

Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΙΡΑΙΑ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗΣ ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ»

ΟΝΟΜ/ΝΥΜΑ ΣΠΟΥΔΑΣΤΩΝ

ΑΡΙΘΜΟΣ ΜΗΤΡΩΟΥ

ΤΣΕΪΚΟ ΑΝΤΡΕΑΣ

12699

ΦΩΤΟΠΟΥΛΟΣ ΣΤΕΦΑΝΟΣ

32134

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ ΗΡΑΚΛΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Θέμα της συγκεκριμένης πτυχιακής εργασίας είναι η κατασκευή και λειτουργία μιας τριφασικής πλήρους ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης , αποτελούμενη από έξι θυρίστορ. Γίνεται θεωρητική ανάπτυξη της λειτουργίας της , καθώς και από τι αποτελείται.Επίσης γίνεται αναφορά στη χρήση και σημασία των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Πιο αναλυτικά , στο πρώτο κεφάλαιο δίνεται μια πρώτη εικόνα για τα Ηλεκτρονικά Ισχύος,που αφορά στην εξέλιξή τους και την τωρινή τους πλέον χρησιμότητα.Στο δεύτερο κεφάλαιο αναφέρονται και αναπτύσσονται θεωρητικά τα κυριότερα διακοπτικά στοιχεία των Ηλεκτρονικών Ισχύος.Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται αναφορά και ανάλυση των μετατροπών ισχύος.Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται θεωρητική ανάπτυξη των ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων.Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η θεωρητική ανάπτυξη της τριφασικής πλήρους ελεγχόμενης γέφυρας,ενώ ακολουθούν τα συμπεράσματα από τη λειτουργία της,καθώς και η θεωρία της λειτουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος που χρησιμοποιήθηκε.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1:Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος.....	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2:Βασικά Ηλεκτρονικά Στοιχεία.....	5
2.1 Θυρίστορ.....	5
2.2 Δίοδος Ισχύος.....	8
2.3 Mosfet Ισχύος.....	11
2.4 Triac.....	13
2.5 Τρανζίστορ Επαφής BJT.....	15
2.6 Τελεστικός Ενισχυτής.....	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3:Μετατροπείς Ισχύος.....	21
3.1 Μετατροπέας Ε.Ρ/Σ.Ρ.....	21
3.2 Μετατροπέας Ε.Ρ/Ε.Ρ.....	23
3.3 Μετατροπέας Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	24
3.4 Μετατροπέας Σ.Ρ/Ε.Ρ.....	25
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Ανορθωτικές Διατάξεις.....	26
4.1 Μονοφασική Ημιελεγχόμενη Γέφυρα.....	26
4.2 Πλήρως Ελεγχόμενη Μονοφασική Γέφυρα.....	31
4.3 Τριφασική Πλήρως Ελεγχόμενη Γέφυρα.....	36
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Θεωρητική Ανάπτυξη Κατασκευής.....	40
5.1 Τριφασική Πλήρως Ελεγχόμενη Γέφυρα(Κύκλωμα,Λειτουργία).....	40
5.2 Σχόλια-Παρατηρήσεις.....	43
5.3 Περίληψη Λειτουργίας Ολοκληρωμένου.....	44
5.4 Τεχνικά Χαρακτηριστικά Ολοκληρωμένου.....	45

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1-ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

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 τεράστια 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.

Στην ανάπτυξη των συστημάτων ισχύος έχει συμβάλει ιδιαίτερα και η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής, η οποία έχει επιτρέψει την υλοποίηση εξαιρετικά ισχυρών ελεγκτών. Παλαιότερα η σχεδίαση της διάταξης ελέγχου βασιζόταν σε αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Σήμερα μια μεγάλη ποικιλία μικροεπεξεργαστών, ειδικά σχεδιασμένων για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, είναι διαθέσιμη από πολλούς κατασκευαστές. Με τη χρήση των μικροεπεξεργαστών η υλοποίηση του ελεγκτή απλοποιείται σημαντικά. Ταυτόχρονα είναι δυνατή η εκτέλεση πολύπλοκων τεχνικών ελέγχου, με παράλληλη αύξηση της αξιοπιστίας και ελαχιστοποίηση των διαστάσεων της διάταξης. Έτσι, οι σύγχρονες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος με ημιαγωγούς διακόπτες προσφέρουν τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Μικρό όγκο και βάρος.
- Μικρές απώλειες, επομένως υψηλό βαθμό απόδοσης.
- Υψηλή αξιοπιστία.
- Πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά.

