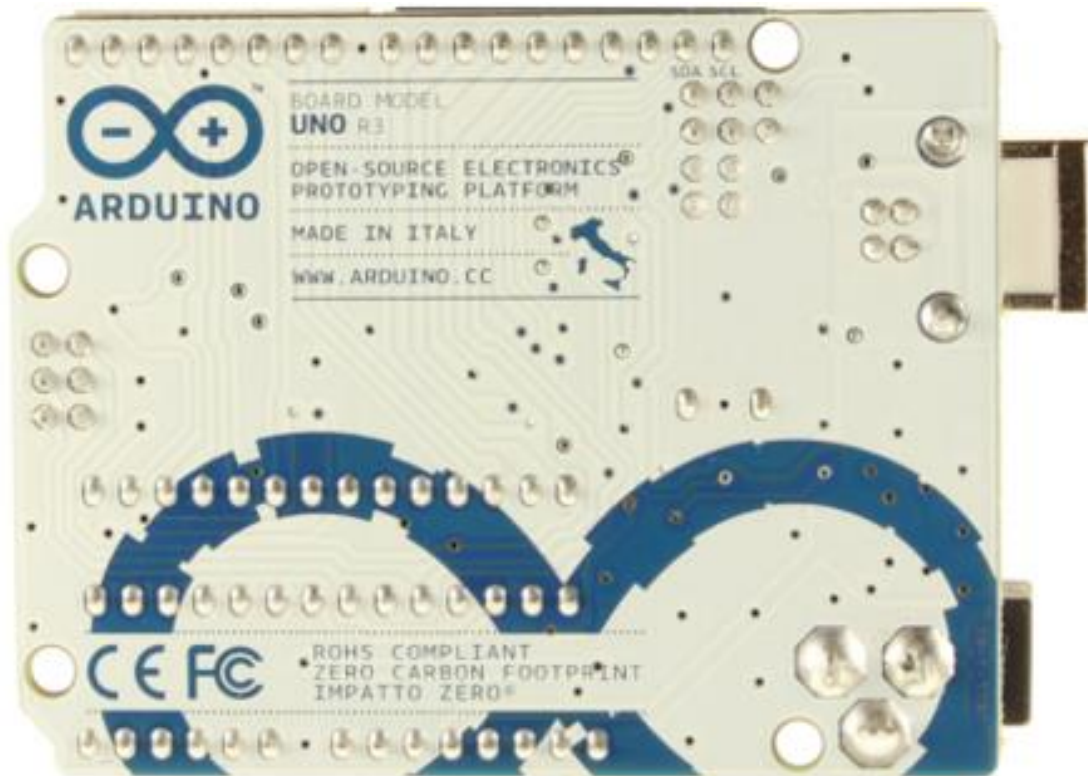


6.5 Ψηφιακός μικροελεγκτής Arduino

Ο ψηφιακός μικροελεγκτής Arduino είναι ένα προγραμματιζόμενο εργαλείο ανοιχτού λογισμικού, και πλατφόρμα υπολογιστή με φυσική αλληλεπίδραση με το περιβάλλον μέσω ηλεκτρονικών στοιχείων και διατάξεων (κινητήρες, LED, κτλ). Βασίζεται σε έναν απλό μικροεπεξεργαστή και σε ένα ειδικό περιβάλλον ανάπτυξης λογισμικού. Έχει τη δυνατότητα διασύνδεσης με ψηφιακό υλικολογισμικό όπως μνήμες επεξεργαστές υπολογιστές και άλλες ψηφιακές προγραμματιζόμενες διατάξεις.

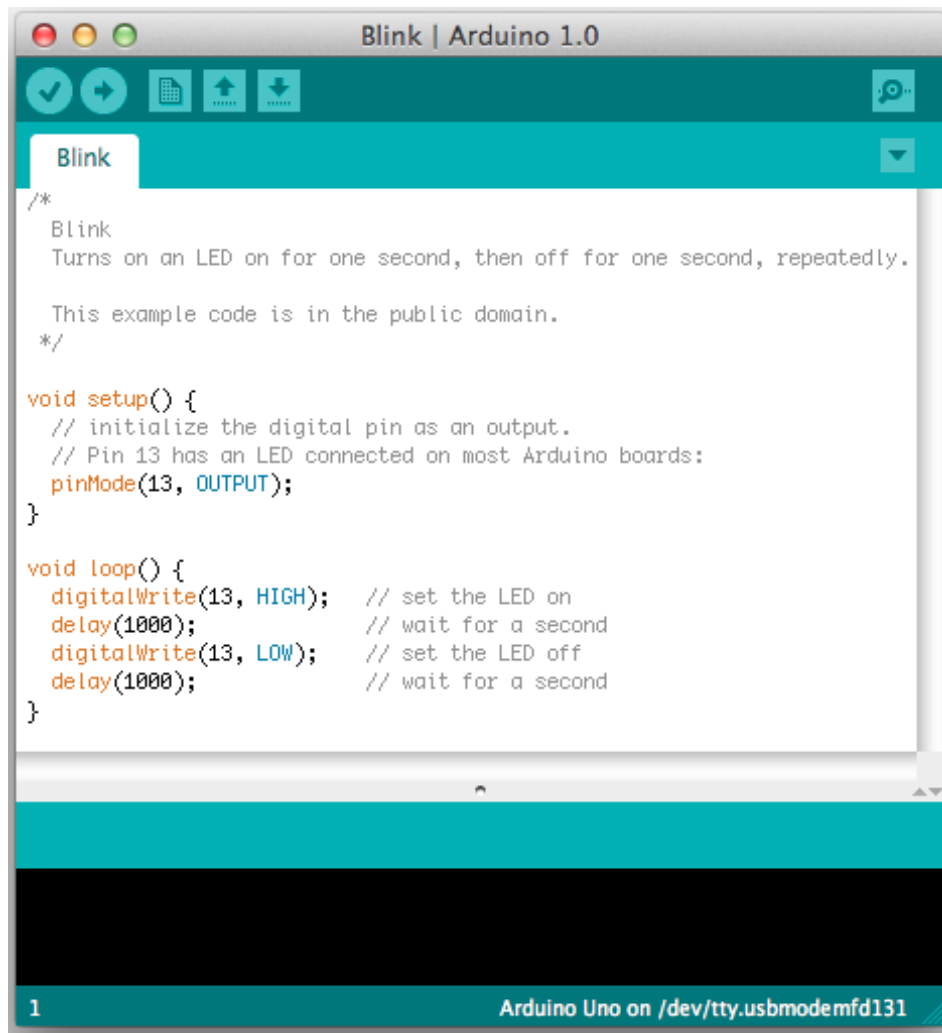
Για την χρήση του Arduino απαιτείτε εκτός από την ίδια την πλακέτα, ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής για την εκτέλεση του προγραμματιστικού περιβάλλοντος, ένα απλό καλώδιο USB A to B, το λογισμικό ανάπτυξης προγραμμάτων ειδικά για το Arduino, καθώς και ο οδηγός εγκατάστασης της πλακέτας στον ηλεκτρονικό υπολογιστή.





