



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΙΡΑΙΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ ΗΜΙΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

ΜΠΟΥΝΤΟΥΡΗΣ Θ. ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ

Επιβλέπων Καθηγητής: Ηρακλής Βυλλιώτης

ΑΙΓΑΛΕΩ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2012

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή.....	4
1.1 Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος.....	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : Ημιαγωγικά στοιχεία –Λειτουργίες.....	8
2.1 Δίοδος.....	8
2.2 Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac).....	9
2.3 Δίοδος ZENER.....	10
2.4 Διπολικό τρανζίστορ.....	11
2.5 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου - MOSFET.....	13
2.6 Triac.....	14
2.7 GTO.....	15
2.8 Τελεστικός ενισχυτής.....	18
Τροφοδοσία.....	18
Ακροδέκτες εισόδου.....	18
Ακροδέκτης εξόδου.....	18
Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής.....	20
Εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών.....	21
Προσθήκη κλάδου ανάδρασης.....	22
Ενισχυτής με ανάδραση.....	23
2.9 Thyristor.....	28
Βασική δομή.....	28
Χαρακτηριστικές I-V.....	29
Φυσική της λειτουργίας του στοιχείου.....	30
Κατάσταση αποκοπής.....	30
Διαδικασία μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας.....	32
Κατάσταση αγωγιμότητας.....	33
Διαδικασία μετάβασης στην κατάσταση αποκοπής.....	34
Διακοπτικά χαρακτηριστικά.....	34
Μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας και περιορισμοί di/dt.....	34
Μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής.....	37
Χρόνος σβέσης και περιορισμοί dv/dt.....	39
Μέθοδοι βελτίωσης των περιορισμών di/dt και dv/dt.....	40
Βελτιώσεις του di/dt.....	40
Βραχυκυκλώσεις της καθόδου.....	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Ανορθωτικές διατάξεις.....	42
3.1 Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης.....	42
3.2 Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους.....	42
3.3 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.....	43
3.4 Μονοφασική ελεγχόμενη ημιανόρθωση.....	44
3.5 Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση.....	45
Λειτουργία με ωμικό φορτίο.....	46
Λειτουργία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.....	47
Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση με συνδεσμολογία γέφυρας.....	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Σχεδίαση-ανάλυση κυκλώματος έναυσης θυρίστορ μονοφασικής ανόρθωσης μισού κύματος.....	54

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Κατασκευαστικό μέρος.....	61
5.1 Πρακτική Υλοποίηση Κυκλώματος Έναυσης	61
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Συμπεράσματα.....	71
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	72

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή

1.1 Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος

Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος (Power Electronics) είναι η τεχνολογία που αναπτύχθηκε τα τελευταία τριάντα χρόνια, παρέχοντας τον έλεγχο της ροής ηλεκτρικής ισχύος (μέσω της επεξεργασίας της ημιτονοειδούς τάσης) που παρέχεται από τις ηλεκτρικές εταιρίες, και τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από τη μια μορφή σε άλλη.

Η τεραστία εξέλιξη που γνωρίζουν τα Ηλεκτρονικά Ισχύος οφείλεται στην ευεργετική συνεπίδραση συγκεκριμένων παραγόντων. Κατ' αρχήν, υπήρξαν επαναστατικές πρόοδοι στην μικροηλεκτρονική τεχνολογία που οδήγησαν στην ανάπτυξη γραμμικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και ψηφιακών επεξεργαστών σημάτων που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα ελέγχου των Ηλεκτρονικών Συστημάτων Ισχύος (Power Electronic Systems). Επιπλέον παρόμοιες πρόοδοι στην κατασκευαστική τεχνολογία κατέστησαν δυνατή τη σημαντική βελτίωση των χαρακτηριστικών τάσης και ρεύματος των ημιαγωγικών στοιχείων και τη σημαντική αύξηση των διακοπτικών τους ταχυτήτων. Υπήρξε φυσικά και η –πάντα απαραίτητη– διεύρυνση της αγοράς και η δημιουργία συγκεκριμένου χώρου για τα Ηλεκτρονικά Ισχύος.

Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται ορισμένες από τις βασικότερες εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Συστημάτων Ισχύος. Το εύρος του πεδίου των εφαρμογών αυτών υποδεικνύει ταυτόχρονα και τη σπουδαιότητα της τεχνολογίας των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Παρατηρώντας τον Πίνακα 1.1 γίνονται αμέσως κατανοητές οι πολλές διαστάσεις που έχει πλέον αποκτήσει, και συνεχίζει να λαμβάνει, η αγορά των ηλεκτρονικών ισχύος.

Η πρόοδος στη μικροηλεκτρονική κατασκευαστική τεχνολογία οδήγησε στην ανάπτυξη των υπολογιστών των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και των καταναλωτικών ηλεκτρονικών συσκευών που –όλα τους– απαιτούν σταθεροποιημένα ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά και, συχνά, συστήματα αδιάλειπτου παροχής ισχύος. Το αυξανόμενο κόστος της ηλεκτρικής ενέργειας καθιστά επιτακτική τη χρησιμοποίηση της κατά τον πλέον αποδοτικό τρόπο και τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος προσφέρουν την πιο φθηνή επιλογή. Αναμφίβολα καθώς τα ημιαγωγά στοιχεία ισχύος θα βελτιώνονται σε επιδόσεις και ταυτόχρονα θα μειώνονται οι τιμές τους, όλο και περισσότερες εφαρμογές θα κάνουν χρήση της τεχνολογίας των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Για παράδειγμα ο τομέας των ηλεκτρονικών για αυτοκίνηση είναι μια ταχέως αναπτυσσόμενη περιοχή εφαρμογής των ηλεκτρονικών ισχύος.

Καθώς τα ηλεκτρικά φορτία συχνά απαιτούν ή προτιμούν τροφοδοσία με χαρακτηριστικά τάσης διαφορετικά από αυτά της διαθέσιμης από τις ηλεκτρικές εταιρίες, η λειτουργία του μετατροπέα είναι να πραγματοποιεί τον επιθυμητό μετασχηματισμό με τις ελάχιστες απώλειες και όσο το δυνατό αποδεκτό κόστος.

Γενικά ο μετατροπέας ελέγχει και μετατρέπει μια ηλεκτρική είσοδο μεγέθους V_i συχνότητας f_i και αριθμού φάσεων m_i σε μια ηλεκτρική έξοδο μεγέθους V_o συχνότητας f_o και αριθμού φάσεων m_o .

Η απαίτηση για ελάχιστες δυνατές απώλειες και το γεγονός ότι οι εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος ποικίλουν από λίγα watts έως μερικές εκατοντάδες MWatt, επιβάλλουν το διακοπτικό τρόπο λειτουργίας των μετατροπέων ισχύος και πολλά ημιαγωγά στοιχεία ισχύος έχουν βελτιωθεί για αυτήν ακριβώς τη διακοπτική λειτουργία. Σε αντίθεση με τα γραμμικά ηλεκτρονικά (όπου τα ημιαγωγά στοιχεία είναι πολωμένα στην ενεργό περιοχή και λειτουργούν σαν ρυθμιζόμενες ωμικές αντιστάσεις με αποτέλεσμα να καταναλώνουν σημαντικό πόσο ενέργειας και η

συνολική απόδοση του συστήματος να είναι χαμηλή), στους μετατροπείς ισχύος τα ημιαγωγικά στοιχεία βρίσκονται είτε στην κατάσταση πλήρους αγωγής είτε στην κατάσταση πλήρους αποκοπής. Η απόδοση του μετατροπέα αυξάνεται και δεν υπάρχουν φαινόμενα υψηλής θέρμανσης των ημιαγωγών στοιχείων. Βεβαίως, η διακοπτική λειτουργία έχει σαν αποτέλεσμα την ασυνεχή ροή ενέργειας μέσα από τα στοιχεία. Απαιτείται λοιπόν προσωρινή αποθήκευση ή φιλτράρισμα ενέργειας ώστε η συνολική ροή ισχύος να καταστεί ομαλή και αποδεκτή τόσο από την πηγή όσο και από το φορτίο και οι διακόπτες να μην υποβάλλονται σε άσκοπες καταπονήσεις. Συνεπώς η σύνδεση διακοπών με επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία φίλτρου ανάμεσα στην πηγή και το φορτίο συνιστά ουσιαστικά την τοπολογία ενός μετατροπέα, η δε λειτουργία μπορεί να θεωρηθεί σαν μια διάδοχη διαφορετικών τοπολογιών που επαναλαμβάνονται κυκλικά.

Υπάρχουν διάφορα κριτήρια βάσει των οποίων μπορεί να γίνει ταξινόμηση των μετατροπέων που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος. Μεταξύ των κριτηρίων αυτών είναι:

- Ο τύπος της μετατροπής που πραγματοποιείται,
- Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η μεταγωγή των ημιαγωγών διακοπών και
- Η δυνατότητα να μεταφέρουν ισχύ από την πηγή στο φορτίο και από το φορτίο στην πηγή.

Ανάλογα με τον τύπο της μετατροπής που πραγματοποιείται ένας μετατροπέας μπορεί να είναι ανορθωτής (rectifier, ac/dc), αντιστροφέας (inverter, dc/ac), καταμητής (chopper, dc/dc) ή ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης/ μετατροπέας συχνότητας (ac voltage controller/cycloconverter, ac/ac).

Όσον αφορά την μετάβαση των ημιαγωγών διακοπών, ο όρος αυτός συνηθίζεται να χρησιμοποιείται όταν τίθεται υπό συζήτηση το σβήσιμο των διακοπών. Αυτό συμβαίνει διότι το άνοιγμα (ή σβήσιμο) του διακόπτη είναι συνήθως πιο δύσκολο για το ημιαγωγό στοιχείο. Για τις διόδους και τους συνήθεις ελεγχόμενους ανορθωτές πυριτίου (Silicon Controlled Rectifiers SCRs - thyristors) είναι αδύνατο η σβέση να επιτευχθεί χωρίς εξωτερική βοήθεια. Η εξωτερική αυτή βοήθεια μπορεί να είναι η περιοδική αντιστροφή της τάσης μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης ή ενός εναλλασσόμενου φορτίου ή ακόμα και η αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη κάποιου κινητήρα. Στην περίπτωση αυτή γίνεται λόγος για φυσική μετάβαση (natural commutation) ή μετάβαση με τη βοήθεια της τάσης της γραμμής (line commutation) ή μετάβαση με τη βοήθεια του φορτίου (load commutation) ή εξωτερική μετάβαση (external commutation). Σε αυτές τις περιπτώσεις τα ημιαγωγικά στοιχεία ανοίγουν και κλείνουν σε φάση (phase locked) με τις κυματομορφές της τάσης του δικτύου, δηλαδή η διακοπτική λειτουργία έχει συχνότητα 50 (ή 60) Hz. Για αυτό και οι μετατροπείς αυτοί αναφέρονται σαν μετατροπείς δικτύου (line frequency converters) ή μετατροπείς ελεγχόμενοι από φάση (phase controlled converters).

Υπάρχει βέβαια και η εξαναγκασμένη μετάβαση (force commutation) ή αυτομετάβαση (self-commutation), όπου η σβέση των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται με τη βοήθεια κυκλώματος που είναι ενσωματωμένο στην τοπολογία ισχύος ή αποτελεί μέρος του κυκλώματος ελέγχου. Αυτό συμβαίνει όταν η σβέση γίνεται με έλεγχο του ρεύματος στη βάση του ημιαγωγού διακόπτη (προκειμένου για διπολικά τρανζίστορ ισχύος, power BJTs), ή της τάσης στην πύλη του ημιαγωγού διακόπτη (προκειμένου για τρανζίστορ μεμονωμένης πύλης επίδρασης πεδίου ισχύος, power MOSFETs) και όταν η σβέση γίνεται με βοηθητικό κύκλωμα. Όταν υπάρχει εξαναγκασμένη μετάβαση, οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν σε συχνότητες που είναι υψηλές σε σχέση με τη συχνότητα του δικτύου. Συχνά δε, έχει επικρατήσει οι μετατροπείς αυτοί να αναφέρονται σαν διακοπτικοί μετατροπείς (switching converters). Στο σχήμα 1.2

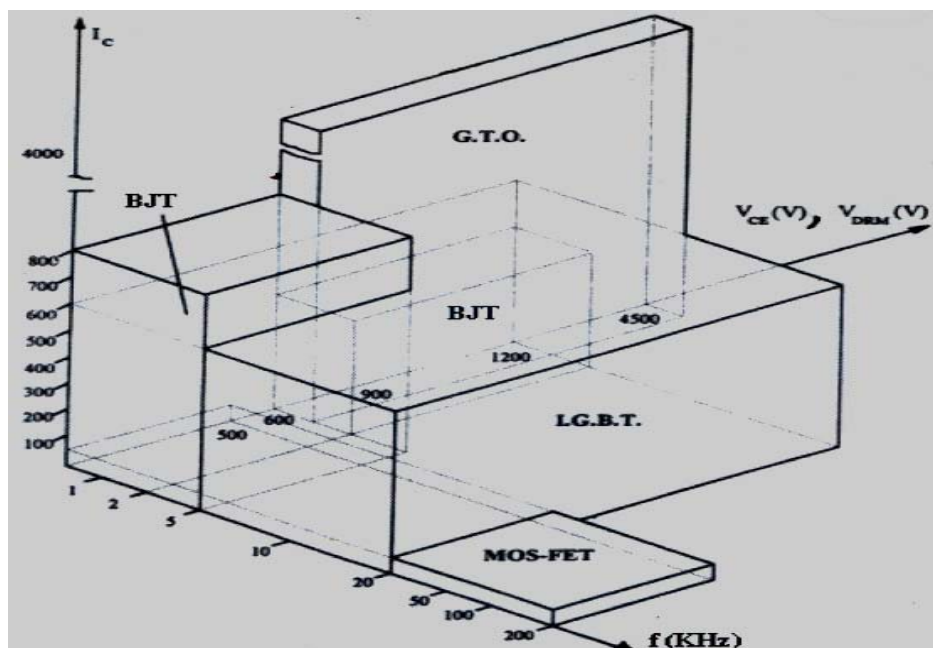
παρουσιάζονται οι δυνατότητες ισχύος και οι διακοπτικές συχνότητες διάφορων ημιαγωγικών διακοπών.

Υπάρχουν μετατροπείς που μεταφέρουν ενέργεια μόνο από την πηγή στο φορτίο ενώ υπάρχουν κι άλλοι που μπορούν να μεταφέρουν ισχύ και προς την αντίθετη κατεύθυνση, να λειτουργήσουν δηλαδή, με αναγεννητικό (regenerative) τρόπο.

Οικιακές Εφαρμογές	Ψύξη, Θέρμανση
	Φωτισμός
	Προετοιμασία Φαγητού
	Καταναλωτικά Ηλεκτρονικά Συστήματα
Εμπορικές Εφαρμογές	Ψύξη, Θέρμανση, Εξαερισμός
	Φωτισμός
	Εξοπλισμός, Αυτοματισμός Γραφείου
	Συστήματα Αδιάλειπτου Παροχής
Βιομηχανικές Εφαρμογές	Αντλίες, Συμπιεστές, Ανεμιστήρες
	Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης
	Εργαλειομηχανές
	Φωτισμός
	Βιομηχανικά Lasers
	Θέρμανση με Επαγωγή
	Ηλεκτροσυγκόλληση
Μεταφορές	Έλεγχος της Κίνησης Ηλεκτροκίνητων Οχημάτων
	Φόρτιση Συσσωρευτών Ηλεκτροκίνητων Οχημάτων
	Ηλεκτροκίνητες Αμαξοστοιχίες
	Ηλεκτροκίνητες Λεωφορεία
	Υπόγειος Σιδηρόδρομος
Συστήματα Παροχής Ηλεκτρικής Ενέργειας	Μεταφορά Υψηλής Τάσης Συνεχούς Ρεύματος
	Στατική Αντιστάθμιση Άεργου ισχύος
	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας
	Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας
Αεροδιαστημικές εφαρμογές	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Διαστημικών Λεωφορείων
	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Δορυφόρων
	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Αεροσκαφών

Τηλεπικοινωνίες	Παλμοτροφοδοτικά
	Μετατροπείς dc/dc και ac/ac
	Συστήματα Αδιάλειπτου Παροχής
	Φορτιστές Συσσωρευτών

Πίνακας 1.1: βασικές εφαρμογές Ηλεκτρονικών Ισχύος



Σχήμα 1.2: Δυνατότητες ισχύος και οι διακοπτικές συχνότητες διάφορων ημιαγωγικών διακοπών.

Τα πρώτα είδη των μετατροπέων ισχύος ήταν στρεφόμενοι ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι είναι ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος και εναλλασσόμενου ρεύματος συζευγμένες μηχανικά μεταξύ τους. Σήμερα, δε χρησιμοποιούνται πια οι στρεφόμενοι ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς και τη θέση τους έχουν πάρει οι σύγχρονοι στατοί ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος. Ανάλογα με το είδος της μετατροπής ηλεκτρικής ισχύος διακρίνονται οι εξής κατηγορίες ηλεκτρονικών μετατροπών :

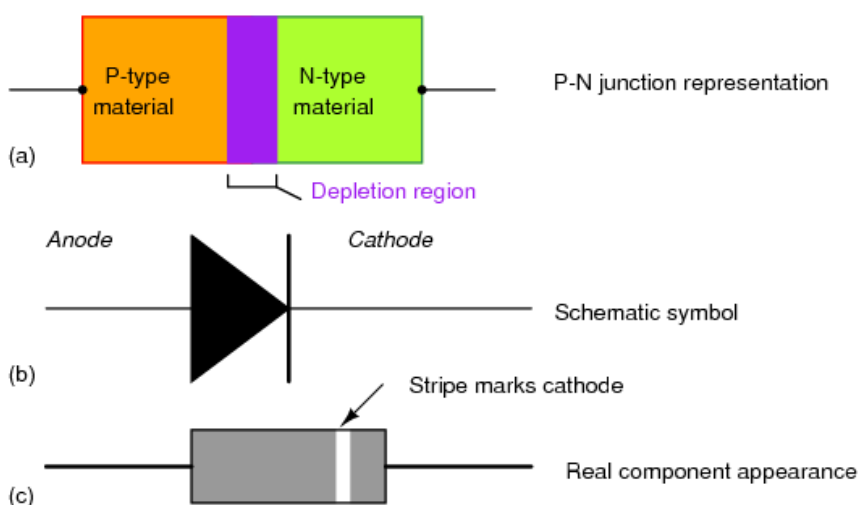
1. Μετατροπείς συνεχούς τάσης (DC-DC Converters) ή καταμητές συνεχούς τάσης (DC-Choppers). Μετατρέπουν τη συνεχή τάση μιας ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και κατά περίπτωση άλλης πολικότητας.
2. Αντιστροφείς (DC-AC Inverters). Μετατρέπουν τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση με σταθερό ή μεταβαλλόμενο πλάτος και σταθερή ή μεταβαλλόμενη συχνότητα.
3. Ανορθωτές (AC-DC Rectifiers) Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή τάση.
4. Κυκλομετατροπείς (Cycloconverters) ή ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης. Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μιας ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης τιμής, άλλης συχνότητας και κατά περίπτωση άλλου αριθμού φάσεων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Ημιαγωγικά στοιχεία - Λειτουργίες

2.1 Δίοδος

Η δίοδος κατασκευάζεται από δύο στρώματα ημιαγωγικού υλικού (συνήθως πυριτίου), τύπου 'p' και τύπου 'n', σχηματίζοντας μία ένωση p-n.

Οι δύο ακροδέκτες της διόδου, η άνοδος (anode) και η κάθοδος (cathode), συνδέονται με τα αντίστοιχα ημιαγωγικά στρώματα μέσω κατάλληλων μεταλλικών επαφών. Η δίοδος είναι ένας μη ελεγχόμενος διακόπτης και αυτό είναι προφανές, διότι δε διαθέτει επιπλέον ακροδέκτη ελέγχου για τον έλεγχο της έναυσης ή της σβέσης. Πράγματι, εάν η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής ή μη, καθορίζεται από τις λειτουργικές συνθήκες του κυκλώματος ισχύος στο οποίο είναι συνδεδεμένη.

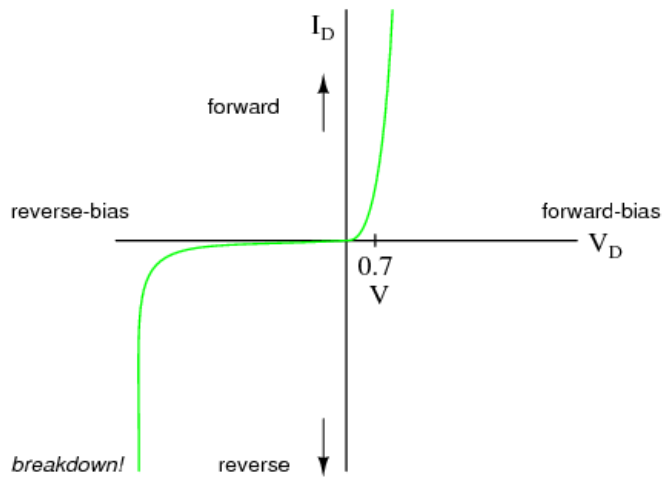


Σχήμα 2.1: Δίοδος (diode)

(α) Κρυσταλλική δομή, (β) κυκλωματικό σύμβολο, (γ) όψη διόδου

Τα διάφορα χαρακτηριστικά μεγέθη, η γνώση των οποίων είναι απαραίτητη για την ορθή επιλογή μιας διόδου για συγκεκριμένη εφαρμογή, απορρέουν από τη χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος αυτής, σχ. 2.2.

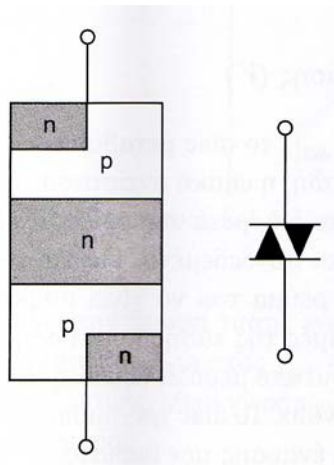
Σύμφωνα με το σχ. 2.2, η δίοδος λειτουργεί σε δύο τεταρτημόρια. Στο πρώτο με ορθή πόλωση και στο τρίτο με ανάστροφη πόλωση. Κατά την ορθή πόλωση και για τάσεις μικρότερες της τάσης αποκοπής ή έναυσης (περίπου 0.6-0.7V), το ρεύμα ορθής φοράς είναι αρκετά μικρό (της τάξης του 1% του ονομαστικού), δηλαδή πρακτικά η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Όταν η διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στα άκρα της διόδου γίνει μεγαλύτερη της τάσης αποκοπής, εμφανίζεται απότομη αύξηση του ρεύματος. Υπάρχει ένα μέγιστο ρεύμα ορθής φοράς για συνεχή λειτουργία (υπό συγκεκριμένες συνθήκες ψύξης), το οποίο χαρακτηρίζει την ασφαλή λειτουργία της διόδου και το οποίο προφανώς σχετίζεται άμεσα με τη μέγιστη ισχύ θερμικών απωλειών της διόδου. Κατά την ανάστροφη πόλωση και για τάσεις μικρότερες της τάσης διάσπασης της διόδου (breakdown voltage), υπάρχει ένα ανάστροφο ρεύμα κόρου ή ρεύμα διαρροής της τάξης των nA. Στις συνηθισμένες πρακτικές εφαρμογές, το ρεύμα αυτό αμελείται. Για ανάστροφες τάσεις μεγαλύτερες της τάσης διάσπασης, εμφανίζεται απότομη αύξηση του ρεύματος (υπό σταθερή τάση) λόγω του φαινομένου της χιονοστιβάδας με αποτέλεσμα τη μόνιμη καταστροφή της διόδου.



Σχήμα 2.2: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου

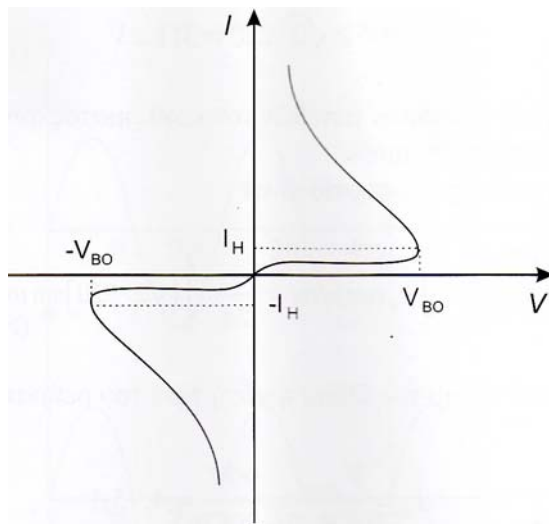
2.2 Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac)

Η διάδος δύο κατευθύνσεων, αποτελεί μη ελεγχόμενο διακοπτικό στοιχείο δύο κατευθύνσεων (διακόπτης εναλασσομένου). Η κρυσταλλική δομή και το κυκλωματικό σύμβολο του συγκεκριμένου στοιχείου, δείχνονται στο παρακάτω σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac)
(α) κρυσταλλική δομή (β) κυκλωματικό σύμβολο

Στην ουσία το στοιχείο αυτό, προέρχεται από την αντιπαράλληλη σύνδεση δύο διόδων τεσσάρων στρωμάτων (δίοδοι Shockley ή δίοδοι pnpn). Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του diac, δείχνεται στο σχήμα 2.4



Σχήμα 2.4: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος Diac

Σύμφωνα με το σχήμα 2.4, το Diac πρακτικά βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, για κάθε τάση

$$-V_{BO} < V < V_{BO}$$

Όπου

V_{BO} , τάση διάσπασης (V)

Για κάθε τάση, $|V| > |\pm V_{BO}|$, το diac μεταβαίνει από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής. Δηλαδή, η ωμική αντίσταση του στοιχείου ελατώνεται σημαντικά και το ρεύμα που το διαρρέει, περιορίζεται πλέον από τις συνθήκες του κυκλώματος στο οποίο είναι συνδεδεμένο. Για να επανέλθει το diac σε κατάσταση αποκοπής θα πρέπει το ρεύμα να γίνει μικρότερο από το αντίστοιχο ρεύμα συγκράτησης. Τυπικές τιμές της τάσης κυμάτωσης V_{BO} , κυμαίνονται στα όρια από μερικές δεκάδες έως και μερικές εκατοντάδες Volts. Το diac χρησιμοποιείται συχνά σε κυκλώματα έναυσης των θυρίστρον.

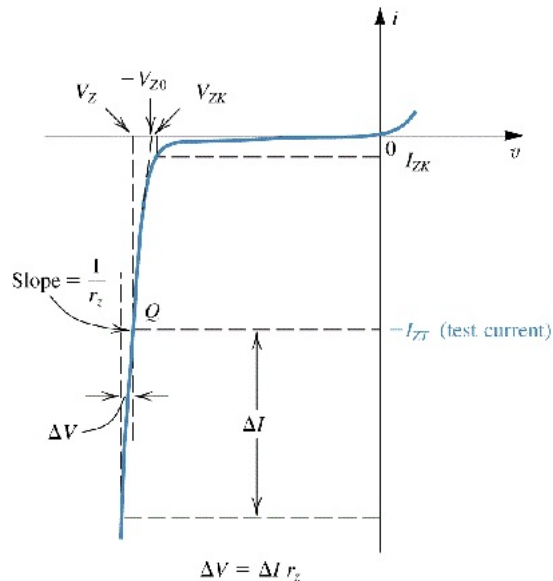
2.3 Δίοδος ZENER

Η απότομη κλίση της χαρακτηριστικής τάσης-ρεύματος της διόδου στην περιοχή διάσπασης και η σχεδόν σταθερή πτώση τάσης που η κλίση της αντιπροσωπεύει, καθιστά τη δίοδο στη συγκεκριμένη περιοχή κατάλληλη σε χρήση για κυκλώματα σταθεροποίησης της τάσης. Η δίοδος Zener (ή δίοδος διάσπασης), είναι μια ειδικά κατασκευασμένη δίοδος, η οποία μπορεί να λειτουργεί στην περιοχή διάσπασης.

Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος της διόδου Zener, δε διαφέρει από εκείνη της διόδου. Στο σχήμα 2.6, δείχνεται η χαρακτηριστική V-I, με έμφαση στην περιοχή διάσπασης. Παρατηρούμε ότι, η καμπύλη της διόδου για ανάστροφα ρεύματα μεγαλύτερα από το ρεύμα γονάτου I_{ZK} είναι σχεδόν ευθεία γραμμή.



Σχήμα 2.5: Κυκλωματικό σύμβολο

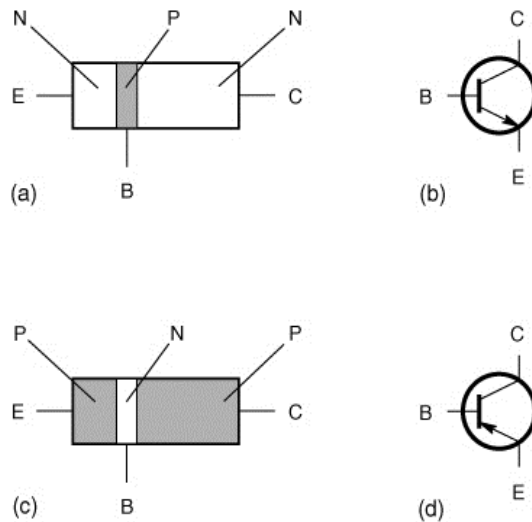


Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου Zener

Συνήθως ο κατασκευαστής δίνει την πώση τάσης κατά μήκος της Zener, για κάποια καθορισμένη πειραματική τιμή του ρεύματος I_{ZT} (ρεύμα δοκιμής). Η αντίσταση r_z που ορίζεται στο σημείο δοκιμής, είναι γνωστή ως δυναμική αντίσταση (ή αντίσταση μικρών μεταβολών) διόδου.

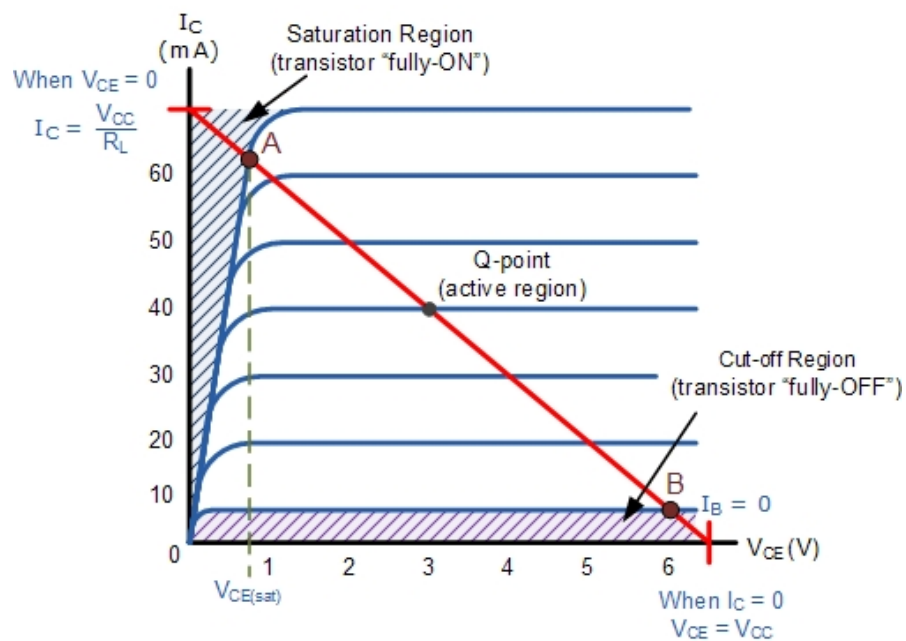
2.4 Διπολικό τρανζίστορ

Το διπολικό τρανζίστορ ή τρανζίστορ επαφής, έχει τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό (emitter), τη βάση (base) και το συλλέκτη (collector). Ο ακροδέκτης της βάσης αποτελεί το ηλεκτρόδιο του ελέγχου. Ο εκπομπός είναι μια έντονα εμπλουτισμένη περιοχή και προορισμός του είναι να στέλνει ηλεκτρόνια προς τη βάση. Η βάση είναι λιγότερο εμπλουτισμένη και πολύ λεπτή περιοχή. Το πάχος της, επιτρέπει στα περισσότερα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται από τον εκπομπό να φτάνουν στο συλλέκτη. Το επίπεδο εμπλουτισμού του συλλέκτη, βρίσκεται ανάμεσα σε εκείνο του εκπομπού και της βάσης. Υπάρχουν δύο τύποι διπολικού τρανζίστορ, το 'npn' και το συμπληρωματικό του το 'pnp'.