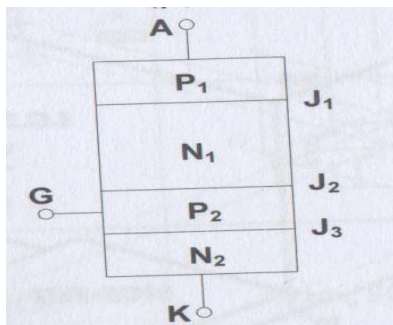
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2-ΒΑΣΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

2.1 ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Τα θυρίστορ (thyristors) μπορεί να πάρουν πολλές μορφές, αλλά έχουν ορισμένα πράγματα από κοινού. Όλα τους είναι στερεάς κατάστασης διακόπτες, τα οποία λειτουργούν ως ανοικτά κυκλώματα τα οποία είναι ικανά να αντέξουν την ονομαστική τάση μέχρι να ενεργοποιηθεί. Όταν ενεργοποιούνται, τα θυρίστορ γίνονται χαμηλής αντίστασης και παραμένουν στην κατάσταση αυτή έως ότου το ρεύμα σταματήσει ή πέσει κάτω από μια ελάχιστη τιμή που ονομάζεται επίπεδο εκμετάλλευσης. Μόλις ένα θυρίστορ έχει ενεργοποιηθεί, η τροφοδοσία του ρεύματος μπορεί να αφαιρεθεί χωρίς να απενεργοποιηθεί και η συσκευή παράλληλα.

Οι ανορθωτές σιλικόνης (SCRS) και οι διακόπτες τριάς είναι και οι δύο μέλη της οικογένειας των θυρίστορ. Οι ανορθωτές (SCRs) είναι μονής κατεύθυνσης συσκευές όπου οι διακόπτες έχουν αμφίδρομη λειτουργία. Ένας ανορθωτής SCR έχει σχεδιαστεί για να μεταβαίνει το φορτίο του ηλεκτρικού ρεύματος σε μια κατεύθυνση, ενώ ένα TRIAC έχει σχεδιαστεί για τη μετάβαση του ρεύματος και στις δύο κατευθύνσεις. Από πλευράς δομής, όλα τα θυρίστορ είναι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων (p-n-p-n) το οποίο μπορεί να θεωρηθεί σαν συνδυασμός δύο τρανζίστορ.

Η δομή του θυρίστορ

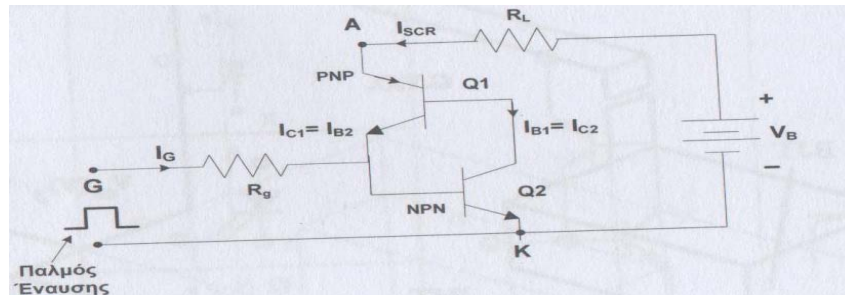


Όταν στην πύλη του θυρίστορ δεν υπάρχει παλμός έναυσης, ανεξάρτητα από το αν είναι θετικά πολωμένο, τότε δεν υπάρχει ροή ρεύματος μέσω του θυρίστορ. Για να μεταβεί το θυρίστορ σε κατάσταση αγωγής, πρέπει στην πύλη του να δοθεί παλμός έναυσης με την προϋπόθεση ότι το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο. Ένα τέτοιο στοιχείο, όταν βρεθεί στην κατάσταση αγωγής μετά την εφαρμογή του παλμού έναυσης, θα εξακολουθεί να παραμένει στην κατάσταση αυτή, ακόμα και αν ο παλμός έναυσης αφαιρεθεί. Μπορεί να διακοπεί η κατάσταση αγωγής μόνο όταν το ρεύμα, το οποίο ρέει μέσα από το θυρίστορ μηδενιστεί ή η πολικότητα της ανόδου γίνει αρνητική σε σχέση με την κάθοδο.