6.5.1.1 Βασική Δομή Arduino

Για τον προγραμματισμό του Arduino απαιτείτε μετά την εγκατάσταση των οδηγών στον υπολογιστή η εκτέλεση του ειδικά ανεπτυγμένου λογισμικού για τον σκοπό αυτό. Η εκκίνηση του προγράμματος σε λειτουργικό περιβάλλον Windows είναι απλή και γίνεται με την εκτέλεση της συντόμευσης που υπάρχει στην αρχική οθόνη. Μετά την εκτέλεση του προγράμματος εμφανίζεται η αρχική οθόνη η οποία έχει την μορφή της παρακάτω εικόνας:

The image shows a screenshot of the Arduino IDE interface. The title bar reads "Blink | Arduino 1.0". The main window displays the "Blink" example code. The code is as follows:

```
/*
 * Blink
 * Turns on an LED on for one second, then off for one second, repeatedly.
 *
 * This example code is in the public domain.
 */

void setup() {
  // initialize the digital pin as an output.
  // Pin 13 has an LED connected on most Arduino boards:
  pinMode(13, OUTPUT);
}

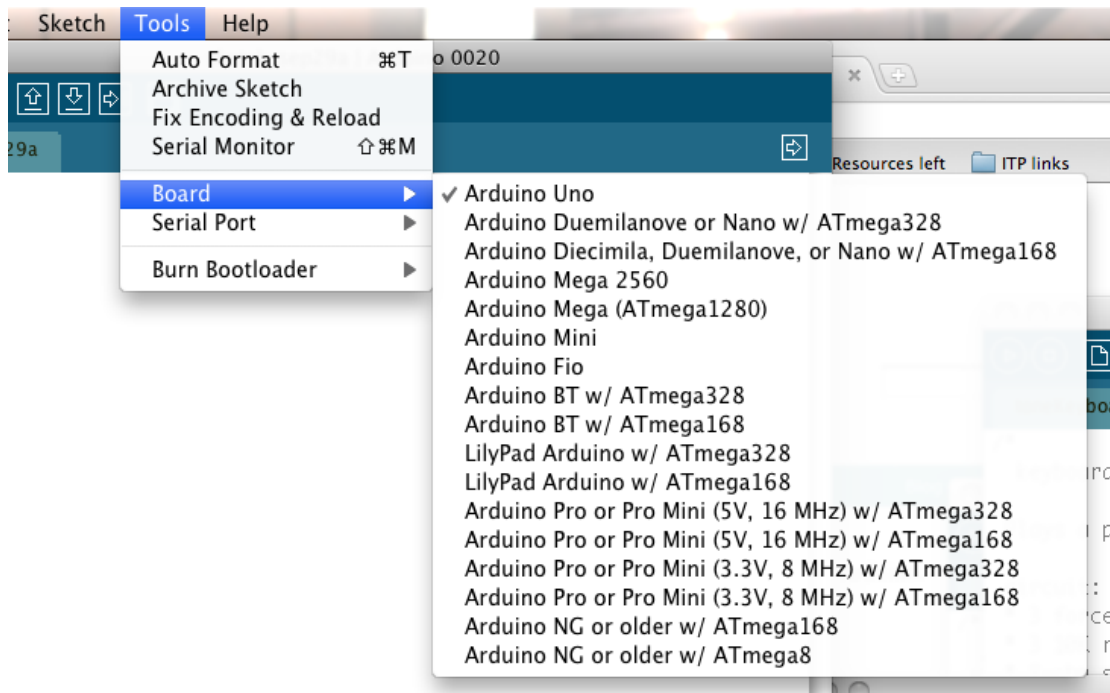
void loop() {
  digitalWrite(13, HIGH); // set the LED on
  delay(1000);           // wait for a second
  digitalWrite(13, LOW); // set the LED off
  delay(1000);           // wait for a second
}
```

The status bar at the bottom indicates "1" and "Arduino Uno on /dev/tty.usbmodemfd131".

Το περιβάλλον ανάπτυξης του Arduino περιέχει έναν συντάκτη κειμένου για την εγγραφή του κώδικα προγραμματισμού, μια κονσόλα κειμένου, μια περιοχή εμφάνισης μηνυμάτων, μια εργαλειοθήκη με συντομεύσεις για τις κυριότερες λειτουργίες, και ένα μενού. Το πρόγραμμα χρησιμοποιείτε για σύνδεση επικοινωνία μεταξύ του ηλεκτρονικού υπολογιστή και του Arduino.

Η περιοχή μνημάτων χρησιμοποιείτε για την απεικόνιση πληροφοριών, σφαλμάτων και την ανάδραση των αποτελεσμάτων του Arduino στο χρήστη.

Ένα σημαντικό βήμα πριν την εργασία προγραμματισμού είναι η επιλογή της πλακέτας του χρήστη από την επιλογή Tools > Board όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