Σχήμα 2.7: Κρυσταλική δομή και κυκλωματικό σύμβολο διπολικού τρανζίστορ. (α) Τύπος npn (β) Τύπος pnp

Το διπολικό τρανζίστορ, λειτουργεί μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο. Οι χαρακτηριστικές τάσης-ρεύματος δείχνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.8: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διπολικού τρανζίστορ

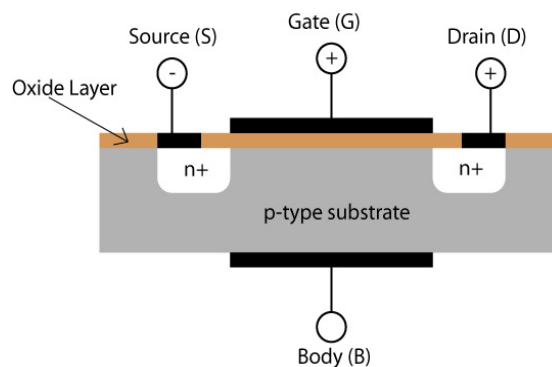
Στην περιοχή αποκοπής, υπάρχει μόνο ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής στην επαφή του συλλέκτη. Πρακτικά, στη συγκεκριμένη περιοχή το τρανζίστορ θεωρείται ως ανοιχτός διακόπτης. Στην περιοχή κόρου (σχεδόν κατακόρυφο τμήμα κοντά στην αρχή των αξόνων), ανεξαρτήτως του ρεύματος του συλλέκτη, η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού, παραμένει σταθερή σε μια πολύ μικρή τιμή της τάξης των μερικών δεκάτων του Volt.

Προφανώς, στη συγκεκριμένη περιοχή το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως ένας κλειστός διακόπτης. Επομένως, εάν επιθυμούμε διακοπτική λειτουργία του τρανζίστορ, η λειτουργία του περιορίζεται στις περιοχές αποκοπής και κορεσμού.

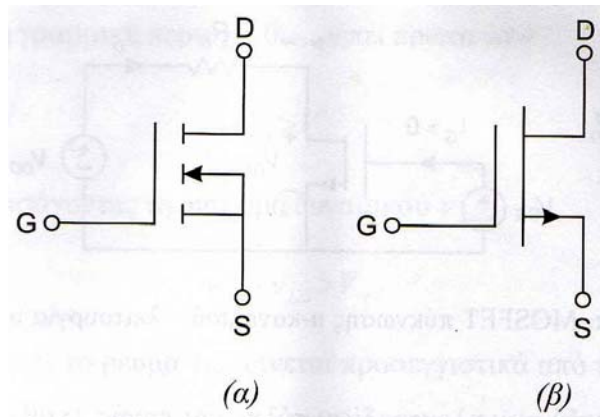
Στην ενεργό περιοχή οι χαρακτηριστικές είναι περίπου οριζόντιες, δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη για σταθερό ρεύμα βάσης πρακτικά παραμένει σταθερό ανεξαρτήτως των μεταβολών της τάσης συλλέκτη εκπομπού. Στη συγκεκριμένη περιοχή, το ρεύμα συλλέκτη ισούται περίπου με το γινόμενο του συντελεστή ενίσχυσης και του ρεύματος βάσης. Τέλος υπάρχει κι η περιοχή διάσπασης, η οποία προφανώς αποτελεί απαγορευμένη περιοχή. Όταν η διαφορά δυναμικού μεταξύ των επαφών συλλέκτη-εκπομπού, ξεπεράσει μια χαρακτηριστική τιμή $V_{BR,CE}$ (τάση διάσπασης), θα έχει ως αποτέλεσμα τη μόνιμη καταστροφή των τρανζίστορ λόγω υπερβολικής κατανάλωσης ισχύος.

2.5 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου – MOSFET

Το MOSFET ανήκει στην κατηγορία των FET's (field effect transistors). Η φύση της λειτουργίας του, είναι τελείως διαφορετική από εκείνη των διπολικών τρανζίστορ. Στα διπολικά τρανζίστορ, το ρεύμα οφείλεται σε δύο είδη φορέων (οπές και ηλεκτρόνια) και ο μηχανισμός δημιουργίας του ρεύματος οφείλεται κατά κύριο λόγο στην ανομοιόμορφη κατανομή των φορτίων (ρεύμα διάχυσης). Τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου είναι μονοπολικά τρανζίστορ, δηλαδή το ρεύμα οφείλεται σε ένα μόνο τύπο φορτίου, σε ηλεκτρόνια (n-καναλιού) ή σε οπές (p-καναλιού). Επιπλέον τα ρεύματα των MOSFET, είναι ρεύματα ολίσθησης (αγωγιμότητας) και όχι διάχυσης, τα οποία ελέγχονται από το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργεί η τάση που εφαρμόζεται στο ηλεκτρόδιο ελέγχου. Τα ρεύματα αυτά ρέουν σε μια συγκεκριμένη περιοχή στο σώμα του τρανζίστορ (η οποία δημιουργείται λόγω του πεδίου), η οποία ονομάζεται κανάλι. Από την οικογένεια των MOSFET, ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος, μεγαλύτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα MOSFET πύκνωσης n-καναλιού. Ο ακροδέκτης G, είναι το ηλεκτρόδιο ελέγχου (πύλη Gate), οι άλλοι δύο ακροδέκτες S και D, ονομάζονται αντίστοιχα πηγή (Source) και υποδοχή (Drain). Η δομή του MOSFET πύκνωσης n-καναλιού δείχνεται στο πιο κάτω σχήμα.



Σχήμα 2.9: Δομή MOSFET πύκνωσης n-καναλιού



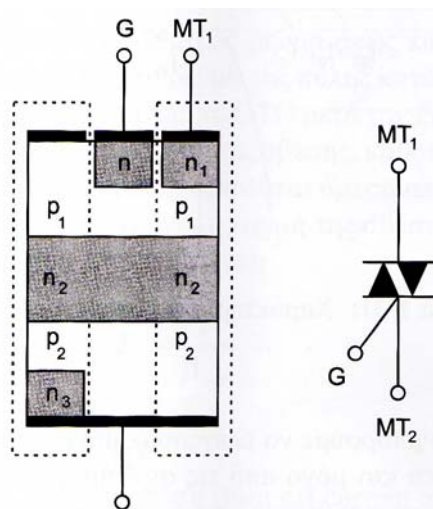
**Σχήμα 2.10: Κυκλωματικό σύμβολο MOSFET πύκνωσης n-καναλιού
(α) πλήρες (β) απλοποιημένο**

Επειδή το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι μονωμένο από το υπόλοιπο σώμα του τρανζίστορ (με στρώμα διοξειδίου του πυριτίου), το ρεύμα της πύλης για την οδήγηση του τρανζίστορ είναι εξαιρετικά μικρό και πρακτικά θεωρείται μηδενικό. Αυτό σημαίνει ότι το μονοπολικό τρανζίστορ (MOSFET) σε αντίθεση με το διπολικό (BJT), είναι στοιχείο ελεγχόμενο από τάση.

2.6 Triac

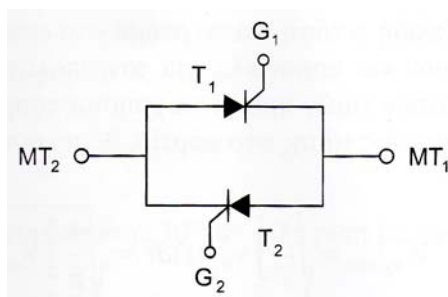
Το triac είναι ένας αμφίδρομος ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου. Η κρυσταλλική δομή του και το κυκλωματικό του σύμβολο, δείχνονται στο σχ. 2.11.

Στην ουσία αποτελείται από δύο θυρίστορ σε αντιπαράλληλη σύνδεση, με κοινή όμως πύλη ελέγχου. Προφανώς, το triac ως διακόπτης δύο κατευθύνσεων, βρίσκει εφαρμογές σε μετατροπείς E.P./E.P. Το triac ελέγχεται και με θετικούς και με αρνητικούς παλμούς. Η πολικότητα των παλμών αυτών, δεν επηρεάζει τη φορά αγωγιμότητας, η οποία εξαρτάται αποκλειστικά από τη σχετική πολικότητα των κύριων ακροδεκτών (main terminals) MT1 και MT2.



Σχήμα 2.11. Κρυσταλλική δομή και κυκλωματικό σύμβολο triac.

Για μικρές ισχύεις (της τάξης μερικών KW) και κυρίως μικρές συχνότητες $9 < 400$ Hz) χρησιμοποιούνται triacs, ενώ για μεγαλύτερες ισχύεις, αντιπαράλληλα θυρίστορ, σχήμα 2.12.

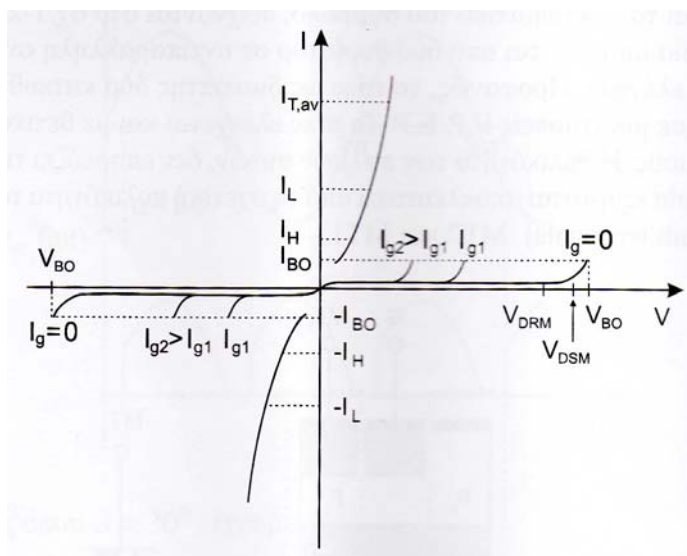


Σχήμα 2.12

Τα δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ, ως διακόπτης εναλλασσόμενου, έχει πολύ καλύτερες επιδόσεις από το triac και ως προς την ισχύ και ως προς την μέγιστη συχνότητα λειτουργίας. Το μόνο μειονέκτημά του είναι ότι, σε αντίθεση με το triac, απαιτεί τροφοδοσία δύο ανεξάρτητων και γαλβανικά απομονωμένων παλμών για τις δύο πύλες.

Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του triac, δείχνεται στο σχήμα. 2.13.

Οι ορισμοί των χαρακτηριστικών μεγεθών (ρεύματα συγκράτησης, μανδάλωσης, τάσεις διάσπασης, κ.λ.π.), είναι ακριβώς ανάλογα με τα αντίστοιχα των θυρίστορ.

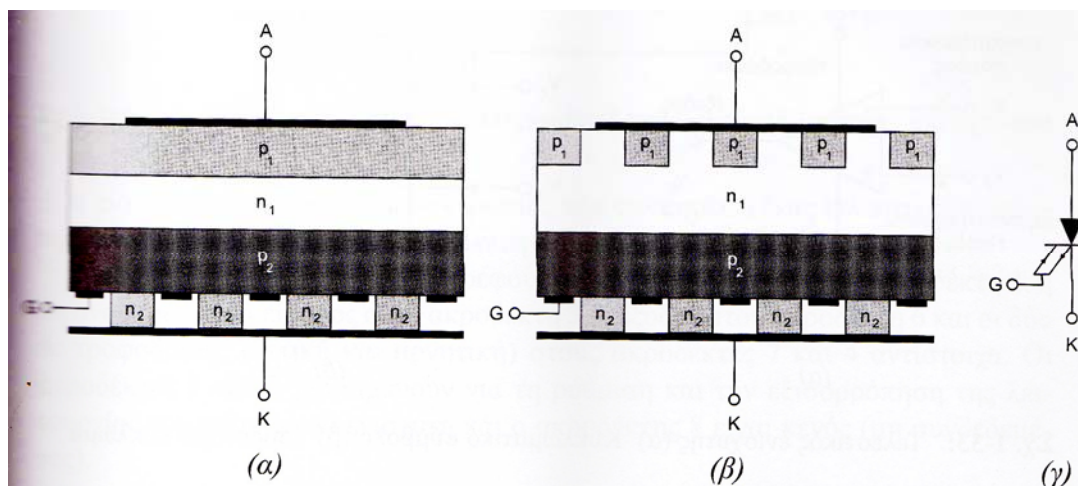


Σχήμα 2.13. Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος triac

2.7 GTO

Στο κλασικό θυρίστορ μπορούμε να ελέγξουμε μόνο την έναυσή του. Η σβέση του εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τις συνθήκες του κυκλώματος με το οποίο είναι συνδεδεμένο (και επιτυγχάνεται όταν το ρεύμα του γίνει μικρότερο του ρεύματος συγκράτησης). Το GTO (gate turn-off thyristor), είναι ένας τύπος θυρίστορ με δύο ηλεκτρόδια ελέγχου, με το ένα από αυτά ελέγχεται η έναυση (όπως στα κλασικά θυρίστορ) και με το άλλο η σβέση του. Το κλασικό θυρίστορ, απουσία παλμού, έχει την ικανότητα να μπλοκάρει (αποκόπτει) τάσεις σχεδόν του ίδιου μεγέθους, τόσο κατά την ορθή όσο και κατά την ανάστροφη πόλωση. Στα GTOs, υπάρχουν δύο τύποι, ο “reverse blocking type” που έχει την ικανότητα να μπλοκάρει (αποκόπτει) τάσεις σχεδόν ίδιου μεγέθους, τόσο κατά την ορθή όσο και κατά την ανάστροφη πόλωση και ο “anode short type” , του οποίου η ικανότητα

στην αποκοπή τάσεων ανάστροφης πόλωσης είναι αρκετά μικρή (της τάξης των 15 V). Η κρυσταλλική δομή και το κυκλωματικό σύμβολο του GTO, δείχνονται στο σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14 Θυρίστωρ ελεγχόμενης σβέσης (GTO), (α) “reverse blocking type” (β) “anode short type”, (γ) κυκλωματικό σύμβολο

Για την έναυση του, απαιτείται ένα μικρό ρεύμα όπως και στην περίπτωση του κλασικού τύπου θυρίστωρ. Δηλαδή, το ρεύμα της πύλης κατά την έναυση είναι ανεξάρτητο του ρεύματος που θα διέλθει από το GTO μετά την έναυσή του. Τα πράγματα είναι τελείως διαφορετικά για τις συνθήκες σβέσης, καθότι το μέγεθος του απαιτούμενου ρεύματος πύλης για τη σβέση, εξαρτάται άμεσα από το μέγεθος του διερχόμενου ρεύματος από το GTO τη χρονική στιγμή της σβέσης. Για το απαιτούμενο ρεύμα στην πύλη για τη σβέση, ισχύει η σχέση

$$I_G = I / \beta_{\text{off}} \quad (1)$$

Όπου

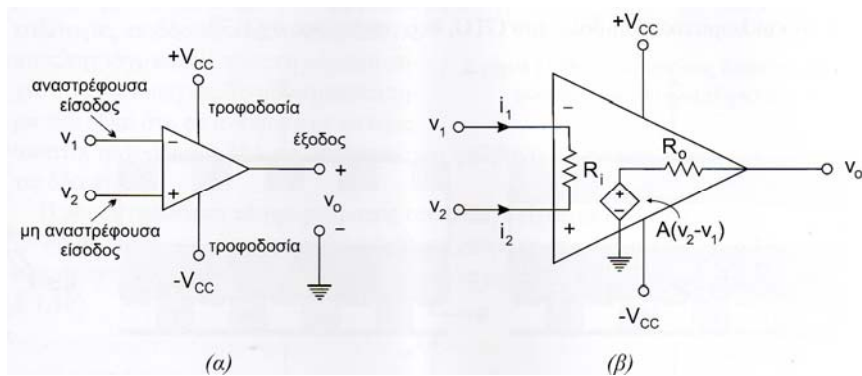
I , το διερχόμενο ρεύμα από το GTO

β_{off} , το κέρδος ρεύματος κατά τη σβέση (turn off current gain)

Τα θυρίστωρ ελεγχόμενης σβέσης, βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές στους μετατροπείς Σ.Π./Σ.Π.

2.8 Τελεστικός ενισχυτής

Ο τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier), αποτελεί μια ειδική περίπτωση D.C. Ενισχυτή υψηλού κέρδους. Χρησιμοποιείται ευρέως σε κυκλώματα ελέγχου μετατροπέων με ηλεκτρονικά ισχύος, κυκλώματα μετρήσεων, προσαρμογής, ηλεκτρονικά φίλτρα κ.λ.π. Το κυκλωματικό σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή καθώς και το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα, δείχνονται στο σχήμα 2.15.



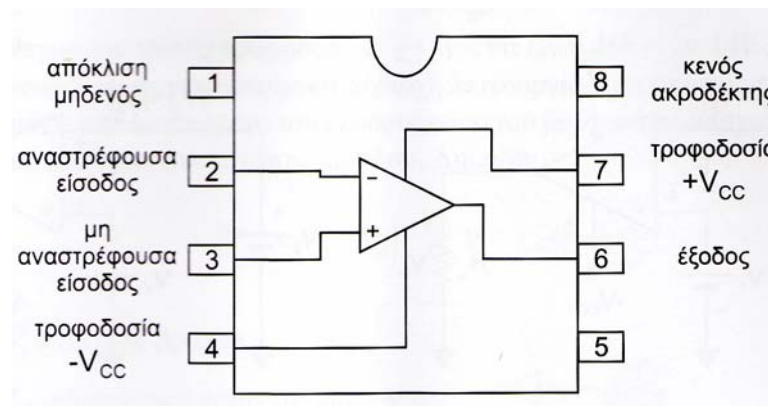
Σχήμα 2.15 Τελεστικός ενισχυτής (α) Κυκλωματικό σύμβολο (β) Ισοδύναμο κύκλωμα

Ένα πολύ σπουδαίο χαρακτηριστικό των τελεστικών ενισχυτών, το οποίο έχει συμβάλει στην ευρεία εξάπλωση της χρήσης τους είναι ότι, τα λειτουργικά χαρακτηριστικά τους όπως (κέρδος, σύνθετες αντιστάσεις εισόδου-εξόδου, απόκριση συχνότητας κ.λ.π.), εξαρτώνται σχεδόν αποκλειστικά και μόνο από τις συνιστώσες (αντιστάσεις, πυκνωτές, κ.λ.π.) εξωτερικές ως προς τον ενισχυτή. Δηλαδή, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των συνιστωσών αυτών, μπορούμε να προδιαγράψουμε τη συμπεριφορά του ενισχυτή, ώστε να ανταποκρίνεται πλήρως στις απαιτήσεις της εφαρμογής, χωρίς να χρειάζεται να γνωρίζουμε λεπτομέρειες για την εσωτερική δομή του.

Η τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι ίση με τη διαφορά των τάσεων των δύο ακροδεκτών εισόδου πολλαπλασιασμένη με το κέρδος του ενισχυτή. Τυπικές τιμές κέρδους διαφόρων τελεστικών ενισχυτών κυμαίνονται μεταξύ $10^4 - 10^7$.

Οι βασικοί ακροδέκτες ενός τελεστικού ενισχυτή σύμφωνα με το σχ.2.16, είναι πέντε.

Δύο από αυτούς είναι εισοδοί, δύο είναι για την τροφοδοσία και ένας έξοδος. Η είσοδος με το σύμβολο (-) είναι γνωστή ως αναστρέφουσα είσοδος (inverting input) και η είσοδος με το σύμβολο (+) ως μη αναστρέφουσα είσοδος (non inverting input). Ο λόγος της συγκεκριμένης ονομασίας των δύο εισόδων θα γίνει κατανοητός στη συνέχεια.



Σχήμα 2.16: Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωμένο 8 ακροδεκτών (8-leads, dip top view)

Η πιο συνηθισμένη μορφή συσκευασίας που συναντάται ένας τελεστικός ενισχυτής, είναι ως ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα οκτώ ακροδεκτών, σχ.2.16

Σύμφωνα με το σχ.2.16, η αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται στον ακροδέκτη 2, η μη αναστρέφουσα είσοδος στον ακροδέκτη 3, η έξοδος στον ακροδέκτη 6 και οι δύο dc τροφοδοσίες (θετική και αρνητική) στους ακροδέκτες 7 και 4 αντίστοιχα. Οι ακροδέκτες 1 και 5 χρησιμεύουν για τη ρύθμιση και την εξισορρόπηση της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή και ο ακροδέκτης 8 είναι κενός (μη συνδεδεμένος).

Τροφοδοσία

Στις περισσότερες περιπτώσεις οι τάσεις τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών είναι συμμετρικές. Τυπικές τιμές τάσεων τροφοδοσίας είναι, $\pm 18V, \pm 15V, \pm 12V, \pm 6V$. Υπάρχουν βέβαια και περιπτώσεις τελεστικών ενισχυτών ή εφαρμογών, που απαιτούν ασύμμετρες τάσεις τροφοδοσίας (π.χ. $+12V$ και $-6V$ ή $30V$ και $0V$).

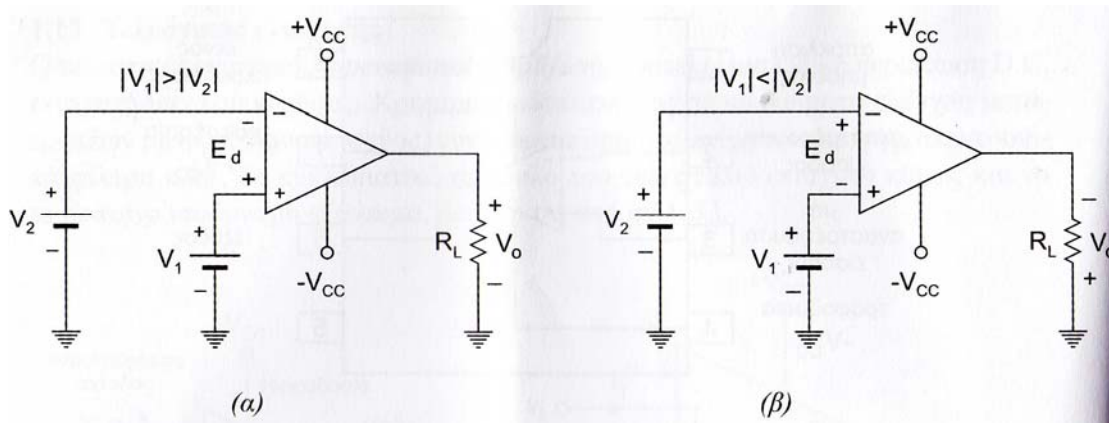
Η μέγιστη διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο ακροδεκτών τροφοδοσίας στις περισσότερες περιπτώσεις δεν πρέπει να ξεπερνάει τα $36V$ κατ' απόλυτη τιμή.

Ακροδέκτες εισόδου

Όπως προανέφερα, υπάρχουν δύο ακροδέκτες εισόδου, η αναστρέφουσα και η μη αναστρέφουσα είσοδος, με συμβολισμούς (-) και (+) αντίστοιχα. Συνήθως, καλούνται και ακροδέκτες διαφορικής εισόδου (differential input terminals), διότι η τάση στην έξοδο του ενισχυτή (γραμμική περιοχή λειτουργίας) ισούται με το γινόμενο της διαφοράς δυναμικού μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου και του κέρδους ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή. Η πολικότητα της τάσης εξόδου εξαρτάται

αποκλειστικά και μόνο από την πολικότητα της διαφορικής τάσης εισόδου, σχ. 2.17.

Σύμφωνα λοιπόν με το σχ.2.17 όταν το δυναμικό της μη αναστρέφουσας εισόδου είναι θετικότερο σε σχέση με το δυναμικό της αναστρέφουσας εισόδου, το δυναμικό του ακροδέκτη εξόδου είναι θετικό ως προς τη γη (η οποία εξ ορισμού έχει δυναμικό μηδέν). Αντίθετα, εάν το δυναμικό της αναστρέφουσας εισόδου είναι θετικότερο του δυναμικού της μη αναστρέφουσας εισόδου, τότε το δυναμικό του ακροδέκτη εξόδου είναι αρνητικό σε σχέση με τη γη. Από τα παραπάνω γίνεται προφανής ο χαρακτηρισμός των δύο εισόδων.



Σχήμα 2.17 Πολικότητα τάσης εξόδου τελεστικού ενισχυτή (α) θετική τάση εξόδου (β) αρνητική τάση εξόδου

Ακροδέκτης εξόδου

Ο τελεστικός ενισχυτής έχει έναν ακροδέκτη εξόδου. Το ένα άκρο του φορτίου συνδέεται στον ακροδέκτη εξόδου και το άλλο άκρο στη γη (σχ.2.17). Το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή, περιορίζεται στα $10-20\text{ mA}$.

Υπάρχουν βέβαια και τελεστικοί ενισχυτές όπως ο 741, οι οποίοι διαθέτουν εσωτερικό κύκλωμα επιτήρησης και περιορισμού του ρεύματος εξόδου. Για παράδειγμα το ρεύμα εξόδου του 741 ακόμη και σε περίπτωση καθαρού βραχυκυκλώματος της εξόδου, περιορίζεται περίπου στα 25 mA .

Λόγω της εσωτερικής δομής του τελεστικού ενισχυτή, ανάλογοι περιορισμοί ισχύουν και

για τη μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου. Η μέγιστη κατ'απόλυτη τιμή της τάσης εξόδου πρακτικά δεν μπορεί να υπερβεί την τάση τροφοδοσίας (κατ'απόλυτη τιμή) μείον 1 V. Η μέγιστη θετική τιμή της τάσης εξόδου καλείται θετική τάση κορεσμού (positive saturation voltage) και συμβολίζεται ως "+Vsat". Εντελώς ανάλογα, η μέγιστη αρνητική τάση καλείται αρνητική τάση κορεσμού (negative saturation voltage) και συμβολίζεται ως -Vsat. Σύμφωνα με τα παραπάνω θα ισχύει:

$$+V_{sat} = +V_{cc} - 1 \text{ V} \quad (2)$$

$$-V_{sat} = -V_{cc} + 1 \text{ V} \quad (3)$$

Για παράδειγμα για τάσεις τροφοδοσίας $\pm 15V$, θα είναι

Όπως προανέφερα, στη γραμμική περιοχή λειτουργίας, το μέγεθος της τάσης εξόδου προκύπτει από το γινόμενο του κέρδους ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή (openloop gain) και της διαφορικής τάσης εισόδου. Δηλαδή:

$$|V_o| = A_{OL} |E_d| \text{ V} \quad (4)$$

Όπου

A_{OL} = κέρδος ανοιχτού βρόχου

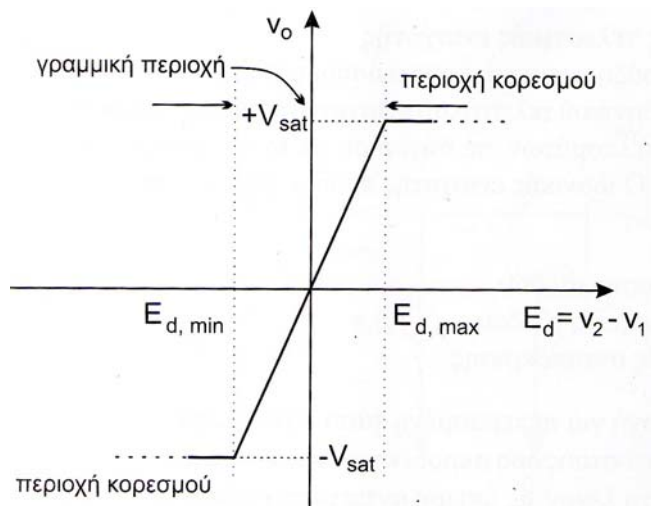
$|E_d| = |V_1 - V_2|$ = διαφορική τάση εισόδου, V

Για τα όρια της γραμμικής περιοχής λειτουργίας, δηλαδή της περιοχής στην οποία ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί ως ενισχυτής, προφανώς θα ισχύει ότι

$$E_{d,\min} = -\frac{V_{sat}}{A_{OL}} < E_d < E_{d,\max} = +\frac{V_{sat}}{A_{OL}} \quad (5)$$

Προφανώς για κάθε τάση $|E_d| = \left| \pm \frac{V_{sat}}{A_{OL}} \right|$, ισχύει $|V_o| = |V_{o,\max}| \approx |\pm V_{sat}| - 1$.

Δηλαδή ο τελεστικός ενισχυτής φεύγει από τη γραμμική περιοχή λειτουργίας και εισέρχεται στην περιοχή κορεσμού, καθότι αδυνατεί να δώσει μεγαλύτερη τάση στην έξοδο, σχ.2.18



Σχήμα 2.18 Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου τελεστικού ενισχυτή

Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή 741, με κέρδος ανοιχτού βρόχου 10^5 και τάσεις τροφοδοσίας $\pm 12V$. Σύμφωνα με την (5), τα όρια της γραμμικής περιοχής λειτουργίας είναι

$$-\frac{11V}{10^5} = -110\mu V < E_d < +\frac{11V}{10^5} = +110\mu V$$

Δηλαδή για κάθε τάση E_d μεγαλύτερη από $110\mu V$, ο ενισχυτής εισέρχεται στην περιοχή κορεσμού.

Παρατηρούμε ότι το εύρος της γραμμικής περιοχής λειτουργίας είναι πάρα πολύ στενό (της τάξης των μV), με αποτέλεσμα η χρήση του τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου να μην παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον. Πράγματι, τάσεις της τάξης των $100\mu V$, όχι μόνο είναι δύσκολο εργαστηριακά να μετρηθούν με ακρίβεια αλλά και επαγόμενες τάσεις λόγω θορύβου που ενδεχόμενα προέρχεται από γειτονικά παρευρισκόμενες συσκευές, μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερες και να οδηγήσουν από μόνες τους τον τελεστικό ενισχυτή στην περιοχή του κορεσμού.

Αντίθετα με τη γραμμική περιοχή, η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή στην περιοχή κορεσμού, ως συγκριτή δύο τάσεων (comparator) ή ανιχνευτή μεγέθους τάσεως σε σχέση με κάποια τάση αναφοράς (detector), παρουσιάζει έντονο πρακτικό ενδιαφέρον. Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος λειτουργεί ως διακόπτης δύο θέσεων. Δηλαδή ανάλογα με το πρόσημο της διαφορικής τάσης εισόδου, η έξοδος θα βρίσκεται είτε στη θετική είτε στην αρνητική περιοχή του κορεσμού.

Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Συνήθως στην πράξη, για να απλουστεύσουμε τους υπολογισμούς, χρησιμοποιούμε το μοντέλο του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή (ideal operational amplifier). Οι αποκλίσεις των αποτελεσμάτων σε σύγκριση με τα αντίστοιχα του πλήρους μοντέλου είναι αμελητέες. Ο ιδανικός ενισχυτής προδιαγράφεται από τις εξής παραδοχές:

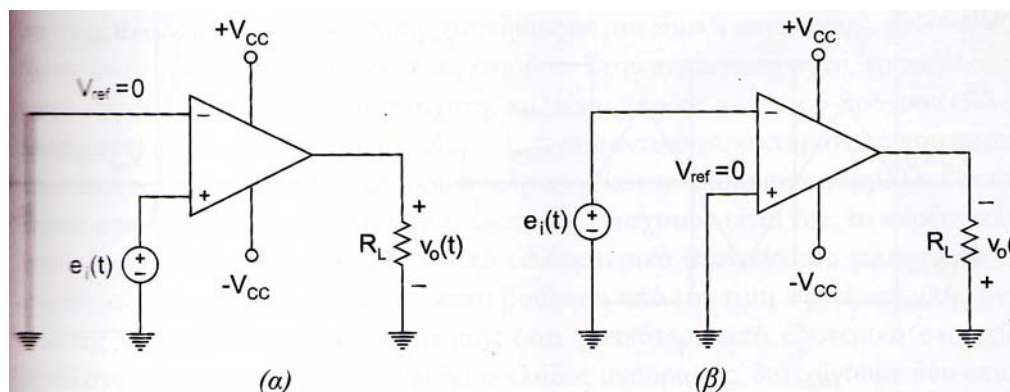
- Άπειρο κέρδος
- Άπειρη αντίσταση εισόδου
- Μηδενική αντίσταση εξόδου
- Άπειρος ρυθμός ανταπόκρισης

Η πρώτη παραδοχή για πεπερασμένη τάση εξόδου, έχει ως αποτέλεσμα (βάσει της 4) Τα δυναμικά στους δύο ακροδέκτες εισόδου να είναι ίσα, δηλαδή $E_d = 0$. Στη δεύτερη παραδοχή λέγοντας άπειρη αντίσταση εισόδου, εννοούμε τόσο μεταξύ των δύο εισόδων όσο και μεταξύ μιας οποιασδήποτε εκ των δύο εισόδων και της γης. Βάσει της συγκεκριμένης παραδοχής, τα ρεύματα που απορροφούν οι εισόδου είναι μηδενικά ($i_1 = i_2 = 0$). Από την Τρίτη παραδοχή, συνεπάγεται $R_o = 0$. Ως ρυθμό ανταπόκρισης (slew rate), ορίζουμε τον μέγιστο χρονικό ρυθμό μεταβολής της εξόδου. Δηλαδή, στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή θεωρούμε ότι η έξοδος του μπορεί να αλλάξει ακαριαία από μια τιμή σε άλλη (απεριόριστο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας). Τέλος, με την πέμπτη παραδοχή θεωρούμε μηδενικές τάσεις απόκλισης τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο.

Εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών

Συγκριτής

Αν και η χρήση του τελεστικού ενισχυτή χωρίς ανάδραση, στη γραμμική περιοχή λειτουργίας (ως ενισχυτή) δεν παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον, αντίθετα η λειτουργία στην περιοχή κορεσμού, ως συγκριτή (comparator) δύο τάσεων ή ανιχνευτή (detector) μεγέθους τάσης, παρέχει πλήθος πρακτικών εφαρμογών. Στην ουσία στις περιπτώσεις αυτές ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί ως διακόπτης δύο θέσεων, δηλαδή ανάλογα την πολικότητα της διαφορικής τάσης στην είσοδο, η έξοδος θα βρίσκεται είτε στη θετική είτε στην αρνητική τάση κορεσμού. Επιπλέον από την πολικότητα της εξόδου, είμαστε σε θέση σε κάθε χρονική στιγμή να γνωρίζουμε ποια από τις δύο εισόδους βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό ως προς την άλλη. Στη συνέχεια ακολουθεί μία αντιπροσωπευτική εφαρμογή του τελεστικού ενισχυτή, ως ανιχνευτή διέλευσης μηδενός.



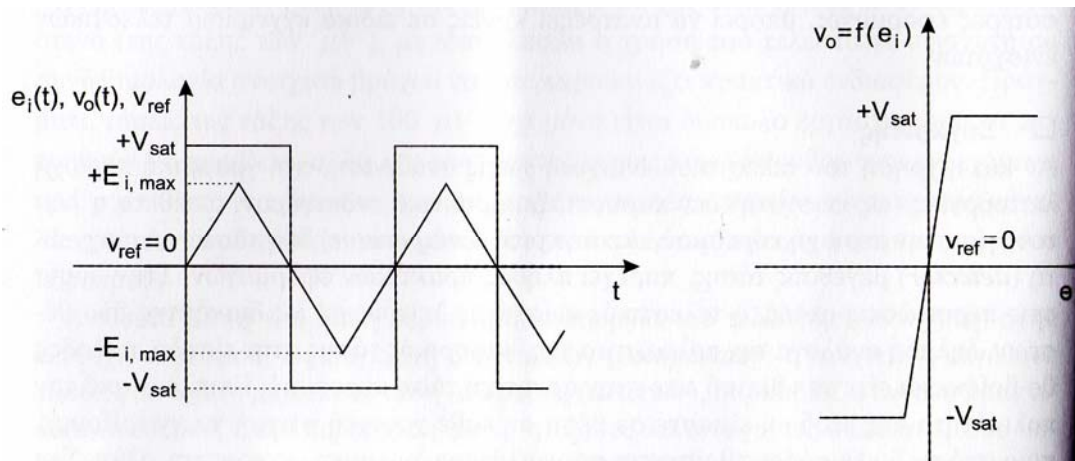
Σχήμα 2.19 Ανιχνευτής διέλευσης μηδενός, (α) Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία (β) Αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Ανιχνευτής διέλευσης μηδενός (zero-crossing detector)

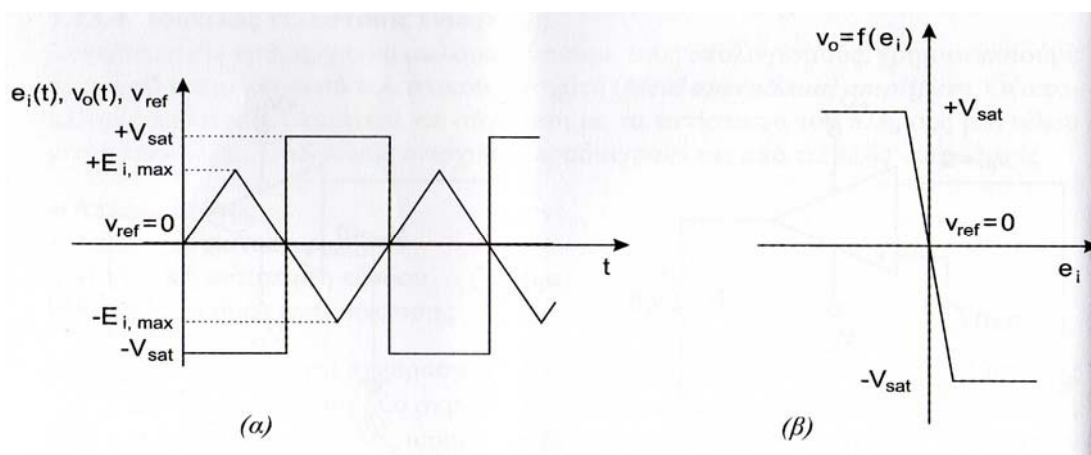
Στη λειτουργία του συγκριτή, γίνεται στην ουσία σύγκριση μιας γενικά χρονικά μεταβαλλόμενης τάσης με μία τάση αναφοράς. Στην περίπτωση του ανιχνευτή διέλευσης μηδενός, η τάση αναφοράς είναι μηδενική. Ανάλογα με ποιον ακροδέκτη θα συνδεθεί η τάση αναφοράς (δηλαδή ποιος από τους δύο ακροδέκτες εισόδων θα γειωθεί), διακρίνουμε τις εξής δύο συνδεσμολογίες, σχ. 2.20.

Οι αντίστοιχες κυματομορφές των τάσεων εισόδου-εξόδου (για πριονωτή είσοδο) καθώς και

γραφικές απεικονίσεις των σχέσεων εισόδου-εξόδου για τις δύο περιπτώσεις (α) και (β), δείχνονται στο σχ.2.20 και 2.21 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.20 Μη αναστρέφον ανιχνευτής μηδενός (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου-εξόδου (β) Γραφική απεικόνιση εισόδου-εξόδου.



Σχήμα 2.21 Αναστρέφον ανιχνευτής μηδενός (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου-εξόδου (β) Γραφική παράσταση εισόδου-εξόδου

Παρατηρούμε ότι, στη γειτονιά των σημείων μηδενισμού της e_i , η τάση εξόδου αλλάζει πρόσημο ανάλογα με την κλίση της e_i (θετική ή αρνητική). Στην πραγματικότητα, ο παλμός της εξόδου στα σημεία μηδενισμού του ρεύματος δεν είναι εντελώς κατακόρυφος και αυτό οφείλεται στο ότι, στη γειτονιά των σημείων μηδενισμού ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Λόγω του ότι, όμως τα όρια μεταβολής της τάσης εισόδου στη γραμμική περιοχή λειτουργίας είναι της τάξης των μV , μπορεί κάλλιστα να θεωρηθεί με αρκετά καλή προσέγγιση ότι, η αλλαγή από τη μια περιοχή κορεσμού στην άλλη γίνεται χωρίς τη μεσολάβηση της γραμμικής περιοχής, δηλαδή ο παλμός στην έξοδο είναι ιδανικά κατακόρυφος.

Προσθήκη κλάδου ανάδρασης

Σε αντίθεση με τη λειτουργία του ενισχυτή σε ανοιχτό βρόχο, όπου οι πρακτικές εφαρμογές του είναι αρκετά περιορισμένες, με την προσθήκη κατάλληλου κλάδου ανάδρασης προκύπτει πλήθος πρακτικών εφαρμογών (ενισχυτές, γεννήτριες σημάτων, αθροιστές, ολοκληρωτές, φίλτρα, χρονικά, κ.λ.π.). Λόγω του πλήθους των εφαρμογών που μας παρέχει

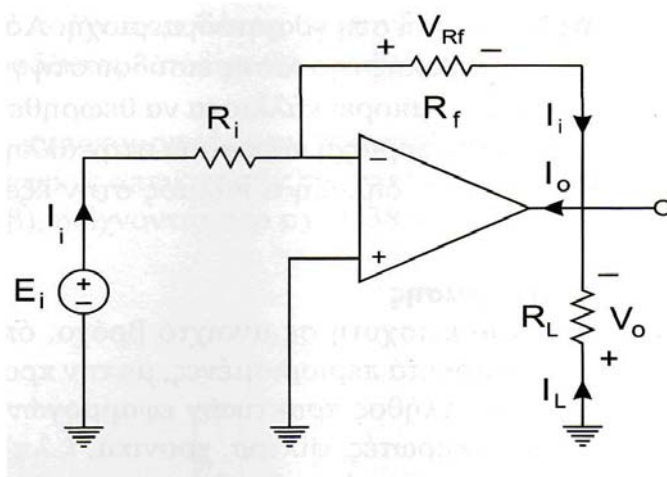
η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή σε κλειστό βρόχο, θα περιοριστώ επιλεκτικά σε μερικές από αυτές.

Ενισχυτής με ανάδραση

Ο ιδανικός ενισχυτής εμφανίζει στην έξοδό του, το σήμα εισόδου χωρίς παραμόρφωση και ενισχυμένο, σύμφωνα με τη σταθερά ενίσχυσης ή αλλιώς το κέρδος. Είδαμε ότι η πολύ υψηλή τιμή κέρδους του τελεστικού ενισχυτή είχε ως αποτέλεσμα το σημαντικό περιορισμό της γραμμικής περιοχής λειτουργίας. Για να έχει πρακτική εφαρμογή ως ενισχυτής, θα πρέπει τα όρια της γραμμικής περιοχής να αυξηθούν (στην κλίμακα των mV ή ακόμη και των μερικών V). Για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει προφανώς να μειωθεί το κέρδος του ενισχυτή. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός κλάδου ανατροφοδότησης (συνήθως με μια ωμική αντίσταση), από την έξοδο σε έναν από τους δύο ακροδέκτες εισόδου. Στην περίπτωση αυτή το τροποποιημένο κέρδος του τελεστικού ενισχυτή, καλείται κέρδος κλειστού βρόχου (closed-loop gain) και συμβολίζεται ως "ACL". Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό που προκύπτει από την προσθήκη του κλάδου ανάδρασης και το οποίο έχει συμβάλει ουσιαστικά στην ευρεία εξάπλωση των τελεστικών ενισχυτών είναι ότι, το κέρδος κλειστού βρόχου δεν εξαρτάται πλέον από τα εσωτερικά στοιχεία του τελεστικού ενισχυτή, αλλά μπορεί να ρυθμιστεί κατά βούληση από την τιμή της εξωτερικής αντίστασης του κλάδου ανατροφοδότησης (και γενικότερα από εξωτερικά στοιχεία). Ανάλογα σε ποια είσοδο θα συνδεθεί ο κλάδος ανάδρασης, διακρίνουμε δύο επιμέρους συνδεσμολογίες ενισχυτή, την αναστρέφουσα και την μη αναστρέφουσα. Ο χαρακτηρισμός της κάθε μιας θα γίνει κατανοητός στη συνέχεια.

Αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Η συνδεσμολογία του αναστρέφοντος ενισχυτή (inverting amplifier), επιτυγχάνεται με τη σύνδεση του κλάδου ανάδρασης στην αναστρέφουσα είσοδο, σχ. 2.22.



Σχήμα 2.22. Αναστρέφων ενισχυτής

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του παραπάνω κυκλώματος υπενθυμίζουμε ότι, βάσει των παραδοχών του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή, η αντίσταση εισόδου θεωρείται άπειρη και κατά συνέπεια τα απορροφούμενα ρεύματα από τις εισόδους είναι μηδενικά. Επιπλέον, λόγω του αρκετά υψηλού κέρδους ανοιχτού βρόχου, η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων θεωρείται μηδενική, υπό την προϋπόθεση ότι το κύκλωμα λειτουργεί στη

γραμμική περιοχή. Με βάση τις παρατηρήσεις αυτές και λαμβάνοντας υπόψη ότι η μη αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, έχουμε:

$$V_{(+)} = V_{(-)} = 0$$

Επομένως το ρεύμα εισόδου I_i , εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την πηγή και την αντίσταση εισόδου E_i και R_i αντίστοιχα. Δηλαδή

$$I_i = \frac{E_i}{R_i}, \quad \text{A} \quad (6)$$

Το ρεύμα αυτό αφού δεν μπορεί να διέλθει από τον ακροδέκτη (-) στον ακροδέκτη (+) της εισόδου του τελεστικού και να κλείσει κύκλωμα μέσω της γης, θα διέλθει μέσω της αντίστασης R_f του κλάδου ανάδρασης προκαλώντας πτώση τάσης.

$$V_{R_f} = I_i R_f = \frac{E_i}{R_i} R_f, \quad \text{V} \quad (7)$$

Οι δύο τάσεις V_{R_f} και V_o , έχουν ένα κοινό σημείο (τον ακροδέκτη εξόδου) και τα άλλα δύο σημεία τους έχουν δυναμικό μηδέν. Επομένως

$$V_o = -V_{R_f} = -\frac{R_f}{R_i} E_i = -A_{CL} E_i, \quad \text{V} \quad (8)$$

$$A_{CL} = \frac{R_f}{R_i} \quad (9)$$

Όπου

Το πρόσημο(-) στην (8), εισάγει μία διαφορά φάσης 180 στο σήμα εξόδου, σε σχέση με το σήμα εισόδου.

Παρατηρούμε ότι το κέρδος κλειστού βρόχου του ενισχυτή εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τις δύο εξωτερικές αντιστάσεις R_i και R_f . Επιλέγοντας κατάλληλες τιμές στις συγκεκριμένες αντιστάσεις μπορεί να ρυθμιστεί κατά βούληση, διευρύνοντας τη γραμμική περιοχή λειτουργίας στις απαιτήσεις της οποιασδήποτε εφαρμογής.

Το συνολικό ρεύμα στην έξοδο του ενισχυτή ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων εισόδου και φορτίου. Δηλαδή

$$I_o = I_i + I_L = \frac{E_i}{R_i} + \frac{V_o}{R_L}, \quad \text{A} \quad (10)$$

Προφανώς αν η πολικότητα της τάσης εισόδου αναστραφεί, θα αναστραφεί και η πολικότητα της τάσης εξόδου. Επιπλέον δεν υπάρχει περιορισμός στη μορφή της τάσης

εισόδου , δηλαδή μπορεί να είναι χρονικά μεταβαλλόμενη οποιασδήποτε μορφής .

Αθροιστής (inverting adder)

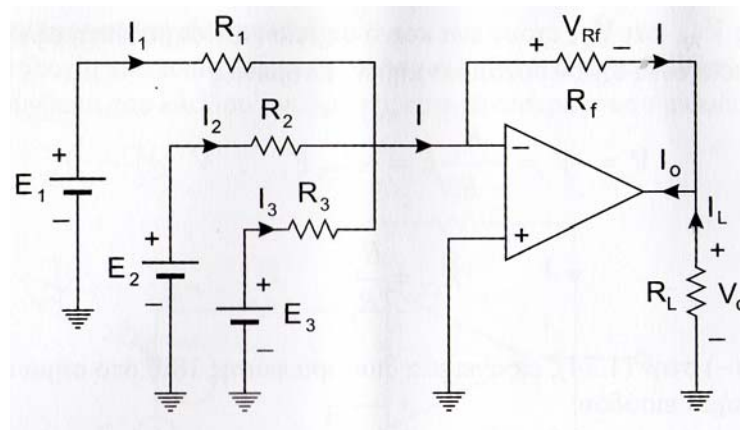
Με τη διάταξη του σχ.2.22, η οποία αποτελεί εφαρμογή του αναστρέφοντος ενισχυτή μπορούμε να αθροίσουμε οποιαδήποτε σήματα εισόδων με κατάλληλους συντελεστές βαρύτητας . Τα σήματα αυτά δεν είναι απαραίητο να είναι συνεχή , αλλά μπορεί να είναι οποιασδήποτε μορφής και πολικότητας .

Σύμφωνα με το σχ. 2.23 και λαμβάνοντας υπόψη την ανάλυση της λειτουργίας του αναστρέφοντος ενισχυτή, ισχύουν τα εξής

$$V_{(-)} = V_{(+)} = 0V \quad (11)$$

Τα ρεύματα εισόδου I_1 , I_2 , I_3 δίνονται από τις σχέσεις

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1} , \quad I_2 = \frac{E_2}{R_2} , \quad I_3 = \frac{E_3}{R_3} , \quad A \quad (12)$$



Σχήμα 2.23 Συνδεσμολογία αθροιστή

Επιπλέον

$$I = I_1 + I_2 + I_3 , \quad A \quad (13)$$

Επομένως

$$V_o = -V_f = -R_f I = - \left(\frac{R_f}{R_1} E_1 + \frac{R_f}{R_2} E_2 + \frac{R_f}{R_3} E_3 \right) , \quad V \quad (14)$$

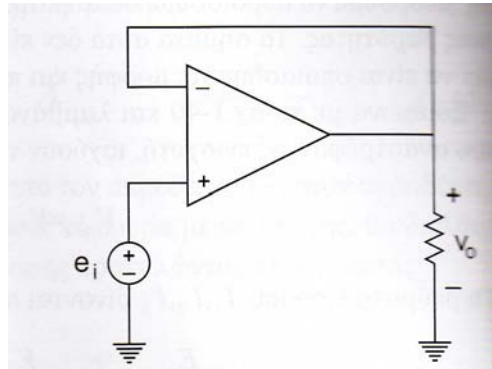
Πράγματι , σύμφωνα με την (14) , η τάση εξόδου προκύπτει από το άθροισμα των επιμέρους τάσεων εισόδου, με συντελεστές βαρύτητας τα επιμέρους κέρδη κλειστού βρόχου.

Στην ειδική περίπτωση όπου $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$, η (14) παίρνει τη μορφή

$$V_o = -(E_1 + E_2 + E_3) \quad , \quad V \quad (15)$$

Ακόλουθος τάσης

Για να είναι επιτυχής η σύζευξη μεταξύ δύο βαθμίδων , θα πρέπει η αντίσταση εξόδου της πρώτης βαθμίδας να είναι κατά πολύ μικρότερη της αντίστασης εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Σε αντίθετη περίπτωση , η δεύτερη βαθμίδα αποτελεί φορτίο για την πρώτη , με αποτέλεσμα την αλλοίωση της επιθυμητής λειτουργίας.



Σχήμα 2.24. Συνδεσμολογία ακόλουθης τάσης

Ο ακόλουθος τάσης (voltage follower) ή ενισχυτής απομόνωσης (buffer amplifier) , σχ. 2.24, αποτελεί την ιδανική λύση της «ενδιάμεσης βαθμίδας», για την προσαρμογή αντίστασης μεταξύ δύο βαθμίδων , στις οποίες οι απαιτήσεις απευθείας σύζευξης δεν ικανοποιούνται .

Σύμφωνα με το σχ.16 ισχύουν τα εξής

$$V_{(+)} = V_{(-)} = e_i \quad , \quad V \quad (16)$$

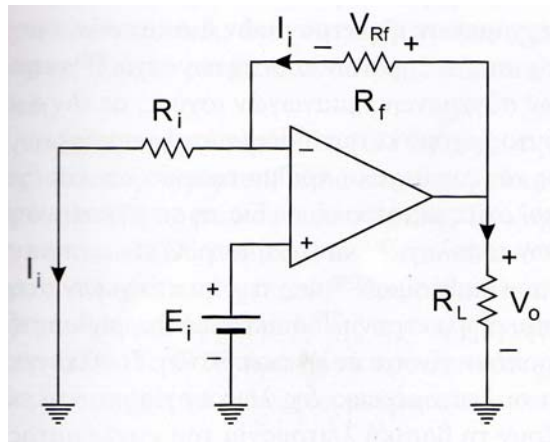
Αλλά λόγω της συγκεκριμένης σύνδεσης του κλάδου ανάδρασης

$$v_o = e_i \quad , \quad V \quad (17)$$

Επομένως σε κάθε χρονική στιγμή η τάση εξόδου ισούται κατά μέγεθος και φάση με την τάση εισόδου. Δηλαδή η τάση εξόδου «ακολουθεί» την τάση εισόδου , εξού και η ονομασία ακόλουθος τάσης. Προφανώς λόγω της (17) , το κέρδος του ακόλουθου τάσης ισούται με τη μονάδα.

Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Με την συνδεσμολογία του σχ. 2.25 του μη αναστρέφοντος ενισχυτή (non-inverting amplifier) η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι ίδια με εκείνη της τάσης εισόδου. Δηλαδή η φασική απόκλιση μεταξύ των δύο τάσεων είναι μηδενική. Ενώ η αντίσταση εισόδου του αναστρέφοντος ενισχυτή ισούται με την αντίσταση R_i (της τάξης των μερικών $K\Omega$), στην περίπτωση του μη αναστρέφοντος ενισχυτή είναι ίση με την αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή (της τάξης των $100 M\Omega$).



Σχήμα 2.25 Συνδεσμολογία μη αναστρέφοντος ενισχυτή

Με βάση το σχ. 2.25, ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις

$$V_{(-)} = V_{(+)} = E_i \quad , \quad \text{V} \quad (18)$$

Επομένως

$$I_i = \frac{V_{(-)}}{R_i} = \frac{E_i}{R_i} \quad , \quad \text{A} \quad (19)$$

Επιπλέον

$$V_{Rf} = I_i R_f = V_o - E_i \quad , \quad \text{V} \quad (20)$$

Αλλά από τις (19) και (20), έχουμε

$$V_o - E_i = E_i \frac{R_f}{R_i} \Rightarrow E_i \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) = V_o \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) E_i = A_{CL} E_i \quad (21)$$

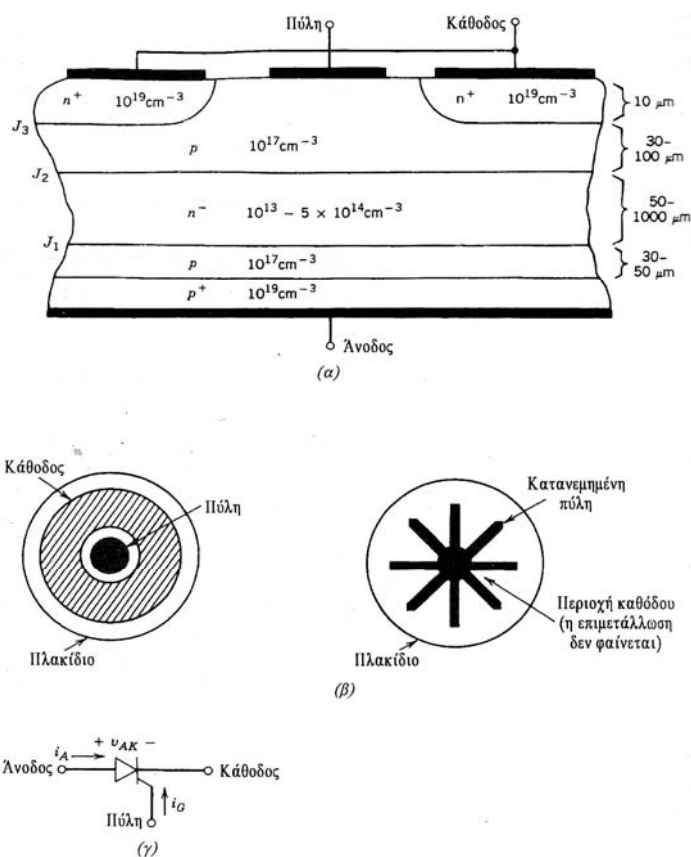
Επομένως στην περίπτωση του μη αναστρέφοντος ενισχυτή

$$A_{CL} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) = \left(\frac{R_i + R_f}{R_i} \right) \geq 1 \quad (22)$$

2.9 Thyristor

Τα θυρίστορ (ονομάζονται SCR, που σημαίνει ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου) είναι μια από τις παλαιότερες κατηγορίες (από το 1957 στα Εργαστήρια Ερευνών της GENERAL ELECTRIC) ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος και ακολουθούν να έχουν τη μεγαλύτερη ικανότητα διαχείρισης ισχύος. Έχουν μια δομή από τέσσερα στρώματα και αποτελούν έναν διακόπτη που μπορεί να ενεργοποιηθεί από τον ακροδέκτη ελέγχου (πύλη), αλλά δεν μπορεί να απενεργοποιηθεί από την πύλη. Οι ιδιότητες των θυρίστορ (ιδιαίτερα η ικανότητά τους να διαχειρίζονται μεγάλη ισχύ) εγγυώνται ότι πάντοτε θα έχουν σημαντικές εφαρμογές στα ηλεκτρονικά ισχύος. Για τον λόγο αυτό, ο σχεδιαστής και ο χρήστης ηλεκτρονικών ισχύος πρέπει να γνωρίζει τη λειτουργία των στοιχείων αυτών.

Βασική δομή



Σχήμα 2.26: Κατασκευαστικές λεπτομέρειες ενός τυπικού θυρίστορ:
(α)Κατακόρυφη διατομή (β)Διατάξεις πύλης και καθόδου
(γ)Κυκλωματικό σύμβολο

Στο σχ. 2.26α, δίνεται η κατακόρυφη τομή ενός τυπικού θυρίστορ. Στο σχήμα φαίνεται το κατά προσέγγιση πάχος καθενός από τα τέσσερα διαδοχικά στρώματα με προσμίξεις τύπου p και τύπου n καθώς και οι κατά προσέγγιση πυκνότητες των προσμίξεων. Για την κατασκευή ενός θυρίστορ ισχύος χρησιμοποιείται ένα πλήρες πλακίδιο από πυρίτιο με διάμετρο μέχρι 10 cm. Στο σχ. 2.26β φαίνονται δύο διαφορετικές διατάξεις πύλης και καθόδου. Η δομή με κατανεμημένη πύλη είναι για τα θυρίστορ με μεγάλη διάμετρο (10 cm), ενώ η δομή με εντοπισμένο ηλεκτρόδιο πύλης είναι για θυρίστορ με μικρότερη διάμετρο. Γενικά η διάταξη των πυλών και των καθόδων των θυρίστορ έχει μεγάλη ποικιλία ανάλογα

με τη διάμετρο του θυρίστορ, την επιθυμητή ικανότητα di/dt και την επιθυμητή περιοχή ταχυτήτων μετάβασης.

Στο σχ. 2.26γ δίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του θυρίστορ. Ουσιαστικά, πρόκειται για το σύμβολο της διόδου (ή ανορθωτή) στο οποίο έχει προστεθεί ένας τρίτος ακροδέκτης ελέγχου, η πύλη. Στο σχήμα φαίνονται οι φορές αναφοράς της τάσης και του ρεύματος του θυρίστορ.

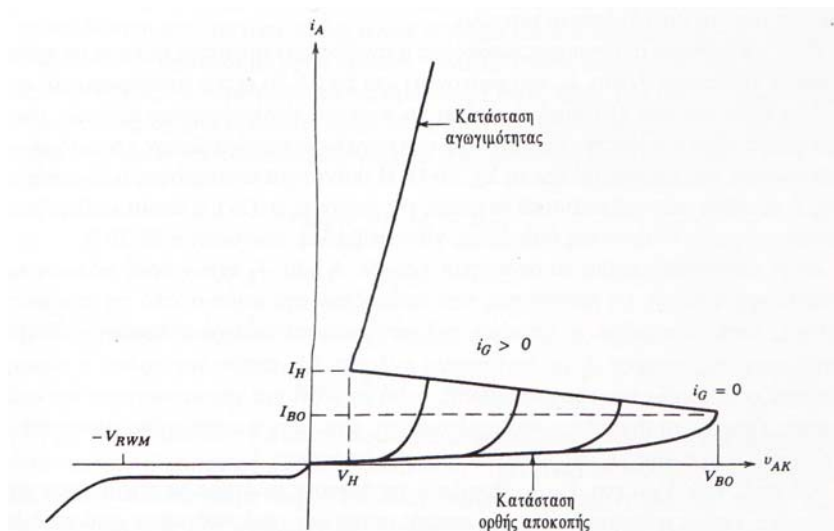
Η κατακόρυφη τομή του θυρίστορ είναι παρόμοια με την τομή του BJT, συμπεριλαμβανομένων και μερικών από τις πυκνότητες προσμίξεων και του πάχους ορισμένων στρωμάτων. Η κάθοδος βρίσκεται στην ίδια θέση με τον εκπομπό στο BJT και η θέση της πύλης στο θυρίστορ είναι ανάλογη με τη θέση της βάσης στο BJT. Η περιοχή η° στο θυρίστορ απορροφά το στρώμα εκκένωσης της επαφής που αποκόπτει την εφαρμοζόμενη τάση, όταν το θυρίστορ βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, και με τον τρόπο αυτό εκτελεί την ίδια λειτουργία με την περιοχή η° μετατόπισης συλλέκτη στο BJT.

Το στρώμα ρ που σχηματίζει την άνοδο του θυρίστορ είναι ένα χαρακτηριστικό της δομής του θυρίστορ που δεν βρίσκεται στο BJT. Αυτό το στρώμα ανόδου αναγκάζει το θυρίστορ να έχει ιδιότητες διαφορετικές από τις ιδιότητες του BJT.

Χαρακτηριστικές I-V

Η μοναδικότητα του θυρίστορ έγκειται κυρίως στη χαρακτηριστική του αμύλη $i-v$ (γραφική παράσταση του ρεύματος ανόδου i_A συναρτήσει της τάσης ανόδου-καθόδου VAK), η οποία φαίνεται στο σχ. 2.27. Στην ανάστροφη φορά το θυρίστορ εμφανίζεται ίδιο με την ανάστροφα πολωμένη diοδο, η οποία άγει πολύ μικρό ρεύμα μέχρι να πραγματοποιηθεί η διάσπαση χιονοστιβάδας. Στο θυρίστορ η μέγιστη ανάστροφη τάση ονομάζεται VRWM (υπάρχουν στοιχεία με τιμές της VRM μέχρι και 7000 V). Κατά την ορθή φορά το θυρίστορ έχει δύο ευσταθείς καταστάσεις που συνδέονται μεταξύ τους με μια ασταθή κατάσταση. Στην ασταθή κατάσταση η χαρακτηριστική $i-v$ εμφανίζει αρνητική αντίσταση. Η περιοχή μικρού ρεύματος- μεγάλης τάσης είναι η κατάσταση ορθής αποκοπής και η κατάσταση μικρής τάσης-μεγάλου ρεύματος είναι η κατάσταση αγωγιμότητας. Στη χαρακτηριστική $i-v$ φαίνονται και οι δυο αυτές καταστάσεις. Στην κατάσταση αγωγιμότητας ένα θυρίστορ μεγάλης ισχύος μπορεί να άγει ρεύματα μέχρι 2000-3000 A με πτώσεις τάσης μόνο μερικά volt.