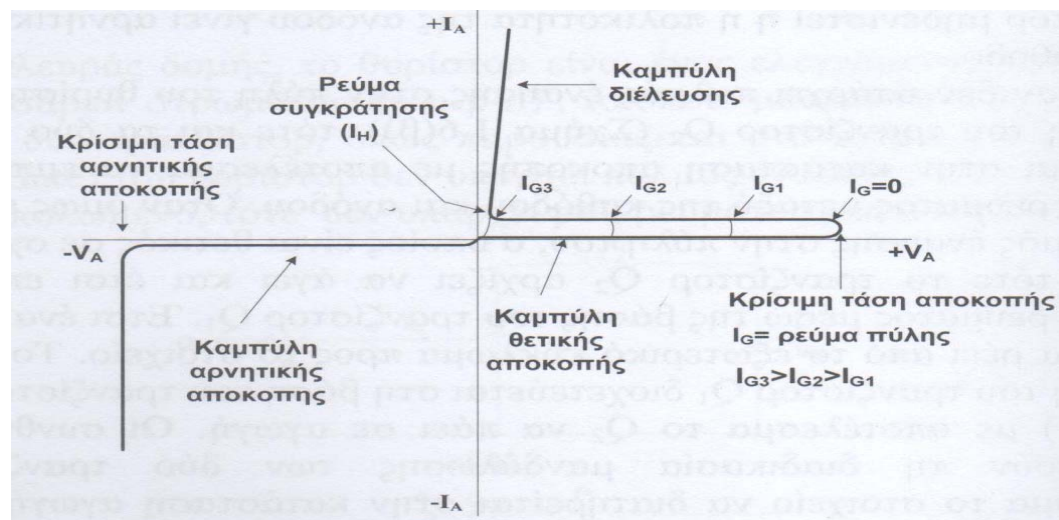
Όταν δεν υπάρχει παλμός έναυσης στην πύλη του θυρίστορ, δηλαδή στη βάση του τρανζίστορ Q_2 , τότε και τα δύο τρανζίστορ βρίσκονται στην κατάσταση αποκοπής με αποτέλεσμα να εμποδίζουν τη διέλευση του ρεύματος μεταξύ της καθόδου και της ανόδου. Όταν όμως εφαρμοστεί ένας παλμός έναυσης στην πύλη του, ο οποίος είναι θετικός σε σχέση με την κάθοδο, τότε το τρανζίστορ Q_2 αρχίζει να άγει και έτσι επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος μέσω της βάσης του τρανζίστορ Q_1 . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ένα ρεύμα I_{SCR} να ρέει από το εξωτερικό κύκλωμα προς το στοιχείο. Το ρεύμα του συλλέκτη του

τρανζίστορ Q_1 διοχετεύεται στη βάση του τρανζίστορ Q_2 με αποτέλεσμα το Q_2 να πάει σε αγωγή. Οι συνθήκες αυτές δημιουργούν τη διαδικασία μανδάλωσης των δύο τρανζίστορ, με αποτέλεσμα το στοιχείο να διατηρείται στην κατάσταση αγωγής και όταν ακόμα αφαιρεθεί ο παλμός έναυσης από την πύλη. Για να μεταβεί το θυρίστορ σε κατάσταση αποκοπής, το ρεύμα ανόδου πρέπει να ελαττωθεί στο μηδέν. Στην πραγματικότητα όμως, η αποκοπή του θυρίστορ γίνεται σε μια τιμή του ρεύματος που είναι λίγο μεγαλύτερη από το μηδέν και το ρεύμα αυτό ονομάζεται ρεύμα συγκράτησης (holding current) και συμβολίζεται με I_H .

Ισοδύναμο λειτουργικό κύκλωμα του θυρίστορ



Αυτό συμβαίνει διότι καθώς το ρεύμα ανόδου ελαττώνεται στο μηδέν, η διαδικασία μανδάλωσης του θυρίστορ δεν μπορεί να είναι αποτελεσματική. Επίσης πρέπει να σημειωθεί ότι για να μεταβεί το θυρίστορ σε κατάσταση αγωγής απαιτείται ένα ελάχιστο ρεύμα ανόδου, το οποίο δημιουργείται μέσω του εξωτερικού κυκλώματός του και ονομάζεται ρεύμα μανδάλωσης (latching current). Το ρεύμα συγκράτησης καθώς και το ρεύμα μανδάλωσης είναι το 1% του ονομαστικού ρεύματος του θυρίστορ. Παρακάτω παριστάνεται και η χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος ενός θυρίστορ.