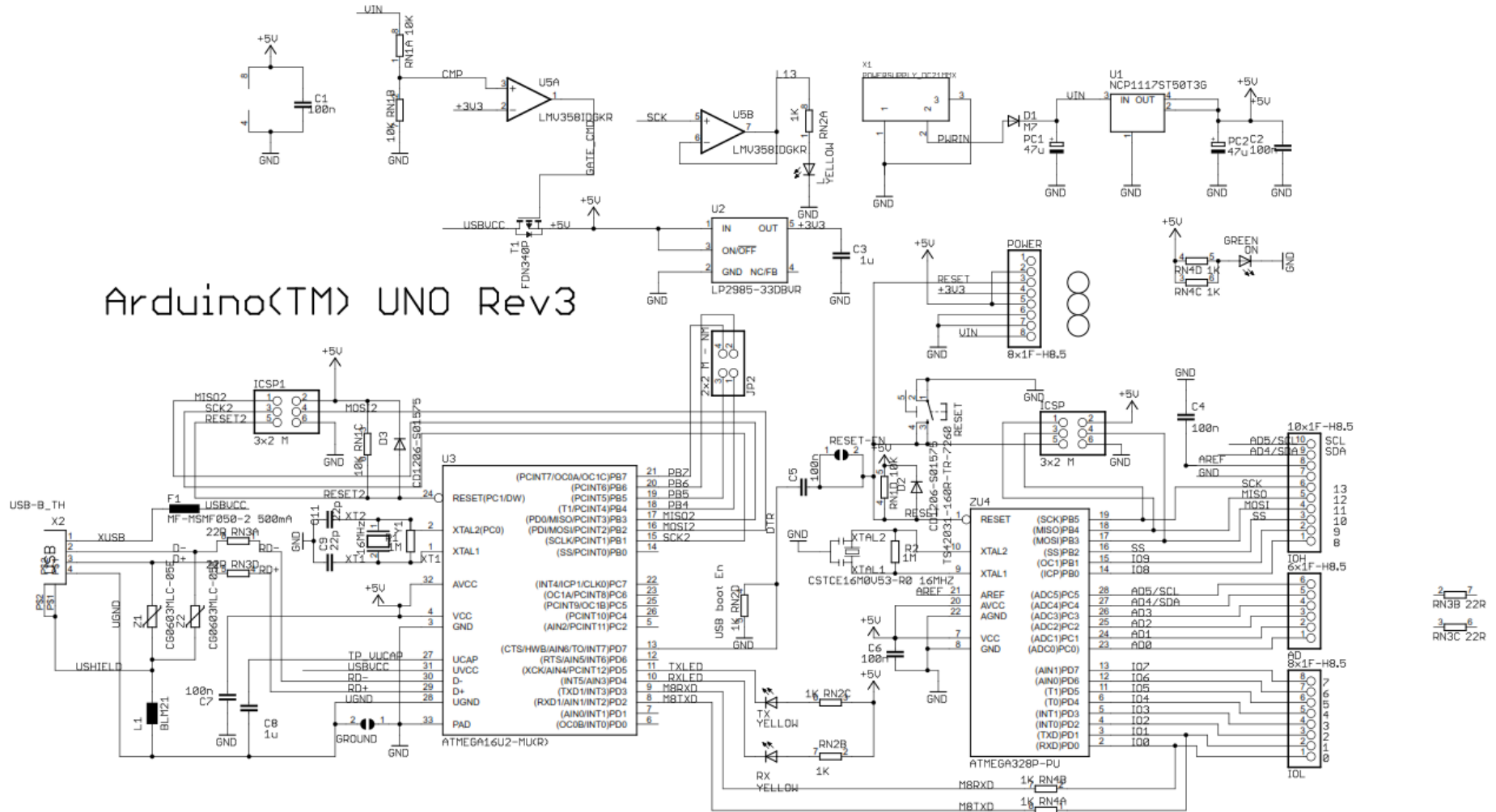
Στην περίπτωση του συγκεκριμένου μικροελεγκτή επιλέγουμε την πρώτη επιλογή Arduino Uno. Έπειτα επιλέγουμε την σειριακή πόρτα στην οποία έχει συνδεθεί ο μικροελεγκτής και η συσκευή είναι έτοιμη να δεχθεί λογισμικό.

6.5.1.2 Πλακέτα Arduino Uno R3

Το Arduino Uno είναι ένας μικροελεγκτής ο οποίος βασίζεται στον μικροεπεξεργαστή ATmel ATmega328. Αποτελείται από 14 θύρες εισόδου/εξόδου εκ των οποίων οι 6 μπορούν να παράγουν και ψηφιακούς παλμούς διαμορφωμένου πλάτους. Παρέχει ακόμα 6 αναλογικές εισόδους, ένα κεραμικό ταλαντωτή μέγιστης συχνότητας 16MHz, σύνδεση USB, έναν ρευματοδότη, ενσωματωμένο συριακό προγραμματιστή (ICSP), καθώς και πλήκτρο επανεκκίνησης. Περιέχει ένα πλήρες πακέτο υποστήριξης για τον μικροελεγκτή.

| | |
|-----------------------------------|--|
| Μικροελεγκτής | ATmega 328 |
| Τάση Λειτουργίας | 5V |
| Τάση Τροφοδοσίας (συνιστώμενη) | 7-12V |
| Τάση Τροφοδοσίας (Όρια) | 6-20V |
| Ψηφιακές Θύρες I/O | 14 (εκ των οποίων 6 με δυνατότητα PWM) |
| Αναλογικές Θύρες Εισόδου | 6 |
| DC Ρεύμα ανά I/O θύρα | 40 mA |
| DC Ρεύμα Για Θύρες 3.3V | 50 mA |
| Flash Memory | 32 KB (εκ των οποίων 0.5KB για τον εκκινητή) |
| SRAM | 2KB |
| EEPROM | 1KB |
| Ταχύτητα Ταλαντωτή | 16 MHz |

6.5.1.3 Σχηματικό Διάγραμμα Arduino UNO R3



6.5.1.4 Τροφοδοσία

Το Arduino UNO μπορεί να τροφοδοτηθεί μέσω της σύνδεσης USB το οποίο χρησιμοποιείτε συνήθως κατά τον προγραμματισμό του, ή μέσω εξωτερικής τροφοδοσίας από τον ρευματοδότη, το οποίο χρησιμοποιείτε συνήθως κατά την λειτουργία. Η πηγή τροφοδοσίας επιλέγεται αυτόματα από τον ελεγκτή στην περίπτωση πολλαπλών πηγών.

Η εξωτερική τροφοδοσία μπορεί να προέρχεται από μετατροπέα AC/DC και η σύνδεση πραγματοποιείτε με βύσμα 2.1mm με το θετικό πόλο στο κέντρο και σύνδεση στον ρευματολήπτη της πλακέτας. Εναλλακτικά δύναται να συνδεθούν ηλεκτρόδια απευθείας πάνω στις θύρες Vin και GND του συνδέσμου ισχύος (Power).

Η πλακέτα μπορεί να λειτουργήσει με εξωτερική πηγή 6-20V. Συνιστάτε όμως η χρήση εύρους τάσης 7 έως 12 volts. Στην περίπτωση χαμηλότερης τάσης των 7V οι θύρες εξόδου των 5V ίσως παρέχουν μικρότερη τάση με αποτέλεσμα η πλακέτα να είναι ασταθής και οι εντολές να μην είναι ευδιάκριτες από τα υπόλοιπα κυκλώματα, ενώ για τάσεις μεγαλύτερες των 12V, ο ενσωματωμένος ρυθμιστής τάσης μπορεί να υπερθερμανθεί και να καταστραφεί.