Στους χρήστες ενδιαφέρουν ειδικές τιμές τάσης και ρεύματος στο τεταρτημόριο ορθής πόλωσης της χαρακτηριστικής $i-v$ και αυτές εμφανίζονται στα φυλλάδια των προδιαγραφών. Το ρεύμα συγκράτησης I_H παριστάνει το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να περάσει μέσα από το θυρίστορ και που μπορεί να διατηρεί το στοιχείο σε κατάσταση αγωγιμότητας. Αυτή η τιμή του ρεύματος και η αντίστοιχη τάση στα άκρα του στοιχείου, που ονομάζεται τάση συγκράτησης V_H , παριστάνουν τη μικρότερη δυνατή επέκταση του τμήματος αγωγιμότητας της χαρακτηριστικής $i-v$. Στην κατάσταση ορθής αποκοπής οι ποσότητες που ενδιαφέρουν είναι η τάση ορθής αποκοπής VBO (που μερικές φορές ονομάζεται τάση καμπής VBO, επειδή η καμπύλη $i-v$ κάμπτεται και μπαίνει στο τμήμα αγωγιμότητας) και το αντίστοιχο ρεύμα καμπής IBO.



Σχήμα 2.27: Χαρακτηριστική ρεύματος τάσης του θυρίστορ

Η τάση και το ρεύμα καμψής ορίζονται για μηδενικό ρεύμα πύλης, δηλαδή όταν η πύλη είναι ανοικτό κύκλωμα. Αν στο θυρίστορ εφαρμοστεί θετικό ρεύμα πύλης, τότε η μετάβασή του ή η καμπή του στην κατάσταση αγωγιμότητας θα συμβεί σε μικρότερες τιμές της τάσης ανόδου-καθόδου, όπως φαίνεται στο σχ. 2.27. Το θυρίστορ θα μεταβεί στην κατάσταση αγωγιμότητας με μικρές τιμές της V_{AK} , αν το ρεύμα πύλης είναι αρκετά μεγάλο. Αν και δεν φαίνεται στην χαρακτηριστική $i-v$, το ρεύμα πύλης μπορεί να μην είναι dc ρεύμα, αλλά και παλμός ρεύματος με κάποια ελάχιστη χρονική διάρκεια. Αυτή η ικανότητα του θυρίστορ να μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγιμότητας με παλμό ρεύματος υπήρξε η βάση των διαδεδομένων εφαρμογών του.

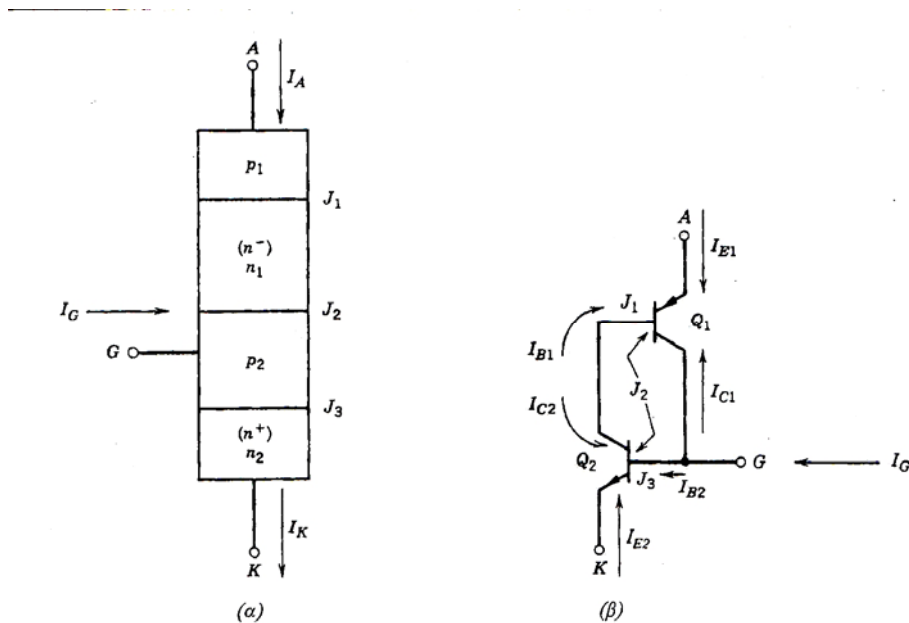
Ωστόσο, όταν το θυρίστορ βρίσκεται στην κατάσταση αγωγιμότητας, η πύλη δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να το οδηγήσει στην αποκοπή. Ο μόνος τρόπος αποκοπής του θυρίστορ είναι ο εξαναγκασμός από το εξωτερικό κύκλωμα του ρεύματος του στου στοιχείου να γίνει μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης για ένα ελάχιστο καθορισμένο χρονικό διάστημα. Έχουν αναπτυχθεί ειδικοί τύποι θυρίστορ που ονομάζονται GTO (gate turn-off, με αποκοπή από την πύλη), στα οποία το στοιχείο αποκόπτεται από την πύλη.

Φυσική της λειτουργίας του στοιχείου Κατάσταση αποκοπής

Όταν περιγράφουμε τη λειτουργία του θυρίστορ από τη φυσική πλευρά, μας βολεύει να θεωρούμε το στοιχείο σαν την ιδανική μονοδιάστατη δομή του σχ.2.28 α. Στο σχ.2.28β δίνεται ένα κατά προσέγγιση ισοδύναμο κύκλωμα για χαμηλές συχνότητες που αποτελείται από ένα transistor pnp και από ένα transistor npn . Το κύκλωμα αυτό προκύπτει εύκολα από το μονοδιάστατο μοντέλο.

Στην κατάσταση ανάστροφης αποκοπής η άνοδος έχει αρνητική πόλωση σε σχέση με την κάθοδο. Οι επαφές $J1$ και $J3$ που φαίνονται στο σχ.2.28α έχουν ανάστροφη πόλωση και η $J2$ έχει ορθή πόλωση. Η επαφή $J1$ πρέπει να αντέχει την ανάστροφη πόλωση, επειδή η $J3$ έχει μικρή τάση διάσπασης, ως συνέπεια των μεγάλων συγκεντρώσεων προσμίξεων και στις δυο πλευρές της επαφής. Η ικανότητα ανάστροφης αποκοπής της επαφής $J1$ συνήθως περιορίζεται από το μήκος της περιοχής n^+ (η_1), η οποία καθορίζεται κατά προσέγγιση από το όριο της διάσπασης χιονοστιβάδας που θέτει η :

$$W_d \geq W(BV_{BD}) \approx \frac{2BV_{BD}}{E_{BD}} = 1 \times 10^{-5} BV_{BD}$$



Σχήμα 2.28: Απλουστευμένα μοντέλα του θυρίστορ: (α)Μονοδιάστατο μοντέλο (β)ισοδύναμο κύκλωμα του θυρίστορ με δύο τρανζίστορ.

Στην κατάσταση ορθής αποκοπής οι επαφές J1 και J3 έχουν ορθή πόλωση και η J2 ανάστροφη πόλωση. Οι πυκνότητες των προσμίξεων στο καθένα από τα στρώματα είναι τέτοιες ώστε το στρώμα η⁻ (η1) να βρίσκεται εκεί όπου εμφανίζεται η περιοχή εκκένωσης της επαφής J2 με ανάστροφη πόλωση. Μ'αυτόν τον τρόπο η περιοχή αυτή καθορίζει και πάλι την τάση αποκοπής, αυτή τη φορά για την κατάσταση της ορθής αποκοπής. Γενικά, το θυρίστορ είναι σχεδιασμένο, έτσι ώστε η τάση ορθής αποκοπής VBO να είναι περίπου η ίδια με την τάση ανάστροφης αποκοπής VRWM.

Οι τιμές των VBO και VRWM αρχίζουν να πέφτουν απότομα με την αύξηση της θερμοκρασίας, καθώς η θερμοκρασία της επαφής ανεβαίνει χονδρικά πάνω από τους 150° C. Οι περισσότεροι κατασκευαστές καθορίζουν τη μέγιστη θερμοκρασία επαφής για τα θυρίστορ τους στους 125° C.

Με βάση τις συνθήκες πόλωσης των τριών επαφών στην κατάσταση ορθής αποκοπής, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι και τα δύο τρανζίστορ Q1 και Q2 στο ισοδύναμο κύκλωμα του θυρίστορ του σχ.2.28β βρίσκονται στην ενεργό περιοχή. Η αναγνώριση αυτού του γεγονότος κάνει δυνατή μια σχετικά απλή, αλλά σίγουρα μόνο ποιοτική, εξήγηση της χαρακτηριστικής i-v του θυρίστορ με ορθή πόλωση. Ένα BJT στην ενεργό περιοχή μπορεί, στις χαμηλές συχνότητες, να περιγραφεί με τις εξισώσεις Elbers-Moll. Για τα τρανζίστορ Q1 και Q2 στην ενεργό περιοχή οι εξισώσεις αυτές είναι οι παρακάτω:

$$I_{C1} = -a_1 I_{E1} + I_{CO1} \quad (1)$$

$$I_{C2} = -a_2 I_{E2} + I_{CO2} \quad (2)$$

Όπου το ρεύμα διαρροής ICO δίνεται από τη σχέση:

$$dv_F I_{CO} = I_{CS} [1 - a_f a_r] \quad (3)$$

Στην εξ. 3 το ICS είναι το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού της διόδου συλλέκτη-βάσης με ανοικτό τον εκπομπό και τα a_1 και a_2 (όπου $a \approx \beta/[1+\beta]$) είναι οι συντελεστές μεταφοράς βάσης για ορθή και ανάστροφη ενεργό λειτουργία αντίστοιχα των τρανζίστορ. [Σε ένα BJT η η ο συντελεστής μεταφοράς βάσης είναι ο λόγος του ρεύματος των ηλεκτρονίων στο συλλέκτη δια του εγχεόμενου ρεύματος ηλεκτρονίων στον εκπομπό, ή αν χρησιμοποιήσουμε τον συμβολισμό είναι $\alpha = I_{nc}/I_{ne}$].

Αν σημειώσουμε ότι είναι $I_A = I_E$ και $I_K = -I_E = I_A = I_G$ και θέσουμε το άθροισμα όλων των ρευμάτων στο τρανζίστορ ίσο με μηδέν, τότε μπορούμε να δείξουμε ότι το I_A δίνεται από τη σχέση

$$I_A = \frac{a_2 I_G + I_{CO1} + I_{CO2}}{1 - (a_1 + a_2)} \quad (4)$$

Στην κατάσταση αποκοπής το άθροισμα των $a_1 + a_2$ πρέπει να είναι πολύ μικρότερο από τη μονάδα, έτσι ώστε το ρεύμα ανόδου I_A να διατηρηθεί αρκετά μικρό, από μA σε θυρίστορ μικρών ρευμάτων μέχρι μερικές εκατοντάδες mA σε θυρίστορ για μεγάλα ρεύματα.

Διαδικασία μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας

Η εξ. 4 δείχνει ότι αν το άθροισμα $a_1 + a_2$ πλησιάζει τη μονάδα, το ρεύμα ανόδου θα γίνει όσο μεγάλο θέλουμε. Αν συμβεί κάτι τέτοιο, το θυρίστορ θα βρίσκεται στο σημείο καμπής, όπου ετοιμάζεται να εισέλθει στην κατάσταση αρνητικής αντίστασης, στην οποία η απολαβή του ρεύματος (β) και των δυο BJT είναι μεγαλύτερη από 1. Η περιοχή αρνητικής αντίστασης είναι ασταθής εξαιτίας της αναγεννητικής σύνδεσης (θετικής ανάδρασης) των δυο τρανζίστορ. Όταν βρεθεί το στοιχείο σ' αυτήν την περιοχή θα μεταφερθεί μόνο του στην ευσταθή κατάσταση αγωγιμότητας. Έτσι, το κλειδί για τη διαδικασία έναρξης της αγωγιμότητας είναι η κατανόηση του τρόπου αύξησης των συντελεστών μεταφοράς βάσης (α) του BJT από τις μικρές τιμές της κατάστασης αποκοπής μέχρι το σημείο όπου το άθροισμά τους γίνεται ίσο με τη μονάδα.

Ο μηχανισμός που προκαλεί την αύξηση των α είναι η ανάπτυξη της περιοχής εκκένωσης της επαφής J2 μέσα στο στρώμα n_1 καθώς αυξάνει η τάση ανόδου-καθόδου. Αυτό προκαλεί την ελάττωση του ενεργού πάχους της βάσης του BJT $p_1 n_1 p_2$ και την αύξηση του α $p_1 n_1 p_2$. Η επέκταση του στρώματος εκκένωσης της J2 στην περιοχή p_2 (την περιοχή του τρανζίστορ $n_1 p_1$) θα προκαλέσει παρόμοια μίαν αύξηση του α $n_1 p_1$.

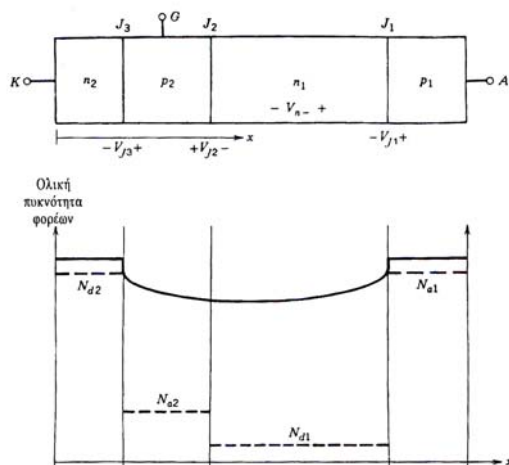
Ο συνδυασμός της σύνδεσης θετικής ανάδρασης των BJT $n_1 p_1$ και $p_1 n_1 p_2$ και της εξάρτησης των συντελεστών μεταφοράς βάσης από το ρεύμα είναι αυτό που καθιστά δυνατή την μετάβαση του θυρίστορ στην κατάσταση αγωγιμότητας από τον ακροδέκτη πύλης. Αν στο τρανζίστορ εφαρμοστεί ένα αρκετά μεγάλο θετικό ρεύμα πύλης, θα πραγματοποιηθεί έγχυση αρκετής ποσότητας ηλεκτρονίων κατά μήκος της ορθά πολωμένης επαφής J3 στο στρώμα βάσης p_2 του τρανζίστορ $n_1 p_1$. Τα ηλεκτρόνια θα διαχυθούν κατά μήκος της βάσης και θα απλώσουν κατά μήκος της επαφής J2 στο στρώμα βάσης n_1 του τρανζίστορ $p_1 n_1 p_2$.

Αυτά τα επιπλέον ηλεκτρόνια στο στρώμα n_1 θα έχουν δύο ταυτόχρονες συνέπειες. Η πρώτη είναι ότι θα αυξηθεί το πάχος του στρώματος εκκένωσης της επαφής J2, επειδή χρειάζονται επιπλέον θετικά φορτία χώρου από ιονισμένους δότες, για να αντισταθμίσουν εν μέρει τα αρνητικά φορτία χώρου των ηλεκτρονίων. Αυτή η ανάπτυξη του στρώματος εκκένωσης στο στρώμα n_1 θα ελαττώσει το ενεργό πάχος της βάσης του τρανζίστορ $p_1 n_1 p_2$ και έτσι θα αναγκάσει το α $n_1 p_1$ να γίνει μεγαλύτερο. Η δεύτερη συνέπεια είναι ότι η έγχυση των φορέων πλειονότητας (ηλεκτρονίων) στη βάση του τρανζίστορ $p_1 n_1 p_2$ θα προκαλέσει την έγχυση των οπών σ' αυτό το στρώμα βάσης 9εξαιτίας της απαίτησης για ουδετερότητα των φορτίων χώρου) με έγχυση από την επαφή βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ $p_1 n_1 p_2$ (της επαφής $p_1 n_1$). Οι εγχεόμενες οπές θα διαχυθούν κατά μήκος της βάσης και θα απλώσουν

κατά μήκος της περιοχής εκκένωσης της επαφής J2 και μέσα στην περιοχή βάσης του BJT npn. Αυτές οι οπές θα προκαλέσουν επιπλέον αύξηση της έγχυσης ηλεκτρονίων (επειδή το θετικό φορτίο χώρου των οπών έλκει τα ηλεκτρόνια από το στρώμα n2.) στην περιοχή της βάσης του BJT npn. Τα επιπλέον εγχεόμενα ηλεκτρόνια θα επαναλάβουν τον ίδιο κύκλο. Έτσι αυτή η θετική ενίσχυση προκαλεί μια αναγεννητική διαδικασία (θετική ανάδραση). Αυτή η αναγεννητική δράση μεταφέρει το θυρίστορ στην κατάσταση αγωγιμότητας. Η μεγάλη ροή ρεύματος ανάμεσα στην άνοδο και την κάθοδο εγχέει αρκετούς φορείς στην περιοχή βάσης, ώστε το BJT να διατηρείται σε κορεσμό χωρίς οποιαδήποτε συνεχή μεταφορά ρεύματος πύλης. Αυτή είναι και η προέλευση της μανδάλωσης του θυρίστορ.

Κατάσταση αγωγιμότητας

Στην κατάσταση αγωγιμότητας υπάρχει μεγάλη έγχυση φορέων μειονότητας και στις τέσσερις περιοχές της δομής των θυρίστορ. Στο σχ.2.29 φαίνεται η κατανομή των αποθηκευμένων φορτίων. Η επαφή J2 έχει ορθή πόλωση και τα BJT στο ισοδύναμο κύκλωμα είναι κορεσμένα. Στην περίπτωση αυτή θα υπάρξουν μεγάλα ρεύματα κατά την ορθή φορά (που υπαγορεύονται από το εξωτερικό κύκλωμα) και αναπτύσσεται μόνο μια μικρή πτώση τάσης κατά την ορθή φορά, εξαιτίας της μεγάλης διαμόρφωσης της αγωγιμότητας που εκφράζεται από την κατανομή των αποθηκευμένων φορτίων στο σχ.2.29.



Σχήμα 2.29: Κατανομή φορέων στο θυρίστορ στην κατάσταση αγωγιμότητας

Η τάση αγωγιμότητας δίνεται από τη σχέση:

$$V_{AK(on)} = V_{J1} - V_{J2} + V_{J3} + V_{n0} \quad (5)$$

Όπου οι VJ είναι οι τάσεις επαφής με ορθή πόλωση (0,7-0,9 V). Η V_{n0} είναι της τάξης των μερικών δεκάτων του volt και είναι σχετικά ανεξάρτητη από το ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο. Η τάση αυτή δίνεται κατά προσέγγιση από την εξίσωση:

$$V_d \approx \frac{W_d^2}{(\mu_n + \mu_p) \tau}$$

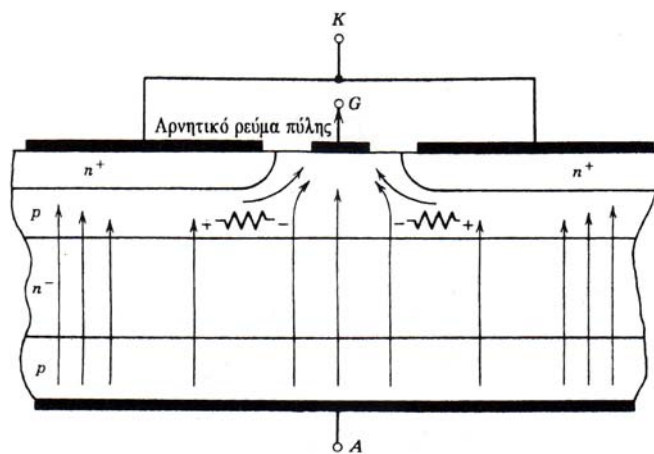
Σε μεγάλες πυκνότητες ρεύματος η τάση αγωγιμότητας θα αυξάνει, όταν αυξάνει το ρεύμα, εξαιτίας επανασύνδεσης Auger και της ελάττωσης της ευκινησίας των φορέων, καθώς και εξαιτίας παρασιτικών ωμικών αντιστάσεων. Το συνολικό αποτέλεσμα αυτών των παραγόντων είναι μια αντίσταση στην κατάσταση αγωγιμότητας.

Διαδικασία μετάβασης στην κατάσταση αποκοπής

Από τη στιγμή που το θυρίστορ είναι μανδαλωμένο στην κατάσταση αγωγιμότητας, ο ακροδέκτης πύλης δεν ελέγχει πλέον την κατάσταση του στοιχείου. Ειδικότερα, η πύλη δεν μπορεί να

χρησιμοποιηθεί για την αποκοπή του θυρίστορ. Η αποκοπή μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο από το εξωτερικό κύκλωμα, με την ελάττωση του ρεύματος ανόδου κάτω από το ρεύμα συγκράτησης για μια ελάχιστη καθορισμένη χρονική περίοδο. Κατά την διάρκεια αυτής της περιόδου, η ταυτόχρονη δράση της εσωτερικής επανασύνδεσης και της απομάκρυνσης των φορέων θα απομακρύνει αρκετό αποθηκευμένο φορτίο, ώστε τα BJT να βγουν από τον κορεσμό και να μπουν στην ενεργό περιοχή. Τότε το στοιχείο θα διακόψει τη λειτουργία του μέσω της αναγεννητικής σύνδεσης των τρανζίστορ.

Στο κοινό θυρίστορ ένα αρνητικό ρεύμα πύλης δεν μπορεί να διακόψει τη λειτουργία του στοιχείου, επειδή η περιοχή καθόδου έχει πολύ μεγαλύτερη επιφάνεια από την επιφάνεια πύλης. Όταν περάσει ένα αρνητικό ρεύμα πύλης, αυτό μπορεί να πολώσει ανάστροφα την επαφή πύλης-καθόδου (επαφή βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ n_{pn}) μόνο τοπικά, όπως φαίνεται στο σχ.2.30. Οι πλευρικές πτώσεις τάσης στην περιοχή p_2 , που προκαλούνται από το αρνητικό I_g , θα έχουν ως αποτέλεσμα την πύκνωση του ρεύματος προς το κέντρο της περιοχής καθόδου, όμοια με την πύκνωση του ρεύματος του εκπομπού κατά την αποκοπή του BJT. Το ρεύμα ανόδου, που τώρα διέρχεται περισσότερο από το κέντρο κάθε περιοχής καθόδου, διατηρεί την επαφή πύλης-καθόδου πολωμένη κατά την ορθή φορά σ' αυτή την κεντρική περιοχή και το θυρίστορ παραμένει στην κατάσταση αγωγιμότητας παρά το αρνητικό ρεύμα πύλης.

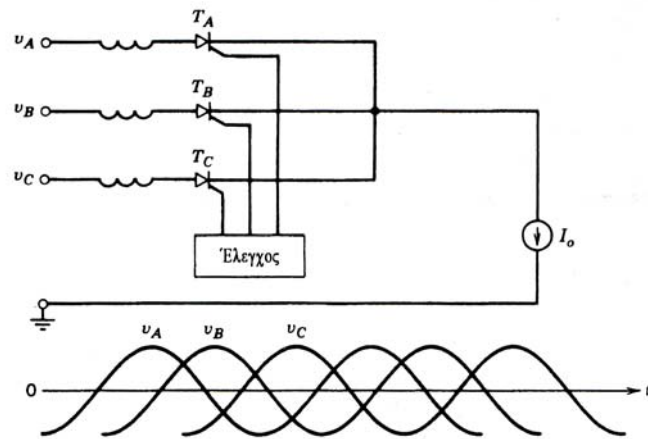


Σχήμα 2.30: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος κατά την μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής με αρνητικό ρεύμα πύλης, που δείχνει την πύκνωση ρεύματος στο κέντρο της καθόδου

Διακοπτικά χαρακτηριστικά

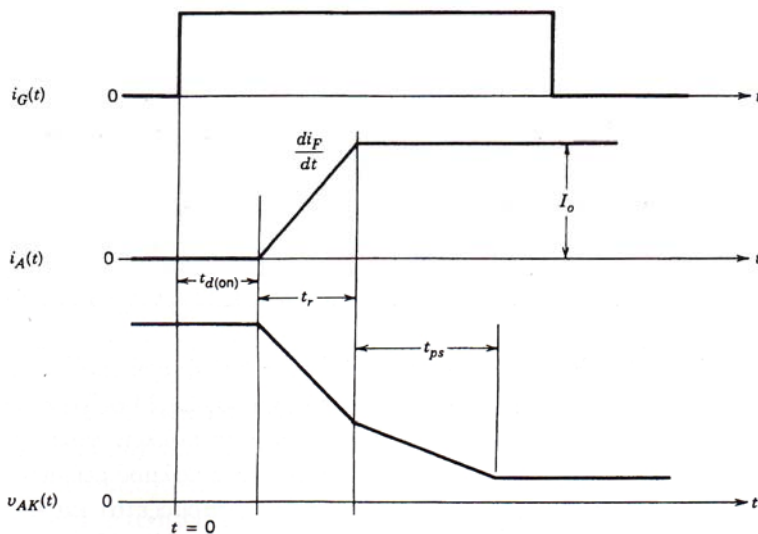
Μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας και περιορισμοί di/dt

Όταν περιγράφουμε τη μετάβαση του θυρίστορ στην κατάσταση αγωγιμότητας, θα υποθέτουμε ότι το στοιχείο βρίσκεται τοποθετημένο στο κύκλωμα του σχ.2.31.



Σχήμα 2.31: Ελεγχόμενος ανορθωτής πολλών φάσεων με θυρίστορ

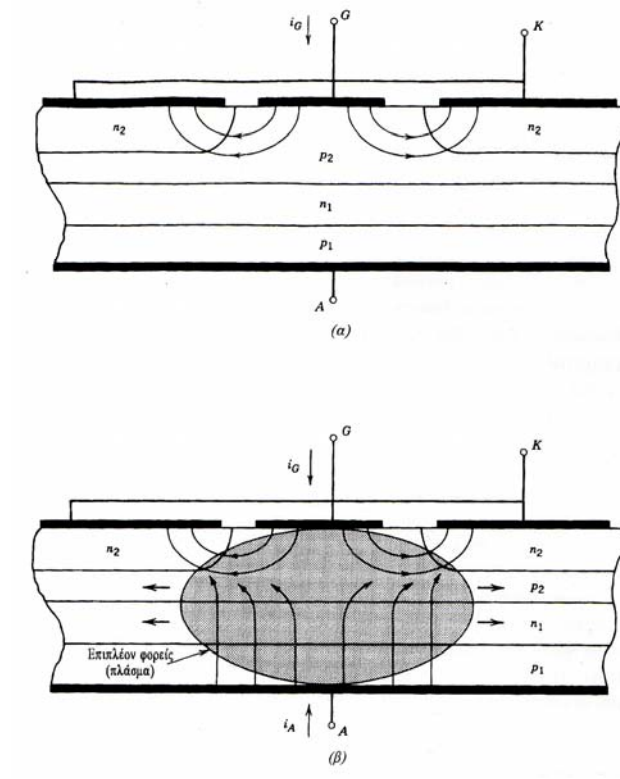
Το κύκλωμα αυτό είναι ένα απλουστευμένο διάγραμμα ελεγχόμενου ανορθωτή πολλών φάσεων. Η έναυση ενός θυρίστορ επιτυγχάνεται με την εφαρμογή στην πύλη ενός παλμού ρεύματος με συγκεκριμένο πλάτος και χρονική διάρκεια. Το ρεύμα πύλης εφαρμόζεται κατά τη χρονική στιγμή $t=0$, όπως φαίνεται στο σχ.2.32, στο θυρίστορ T_A του σχ.6, όπου το $t=0$ αντιστοιχεί σε χρονική στιγμή κατά την οποία η τάση στην φάση A είναι μεγαλύτερη απ'ότι στις άλλες δύο φάσεις.



Σχήμα 2.32: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του thyristor κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας

Στο σχ.2.32 δίνονται οι κυματομορφές που προκύπτουν για το ρεύμα ανόδου και την τάση ανόδου-καθόδου. Το ρεύμα ανόδου αυξάνει με σταθερή ταχύτητα di/dt , η οποία καθορίζεται από το εξωτερικό κύκλωμα, εξαιτίας των χρόνων μετάβασης άλλων στοιχείων ή εξαιτίας της παρασιτικής επαγωγής του κυκλώματος. Μπορούν να οριστούν τρία διακριτά χρονικά διαστήματα: ο χρόνος καθυστέρησης της αγωγιμότητας $t_d(on)$, ο χρόνος ανόδου t_r και ο χρόνος εξάπλωσης t_{ps} .

Κατά τη διάρκεια του χρόνου καθυστέρησης της αγωγιμότητας, το θυρίστορ φαίνεται να παραμένει στην κατάσταση αποκοπής. Ωστόσο, κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, το ρεύμα πύλης εγγεί επιπλέον φορείς στο στρώμα p_2 κοντά στην επαφή πύλης, όπως φαίνεται στο σχ.2.33 α.



Σχήμα 2.33

Αυτή η αύξηση των επιπλέον φορέων προκαλεί την αύξηση του αθροίσματος των συντελεστών μεταφοράς βάσης $\alpha_1 + \alpha_2$ μέχρι να γίνει ίσο με τη μονάδα. Στο σημείο αυτό το θυρίστορ βρίσκεται στην καμπή και όπως φαίνεται στο σχ. 2.33, κοντά στις περιοχές βάσης αρχίζει μεγάλη έγχυση ηλεκτρονίων στο στρώμα p_2 από το στρώμα της καθόδου n_2 και έγχυση οπών από το στρώμα p_1 στο στρώμα n_1 . Το ρεύμα ανόδου αρχίζει να αυξάνει και το γεγονός αυτό σημειώνει το τέλος του χρόνου καθυστέρησης της αγωγιμότητας και την αρχή του χρονικού διαστήματος ανόδου.

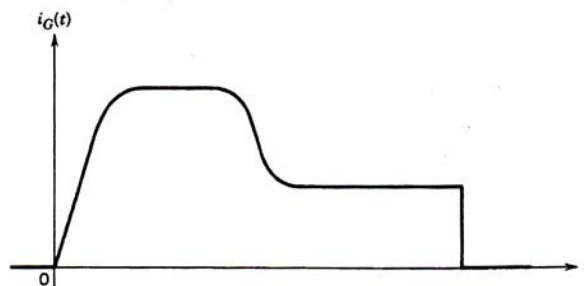
Κατά τον χρόνο της ανόδου κοντά στις περιοχές βάσης δημιουργείται μια μεγάλη πυκνότητα επιπλέον φορέων ή πλάσμα, η οποία στη συνέχεια απλώνει πλευρικά κατά μήκος του μετώπου της καθόδου μέχρι να γεμίσει με μεγάλη πυκνότητα επιπλέον φορέων όλη η διατομή του θυρίστορ. Ταυτόχρονα, αρχίζει και αναπτύσσεται έγχυση φορέων από την περιοχή ανόδου p_1 στο στρώμα n που αποτελεί τη βάση του τρανζίστορ pnp . Η ταχύτητα αύξησης του ρεύματος είναι συνήθως αρκετά μεγάλη, ώστε το ρεύμα της ανόδου να αποκτά τη σταθερή του τιμή της κατάστασης αγωγιμότητας σε σημαντικά μικρότερους χρόνους απ' ό τι χρειάζεται για να απλωθεί πλευρικά η έγχυση επιπλέον φορέων κατά μήκος όλου του μετώπου της περιοχής της καθόδου. Όταν το ρεύμα ανόδου φτάσει την τιμή που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας τελειώνει το χρονικό διάστημα ανόδου του ρεύματος.