6.5.1.5 Εισόδοι και Εξόδοι

Κάθε μία από τις 14 θύρες του Arduino Uno μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιλεκτικά σαν είσοδος ή έξοδος, χρησιμοποιώντας τις εντολές pinMode(), digitalWrite() και digitalRead(). Λειτουργούν στα 5V και κάθε θύρα μπορεί να παρέχει ή να λαμβάνει μέγιστο ρεύμα 40mA ενώ διαθέτει και εσωτερική pull-up resistor (αντίσταση διασφάλισης υψηλής λογικής στάθμης high), η οποία είναι απενεργοποιημένη, 20-50 kOhms.

Επίσης ορισμένες θύρες έχουν επιπρόσθετες λειτουργίες:

Serial: 0 (RX) και 1 (TX). Χρησιμοποιούνται για την λήψη (RX) και την μετάδοση (TX) σειριακών δεδομένων TTL (λογικά κυκλώματα τρανζίστορ-τρανζίστορ). Οι θύρες αυτές είναι συνδεδεμένες στις αντίστοιχες θύρες του ATmega328 USB-to-TTL Serial chip.

Εξωτερικές διακοπές: 2 και 3. Οι θύρες αυτές μπορούν αν ρυθμιστούν ώστε να προκαλούν διακοπή στο πρόγραμμα σε λογική κατάσταση 0 ή λογική κατάσταση 1 ή κατά το ανοδικό ή καθοδικό μέτωπο του παλμού. Η εντολή σύνταξης είναι attachInterrupt().

PWM: 3,5,6,9,10,11. Παρέχουν την δυνατότητα διαμόρφωσης εύρους παλμού βάθους 8bit. Συντάσσεται με την εντολή analogWrite().

LED: 13. Στην θύρα 13 υπάρχει ενσωματωμένο στην πλακέτα LED. Όταν η κατάσταση στη θύρα αυτή είναι λογικό 1 το LED είναι αναμμένο ενώ στην αντίθετη περίπτωση παραμένει σβηστό.

Επίσης το Arduino Uno διαθέτει 6 αναλογικές εισόδους, σηματοδοτημένες από το A0 έως A5, οι οποίες παρέχουν βάθος ανάλυσης 10bit (1024 διαφορετικές τιμές). Κατασκευαστικά μετρούν την τάση από την γείωση έως 5V, ενώ υπάρχει η δυνατότητα να μεταβληθεί το άνω όριο της κλίμακας χρησιμοποιώντας την θύρα AREF και τις εντολές analogReference().

Σύνδεση Ακροδεκτών Arduino και Θυρών ATmega328

Atmega168 Pin Mapping

| Arduino function | | | | Arduino function |
|---------------------|--------------------------|----|----|---|
| reset | (PCINT14/RESET) PC6 | 1 | 28 | PC5 (ADC5/SCL/PCINT13) analog input 5 |
| digital pin 0 (RX) | (PCINT16/RXD) PD0 | 2 | 27 | PC4 (ADC4/SDA/PCINT12) analog input 4 |
| digital pin 1 (TX) | (PCINT17/TXD) PD1 | 3 | 26 | PC3 (ADC3/PCINT11) analog input 3 |
| digital pin 2 | (PCINT18/INT0) PD2 | 4 | 25 | PC2 (ADC2/PCINT10) analog input 2 |
| digital pin 3 (PWM) | (PCINT19/OC2B/INT1) PD3 | 5 | 24 | PC1 (ADC1/PCINT9) analog input 1 |
| digital pin 4 | (PCINT20/XCK/T0) PD4 | 6 | 23 | PC0 (ADC0/PCINT8) analog input 0 |
| VCC | VCC | 7 | 22 | GND GND |
| GND | GND | 8 | 21 | AREF analog reference |
| crystal | (PCINT6/XTAL1/TOSC1) PB6 | 9 | 20 | AVCC VCC |
| crystal | (PCINT7/XTAL2/TOSC2) PB7 | 10 | 19 | PB5 (SCK/PCINT5) digital pin 13 |
| digital pin 5 (PWM) | (PCINT21/OC0B/T1) PD5 | 11 | 18 | PB4 (MISO/PCINT4) digital pin 12 |
| digital pin 6 (PWM) | (PCINT22/OC0A/AIN0) PD6 | 12 | 17 | PB3 (MOSI/OC2A/PCINT3) digital pin 11 (PWM) |
| digital pin 7 | (PCINT23/AIN1) PD7 | 13 | 16 | PB2 (SS/OC1B/PCINT2) digital pin 10 (PWM) |
| digital pin 8 | (PCINT0/CLKO/ICP1) PB0 | 14 | 15 | PB1 (OC1A/PCINT1) digital pin 9 (PWM) |

Digital Pins 11, 12 & 13 are used by the ICSP header for MISO, MOSI, SCK connections (Atmega168 pins 17, 18 & 19). Avoid low-impedance loads on these pins when using the ICSP header.

6.5.1.6 Προγραμματισμός Arduino

Το Arduino μπορεί να προγραμματιστεί με το δικό του λογισμικό. Ο επεξεργαστής ATmega328 κατασκευάζεται με ενσωματωμένο εκκινητή και αυτό επιτρέπει την εγγραφή κώδικα χωρίς τη χρήση του εξωτερικού προγραμματιστή. Επικοινωνεί χρησιμοποιώντας το αρχικό STK500 πρωτόκολλο. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα να παρακαμφθεί και ο εκκινητής και να προγραμματιστεί ο επεξεργαστής μέσω της λειτουργίας ICSP. Τέλος ο μικροελεγκτής έχει την δυνατότητα επανεκκίνησης μέσω του κατάλληλου διακόπτη ή με τη χρήση εντολής.

Στον παραπάνω πίνακα παρουσιάζονται όλες οι βασικές εντολές με τις οποίες προγραμματίζεται ο μικροελεγκτής στην πλατφόρμα σχεδίασης Arduino. Κάθε εντολή έχει συγκεκριμένο συντακτικό το οποίο όμως είναι παρόμοιο για όλες τις εντολές. Παρακάτω αναλύεται το συντακτικό των σημαντικότερων εντολών.

Κατά την παρουσίαση των εντολών και των προγραμμάτων θα χρησιμοποιούνται σχόλια ώστε να είναι δυνατή η κατανόηση των κειμένων. Κάθε γραμμή που ξεκινά με την διπλή κάθετο `'''` δηλώνει ότι η συγκεκριμένη γραμμή κώδικα δεν είναι εκτελέσιμη αλλά αποτελεί σχόλιο. Κατά τον προγραμματισμό του Arduino η γραμμή παραλείπεται και δεν μεταβιβάζεται στην μνήμη του μικροεπεξεργαστή.

Setup()

Η εντολή `setup()` εκτελείται κάθε φορά που ξεκινά ένα πρόγραμμα και μόνο μια φορά ενώ είναι υποχρεωτική η ύπαρξή της. Χρησιμοποιείται για να δηλώσει τις μεταβλητές, τις θύρες εισόδων και εξόδων, την εκκίνηση τυχόν βιβλιοθηκών κτλ. Η εντολή τρέχει μια φορά κατά την εκκίνηση ή την επανεκκίνηση του Arduino.

loop()

Μετά την δημιουργία της εντολής `setup()` και τον ορισμό των μεταβλητών, συντάσσεται η εντολή `loop()` η οποία όπως αναφέρει και το όνομά της εκτελεί επαναλαμβανόμενα το πρόγραμμα που βρίσκεται κάτω από τη γραμμή αυτή επιτρέποντας το πρόγραμμα να αλλάζει και να ανταποκρίνεται. Χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της πλακέτας Arduino.

If (συνθήκες) and ==, !=, <, > (τελεστές σύγκρισης).

Η εντολή `if` χρησιμοποιείται μαζί με έναν τελεστή σύγκρισης, ελέγχει εάν η συνθήκη είναι αληθείς όπως για παράδειγμα εάν μια είσοδος είναι πάνω από ένα συγκεκριμένο αριθμό. Η εντολή για την εκτέλεση της `if` είναι:

```
if (someVariable > 50)
{
  // do something here
}
```

Το παραπάνω πρόγραμμα ελέγχει εάν μια μεταβλητή είναι μεγαλύτερη από 50. Εάν είναι, το πρόγραμμα εκτελεί τις εκατέρωθεν εντολές. Εάν η συνθήκη είναι ψευδής το πρόγραμμα παρακάμπτει τις εκατέρωθεν εντολές και συνεχίζει με την εκτέλεση του υπόλοιπου προγράμματος.

Συντακτικά εάν υπάρχουν παρενθέσεις μετά την εντολή `if`, η επόμενη γραμμή η οποία καθορίζεται από το σύμβολο `{` και `}` γίνεται η μόνη εκτελέσιμη γραμμή.

Τρόπο σύνταξης:

```
if (x > 120) digitalWrite(LEDpin, HIGH);

if (x > 120)
digitalWrite(LEDpin, HIGH);

if (x > 120){ digitalWrite(LEDpin, HIGH); }

if (x > 120){
```



```
digitalWrite(LEDpin1, HIGH);  
digitalWrite(LEDpin2, HIGH);  
}  
// όλοι οι άνω τρόποι σύνταξης είναι ορθοί.
```

Τελεστές σύγκρισης:

```
x == y (x είναι ίσο με y)  
x != y (x δεν είναι ίσο με y)  
x < y (x είναι μικρότερο του y)  
x > y (x είναι μεγαλύτερο του y)  
x <= y (x είναι μικρότερο ή ίσο του y)  
x >= y (x είναι μεγαλύτερο ή ίσο του y)
```

6.5.1.8 Παράδειγμα Κώδικα.

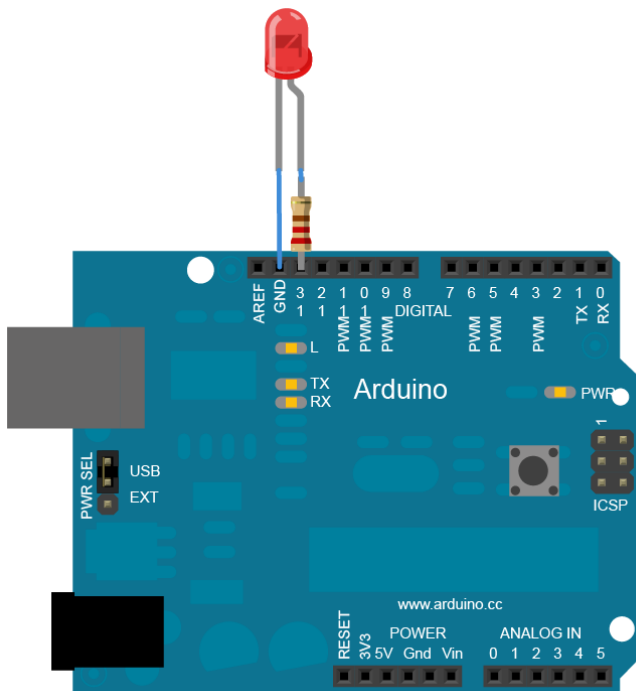
```
int buttonPin = 3;  
// Η εντολή int ορίζει την μεταβλητή buttonPin στην θύρα 3.  
  
void setup()  
// Η εντολή void καλεί και εκτελεί την εντολή που ακολουθεί.  
{  
  Serial.begin(9600);  
  // Η εντολή Serial.begin εξάγει τα αποτελέσματα όσων μεταβλητών οριστούν να δίνουν //  
  αποτελέσματα στον ηλεκτρονικό υπολογιστή. Το νούμερο 9600 είναι η ταχύτητα  
  // μεταγωγής της USB θύρας.  
  pinMode(buttonPin, INPUT);  
  // Η εντολή pinMode(x,y) ορίζει την μεταβλητή x ως έξοδο ή είσοδο. Το y παίρνει τις //  
  τιμές: INPUT, OUTPUT.  
}  
  
void loop()  
// Η εντολή loop() εκτελεί επαναλαμβανόμενα τον κώδικα που βρίσκεται κάτω από αυτήν  
// την γραμμή.  
{  
  // ...  
}
```

6.5.1.9 Παράδειγμα Ολοκληρωμένου Προγράμματος.