Καθώς δημιουργείται και αναπτύσσεται η πυκνότητα των επιπλέον φορέων, όπως φαίνεται στο σχ.2.33β, αρχίζει να πέφτει η τάση ανόδου-καθόδου. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου η πτώση τάσης είναι αρκετά απότομη, επειδή οι εντοπισμένες περιοχές μεγάλων πυκνοτήτων επιπλέον φορέων κοντά στις περιοχές βάσης ελαττώνουν αισθητά την ικανότητα αποκοπής του θυρίστορ. Ακόμη και όταν τελειώσει το χρονικό διάστημα ανόδου, το πλάσμα εξακολουθεί να απλώνει στην πλευρική επιφάνεια του θυρίστορ, όπως φαίνεται

στο σχ. 2.33β, μέχρι να βραχυκυκλωθεί εντελώς το θυρίστορ από τις μεγάλες πυκνότητες επιπλέον φορέων. Το χρονικό διάστημα που χρειάζεται το πλάσμα για να απλωθεί από τις αρχικές περιοχές γύρω από τους ακροδέκτες πύλης σ'όλη την επιφάνεια διατομής του στοιχείου είναι ο χρόνος εξάπλωσης του πλάσματος t_{ps} . Οι συνηθισμένοι χρόνοι εξάπλωσης του πλάσματος δίνονται ως συνάρτηση της ταχύτητας εξάπλωσης του πλάσματος που έχει τιμή 20-200 $\mu\text{m}/\mu\text{s}$. Σε στοιχεία μεγάλης ισχύος με διάμετρο εκατοστών του μέτρου, για να μεταβεί το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας μπορεί να χρειαστούν αρκετές εκατοντάδες μs , αν το πλάσμα πρέπει να απλωθεί από ένα μόνο ηλεκτρόδιο πύλης, όπως φαίνεται στο σχ.2.26β. Η ταχύτητα πτώσης της τάσης κατά τη διάρκεια του χρόνου εξάπλωσης του πλάσματος είναι μικρότερη, επειδή το t_{ps} είναι μεγαλύτερο από το t_r και επειδή το μεγαλύτερο τμήμα της πτώσης τάσης πραγματοποιείται κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_r .

Είναι σημαντικό η ταχύτητα ανόδου του ρεύματος της ανόδου να διατηρηθεί μικρότερη από μια μέγιστη τιμή, που δίνεται στα φυλλάδια των προδιαγραφών του θυρίστορ. Αν η diF/dt ξεπεράσει αυτό το μέγιστο, το στοιχείο μπορεί να πάθει βλάβη ή να καταστραφεί. Αυτή η βλάβη μπορεί να συμβεί, επειδή οι μεγάλες τιμές αύξησης του ρεύματος σημαίνουν ότι ο χρόνος ανόδου θα είναι μικρός και κατά συνέπεια η περιοχή γύρω από την πύλη του θυρίστορ, όπου θα εκκινήσει η μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, θα είναι αρκετά μικρή στο τέλος του χρονικού διαστήματος ανόδου σε σύγκριση με την ολική διατομή του στοιχείου. Επιπλέον, η μικρή περιοχή από την οποία θα εκκινήσει η μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας σημαίνει ότι κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου, η πτώση τάσης στα άκρα του θυρίστορ δεν θα έχει πέσει πολύ από την τιμή της κατάστασης αποκοπής. Έτσι η στιγμιαία κατανάλωση κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_r θα είναι και μεγάλη και περιορισμένη σε σχετικά μικρό όγκο. Σε μια τέτοια περίπτωση ο ρυθμός απομάκρυνσης της θερμότητας θα είναι μικρότερος από τον ρυθμό κατανάλωσης ισχύος και έτσι η εσωτερική θερμοκρασία της περιοχής μπορεί να γίνει τόσο μεγάλη, ώστε να προκληθεί θερμική βλάβη στην περιοχή και συνεπώς βλάβη ή καταστροφή του στοιχείου.

Μεγαλύτερες τιμές του ρεύματος πύλης κατά την διάρκεια των χρονικών διαστημάτων $t_d(\text{on})$ και t_r θα αυξήσουν το εύρος της περιοχής εκκίνησης, επειδή παρέχονται μεγαλύτερες ποσότητες επιπλέον φορέων. Η αύξηση της περιοχής εκκίνησης της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας θα ελαττώσει τη μέγιστη στιγμιαία κατανάλωση ισχύος. Για τον λόγο αυτό, το ρεύμα πύλης που εφαρμόζεται είναι συχνά μεγάλο στην αρχή και καθώς περνά ο χρόνος ελαττώνεται σταδιακά, όπως φαίνεται στο σχ.2.34. Ακόμη, υπάρχουν τροποποιήσεις στη δομή, οι οποίες μπορούν να βελτιώσουν τη μέγιστη τιμή της diF/dt .

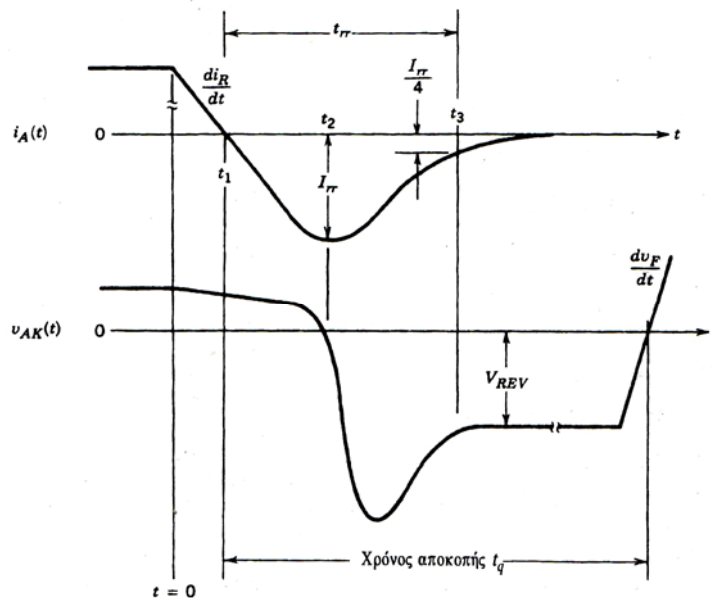


Σχήμα 2.34

Μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής

Η αποκοπή του θυρίστορ απαιτεί το στοιχείο να είναι ανάστροφα πολωμένο από το εξωτερικό κύκλωμα για μια ελάχιστη χρονική περίοδο. Για το θυρίστορ TA του σχ.2.31 η

αποκοπή αρχίζει, όταν αρχίζει να άγει το θυρίστορ TB, πράγμα που μπορεί να γίνει όταν η τάση στη φάση B είναι μεγαλύτερη από την τάση στη φάση A. Είναι φανερό ότι μεγαλύτερη τάση της φάσης B θα πολώσει ανάστροφα το TA μόλις το TB βρεθεί σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Ο χρόνος έναυσης ενός θυρίστορ είναι αισθητά μικρότερος από τον χρόνο σβέσης. Έτσι, αφού εξετάζουμε τη σβέση του TA, η έναυση του TB είναι σχεδόν ακαριαία.



Σχήμα 2.35

Ωστόσο, η μετάβαση του ρεύματος από το TA στο TB δεν θα είναι ακαριαία, αλλά θα πραγματοποιηθεί μέσα σε παρατεταμένη χρονική περίοδο, όπως φαίνεται στις κυματομορφές σβέσης του TA του σχ. 2.35. Το ρεύμα που διέρχεται από το TA αρχίζει να ελαττώνεται τη χρονική στιγμή $t=0$ με σταθερό ρυθμό di_R/dt , που ελέγχεται από το εξωτερικό κύκλωμα. Η όλη διαδικασία σβέσης του θυρίστορ μοιάζει αρκετά με τη μετάβαση στην αποκοπή της διόδου ισχύος. Καθώς το ρεύμα ελαττώνεται, οι επιπλέον φορείς στις τέσσερις περιοχές του θυρίστορ ελαττώνονται από τις τιμές που έχουν στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας και δίνονται στην κατανομή των φορέων του σχ.2.29 με έναν συνδυασμό εσωτερικής επανασύνδεσης και απομάκρυνσης φορέων.

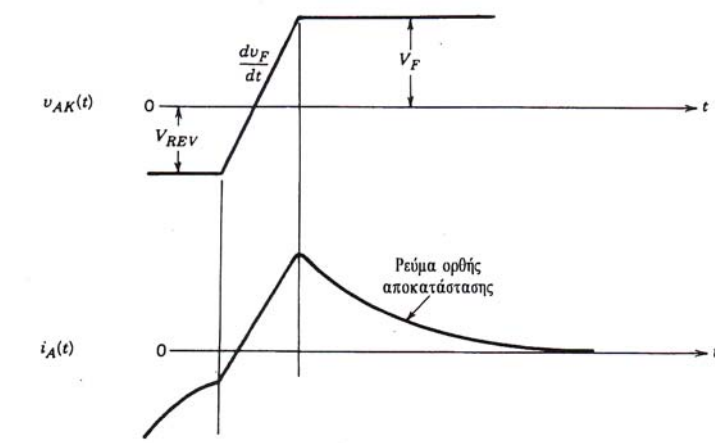
Καθώς προχωρά ο χρόνος, το ρεύμα συνεχίζει να ελαττώνεται και γρήγορα περνά από το μηδέν τη στιγμή t_1 και στη συνέχεια αυξάνεται προς αρνητικές τιμές, όπως φαίνεται στο σχ.10. Η τάση στα άκρα του θυρίστορ παραμένει μικρή και θετική μέχρι τη στιγμή που είτε η επαφή J1 είτε η επαφή J3 αρχίζει να πολώνεται ανάστροφα, κάτι που δεν συμβαίνει πριν μηδενιστεί η πυκνότητα των επιπλέον φορέων στην επαφή. Συνήθως η πρώτη επαφή που πολώνεται ανάστροφα είναι η J3, πράγμα που γίνεται τη στιγμή t_2 στο σχ.2.35 και στη συνέχεια πολύ γρήγορα έρχεται σε κατάσταση διάσπασης χιονοστιβάδας, καθώς η τάση ανόδου-καθόδου γίνεται αρνητική, επειδή οι μεγάλες προσμίξεις στα στρώματα n2 και p2 σημαίνουν ότι η ικανότητα ανάστροφης αποκοπής αυτής της επαφής δεν είναι πολύ μεγάλη (συνήθως 20-30 V).

Κατά τη χρονική στιγμή t_2 ή λίγο μετά από αυτήν, η κατανομή των επιπλέον φορέων στο θυρίστορ δεν είναι πλέον αρκετά μεγάλη για να συντηρεί το διαρκώς αυξανόμενο αρνητικό ρεύμα ανόδου και έτσι το ρεύμα φτάνει στη μέγιστη αρνητική τιμή του I_{TT} και αρχίζει να επιστρέφει προς το μηδέν. Περίπου την ίδια χρονική στιγμή η πυκνότητα των επιπλέον φορέων στην επαφή J3 γίνεται μηδέν και η επαφή πολώνεται ανάστροφα. Η αύξηση της αρνητικής τάσης ανόδου-καθόδου, που άρχισε τη στιγμή t_2 , συνεχίζει να ξεπερνά την τιμή

$V_{REV} = V_B - V_A$, η οποία τελικά θα εφαρμοστεί στο θυρίστορ TA από το κύκλωμα. Η υπέρταση προέρχεται από την επαγωγή του κυκλώματος και καθορίζεται από το πόσο γρήγορα το ρεύμα ανόδου γίνεται μηδενικό από τη μέγιστη ανάστροφη τιμή του I_{rr} .

Χρόνος σβέσης και περιορισμοί dv_F/dt

Στην περίπτωση της διόδου ισχύος ορίστηκε ότι το μεταβατικό φαινόμενο της ανάστροφης αποκατάστασης τελειώνει όταν το ανάστροφο ρεύμα έχει ελαττωθεί σε κάποια μικρή τιμή, όπως είναι η τιμή $1/4 I_{rr}$ ή η τιμή $1/10 I_{rr}$. Αυτό σημειώνεται στην κυματομορφή του ρεύματος ανόδου του σχ.2.35 ως τη χρονική στιγμή t_3 . Ωστόσο, ένας τέτοιος ορισμός δεν είναι κατάλληλος για το θυρίστορ. Ακόμη και σε χρονικές στιγμές όπως είναι η t_3 , εξακολουθούν να παραμένουν αρκετοί επιπλέον φορείς στις περιοχές n_1 και p_2 του θυρίστορ. Αν στο θυρίστορ εφαρμοστεί πάλι μια ορθή τάση με ταχύτητα dv_F/dt , όπως φαίνεται στο σχ.2.36, θα υπάρξει ένας παλμός ελαττούμενου ορθού ρεύματος, ένα ορθό ρεύμα αποκατάστασης, καθώς οι παραμένοντες επιπλέον φορείς, που μόλις αναφέραμε, συνεχίζουν ταυτόχρονα να επανασυνδέονται εσωτερικά και να απομακρύνονται από την αυξανόμενη ορθή τάση.



Σχήμα 2.36

Ο παλμός του ορθού ρεύματος αποκατάστασης ίσως να έχει το ίδιο αποτέλεσμα μ'έναν παλμό ρεύματος πύλης, που εφαρμόζεται επίτηδες. Αν το ρεύμα ορθής αποκατάστασης είναι αρκετά μεγάλο, μπορεί να φέρει το θυρίστορ σε κατάσταση αγωγιμότητας, ακόμα και αν αυτό δεν είναι ο σκοπός μας. Επειδή όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του dv_F/dt , τόσο μεγαλύτερο θα είναι το μέγιστο ρεύμα ορθής αποκατάστασης, πρέπει να γίνουν δυο πράγματα, για να προλάβουμε την κατά λάθος έναυση του θυρίστορ. Το πρώτο είναι ότι πρέπει να μεγαλώσει πέρα από το χρόνο t_3 ο χρόνος που το θυρίστορ διατηρείται σε μια κατάσταση ανάστροφης αποκοπής. Οι κατασκευαστές ορίζουν για τα θυρίστορ ένα χρόνο σβέσης t_q , ο οποίος παριστάνει τον ελάχιστο χρόνο κατά τον οποίο το θυρίστορ πρέπει να παραμείνει σε κατάσταση ανάστροφης αποκοπής πριν εφαρμοστεί οποιαδήποτε νέα ορθή πόλωση. Αυτός ο χρόνος σβέσης έχει συνήθως διάρκεια ίση με αρκετούς χρόνους ζωής των επιπλέον φορέων.

Το δεύτερο είναι ότι η ταχύτητα αύξησης dv_F/dt της επανεφαρμοζόμενης ορθής τάσης πρέπει να διατηρηθεί μικρότερη από μια μέγιστη τιμή, η οποία επίσης καθορίζεται από τον κατασκευαστή του στοιχείου. Αυτή η μέγιστη τιμή συνήθως βρίσκεται από την ένταση του ρεύματος μετατόπισης που μπορεί να προκαλέσει μια δεδομένη dv_F/dt μέσα από τη χωρητικότητα των φορτίων χώρου της επαφής J2. Αν αυτό το ρεύμα μετατόπισης $C_j 2dv_F/dt$ ξεπεράσει το ρεύμα καμψής IBO, τότε ίσως το αποτέλεσμα να είναι η έναυση του στοιχείου. Κατά συνέπεια η επανεφαρμοζόμενη dv_F/dt θα πρέπει να περιορίζεται στην τιμή

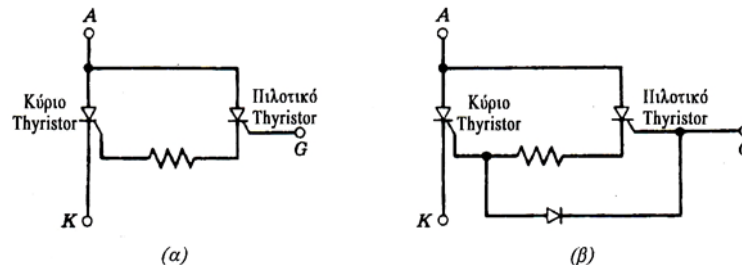
$$\left. \frac{dv_f}{dt} \right|_{\max} < I_{BO} / C_{j2} \quad (6)$$

Οι μέγιστες τιμές του dv_f/dt έχουν περιοχή από περίπου 100 V/μs, για αργά στοιχεία που προορίζονται για εφαρμογές ελέγχου φάσης σε χαμηλές συχνότητες, μέχρι αρκετές χιλιάδες volt ανά μs ή περισσότερο σε στοιχεία, που προορίζονται για εφαρμογές σε αντιστροφείς με μεγαλύτερες συχνότητες και dc εφαρμογές υψηλής τάσης.

Μέθοδοι βελτίωσης των περιορισμών di/dt και dv/dt

Βελτιώσεις του di/dt

Το κλειδί για τη βελτίωση του περιορισμού di/dt είναι η αύξηση της αρχικής επιφάνειας αγωγής της καθόδου, επειδή αυτός είναι ο παράγοντας που περιορίζει την ταχύτητα αύξησης του ανοδικού ρεύματος. Ένας τρόπος αύξησης αυτής της επιφάνειας είναι η αύξηση του ρεύματος πύλης. Όμως θέλουμε να κάνουμε κάτι τέτοιο χωρίς να χρειάζεται το κύκλωμα οδήγησης της πύλης να παρέχει σημαντικά μεγαλύτερα ρεύματα. Ένας τρόπος για να το πετύχουμε αυτό είναι να χρησιμοποιήσουμε ένα μικρότερο βοηθητικό ή πιλοτικό θυρίστορ που θα δίνει μεγάλα ρεύματα πύλης στο κύριο θυρίστορ όπως φαίνεται στο σχ.2.37. Επιπλέον, το πιλοτικό θυρίστορ μπορεί να ενσωματωθεί στο ίδιο πλακίδιο με το κύριο στοιχείο.



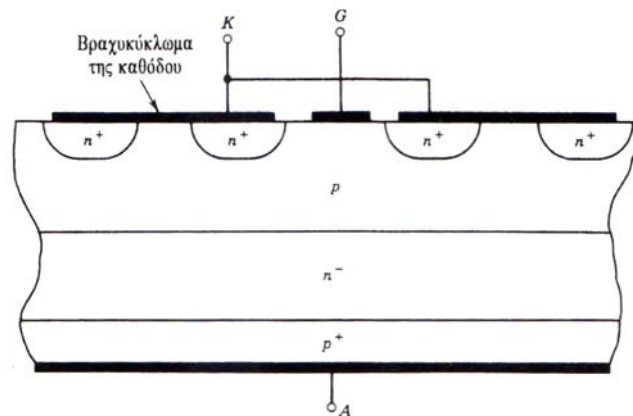
Σχήμα 2.37 Τροποποιήσεις του θυρίστορ για ταχύτερες μεταβάσεις στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής: (α) βοηθητικό θυρίστορ που δίνει μεγάλα ρεύματα πύλης κατά την έναυση του κύριου θυρίστορ με (β) διάταξη για την υποβοήθηση της αποκοπής από την πύλη (GATT).

Μια άλλη βελτίωση που μπορούμε να κάνουμε είναι η τροποποίηση της γεωμετρίας της πύλης-καθόδου, ώστε να υπάρχουν πολλές μικρές περιοχές καθόδου και πύλης ανακατωμένες μαζί, σχεδόν με τον ίδιο τρόπο που κατασκευάζονται οι περιοχές βάσης και εκπομπού σε BJT ισχύος. Με ένα τέτοιο ανακάτωμα σε ποικιλία πολύπλοκων γεωμετριών (π.χ. μερικές συσκευές χρησιμοποιούν μια πολύπλοκη ανεστραμμένη δομή πύλης), η περιφέρεια πύλης-καθόδου γίνεται μεγάλη σε σύγκριση με την επιφάνεια καθόδου. Η δομή της κατανεμημένης πύλης του σχ. 2.37(β) αποτελεί ένα βήμα προς αυτήν την κατεύθυνση. Η μεγαλύτερη περιφέρεια πύλης-καθόδου οδηγεί σε σημαντική αύξηση της αρχικής αγωγίμης επιφάνειας του θυρίστορ και κατά συνέπεια σε μεγαλύτερα όρια di/dt.

Η χρήση πολύπλοκης δομής πύλης-καθόδου μπορεί να βοηθήσει στην ελάττωση του χρόνου σβέσης του θυρίστορ. Η κάθοδος με μεγάλη επιφάνεια και η σχετικά μικρή περιφέρεια πύλης-καθόδου σ' ένα συμβατικό θυρίστορ ελέγχου φάσης κάνουν τα αρνητικά ρεύματα αναποτελεσματικά για τη σβέση του στοιχείου. Ωστόσο, μια εξαιρετικά πολύπλοκη δομή

πύλης-καθόδου στην οποία το κέντρο της περιοχής καθόδου δεν βρίσκεται πολύ μακριά από το όριο πύλης – καθόδου κάνει την πύκνωση του ρεύματος προς το κέντρο της καθόδου πολύ μικρότερη και έτσι επιτρέπει σ'ένα αρνητικό ρεύμα πύλης να είναι περισσότερο αποτελεσματικό για την απομάκρυνση των αποθηκευμένων φορτίων στις περιοχές n_2 και p_2 , πράγμα που με τη σειρά του θα ελαττώσει το χρόνο σβέσης.

Επειδή μια εξαιρετικά πολύπλοκη δομή πύλης-καθόδου συνήθως χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με ένα πιλοτικό θυρίστορ, χρειάζεται μια επιπλέον τροποποίηση που είναι η τοποθέτηση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο σχ.2.37(β). Αν δεν προστεθεί αυτή η διάδος, τότε μόνο το πιλοτικό θυρίστορ θα ωφεληθεί από το αρνητικό ρεύμα πύλης και από το κύριο θυρίστορ δεν θα απορροφηθεί αρνητικό ρεύμα πύλης. Το κύκλωμα του σχ.2.37(β) που συνδυάζει ένα πιλοτικό θυρίστορ, μια διάοδο και μια πολύπλοκη δομή πύλης-καθόδου ονομάζεται θυρίστορ με υποβοήθηση της σβέσης από την πύλη (gate – assisted turn-off thyristor, GATT). Ακόμη και σ'αυτό το στοιχείο, για τη σβέση του θυρίστορ χρειάζεται ανάστροφη πόλωση στους ακροδέκτες ανόδου-καθόδου από το εξωτερικό κύκλωμα. Σε συσκευές με τάσεις ορθής αποκοπής 2000 V και ρεύματα αγωγιμότητας 1000-2000 A έχουν επιτευχθεί χρόνοι σβέσης 10μs ή και μικρότεροι. Τέτοια θυρίστορ μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες μετάβασης μερικών δεκάδων kHz.



Σχήμα 2.38 Θυρίστορ με βραχυκυκλώσεις καθόδου για αύξηση της μέγιστης τιμής του dvF/dt του στοιχείου

Βραχυκυκλώσεις της καθόδου

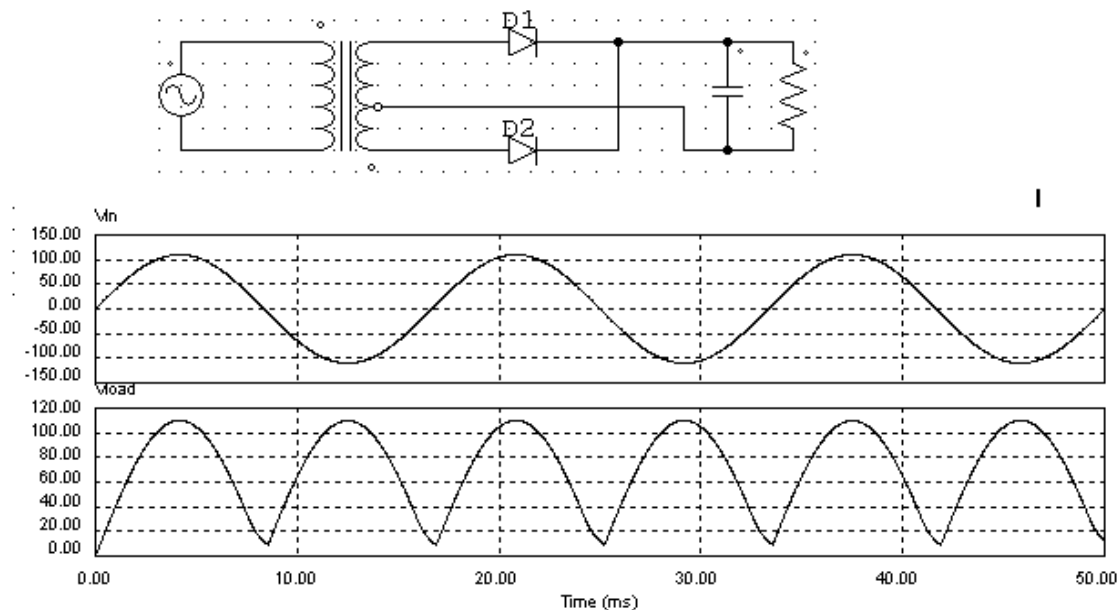
Ένας χρήσιμος τρόπος ελάττωσης των επιδράσεων των ρευμάτων μετατόπισης, που περιορίζουν το dvF/dt , είναι με τις βραχυκυκλώσεις της καθόδου, όπως φαίνεται στο σχ.2.38. Αυτές οι βραχυκυκλώσεις που πραγματοποιούνται με επικάλυψη της επιμετάλλωσης της καθόδου σε τμήματα της περιοχής πύλης (περιοχή p_2), μπορούν να διακόπτουν μερικώς το ρεύμα μετατόπισης, όπως φαίνεται στο σχήμα. Κάθε τμήμα του ρεύματος μετατόπισης που παρεκτρέπεται προς τη βραχυκύκλωση της καθόδου δεν διέρχεται μέσα από την επαφή πύλης-καθόδου και κατά συνέπεια δε προκαλεί έγχυση φορέων στην περιοχή της βάσης τύπου p. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του σημαίνει ότι το συνολικό ρεύμα μετατόπισης και άρα και το dvF/dt μπορεί να είναι μεγαλύτερο χωρίς να οδηγείται το στοιχείο στην κατάσταση αγωγιμότητας. Ακόμη, είναι φανερό ότι η πολύπλοκη δομή πύλης-καθόδου θα κάνει περισσότερο αποτελεσματική τη χρήση των βραχυκυκλώσεων της καθόδου απ'ότι στη συμβατική γεωμετρία ενός θυρίστορ ελέγχου φάσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Ανορθωτικές διατάξεις

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω ανάλογα με το είδος του ημιαγωγού στοιχείου που χρησιμοποιείται, οι ανορθωτές διακρίνονται σε δυο κατηγορίες. Τις ελεγχόμενες και τις μη ελεγχόμενες ανορθώσεις. Στις μη ελεγχόμενες ανορθώσεις οι γωνίες έναυσης και αγωγής εξαρτώνται μόνο από τη φύση του φορτίου. Οι μη ελεγχόμενες ανορθώσεις, που υλοποιούνται με διόδους, δεν έχουν την ικανότητα ελέγχου της τάσης εξόδου. Όμως εάν στα κυκλώματα αυτά η διόδος αντικατασταθεί από ένα θυρίστορ, τότε η γωνία έναυσης του θυρίστορ ελέγχεται από τον παλμό έναυσης του, και κατά συνέπεια μπορούμε να έχουμε έλεγχο της τάσης εξόδου της ανορθωτικής διάταξης. Στη συνέχεια εξετάζουμε διάφορες τοπολογίες ανορθωτικών διατάξεων.

3.1 Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης.

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται μια από τις απλούστερες, μη ελεγχόμενες, πλήρεις ανορθώσεις. Για την εξομάλυνση της τάσης στην έξοδο της διάταξης χρησιμοποιείται πυκνωτής εξόδου. Από τα φάσματα συχνοτήτων της τάσης και του ρεύματος εξόδου, οι κύριες αρμονικές συνιστώσες είναι η μηδενική και η δεύτερη, το πλάτος των οποίων είναι κατά πολύ μεγαλύτερο σε σύγκριση με τις υπόλοιπες αρμονικές συνιστώσες.



Σχήμα 3.1: Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης.

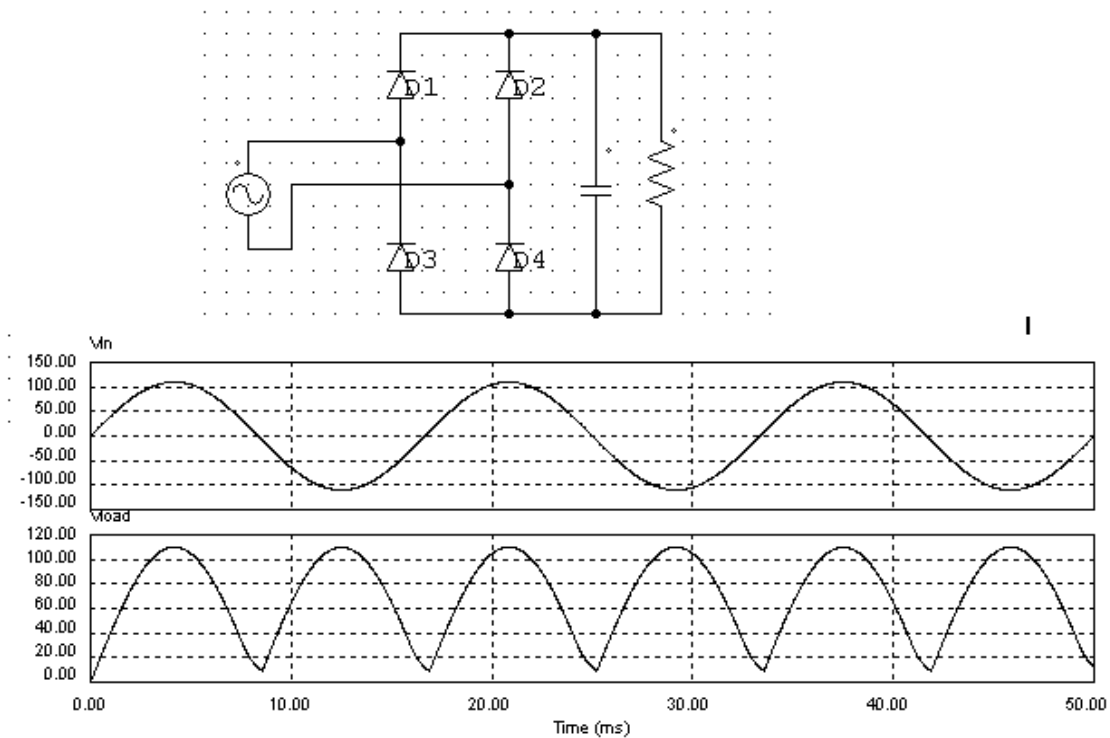
3.2 Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους.

Στο σχήμα 3.2 παρουσιάζεται η μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους, μη ελεγχόμενη, καθώς και οι βασικότερες κυματομορφές της. Οι κυματομορφές της ανόρθωσης αυτής είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 3.41, ωστόσο τα πλεονεκτήματα της διάταξης αυτής σε σχέση με την ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης είναι:

- Απαιτεί απλούστερη κατασκευή μετασχηματιστή.
- Η καταπόνηση των διόδων είναι μισή από αυτή της μέσης λήψης και κατά συνέπεια μπορεί να αποδώσει διπλάσια ισχύ εξόδου.