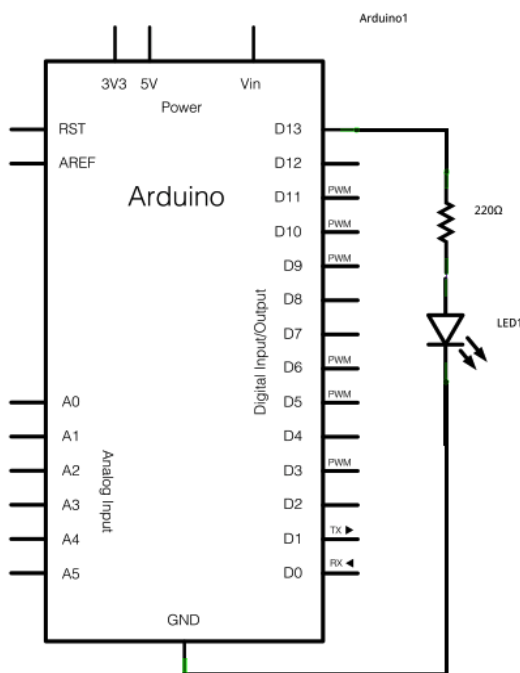
Το παρακάτω παράδειγμα αποτελεί ένα από τα πιο απλά πράγματα που μπορεί να εκτελέσει το Arduino και να δώσει μια φυσική έξοδο. Το πρόγραμμα αναβοσβήνει ένα LED.

Το υλικό που απαιτείτε για το παράδειγμα είναι η πλακέτα του Arduino καθώς και το ενσωματωμένο LED στη θύρα 13 ή ένα εξωτερικό LED με την κατάλληλη αντίσταση.

Κύκλωμα



Σχηματικό Διάγραμμα



Πρόγραμμα

Στο παρακάτω πρόγραμμα το πρώτο πράγμα που κάνουμε είναι να δηλώσουμε τη θύρα 13 ως έξοδο, με την εντολή:

```
pinMode(13, OUTPUT);
```

Στο κυρίως πρόγραμμα (loop), ανάβουμε το LED με την εντολή:

```
digitalWrite(13, HIGH);
```

Η εντολή αυτή παρέχει 5 volts στη θύρα 13. Αυτό δημιουργεί διαφορά δυναμικού στα άκρα του LED, και αυτό φωτοβολεί. Έπειτα το σβήνουμε με την εντολή:

```
digitalWrite(13, LOW);
```

Η εντολή αυτή επιστρέφει τη θύρα 13 πίσω στα 0 volts και το LED σβήνει. Εάν μεταξύ της έναυσης και της σβέσης υπάρχει αρκετός χρόνος, το ανθρώπινο μάτι θα μπορέσει να αντιληφθεί την αλλαγή. Για τον λόγο αυτό προσθέτουμε μια ακόμα εντολή delay() η οποία δίνει το χρόνο καθυστέρησης στο Arduino σε ms. Κατά την εκτέλεση της εντολής αυτής δεν εκτελείτε τίποτα άλλο για τον καθορισμένο χρόνο.

Κυρίως πρόγραμμα:

```
/*
  Blink
  Ανάβει το LED για ένα δευτερόλεπτο, και μετά σβήνει για ένα δευτερόλεπτο, επανηλειμένα.
*/

// Η θύρα 13 έχει συνδεσμολογημένο LED στο Arduino UNO R3.
// Δίνουμε ένα όνομα στη θύρα 13:
int led = 13;

// Η εντολή setup() εκτελείτε μια φορά στην εκκίνηση ή επανεκκίνηση του Arduino.
void setup() {
  // Δηλώνει την θύρα 13 ως ψηφιακή έξοδο.
  pinMode(led, OUTPUT);
}

// Η εντολή loop() εκτελεί το πρόγραμμα ξανά και ξανά.
void loop() {
  digitalWrite(led, HIGH); // Ανάβει το LED (HIGH είναι το επίπεδο τάσης)
  delay(1000);             // αναμονή ενός δευτερολέπτου.
  digitalWrite(led, LOW); // Σβήνει το LED εφαρμόζοντας τάση επιπέδου LOW.
  delay(1000);             // αναμονή ενός δευτερολέπτου.
}
```

6.5.2 Πρόγραμμα Παραγωγής Παλμών Οδήγησης Αντιστροφέα.

Στον παρακάτω πηγαίο κώδικα δίνεται το πρόγραμμα το οποίο εκτελεί το Arduino έτσι ώστε με τις κατάλληλες εξόδους στους ακροδέκτες του, να ελέγχει και να παράγει τους κατάλληλους παλμούς για την οδήγηση των IGBT's τα οποία αποτελούν τον τριφασικό αντιστροφέα. Τα σχόλια δίνονται για την κατανόηση των εντολών από τον αναγνώστη. Κάθε γραμμή που ξεκινά με το σύμβολο της διπλής καθέτου `"/**/"` υποδηλώνει ότι η εν λόγω γραμμή αποτελεί σχόλιο. Τα σχόλια δεν φορτώνονται και κατά συνέπεια δεν εκτελούνται από τον μικροελεγκτή του Arduino. Αυτό συνεπάγεται ότι δεν καταλαμβάνουν χώρο στην μνήμη του μικροεπεξεργαστή.

6.5.2.1 3Phase Digital VSI Inverter Driver Arduino Software.

```
int T1 =11;
// Δηλώνει το Transistor T1 στη θύρα 11.
int pulset1=0;
// Ο παλμός του T1 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int T2 = 3;
// Δηλώνει το Transistor T2 στη θύρα 3.
int pulset2=0;
// Ο παλμός του T2 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int T3 = 9;
// Δηλώνει το Transistor T3 στη θύρα 9.
int pulset3=0;
// Ο παλμός του T3 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int T4 = 10;
// Δηλώνει το Transistor T4 στη θύρα 10.
int pulset4=0;
// Ο παλμός του T4 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int T5 = 5;
// Δηλώνει το Transistor T5 στη θύρα 5.
int pulset5=0;
// Ο παλμός του T5 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int T6 = 6;
// Δηλώνει το Transistor T6 στη θύρα 6.
int pulset6=0;
// Ο παλμός του T6 αρχικοποιείται και ορίζεται 0.
int frequency=3000;
// Η μεταβλητή ελέγχου της συχνότητας ορίζεται 3000. Η τιμή της μεταβλητής είναι
//ανεξάρτητη της συχνότητας και χρησιμοποιείτε για τον μαθηματικό υπολογισμό της
//αντίστοιχης συχνότητας.
int voltageregulator=0;
// Η μεταβλητή ελέγχου της τάσης ορίζεται 0. Η τιμή της μεταβλητής είναι ανεξάρτητη
//της τιμής τάσης του αντιστροφέα και του μικροελεγκτή. Χρησιμοποιείτε για τον
//μαθηματικό καθορισμό του εύρους των παλμών το οποίο καθορίζει και το πλάτος της
//τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα.
int gonia=0;
// Η γωνία εκκίνησης ορίζεται στις 0 μοίρες. Για μεγαλύτερη ακρίβεια ένας πλήρης
//κύκλος καθορίζεται στις 720 μοίρες.

void setup() {
  Serial.begin(9600);
```

```

//Εκκινήτε η λειτουργία εξόδου δεδομένων στην USB, για τον έλεγχο λειτουργίας σε
//ηλεκτρονικό υπολογιστή. (Debug mode).
pinMode(T1, OUTPUT);
pinMode(T2, OUTPUT);
pinMode(T3, OUTPUT);
pinMode(T4, OUTPUT);
pinMode(T5, OUTPUT);
pinMode(T6, OUTPUT);
//Η εντολή pinMode καθορίζει τις μεταβλητές T1 – T6 ως θύρες εξόδου δεδομένων.
int prescalerVal = 0x07;
TCCR0B &= ~prescalerVal;
TCCR1B &= ~prescalerVal;
TCCR2B &= ~prescalerVal;
int prescalerVala = 0x2;
TCCR0B |= prescalerVala;
TCCR1B |= prescalerVala;
TCCR2B |= prescalerVala;
//Οι παραπάνω εντολές εκτελούνται απ' ευθείας στον μικροελεγκτή και ρυθμίζουν την
//συχνότητα του συγκριτή για τον καθορισμό της ταχύτητας παραγωγής αναλογικής
//εξόδου των παλμών στις θύρες εξόδου.
TCCR0A = _BV(COM0A1) | _BV(COM0B1) | _BV(WGM00);
//Ορίζει την συχνότητα του Timer0 στο μισό ώστε να συμπίπτει με την συχνότητα των
//Timer1 και Timer2 οι οποίοι εξορισμού χρονίζονται χαμηλότερα του θεμελιώδους
//Timer0.
}
//Στο σημείο αυτό τελειώνει η εκτέλεση της εντολής Setup() η οποία καλείτε μια φορά
//κατά την εκκίνηση ή επανεκκίνηση του Arduino και ρυθμίζει τον τρόπο λειτουργίας
//του μικροελεγκτή καθώς και τον τύπο των θυρών. Κατά την διάρκεια εκτέλεσης του
//προγράμματος τα δεδομένα αυτά παραμένουν σταθερά εκτός αν οριστεί διαφορετικά
//κατά την εκτέλεση. Ακολουθεί η εντολή Loop() η οποία περιέχει το κυρίως πρόγραμμα
//που εκτελείτε κατ' επανάληψη ώστε να διαβάζει τις εισόδους του χρήστη και να
//εξάγει τα κατάλληλα αποτελέσματα στις θύρες παλμοδότησης. Τα αποτελέσματα που
//εξάγονται παραμένουν στις θύρες εξόδου έως την επόμενη μεταβολή ασχέτως του
//σημείου εκτέλεσης στο οποίο βρίσκεται το πρόγραμμα.

void loop()
{
  if (gonia>0 && gonia<18)
  {
    pulset1+=voltage regulator;
    if(pulset1>255)
    {
      pulset1=255;
    }
    analogWrite(T1,pulset1);
    digitalWrite(T4,0);
  }
  if (gonia>18 && gonia<36)
  {
    pulset1-=voltage regulator;
    if(pulset1<0)
    {
      pulset1=0;
    }
    analogWrite(T1, pulset1);
    digitalWrite(T4,0);
  }
}
//Το πρόγραμμα χωρίζεται σε 6 υποπρογράμματα τα οποία είναι παρόμοια με το
//παραπάνω τμήμα του προγράμματος. Κάθε υποπρόγραμμα αναφέρεται στην παλμοδότηση