Επομένως με το κόστος της χρησιμοποίησης δύο επιπλέον διόδων μπορεί να

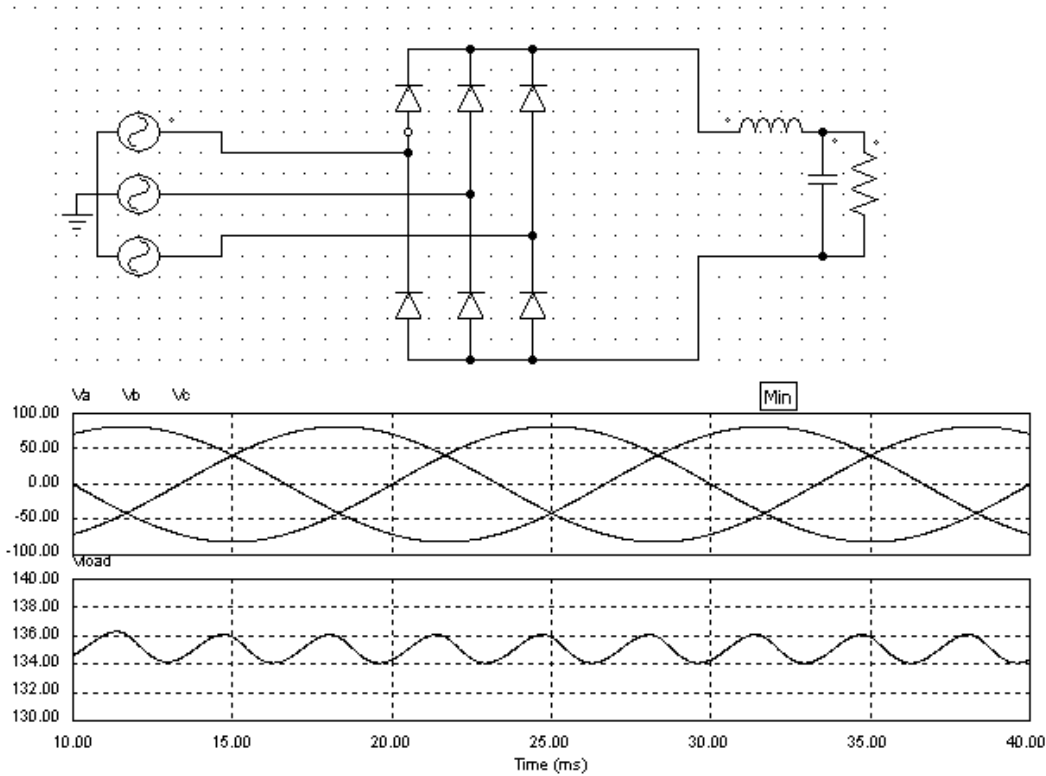
κατασκευαστεί μια πλήρης ανόρθωση με τα παραπάνω πλεονεκτήματα.



Σχήμα 3.2: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους

3.3 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.

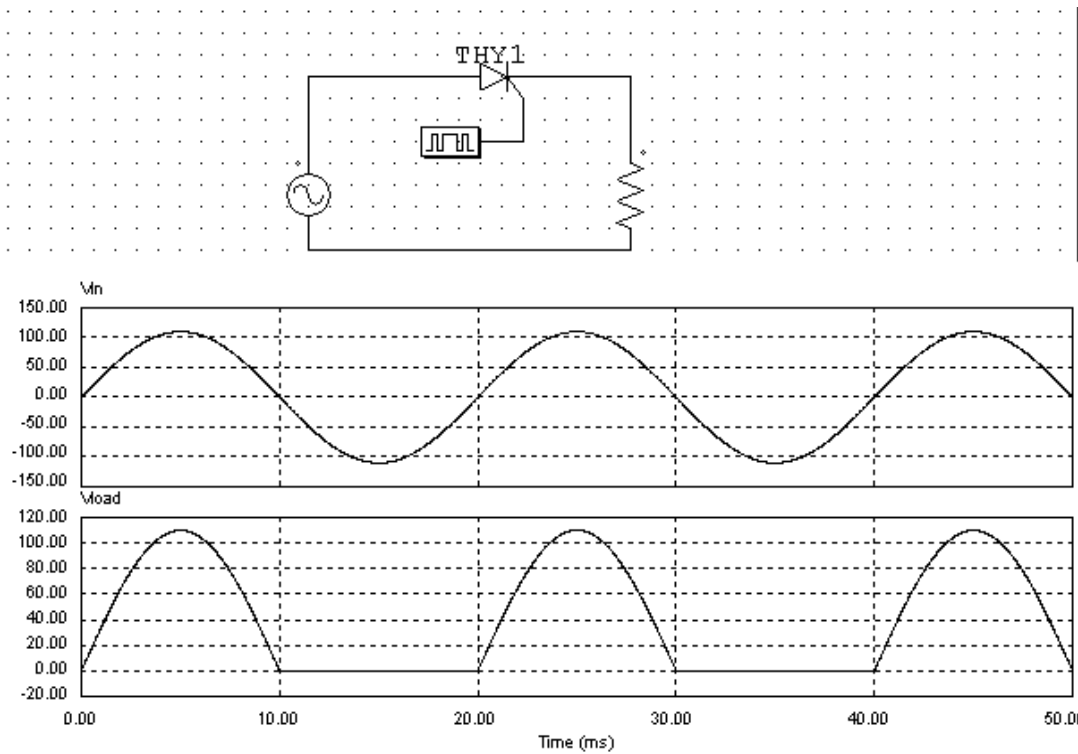
Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζεται η τριφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους, καθώς και οι βασικότερες κυματομορφές της. Κατά τη λειτουργία αυτής της διάταξης πάντοτε άγει μια διάδος από την πάνω ομάδα διόδων και μια από την κάτω ομάδα διόδων. Όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε από τις κυματομορφές των σχημάτων 3.2 και 3.1, η μεν μονοφασική ανορθωτική διάταξη, έχει μόνο δυο παλμούς τάσης στην έξοδο ενώ στην τριφασική έξι, πράγμα το οποίο υποδεικνύει ότι η τριφασική ανόρθωση παρέχει τάση μικρότερης κυμάτωσης και κατά συνέπεια απαιτεί μικρότερο φίλτρο εξόδου για την εξομάλυνση την κυμάτωσης αυτής. Τέλος με την τριφασική ανόρθωση έχουμε τη δυνατότητα να πάρουμε μεγαλύτερη DC τάση στην έξοδο σε σχέση με τη μονοφασική και κατά συνέπεια να τροφοδοτήσουμε το φορτίο με μεγαλύτερη ισχύς.



Σχήμα 3.3: Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.

3.4 Μονοφασική ελεγχόμενη ημιάνορθωση.

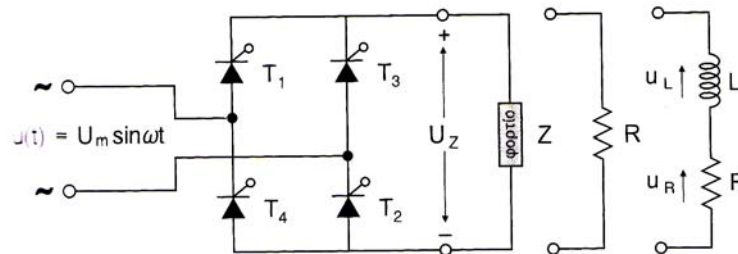
Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζεται το κύκλωμα μια ελεγχόμενης ημιάνορθωσης με θυρίστορ. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει το θυρίστορ είναι ένα ημιαγωγό στοιχείο ισχύος του οποίου, σε αντίθεση με τη δίοδο, την έναυση μπορούμε να ελέγχουμε μέσω της πύλης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τον έλεγχο της τάσης στο φορτίο. Αυξομειώνοντας την γωνία έναυσης του θυρίστορ αυξομειώνεται και η DC τάση εξόδου της διάταξης. Όταν η γωνία έναυσης είναι μηδέν μοίρες έχουμε μέγιστη DC τάση στην έξοδο, ενώ όταν έχουμε γωνία 180ο έχουμε μηδενική DC τάση. Εάν σαν φορτίο θεωρήσουμε ένα κινητήρα συνεχούς ρεύματος, μέσω της ανορθωτικής διάταξης και με την κατάλληλη τεχνική ελέγχου, αυξομειώνοντας τη γωνία έναυσης των θυρίστορ επιτυγχάνεται η αυξομείωση της τάσης στα άκρα του κινητήρα και κατά συνέπεια την μεταβολή της ταχύτητας του.



Σχήμα 3.4: Μονοφασική ελεγχόμενη ημιανόρθωση.

3.5 Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση.

Η πλήρως ελεγχόμενη μονοφασική γέφυρα, σχ.3.5, αποτελεί την πληρέστερη διάταξη μονοφασικής ανόρθωσης. Η χρήση μετασχηματιστή στην είσοδο της διάταξης είναι προαιρετική, συνίσταται όμως για λόγους προστασίας (γαλβανική απομόνωση του φορτίου). Όπως θα δείξουμε στη συνέχεια, η διάταξη αυτή είναι 2 τεταρτημορίων. Δηλαδή, με κατάλληλες προϋποθέσεις, εκτός από λειτουργία ανορθωτή (ροή ισχύος από το δίκτυο στο φορτίο), μπορούμε να έχουμε και λειτουργία αντιστροφέα (δίνοντας πλέον από την πλευρά του συνεχούς ρεύματος, ισχύ στο δίκτυο του εναλλασσόμενου ρεύματος). Ο παραπάνω μετατροπέας αποτελείται από τέσσερα θυρίστορ, δύο ανά ημιγέφυρα. Για την ύπαρξη ρεύματος στο φορτίο, θα άγουν ταυτόχρονα τα θυρίστορ T_1 και T_2 , και αντίστοιχα τα T_3 και T_4 , τα οποία θα πυροδοτούνται, επίσης ταυτόχρονα. Οι παλμοί έναυσης των δύο θυρίστορ που ανήκουν στην ίδια ημιγέφυρα, θα έχουν διαφορά φάσης 180° .



Σχήμα 3.5: Πλήρως ελεγχόμενη μονοφασική γέφυρα

Λειτουργία με ωμικό φορτίο

Η τάση τροφοδοσίας είναι ημιτονοειδής:

$$u(t) = U_m \sin \omega t \quad (1)$$

Για $\alpha < \omega t < \pi$, σε αγωγή εισέρχονται τα θυρίστορ T_1 και T_2 .

Για $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$, σε αγωγή εισέρχονται τα θυρίστορ T_3 και T_4 .

Στο σχ. 3.6, παρουσιάζονται τόσο οι κυματομορφές τάσεων και εντάσεων του ρεύματος, όσο και οι περιοχές αγωγής των θυρίστορ για τυχαία γωνία έναυσης α . Η μέση τιμή της τάσης εξόδου, δίνεται από τη σχέση :

$$\begin{aligned} U_{L,av} &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos]_{\alpha}^{\pi} = \\ &= \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \pi) \Rightarrow \boxed{U_{L,av} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)} \end{aligned} \quad (2)$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο, είναι :

$$U_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{U_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t} \quad (3)$$

Όπου:

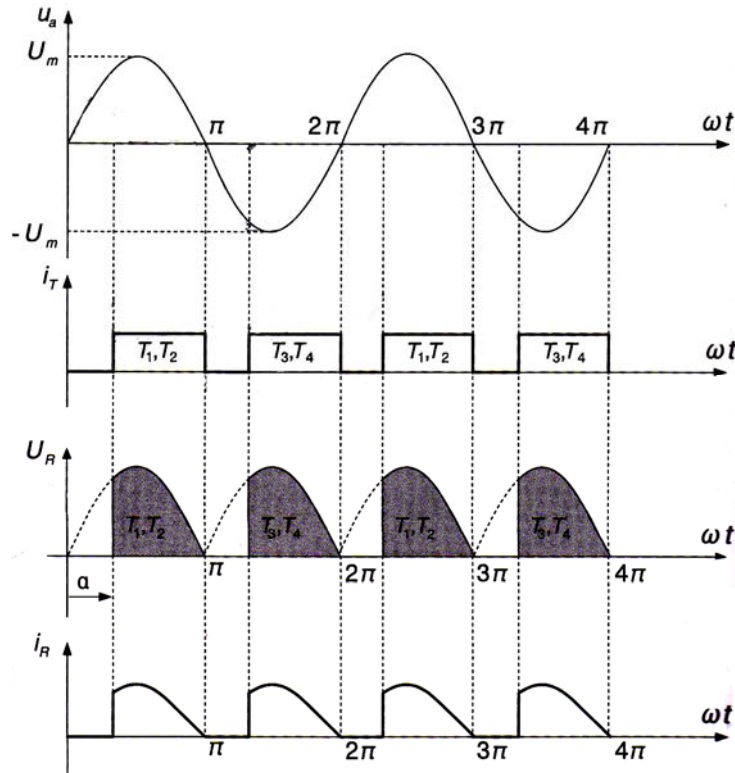
$$\int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t = \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} d\omega t - \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\cos 2\omega t}{2} d\omega t =$$

$$\frac{1}{2} [\omega t]_{\alpha}^{\pi} - \frac{1}{4} [\sin 2\omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{1}{2} (\pi - \alpha) - \frac{1}{4} (\sin 2\pi - \sin 2\alpha) =$$

$$\frac{1}{2} (\pi - \alpha) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha = \frac{1}{2} \left[(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right] \quad (4)$$

Από τις σχέσεις (3) και (4), έχουμε:

$$U_{L,rms} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2\pi} \left[(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right]} \Rightarrow \boxed{U_{L,rms} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right]}} \quad (5)$$



Σχήμα 3.6: Κυματομορφές τάσης-έντασης με ωμικό φορτίο

Λειτουργία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο

Στη λειτουργία ανορθωτή και όταν το φορτίο έχει επαγωγικό χαρακτήρα συνίσταται η τοποθέτηση μιας διόδου ελεύθερης ροής παράλληλα στο φορτίο.

Στο σχ.3.7, παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσεων- εντάσεων, των διαφόρων συνιστωσών του κυκλώματος, για τυχαία γωνία έναυσης "α".

Στις κυματομορφές του σχ.3.7, υποτίθεται ότι η αυτεπαγωγή του φορτίου έχει την απαιτούμενη τιμή, έτσι ώστε να εξασφαλίζει συνεχή αγωγή, με αποτέλεσμα η τάση στο φορτίο να παίρνει και αρνητικές τιμές.

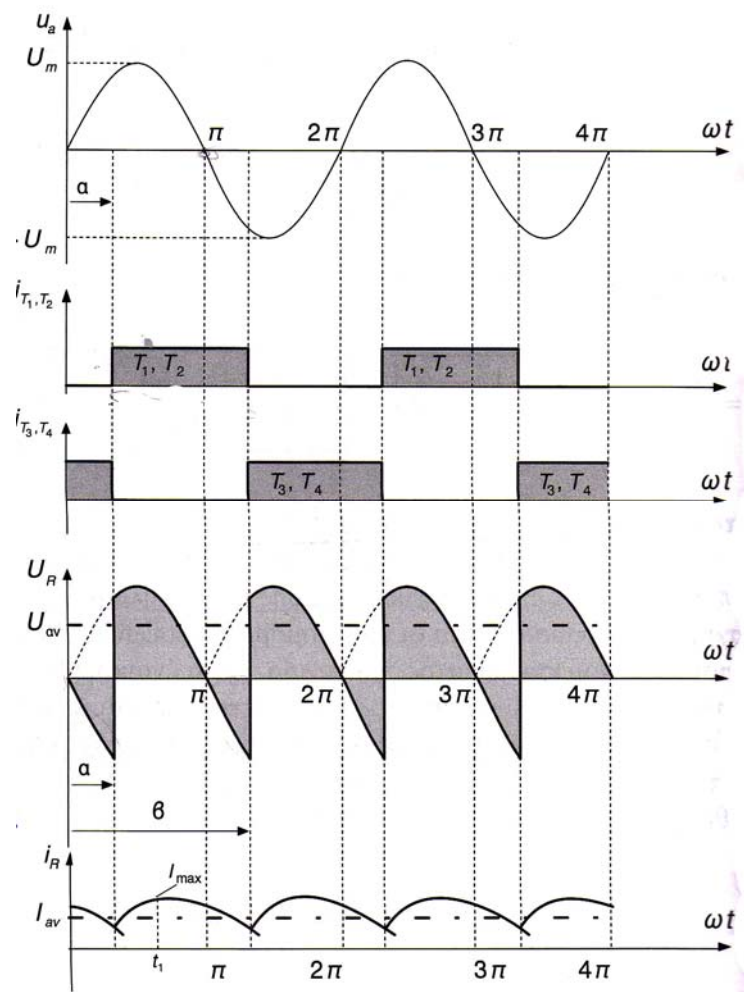
Σε κάθε χρονική στιγμή, ισχύουν οι σχέσεις:

$$U_Z(t) = U_R(t) + U_L(t) \quad (6)$$

$$I_Z(t) = \frac{U_R(t)}{R} \quad (7)$$

Σύμφωνα με το σχ.3.7 διακρίνουμε τις εξής λειτουργίες:

Στο διάστημα , $a \leq \omega t \leq \pi$ και οι τρεις τάσεις (U_Z, U_R, U_L) είναι θετικές (το ρεύμα είναι πάντα θετικό καθόσον τα θυρίστορ είναι μονόπορα στοιχεία), με αποτέλεσμα το δίκτυο να δίνει ενέργεια και στην αντίσταση και στην αυτεπαγωγή. Η μαγνητική ενέργεια της αυτεπαγωγής όμως δεν καταναλίσκεται (άεργη ισχύς) και ούτε μπορεί να χαθεί (λόγω της αρχής διατήρησης της ενέργειας), με αποτέλεσμα την παράταση του διαστήματος αγωγής πέρα των 180° (όπου η τάση του δικτύου τείνει να πολώσει ανάστροφα τα θυρίστορ που άγουν), μέχρι την πλήρη εκφόρτιση του πηνίου.



Σχήμα 3.7: Κυματομορφές τάσεων – εντάσεων, πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας με ωμικό-επαγωγικό φορτίο για συνεχή αγωγή

Το διάστημα φόρτισης της αυτεπαγωγής, βρίσκεται εύκολα από τη σχέση τάσεως-ρεύματος στα άκρα της.

$$U_L = L \frac{dI_Z}{dt} \quad (8)$$

Πράγματι σύμφωνα με τη σχέση (8) και το σχήμα 3, στο διάστημα $a \leq \omega t \leq t_1$ το $\frac{dI_Z}{dt}$ είναι θετικό με αποτέλεσμα την φόρτιση της αυτεπαγωγής καθότι :

$$U_L(t), U_Z(t) > 0 \quad (9)$$

Επομένως στο διάστημα αυτό, $a \leq \omega t \leq t_1$, το δίκτυο δίνει ενέργεια και στην αντίσταση και στην αυτεπαγωγή. Δηλαδή:

$$P_{in}(t) = P_R(t) + P_L(t) \quad (10)$$

Στο διάστημα $t_1 \leq \omega t \leq \pi$, έχουμε:

$$\frac{dI_Z}{dt} < 0 \quad U_L < 0 \quad (11)$$

Και $U_R > 0 \quad U_Z > 0 \quad (12)$

Οπότε στο διάστημα αυτό, η αντίσταση τροφοδοτείται και από το δίκτυο αλλά και απ'την αυτεπαγωγή. Επομένως:

$$P_{in}(t) + P_L(t) = P_R(t) \quad (13)$$

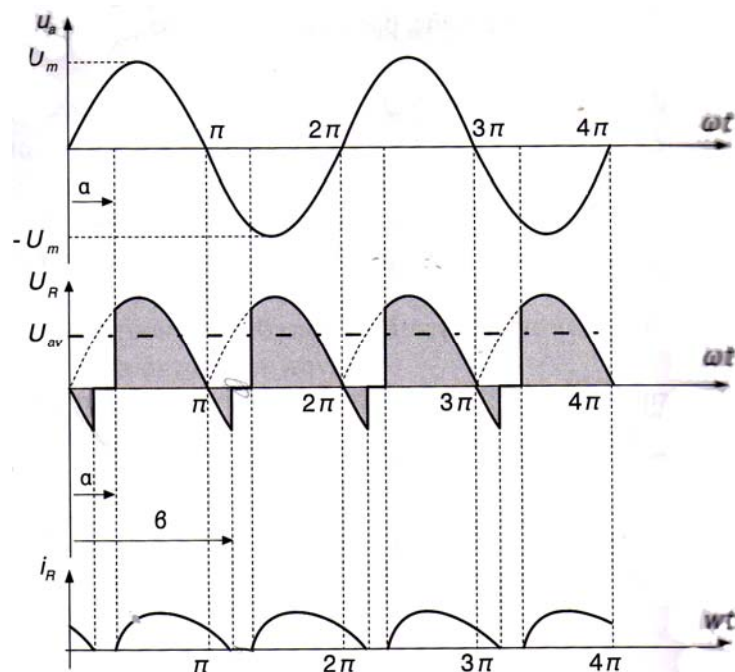
Τέλος, στο διάστημα $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$, η τάση του δικτύου γίνεται αρνητική, η τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής εξακολουθεί να είναι αρνητική, με αποτέλεσμα στο ανωτέρω διάστημα η αυτεπαγωγή να δίνει ενέργεια και στο δίκτυο και στην αντίσταση. Άρα:

$$P_L(t) = P_{in}(t) + P_R(t) \quad (14)$$

Στην περίπτωση όπου η τιμή της αυτεπαγωγής δεν μας εξασφαλίζει συνεχή αγωγή, το διάστημα αγωγής περιορίζεται στην περιοχή (σχήμα 3.8):

$$a \leq \omega t \leq \beta \quad \text{όπου} \quad \pi \leq \beta \leq \pi + \alpha \quad (15)$$

Όπου β , η τυχαία γωνία μηδενισμού του ρεύματος.



Σχήμα 3.8: Κυματομορφές τάσεων – εντάσεων, πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας με ωμικό-επαγωγικό φορτίο για ασυνεχή αγωγή

Για τη μέση τιμή της τάσης στο φορτίο, ανάλογα με το είδος της αγωγής, διακρίνονται οι εξής περιπτώσεις:

A. Συνεχής αγωγή (φορτίο R, L)

$$\begin{aligned}
 U_{L,av} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos \omega t]_a^{\pi+\alpha} = \frac{U_m}{\pi} [\cos a - \cos(\pi + \alpha)] = \\
 &= \frac{U_m}{\pi} \left[\cos a - \underbrace{\cos \pi}_{-1} \cos a + \underbrace{\sin \pi}_0 \sin a \right] \Rightarrow \boxed{U_{L,av} = \frac{2U_m}{\pi} \cos a}
 \end{aligned} \tag{16}$$

B. Ασυνεχής αγωγή (φορτίο R,L)

$$U_{L,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\beta} \Rightarrow U_{L,av} = \frac{U_m}{\pi} (\cos a - \cos \beta) \tag{17}$$

Αντίστοιχα, η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο RL στις αντίστοιχες περιπτώσεις, είναι:

A. Συνεχής αγωγή (φορτίο R,L)

$$U_{L,av} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{U_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin^2 \omega t d\omega t} \tag{18}$$

Όπου :

$$\begin{aligned}
 \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin^2 \omega t d\omega t &= \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \frac{1}{2} d\omega t - \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \frac{\cos 2\omega t}{2} d\omega t = \\
 \frac{1}{2} [\omega t]_a^{\pi+\alpha} - \frac{1}{4} [\sin 2\omega t]_a^{\pi+\alpha} &= \frac{1}{2} (\pi + \alpha - \alpha) - \frac{1}{4} [\sin 2(\pi + \alpha) - \sin 2a] = \\
 \frac{1}{2} \pi - \frac{1}{4} \left[\underbrace{\sin 2\pi}_0 \cos 2a + \underbrace{\cos 2\pi}_1 \sin 2a - \sin 2a \right] &= \frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \tag{19}$$

Από τις σχέσεις (18) και (19), έχουμε:

$$U_{L,rms} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = U_{rms} \Rightarrow U_{L,rms} = U_{rms} \tag{20}$$

B. Ασυνεχής αγωγή (φορτίο R.L)

$$U_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{U_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin^2 \omega t d\omega t} \quad (21)$$

Όπου :

$$\begin{aligned} \int_{\alpha}^{\beta} \sin^2 \omega t d\omega t &= \int_{\alpha}^{\beta} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \int_{\alpha}^{\beta} \frac{1}{2} d\omega t - \int_{\alpha}^{\beta} \frac{\cos 2\omega t}{2} d\omega t = \\ &= \frac{1}{2} [\omega t]_{\alpha}^{\beta} - \frac{1}{4} [\sin 2\omega t]_{\alpha}^{\beta} = \frac{1}{2} (\beta - \alpha) - \frac{1}{4} [\sin 2\beta - \sin 2\alpha] = \\ &= \frac{1}{2} \left[(\beta - \alpha) - \frac{1}{2} (\sin 2\beta - \sin 2\alpha) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

Από τις σχέσεις (21) και (22), έχουμε:

$$\begin{aligned} U_{L,rms} &= \sqrt{\frac{U_m^2}{2\pi} \left[(\beta - \alpha) - \frac{1}{2} (\sin 2\beta - \sin 2\alpha) \right]} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \boxed{U_{L,rms} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(\beta - \alpha) - \frac{1}{2} (\sin 2\beta - \sin 2\alpha) \right]}} \end{aligned} \quad (23)$$

Η γραφική παράσταση της $U_{av} = f(a)$, παρουσιάζεται στο σχ. 3.9.

Είναι σημαντικό να διευκρινίσουμε, ότι και στην ακραία περίπτωση όπου η αυτεπαγωγή του φορτίου είναι αρκετά μεγάλη ($L \rightarrow \infty$), η συνεχής αγωγή περιορίζεται για μεταβολές της

$$0 \leq a \leq \frac{\pi}{2}$$

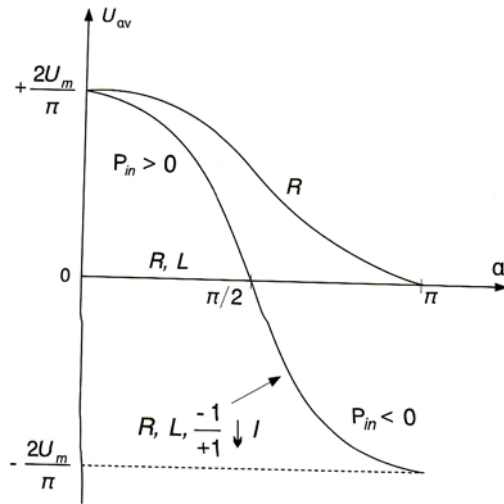
γωνίας έναυσης στο διάστημα ,

Σε αντίθετη περίπτωση, σύμφωνα με τη σχέση (16), η μέση τιμή της τάσης θα είναι αρνητική, που σημαίνει μόνιμη παραγωγή ενέργειας της αυτεπαγωγής προς το δίκτυο, πράγμα άτοπο. Σε περίπτωση όμως σύνδεσης ενεργητικού φορτίου από την πλευρά του συνεχούς (πηγή Σ.Ρ τάσεως ή μηχανή Σ.Ρ.), μπορούμε να επεκτείνουμε τη γωνία έναυσης

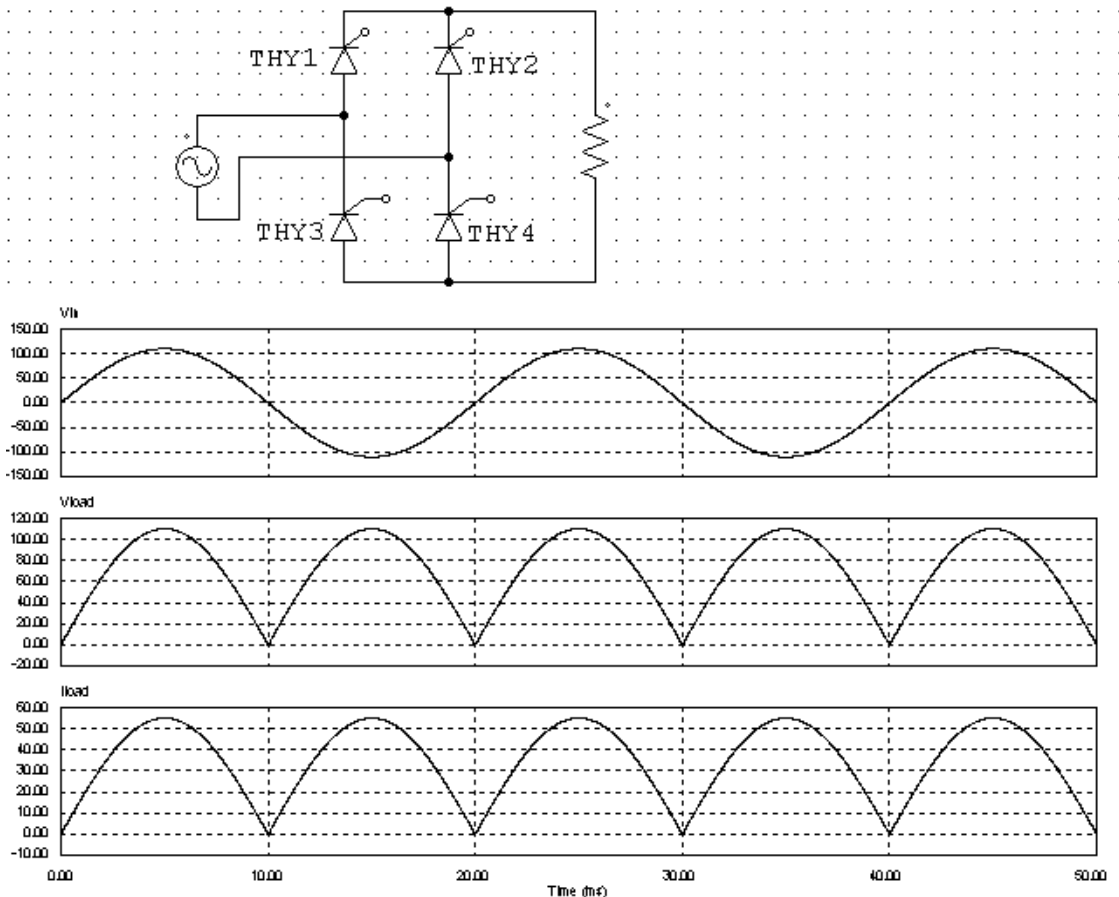
$$\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$$

στην περιοχή και να έχουμε λειτουργία αντιστροφεία (αλλαγή τεταρτημορίου) δίνοντας ισχύ στο δίκτυο Ε.Ρ. Η μέθοδος αυτή, χρησιμοποιείται αρκετά για την αναγεννητική πέδηση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος.

Στην περίπτωση ωμικού φορτίου, η γωνία "α", σύμφωνα με το σχ. 3.10, μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή στο διάστημα $0 \leq \alpha \leq \pi$. Η μέση τιμή της τάσης στην περίπτωση ωμικής φόρτισης, έχει τη μέγιστη δυνατή τιμή.



Σχήμα 3.9: Γραφική παράσταση της $U_{av}=f(\alpha)$

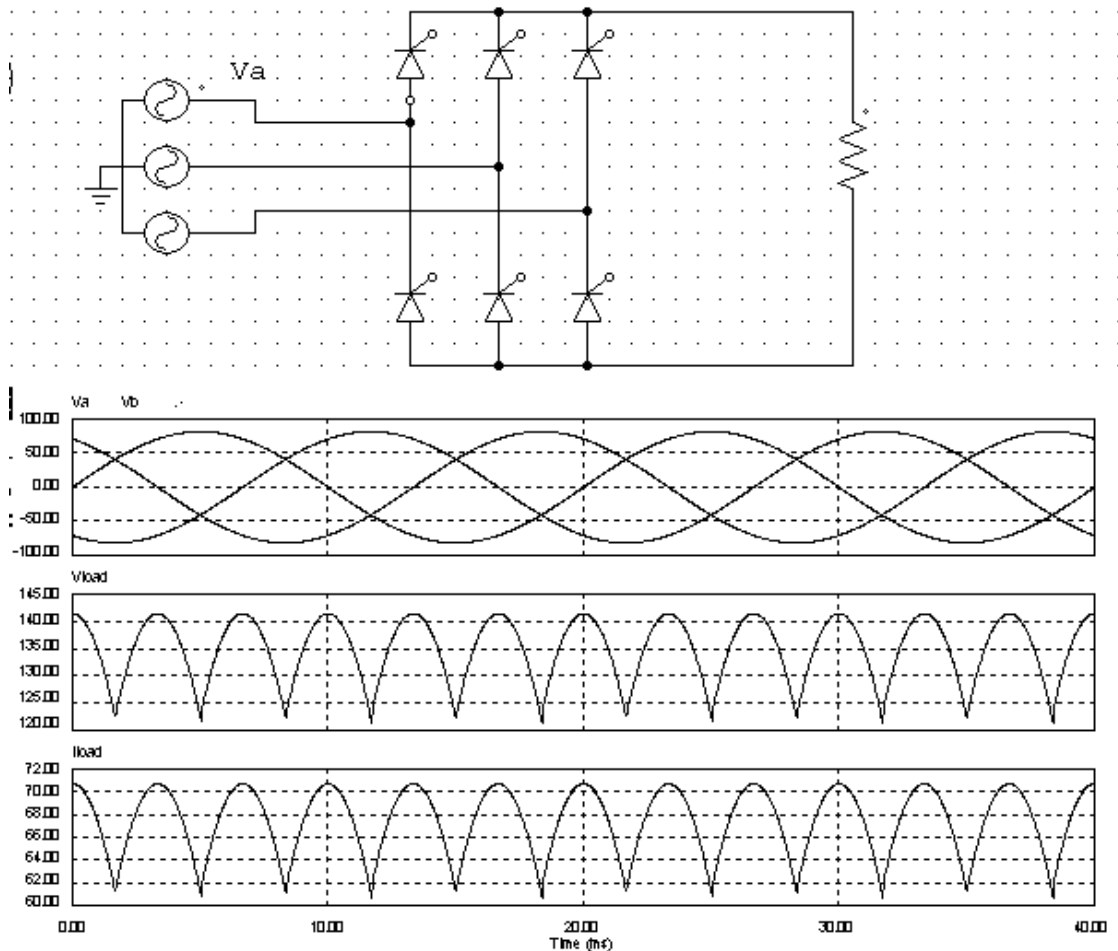


Σχήμα 3.10: Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με θυριστορ, για ωμικό φορτίο και $\alpha=0^\circ$.