```

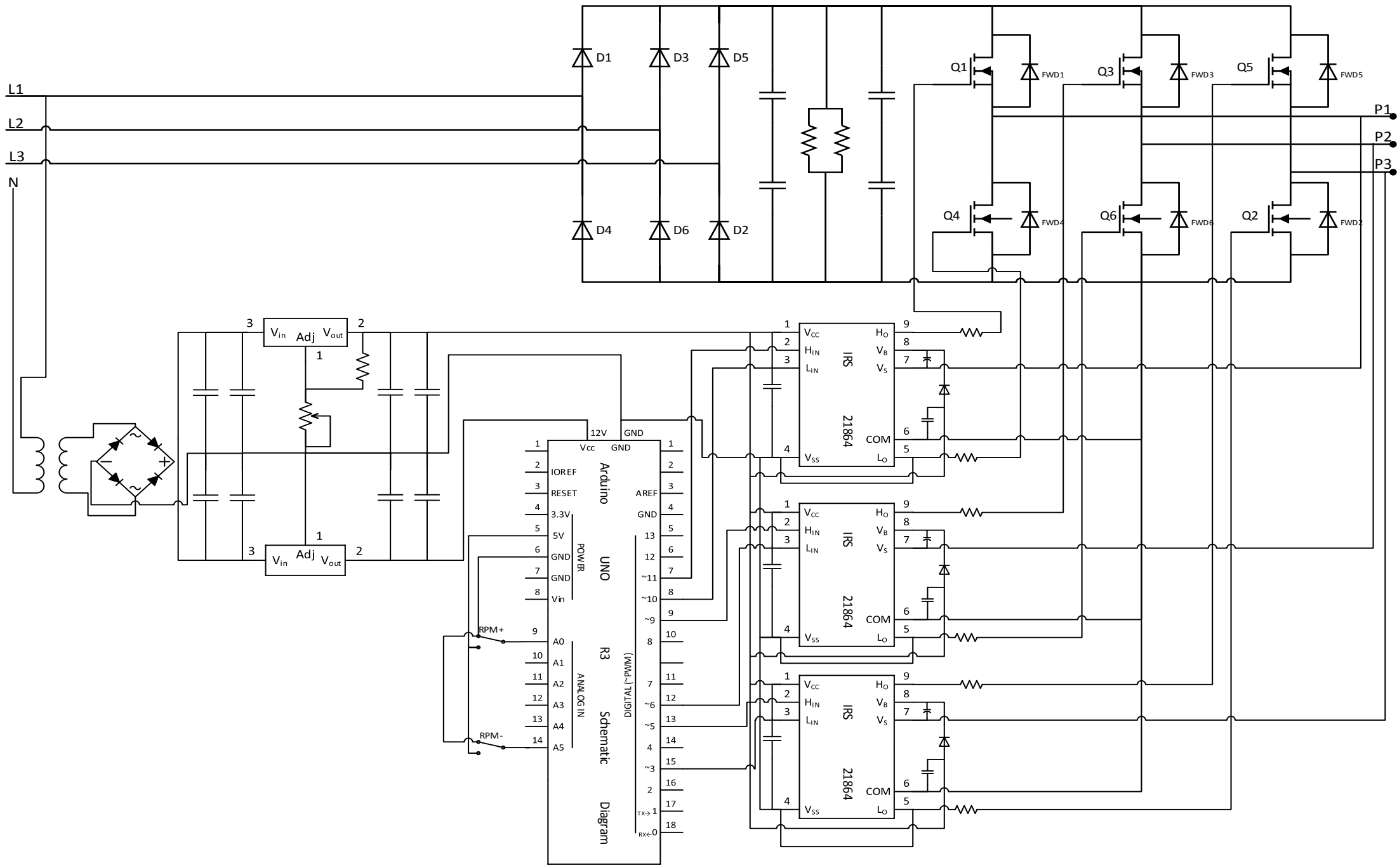
της πύλης ενός εκ των έξι IGBT's. Κατά την εκτέλεση του τμήματος ο μικροελεγκτής ελέγχει την τιμή της μεταβλητής η οποία καθορίζει την γωνία στην οποία γίνεται η παλμοδότηση των IGBT's. Στην περίπτωση που κατά το εύρος της γωνίας πρέπει να δοθεί παλμός στο Transistor, ο ελεγκτής προσθέτει στον παλμό ο οποίος κατά την πρώτη εκτέλεση είναι μηδενικός την μεταβλητή `voltageregulator`. Με τον τρόπο αυτό καθορίζεται το PWM του παλμού εξόδου ο οποίος στη συνέχεια γράφεται στην κατάλληλη έξοδο. Κατά την επανάληψη του προγράμματος η γωνία αυξάνει και παράλληλα αυξάνει και η μεταβλητή καθορισμού του PWM η οποία προσαυξάνει κατά μέγεθος ίσο με αυτό που καθορίζει η μεταβλητή ελέγχου της τάσης. Αποτέλεσμα της τεχνικής αυτής είναι η παραγωγή κυματομορφής εξόδου στην πύλη του transistor με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμού (SPWM).

```

    if (gonia>12 && gonia<30)
    {
        pulset2+=voltageregulator;
        if(pulset2>255)
        {
pulset2=255;
        }
        analogWrite(T2,pulset2);
        digitalWrite(T5,0);
    }
    if (gonia>30 && gonia<48)
    {
        pulset2-=voltageregulator;
        if(pulset2<0)
        {
            pulset2=0;
        }
        analogWrite(T2,pulset2);
        digitalWrite(T5,0);
        pulset5=0;
    }
    if (gonia>24 && gonia<42)
    {
        pulset3+=voltageregulator;
        if(pulset3>255)
        {
            pulset3=255;
        }
        analogWrite(T3,pulset3);
        digitalWrite(T6,0);
    }
    if (gonia>42 && gonia<60)
    {
        pulset3-=voltageregulator;
        if(pulset3<0)
        {
            pulset3=0;
        }
        analogWrite(T3,pulset3);
        digitalWrite(T6,0);
        pulset6=0;
    }
    if (gonia>36 && gonia<54)
    {
        pulset4+=voltageregulator;
        if(pulset4>255)
        {
            pulset4=255;
        }
        analogWrite(T4,pulset4);
        digitalWrite(T1,0);
    }
    if(gonia>54 && gonia<72)
    {
        pulset4-=voltageregulator;
        if(pulset4<0)
        {
            pulset4=0;
        }
        analogWrite(T4,pulset4);
        digitalWrite(T1,0);
    }
    if (gonia>48 && gonia<66)
    {
        pulset5+=voltageregulator;
        if(pulset5>255)
        {
            pulset5=255;
        }
        analogWrite(T5,pulset5);
        digitalWrite(T2,0);
    }
    if (gonia>66 || gonia<12)
    {
        pulset5-=voltageregulator;
        if(pulset5<0)
        {
            pulset5=0;
        }
        analogWrite(T5,pulset5);
        digitalWrite(T2,0);
    }
    if (gonia>60 || gonia<6)
    {
        pulset6+=voltageregulator;
        if(pulset6>255)
        {
            pulset6=255;
        }
        analogWrite(T6,pulset6);
        digitalWrite(T3,0);
    }
    if (gonia>6 && gonia<24)

```

```
{
pulset6-=voltage regulator;
if(pulset6<0)
{
pulset6=0;
}
analogWrite(T6,pulset6);
digitalWrite(T3,0);
}
gonia=gonia+1;
if (gonia==73)
{
gonia=0;
pulset1=0;
pulset2=0;
pulset3=0;
pulset4=0;
frequency+=digitalRead(2)*50;
if (frequency>3000)
{
frequency=3000;
}
frequency-=digitalRead(7)*50;
if (frequency<180)
{
frequency=180;
}
}
delayMicroseconds(frequency);
voltage regulator=16-frequency/180;}
```



Βιβλιογραφία

1. Albert Malvino, David J. Bates, **“Ηλεκτρονική”**, Εκδόσεις Τζιόλα 2010
2. Π. Β. Μαλατέστα, **“Ηλεκτρική Κίνηση”**, Εκδόσεις Τζιόλα 2010
3. Π. Β. Μαλατέστα, Η. Α. Βυλλιώτη, **“Εργαστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρικής Κίνησης”**, Εκδόσεις Τζιόλα 2008.
4. Wayne J. Morril, **“The revolving field theory of the capacitor motor”**, New York: AIEE Winter Convention, 1929, pp. 614-633
5. E. R. Collins, Jr., H. B. Puttgen, W. E. Sayle II, **“Single-Phase Induction Motor Adjustable Speed Drive: Direct Phase Angle Control of the Auxiliary Winding Supply”**. Pittsburgh: 1988, IEEE IAS-88, pp. 246-252
6. D.G. Holmes, A. Kotsopoulos, **“Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter”**. Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the IEEE, 1993, pp. 613-620
7. Ned Mohan, Tore A. Undeland, William P. Robbins, **“Ηλεκτρονικά Ισχύος”**, Εκδόσεις Τζιόλα 1996
8. Bimal K. Bose, **“Modern Power Electronics and AC Drives”**, Prentice Hall 2002
9. Muhammad H. Rashid, **“Power Electronics Handbook”**, Academic Press 2001
10. International Rectifier **Application Notes - Design Tips: AN-978, AN-944, DT 98-2**
11. <http://www.arduino.cc/> Microprocessor Homepage
12. Sendra Smith, **“Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα”**, Διεθνής Πανεπιστημιακή Έκδοση.

Παράρτημα

ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