1.3.5 Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Το κύκλωμα της ανόρθωσης αυτής, το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11, αποτελεί μια από τις καλύτερες επιλογές στη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές. Αυτό οφείλεται στις δυνατότητες παροχής υψηλής ισχύος εξόδου και της μικρής κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα της ανόρθωσης αυτής είναι ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί μετασχηματιστής εισόδου χωρίς να υπάρχει το πρόβλημα του

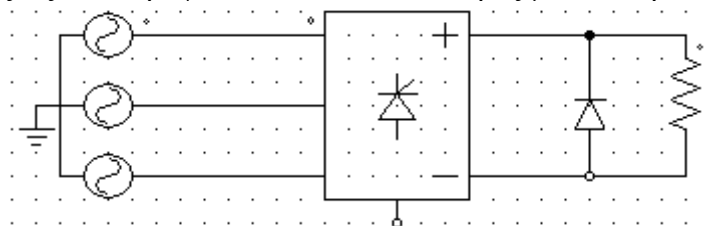
μαγνητικού κορεσμού, όπως στην περίπτωση της τριφασικής ανόρθωσης κοινού σημείου. Για κάθε περίοδο της τάσης εισόδου η τάση εξόδου αποτελείται από έξι παλμούς. Για το λόγο αυτό η ανόρθωση αυτή ονομάζεται πολλές φορές ανόρθωση έξι παλμών ή 6-παλμική ανορθωτική διάταξη.



Σχήμα 3.11: Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας, με φορτίο R και κυματομορφές τάσεων εισόδου, τάσης και ρεύματος εξόδου για $\alpha=0^\circ$

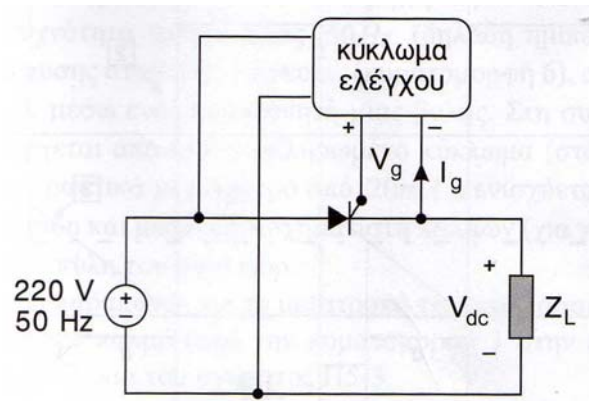
Μια διαφορετική μορφή της 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.12, όπου στα άκρα του φορτίου χρησιμοποιείται μια διάοδος ελεύθερης διέλευσης. Η διάοδος αυτή άγει όταν η τάση στο φορτίο εξόδου γίνει αρνητική. Σε ορισμένα χρονικά διαστήματα το δίκτυο και η ανόρθωση δεν τροφοδοτούν το φορτίο με αποτέλεσμα τα ημιαγωγά στοιχεία να μην επιβαρύνονται με θερμικές απώλειες.

Ωστόσο η χρήση διάοδος ελεύθερης διέλευσης εμποδίζει τη λειτουργία του μετατροπέα ισχύος ως αντιστροφέα και του δίνει ιδιότητες μόνο ανόρθωσης.



Σχήμα 3.12 :Τριφασική ανόρθωση με διάοδο ελεύθερης διέλευσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Σχεδίαση-ανάλυση κυκλώματος έναυσης θωρίστορ μονοφασικής ανόρθωσης μισού κύματος



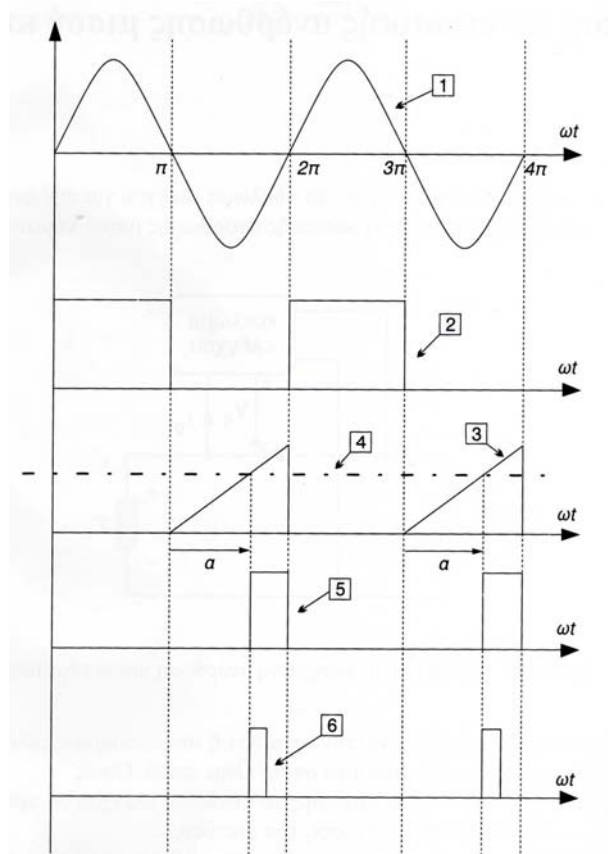
Σχήμα 4.1: Μονοφασική ελεγχόμενη ανόρθωση μισού κύματος.

Αν και υπάρχουν πολλές τεχνικές για την κατασκευή του κυκλώματος ελέγχου, υπάρχουν μερικά χαρακτηριστικά τα οποία είναι κοινά. Όπως :

Για την παραγωγή των παλμών έναυσης , το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου.

Η γωνία έναυσης θα πρέπει να μπορεί να μεταβάλλεται σε όλο το εύρος της ημιπεριόδου της τάσης του δικτύου. Δηλαδή, από $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$.

Να υπάρχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του κυκλώματος ισχύος.



Σχήμα 4.2: Λογική κυκλώματος ελέγχου γωνίας έναυσης

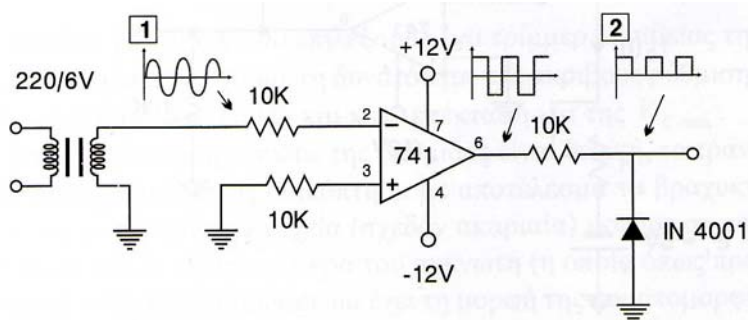
Το κύκλωμα ελέγχου να λειτουργεί με χαμηλές τάσεις (συνεχείς ή εναλλασσόμενες), συνήθως μικρότερες των 25 V.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, η λογική του κυκλώματος ελέγχου που θα αναπτύξουμε δείχνεται στο σχ.4.2.

Η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (220V/50Hz), μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται σε μέγεθος της τάξης των 6-12V (κυματομορφή 1, σχ 4.2) και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου. Ως αρχή μέτρησης των γωνιών έναυσης, λαμβάνουμε τα σημεία μηδενισμού της τάσης του δικτύου. Λέγοντας ότι το κύκλωμα ελέγχου πρέπει να συγχρονιστεί με το δίκτυο E.P. εννοούμε ότι, θα πρέπει να «γνωρίζει» τα σημεία μηδενισμού της εναλλασσόμενης τάσης. Για το σκοπό αυτό, η κυματομορφή 1 του σχ.4.2, μετατρέπεται μέσω κατάλληλου κυκλώματος ανιχνευτή διέλευσης του μηδενός (zero-crossing detector) και ενός ψαλιδιστή τάσης, σε τετραγωνικό παλμό (κυματομορφή 2).

Στη συνέχεια μέσω μιας βαθμίδας ολοκλήρωσης, ο τετραγωνικός παλμός (κυματομορφή 2) μετατρέπεται στην πριονωτή κυματομορφή 3. Από τη σύγκριση της πριονωτής κυματομορφής, με μια συνεχή τάση (κυματομορφή 4), η οποία μπορεί να μεταβάλλεται μέσω ποτενσιόμετρου ακριβείας, από μηδέν μέχρι και τη μέγιστη τιμή της πριονωτής κυματομορφής (σύμφωνα με το σχ4.2), προκύπτει η γωνία έναυσης. Προφανώς η γωνία έναυσης μπορεί να μεταβάλλεται από 0° έως και 180°, δηλαδή σε όλη την ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου. Από τη σύγκριση των δύο προαναφερθέντων τάσεων, προκύπτει στην έξοδο του συγκριτή η κυματομορφή 5, της οποίας το πλάτος (σύμφωνα με το σχ4.2) είναι μεταβαλλόμενο και άμεσα εξαρτώμενο από την τιμή της γωνίας έναυσης. Το θυρίστορ, για την πυροδότησή του απαιτεί στην πύλη ένα παλμό τάσης της τάξης των 1-3 V και ένα αντίστοιχο ρεύμα της τάξης των 100-300 mA. Η χρονική διάρκεια του παλμού έναυσης (η οποία κατά προτίμηση είναι σταθερή), μπορεί να είναι της τάξης των 0, -0,5 ms, για συχνότητα τροφοδοσίας 50 Hz (δηλαδή ημιπερίοδο 10 ms). Η επίτευξη παλμού έναυσης σταθερής διάρκειας (κυματομορφή 6), επιτυγχάνεται από την κυματομορφή 5, μέσω ενός πολυδονητή μιας βολής. Στη συνέχεια, επειδή ο παλμός αυτός προέρχεται από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (στο οποίο το ρεύμα δεν μπορεί πρακτικά να είναι μεγαλύτερο από 20 mA), ενισχύεται μέσω κατάλληλης διάταξης Darlington και μέσω μετασχηματιστή παλμών (για γαλβανική απομόνωση) οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ.

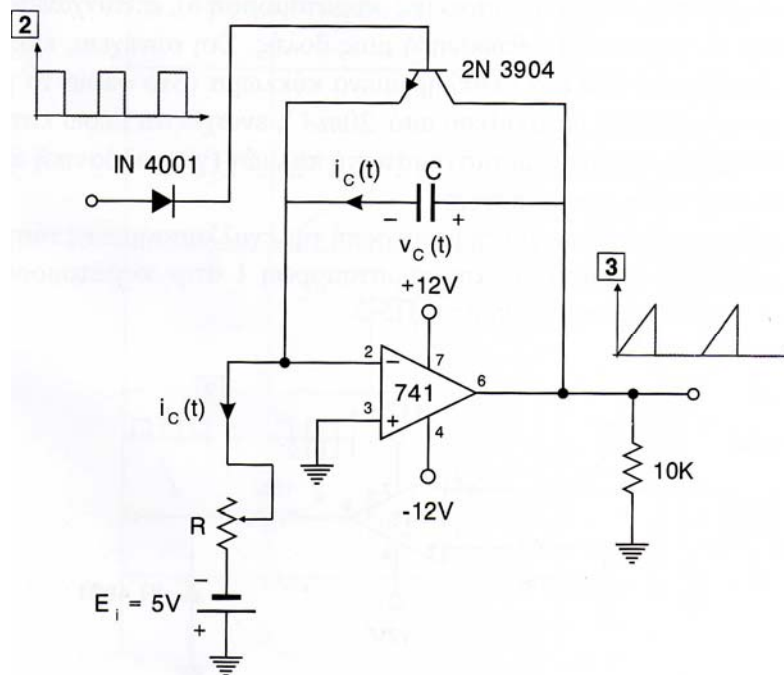
Με βάση τα παραπάνω, για την μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου σε τετραγωνικό παλμό (από την κυματομορφή στην κυματομορφή 2), χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχ4.3.



Σχήμα 4.3: Βαθμίδες συγκριτή-ψαλιδιστή τάσης

Σύμφωνα με το σχ4.3, η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (220V/50Hz), μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται στα 6V και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου. Ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί σε ανοιχτό βρόχο ως συγκριτής, μετατρέποντας την εναλλασσόμενη τάση σε συμμετρικό τετραγωνικό παλμό (πλάτους ±11V περίπου). Στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή, παρεμβάλλεται ένα κύκλωμα ψαλιδιστή τάσης (αντίσταση 10 K και διάοδος 1N4001), το οποίο αποκόπτει τους αρνητικούς παλμούς. Η αντίσταση των 10 K, μεταξύ της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή(Τ.Ε.) και της ανάστροφα πολωμένης διάοδου, έχει ως στόχο τον περιορισμό του ρεύματος του Τ.Ε. στα διαστήματα αγωγής της διάοδου σε τιμές μικρότερες από το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα.

Το επόμενο βήμα, σύμφωνα με το σχ4.2, είναι η μετατροπή του τετραγωνικού παλμού (κυματομορφή 2) σε τριγωνικό (κυματομορφή 3). Αυτό επιτυγχάνεται με τη βαθμίδα ολοκλήρωσης του σχ4.4.



Σχήμα 4.4: Βαθμίδα μετατροπής της τετραγωνικής κυματομορφής σε τριγωνική

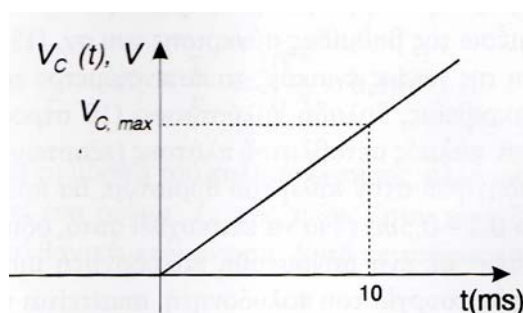
Σύμφωνα με το σχ.4.4 στο χρονικό διάστημα που η τάση στην είσοδο της βαθμίδας (κυματομορφή 2) και κατ'επέκταση η τάση στη βάση του τρανζίστορ είναι μηδενική, το τρανζίστορ είναι σε αποκοπή. Στο διάστημα αυτό ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της πηγής τάσης E, με σταθερό ρεύμα $i_c=I$ (με τη φορά που δείχνεται στο σχ.4.4 και το οποίο δίνεται από τη σχέση:

$$i_c(t) = I = \frac{E_i}{R} = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (1)$$

Αφού το ρεύμα είναι σταθερό, η τάση στα άκρα του πυκνωτή (η οποία ισούται με την τάση εξόδου της βαθμίδας ολοκλήρωσης), σύμφωνα με τη σχέση (1) είναι

$$V_c(t) = \frac{E_i}{RC}t \quad (2)$$

Η κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή, συναρτήσει του χρόνου, δείχνεται στο σχ.4.5.



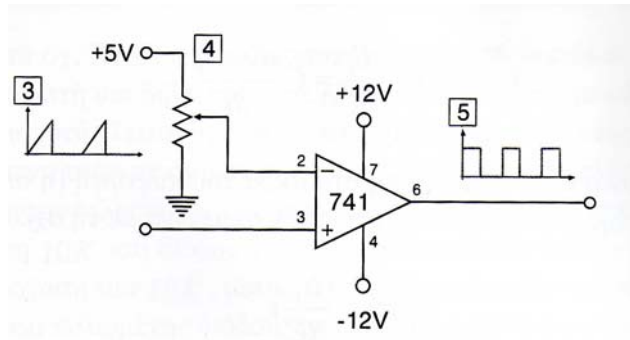
Σχήμα 4.5 : Χρονική μεταβολή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή

Έστω ότι θέλουμε η μέγιστη τιμή της κυματομορφής 3, να είναι $V_{C,max} = v_c(t=10ms) = +5V$. Σύμφωνα με την (2) και το σχ.4.5, για $E_i = +5V$ και $R=100K$, η απαιτούμενη τιμή της χωρητικότητας C είναι:

$$C = \frac{E_i t}{RCV_{C,max}} \quad (3)$$

Για την αντίσταση $R=100 K$, θα επιλέξουμε ένα τρίμμερ ακριβείας της τάξης των 150-200K, έτσι ώστε να έχουμε τη δυνατότητα της ακριβούς ρύθμισης στην αντίστοιχη επιθυμητή τιμή των 100 K και κατ'επέκταση και της $V_{C,max}$.

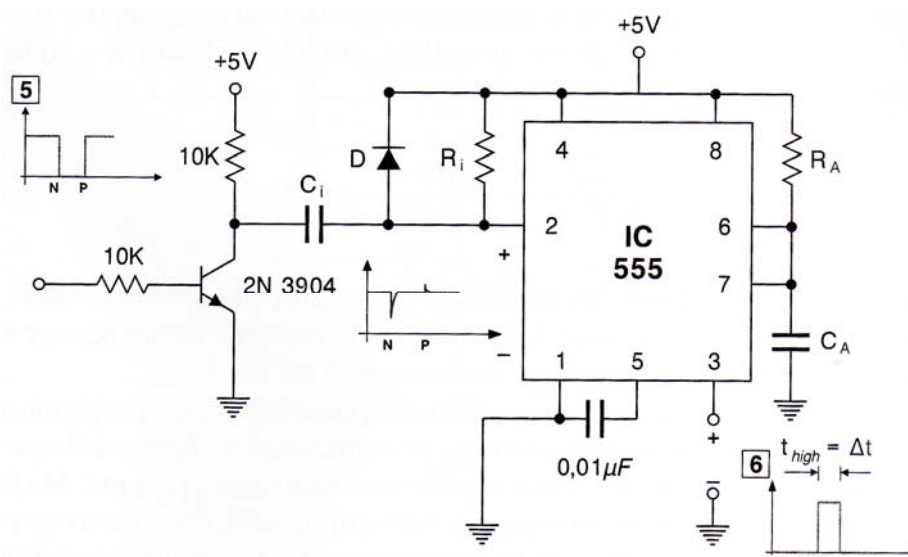
Στο διάστημα που η είσοδος της βαθμίδας είναι θετική το τρανζίστορ οδηγείται στον κορεσμό (κλειστός διακόπτης), με αποτέλεσμα το βραχυκύκλωμα του πυκνωτή και την ταχεία (σχεδόν ακαριαία) εκφόρτισή του. Με βάση τα παραπάνω, η τάση στα άκρα του πυκνωτή (η οποία είναι και τάση εξόδου της βαθμίδας), θα έχει τη μορφή της κυματομορφής 3, του σχ.4.2.



Σχήμα 4.6: Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4

Στη συνέχεια, η γωνία έναυσης προκύπτει από τη σύγκριση της κυματομορφής 3 με την κυματομορφή 4. Δηλαδή με μια ρυθμιζόμενη (από 0-VC,max) DC τάση. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της βαθμίδας σύγκρισης του σχ.4.6.

Για την ακριβή ρύθμιση της γωνίας έναυσης, το ποτενσιόμετρο των 10 K του σχ.4.6, επιλέγεται να είναι ακριβείας, δηλαδή πολύστροφο (10 στροφών). Ο παλμός της κυματομορφής 5, είναι παλμός μεταβλητού πλάτους (εξαρτώμενο από την τιμή της DC τάσης). Για να οδηγηθεί στην πύλη του θυρίστορ, θα πρέπει να έχει σταθερό πλάτος της τάξης του 0,1-0,5 ms. Για να επιτευχθεί αυτό, οδηγούμε την έξοδο της βαθμίδας του συγκριτή σε ένα μονοσταθί πολυδονητή μιας βολής (one-shoot multivibrator). Για τη λειτουργία του πολυδονητή, απαιτείται η κυματομορφή 5 να δοθεί στην είσοδό του ανεστραμμένη (μέσω ενός inverter), διότι σύμφωνα με το σχ. 4.7, διεγείρεται στην κάθοδο του παλμού.



Σχήμα 4.7: Παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους

Το πλάτος του παλμού έναυσης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\Delta t = t_{high} = 1.1R_A C_A \quad (4)$$

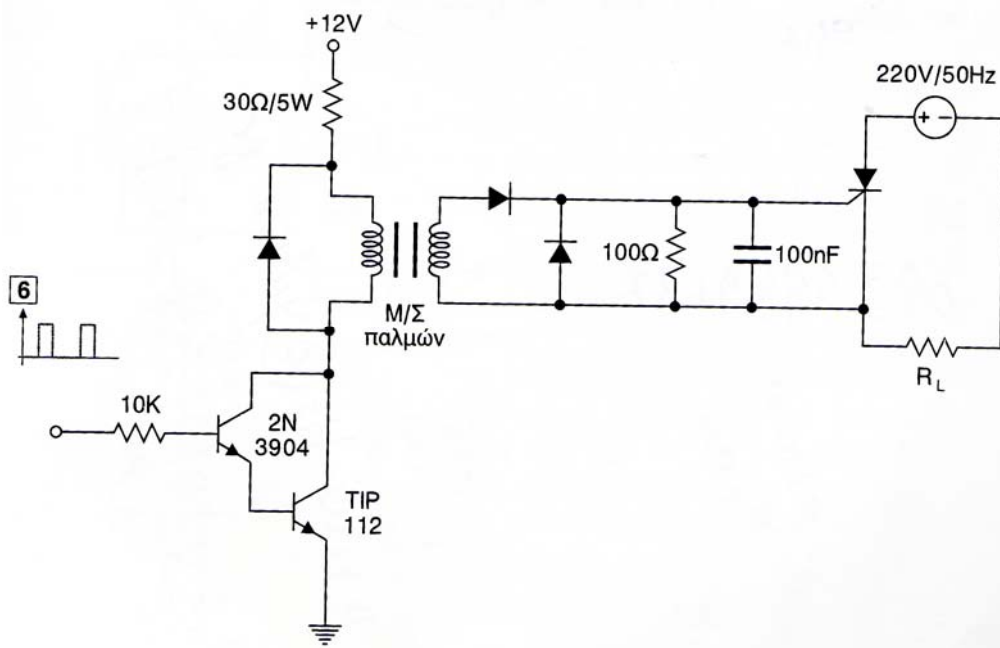
Για την επιθυμητή διάρκεια του παλμού, έστω $\Delta t=0,1\text{ms}$ και έστω $R_A=10\text{K}$, σύμφωνα με την (4) προκύπτει ότι

$$C_A = \frac{\Delta t}{1.1R_A} = \frac{10^{-4}\text{s}}{1.1 \times 10^4\Omega} \approx 10\text{nF} \quad (5)$$

Οι τιμές των R_i , C_i , επιλέγονται έτσι ώστε η σταθερά χρόνου $\tau_i=R_iC_i$, να είναι τουλάχιστον 10 φορές μικρότερη της αντίστοιχης που ορίζεται από τα στοιχεία R_A , C_A . Επομένως εάν $\tau_i=0,001\text{ms}=10^{-6}\text{s}$ και έστω $R_i=10\text{K}$, θα είναι:

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{10^{-6}}{10^4} = 0.1\text{nF} \quad (6)$$

Η κυματομορφή 6 έχει τη μορφή του παλμού έναυσης αλλά για να δοθεί στο θυρίστορ (το οποίο απαιτεί ένα ρεύμα I_G της τάξης έστω των 200mA), χρειάζεται ενίσχυση καθώς και γαλβανική απομόνωση. Αυτά επιτυγχάνονται μέσω των βαθμίδων του σχ.4.8.

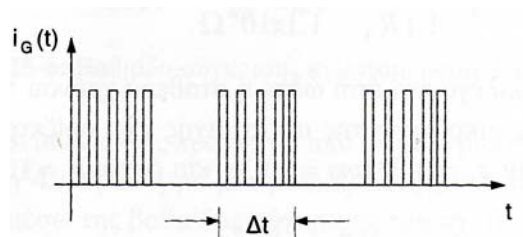


Σχήμα 4.8: Κύκλωμα ενίσχυσης και γαλβανικής απομόνωσης του παλμού έναυσης

Σύμφωνα με το σχ.4.8, ο παλμός έναυσης από την έξοδο του μονοσταθί πολυδονητή, οδηγείται σε μια διάταξη Darlington για την ενίσχυσή του και στη συνέχεια μέσω ενός ειδικού τύπου μετασχηματιστή (μετασχηματιστής παλμών), για τη γαλβανική απομόνωση, οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ.

Για να μην υπάρξουν φαινόμενα κορεσμού στο Μ/Σ παλμών (επειδή το ρεύμα που

τον διαρέει είναι μόνιμα θετικό-ανάλογο της κυματομορφής δ), συνηθίζεται στην πράξη να γίνεται μια διαμόρφωση του παλμού, σχ.4.9).

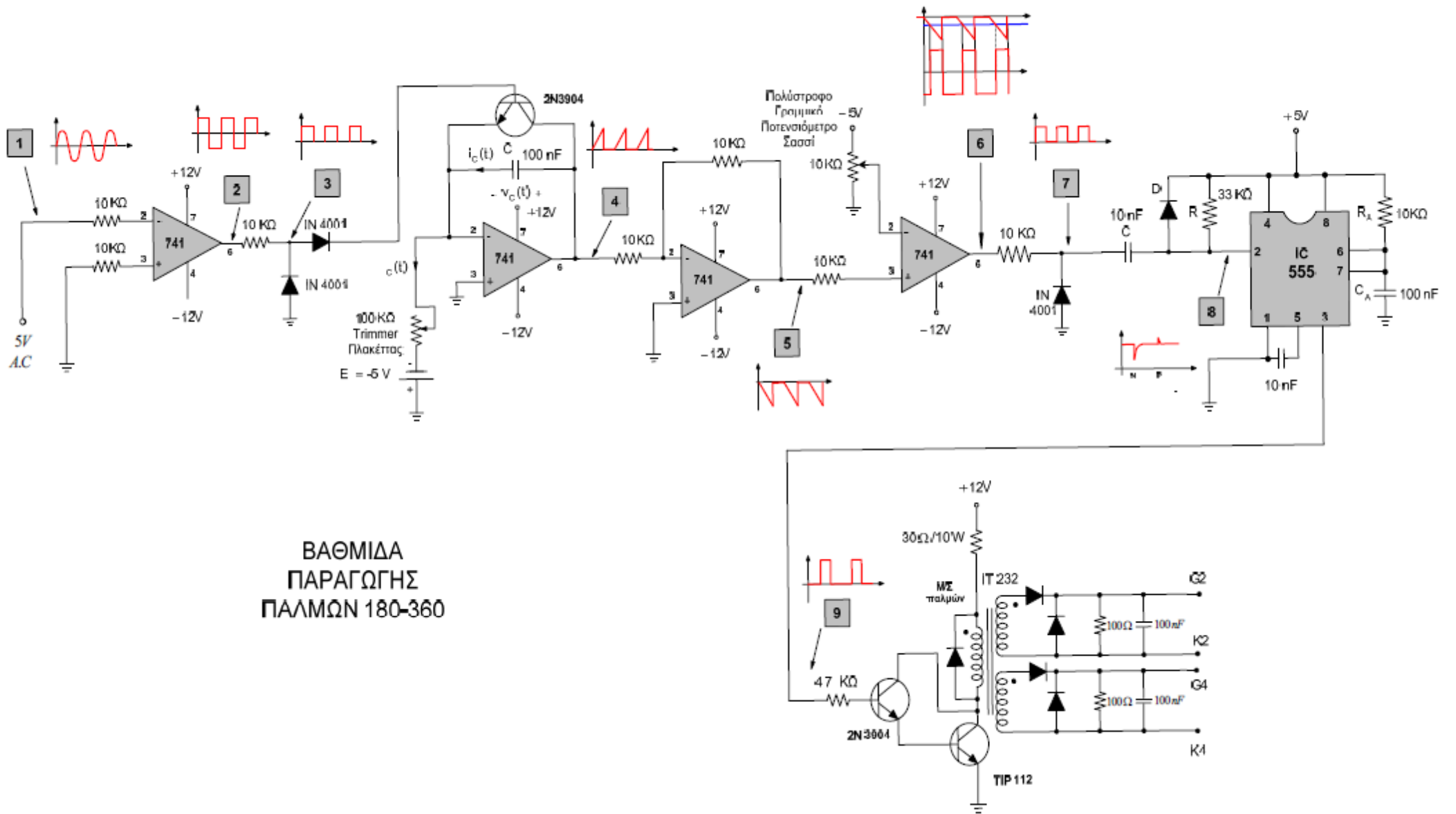


Σχήμα 4.9: Διαμόρφωση παλμών έναυσης του θυρίστορ

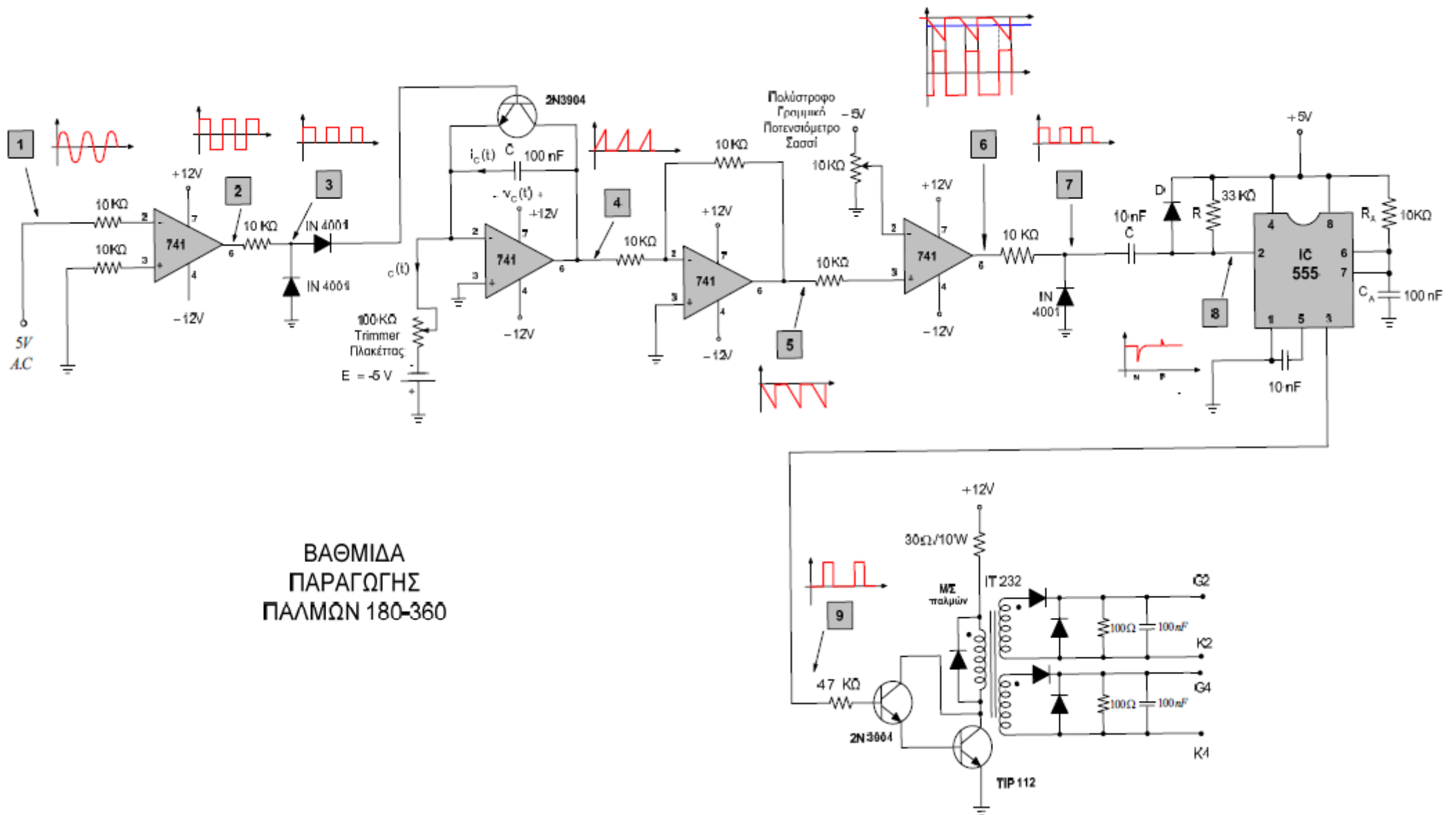
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Κατασκευαστικό μέρος

5.1. Πρακτική Υλοποίηση Κυκλώματος Έναυσης

Στην πτυχιακή υλοποιήθηκε ένα κύκλωμα έναυσης AC-DC. Στις δύο εικόνες που ακολουθούν παρουσιάζονται η βαθμίδα παραγωγής παλμών (0° - 180°) και η βαθμίδα παραγωγής παλμών (180° - 360°).

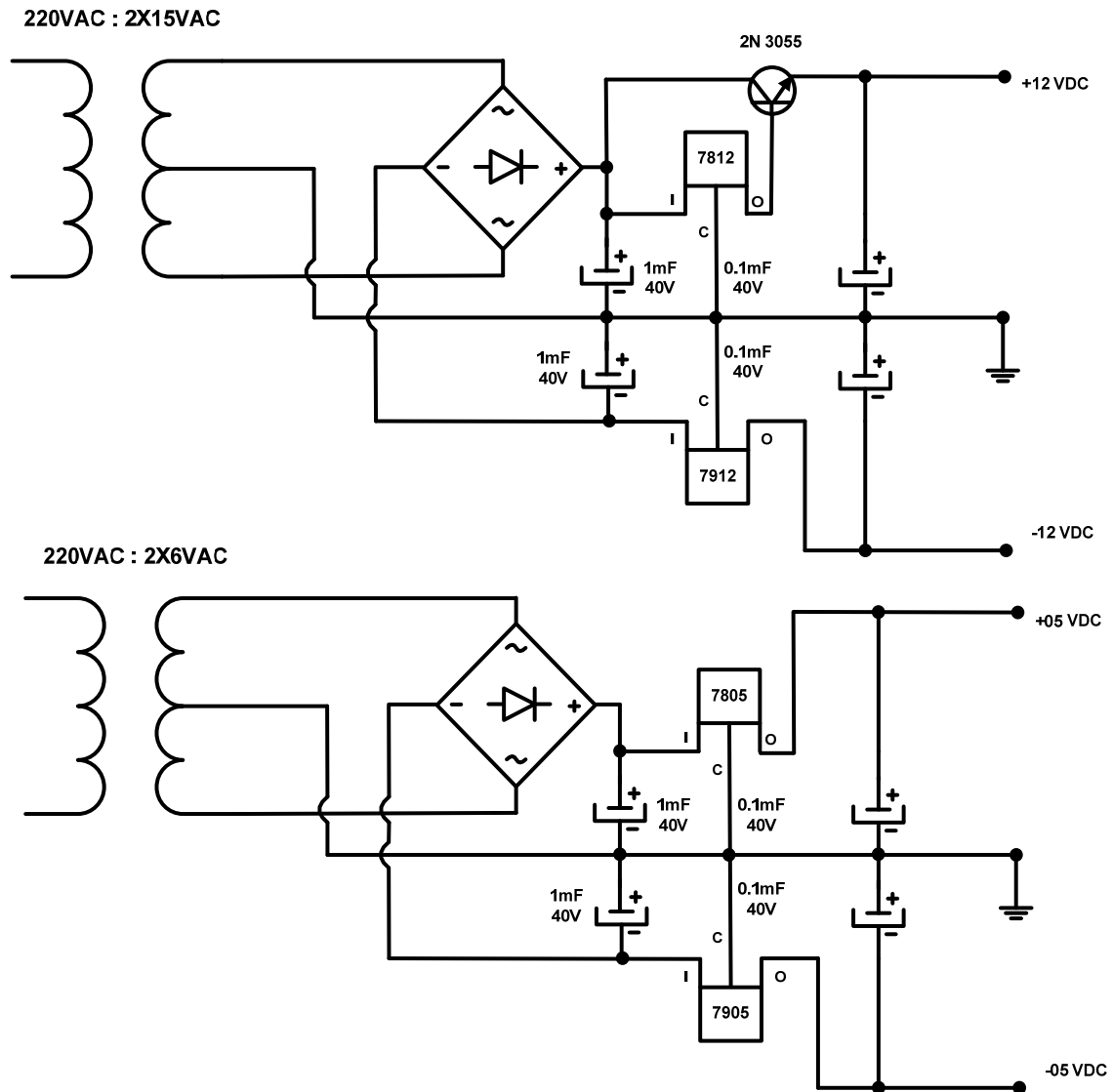


Σχήμα 5.1. Βαθμίδα παραγωγής παλμών (0-180).



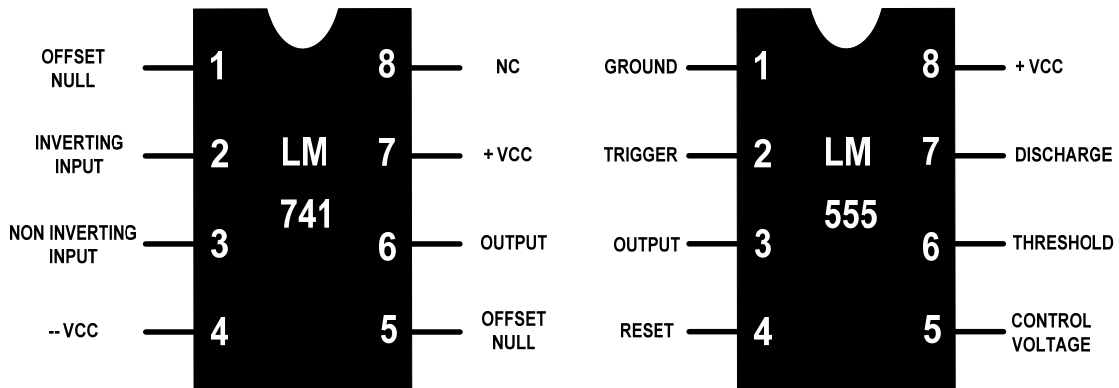
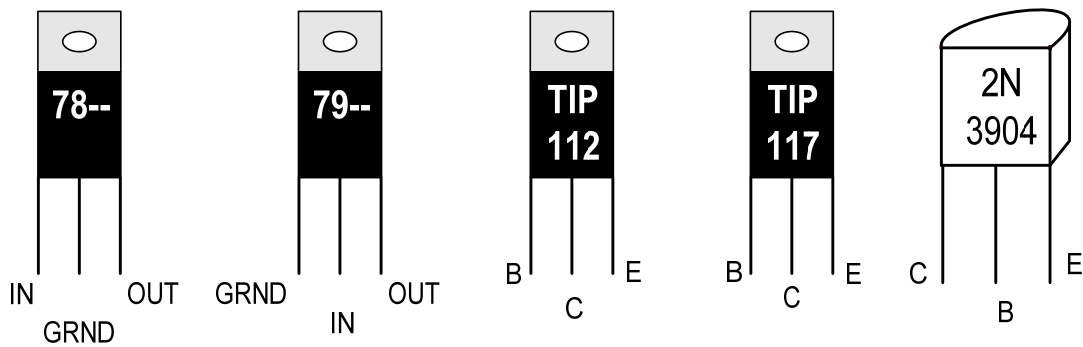
Σχήμα 5.2: – Βαθμίδα παραγωγής παλμών (180-360).

Τα τροφοδοτικά των τελεστικών ενισχυτών των δύο παραπάνω κυκλωμάτων δίνουν στην έξοδο τους τάσεις τροφοδοσίας ± 5 Volts και ± 12 Volts και παρουσιάζονται στην επόμενη εικόνα.



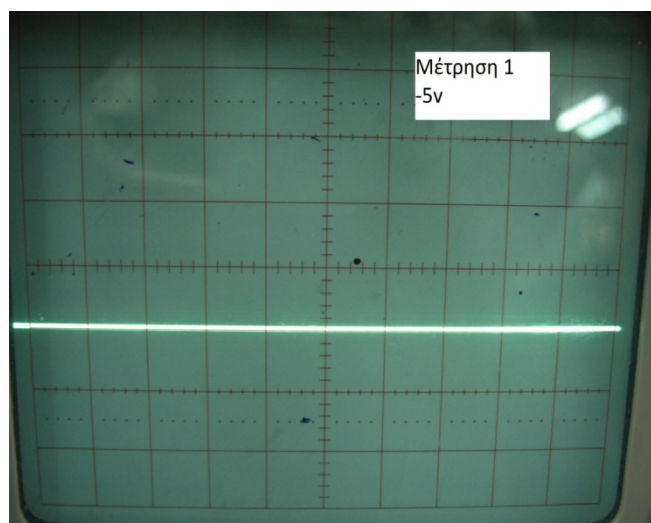
Σχήμα 5.3: Τροφοδοτικά των τελεστικών ενισχυτών των κυκλωμάτων βαθμίδα παραγωγής παλμών (0-180) και βαθμίδα παραγωγής παλμών (180-360).

Τα χαρακτηριστικά των κυριότερων επιμέρους στοιχείων (τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές) των κυκλωμάτων βαθμίδα παραγωγής παλμών (0-180) και βαθμίδα παραγωγής παλμών (180-360) παρουσιάζονται στην επόμενη εικόνα. Στην εικόνα αυτή αποτυπώνεται ξεκάθαρα τι ακριβώς αντιπροσωπεύει ο κάθε ακροδέκτης του κάθε στοιχείου.

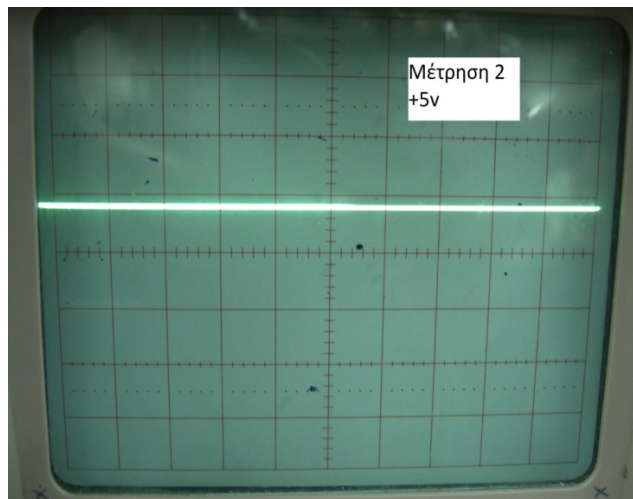


Σχήμα 5.4: Αναλυτικότερη παρουσίαση των στοιχείων (τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές) που συγκροτούν τα κυκλώματα βαθμίδα παραγωγής παλμών (0-180) και βαθμίδα παραγωγής παλμών (180-360).

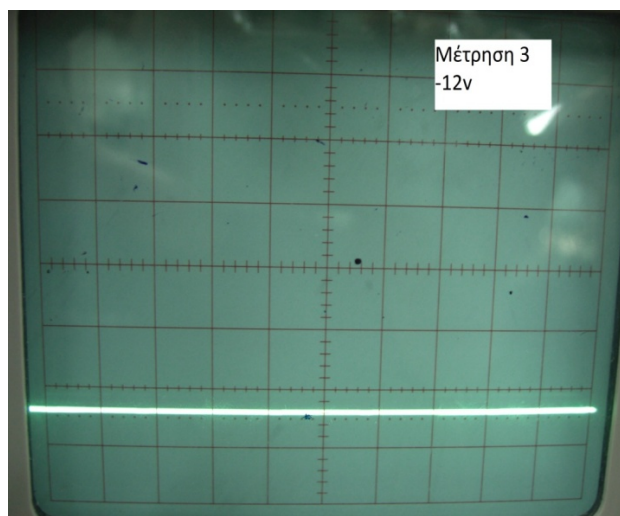
Πριν αρχίσει η λήψη μετρήσεων από το κύκλωμα, πραγματοποιείται ο έλεγχος του σήματος εξόδου των τροφοδοτικών του σχ.5.3, ώστε να εξασφαλιστεί η σωστή τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών του κυκλώματος. Ο έλεγχος πραγματοποιείται με κατάλληλη ρύθμιση των αξόνων X-Ψ και της κλίμακας τάσεων και χρόνου του παλμογράφου, ώστε να διασφαλιστεί η ακρίβεια του. Οι επιθυμητές τιμές τάσης είναι ± 5 Volts και ± 12 Volts.



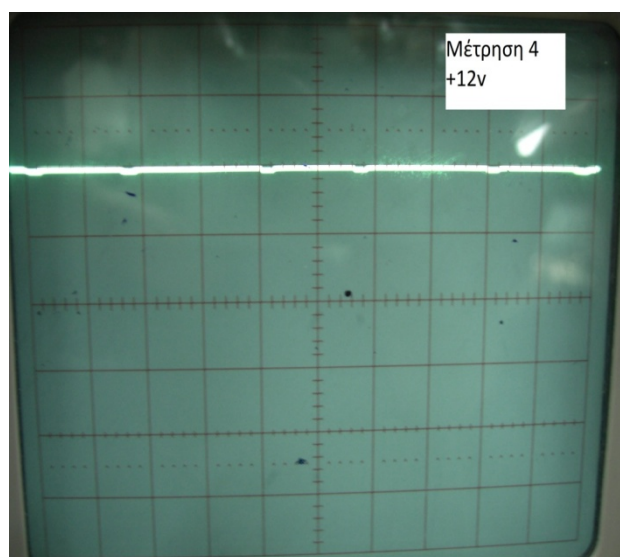
Σχήμα 5.5: DC τάσης τροφοδοτικού στα -5 Volts.



Σχήμα 5.6: DC τάσης τροφοδοτικού στα +5 Volts.

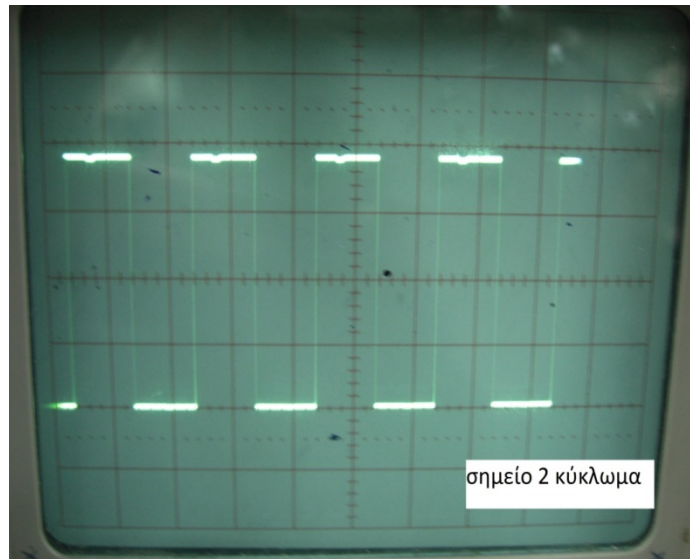


Σχήμα 5.7: DC τάσης τροφοδοτικού στα -12 Volts.

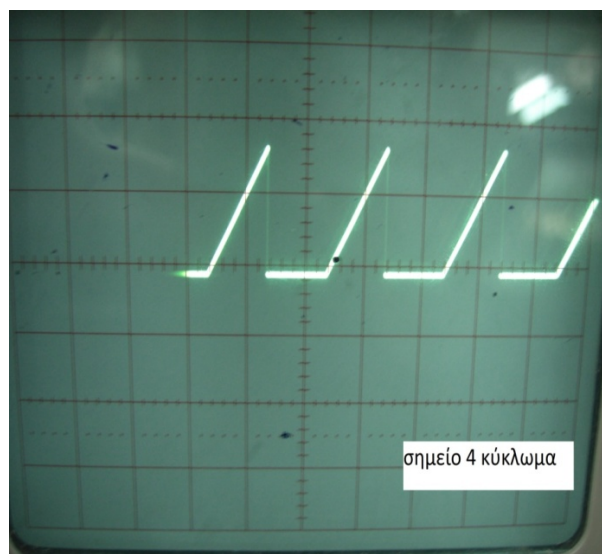


Σχήμα 5.8: DC τάσης τροφοδοτικού στα +12 Volts.

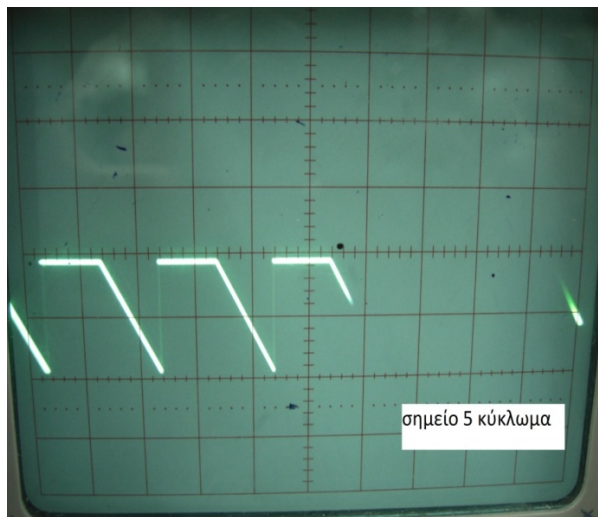
Κατόπιν ακολουθεί η λήψη μετρήσεων με τη βοήθεια του παλμογράφου. Προκειμένου οι μετρήσεις να είναι ακριβείς πραγματοποιείται κατάλληλη ρύθμιση των αξόνων Χ-Ψ, της κλίμακας τάσεων και χρόνου του παλμογράφου και σωστή σύνδεση των ακροδεκτών του στα αντίστοιχα σημεία. Στη συνέχεια παρουσιάζονται μία προς μία οι μετρήσεις



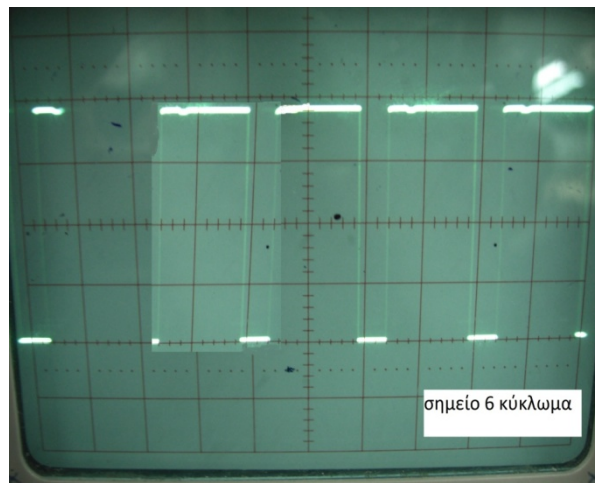
Σχήμα 5.9: Σήμα στο σημείο 2.



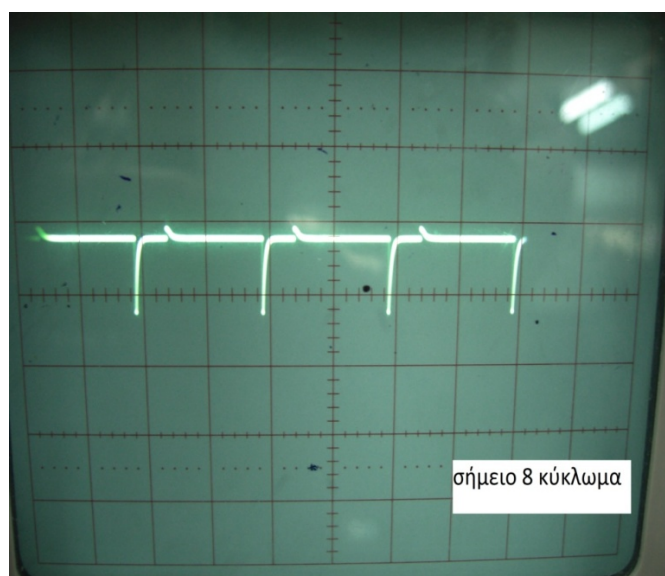
Σχήμα 5.10: Σήμα στο σημείο 4.



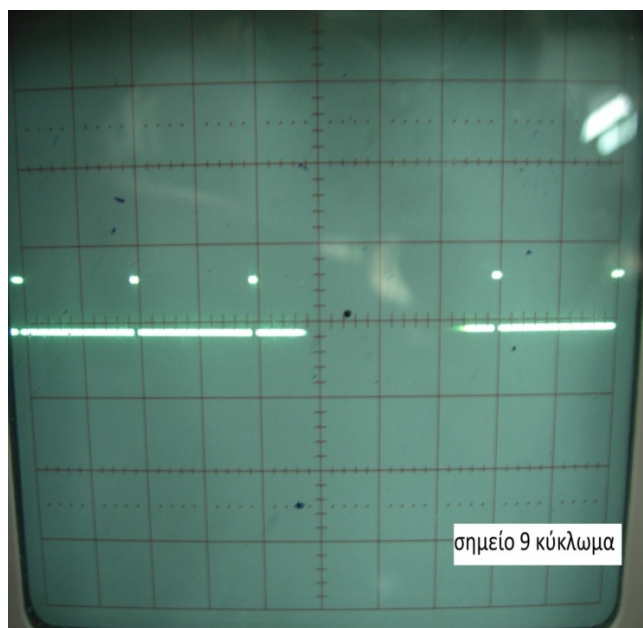
Σχήμα 5.11: Σήμα στο σημείο 5.



Σχήμα 5.12: Σήμα στο σημείο 6.



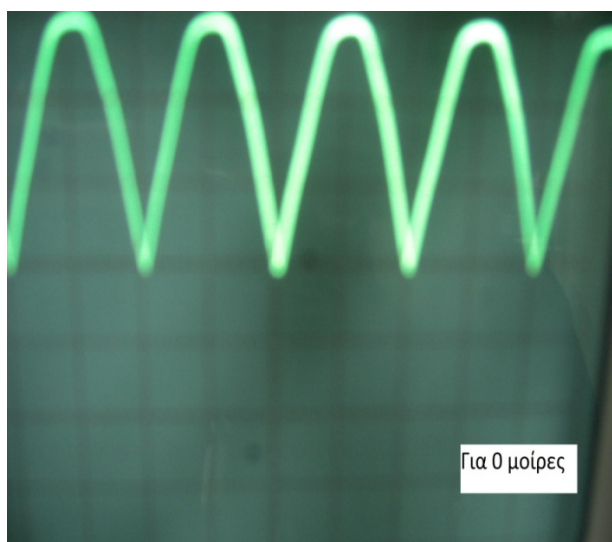
Σχήμα 5.13: Σήμα στο σημείο 8.



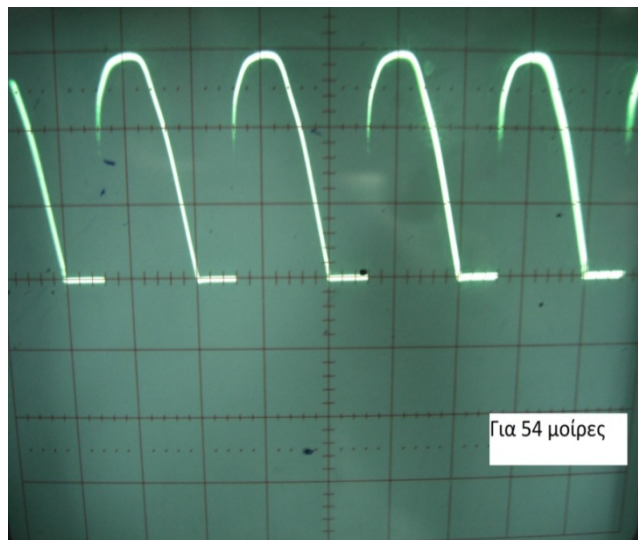
Σχήμα 5.14: Σήμα στο σημείο 9.

Σε όλες τις παραπάνω ληφθείσες κυματομορφές παρατηρείται ταύτιση με τις θεωρητικά αναμενόμενες μορφές. Έτσι γίνεται αντιληπτό ότι το κύκλωμα λειτουργεί σωστά και συνεπώς πιστοποιείται η ορθή λειτουργία του.

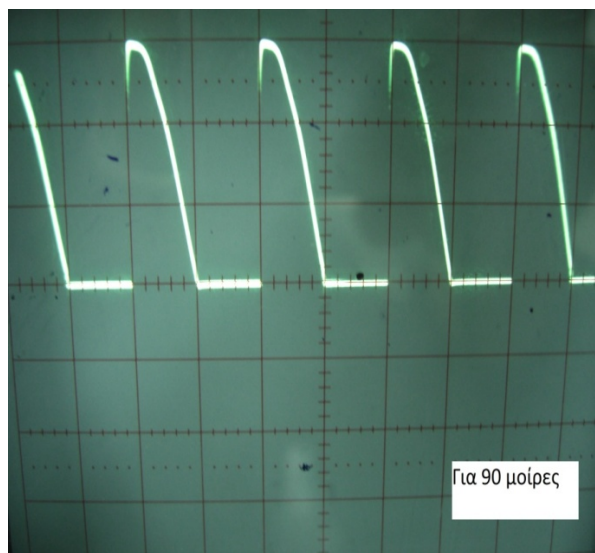
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι μετρήσεις που ελήφθησαν κατά τη σύνδεση με φορτίο, για διάφορες γωνίες έναυσης.



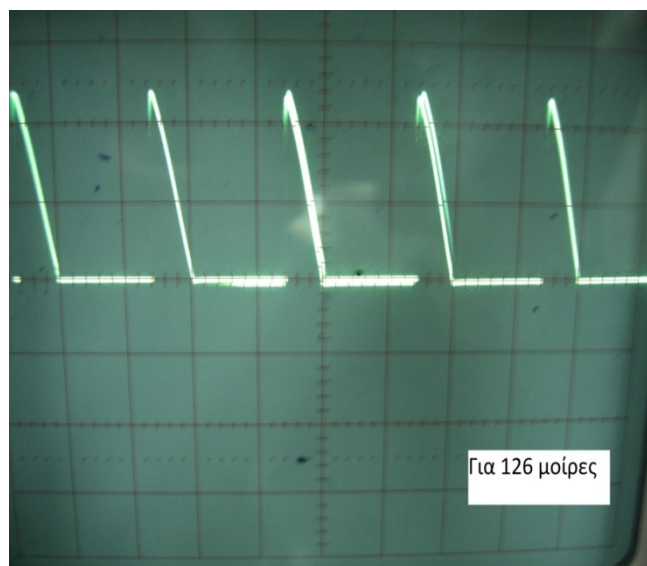
Σχήμα 5.15: Μέτρηση κατά τη σύνδεση με φορτίο και γωνία έναυσης 0° .



Σχήμα 5.16: Μέτρηση κατά τη σύνδεση με φορτίο και γωνία έναυσης 54° .



Σχήμα 5.17: Μέτρηση κατά τη σύνδεση με φορτίο και γωνία έναυσης 90° .



Σχήμα 5.18: Μέτρηση κατά τη σύνδεση με φορτίο και γωνία έναυσης 126° .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο: Συμπεράσματα

Τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος αποτελούν το σημαντικότερο ίσως κομμάτι της επιστήμης των ηλεκτρονικών, αφού χρησιμοποιούνται κατά κόρον για την επεξεργασία και τον έλεγχο της παρεχόμενης ηλεκτρικής ενέργειας. Για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από μία μορφή σε μία άλλη (ανάλογα με τις ανάγκες που παρουσιάζονται), χρησιμοποιούνται μετατροπείς (converters) οι οποίοι μπορεί να είναι AC/DC, DC/DC, AC/AC. Συνήθως τροφοδοτούνται από το δίκτυο και στην έξοδο τους παραδίδουν ενέργεια με κατάλληλα χαρακτηριστικά (τάση, ρεύμα, συχνότητα κλπ) ώστε να ταιριάζει με τις απαιτήσεις του εκάστοτε φορτίου.

Μία μη ελεγχόμενη γέφυρα αποτελείται από μη ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία. Μία ημιελεγχόμενη γέφυρα αποτελείται από ελεγχόμενα και μη ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία και λειτουργεί ως ανορθωτής και ως αντιστροφέας. Αντίστοιχα μια πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα αποτελείται μόνο από ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία, είναι η πληρέστερη ανορθωτική κυκλωματική συνδεσμολογία και λειτουργεί ως ανορθωτής και ως αντιστροφέας.

Κατά την πρακτική υλοποίηση της μονοφασικής ημιελεγχόμενης γέφυρας, εκτός από τις δυσκολίες που παρουσιάστηκαν, διαπιστώθηκε πόσο σημαντικό ρόλο παίζουν οι μετασχηματιστές, τα χαρακτηριστικά των επιμέρους στοιχείων (αντιστάσεις πυκνωτές, τρανζίστορ, δίοδοι) και η συχνότητα της παρεχόμενης από το δίκτυο τάσης.

Η επιτυχία στην υλοποίηση του κυκλώματος έναυσης AC-DC οφείλεται στο καλό ταίριασμα όλων των επιμέρους κυκλωματικών στοιχείων (πυκνωτές, αντιστάσεις, τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές, δίοδοι) που το απαρτίζουν. Επίσης πολύ σημαντικό ρόλο στην ακρίβεια των μετρήσεων έπαιξε το γεγονός ότι δόθηκε ιδιαίτερη προσοχή κατά τη λήψη τους με σωστή ρύθμιση της κλίμακας του παλμογράφου, αποφυγή ύπαρξης dc συνιστώσας στο σήμα εισόδου του κυκλώματος, σωστή ρύθμιση των dc τάσεων τροφοδοσίας των τροφοδοτικών των τελεστικών ενισχυτών και χρήση καλωδίων καλής ποιότητας στα κανάλια του παλμογράφου ώστε να αποφευχθεί η ύπαρξη θορύβου.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Παντελής Β. Μαλατέστας, Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης, **“ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ”**, Εκδόσεις Τζιόλα 2004.
- [2] Kusko Alexander. **“ Solid-state DC motor drives”** MIT Press, London, England 1969.
- [3] Dewan S.B., Straughen A., **“Power semiconductor circuits”**, John Wiley & Sons, 1st Edition, 1984.
- [4] Lander C., **“Power Electronics”** , Mc Graw-Hill, 2st Edition, 1987.
- [5] Σ.Ν. Μανιάς, **“Ηλεκτρονικά Ισχύος”**, Εκ. Συμεών, 3^η Έκδοση Αθήνα, 1991.
- [6] Ε.Κ.Σερβετάς, **“Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά”** Τόμος Α και Τόμος Β, Αθήνα 1990.
- [7] Τζιαμπάζης Α, Τζιαμπάζη Β., **“Ηλεκτρονικά ισχύος (Εφαρμογές)”**, Σύγχρονη Εκδοτική, Αθήνα, 1990..
- [8] Sen P. **“Thyristors D.C. Drives”** , John Wiley & Sons , 1st Edition, 1981.
- [9] Bose B. **“ Power Electronics & A.C. Drives”** , Prentice – Hall, 1st Edition, 1984.
- [10] Mohan N., Underland T., Robbins W. **“Ηλεκτρονικά Ισχύος”**, 2^η Έκδοση , Εκδόσεις Τζιόλα, 2001.
- [11] Bruce Carsten, **“High Frequency Conductors in Switchmode Magnetics”** , HPFC Proceedings, May , 1986