Οι απαιτούμενες στάθμες ρεύματος και τάσης για την έναυση ενός θυρίστορ εξαρτώνται από τη θερμοκρασία επαφής του στοιχείου που ενεργοποιείται. Καθώς η θερμοκρασία επαφής αυξάνει, η πύλη γίνεται περισσότερο ευαίσθητη. Το αντίθετο ισχύει για θερμοκρασίες μικρότερες της κανονικής. Έτσι για αξιόπιστη λειτουργία στην περίπτωση εφαρμογών σε χαμηλές θερμοκρασίες, είναι απαραίτητη η πρόβλεψη παροχής αρκετού ρεύματος στην πύλη του στοιχείου. Οι απαιτήσεις ρεύματος για την έναυση της πύλης, για κάθε τύπο στοιχείου, αναγράφονται στις προδιαγραφές των κατασκευαστών.

Έτσι, αν σε μια εφαρμογή χρειάζεται παλμός έναυσης, τότε ο μηχανικός πρέπει να προβλέψει το πλάτος του παλμού να είναι μεγαλύτερος της τιμής του καθοριζόμενου συνεχούς ρεύματος. Η συμπεριφορά ενός θυρίστορ κατά την αλλαγή της λειτουργικής του κατάστασης, πρέπει να μελετάται ιδιαίτερα για να είναι ο μηχανικός σίγουρος ότι η έναυση και η σβέση του θα πραγματοποιούνται σύμφωνα με τον επιθυμητό προγραμματισμό που προέρχεται από το κύκλωμα ελέγχου.

Όπως διαπιστώνεται και από την παραπάνω χαρακτηριστική V-I, ένα θυρίστορ μπορεί να βρίσκεται σε μια από τις ακόλουθες τρεις καταστάσεις:

A) Κατάσταση αγωγής (Conduction state): όπου το θυρίστορ άγει και ρεύμα ρέει από την άνοδο προς την κάθοδο

B) Κατάσταση θετικής αποκοπής (Forward blocking state): όπου το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο, αλλά βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Αν δοθεί παλμός έναυσης στο θυρίστορ τότε μεταβαίνει στην κατάσταση διέλευσης

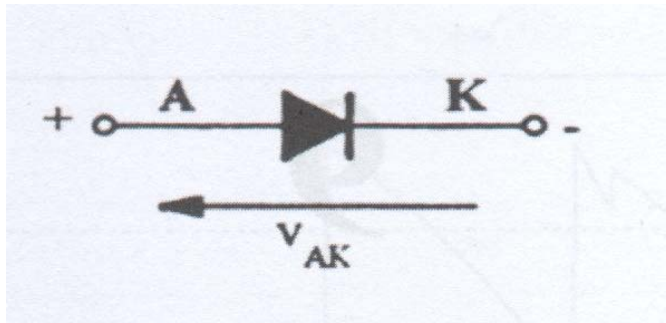
Γ) Κατάσταση αρνητικής αποκοπής (Reverse blocking state): το θυρίστορ μεταβαίνει στην κατάσταση αυτή όταν μια αρνητική τάση εφαρμοστεί μεταξύ ανόδου και καθόδου. Για παράδειγμα, αν το θυρίστορ βρίσκεται στην κατάσταση αγωγής και εφαρμοστεί μια αρνητική τάση μεταξύ ανόδου και καθόδου, τότε το θυρίστορ μεταβαίνει στην κατάσταση αρνητικής αποκοπής και έτσι επιτυγχάνεται η σβέση του.

2.2 ΔΙΟΔΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

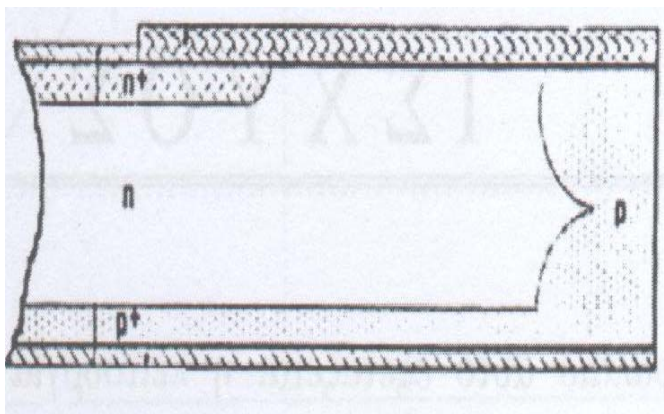
Η δίοδος ισχύος είναι ένας ημιαγωγός μιας επαφής, ο οποίος χρησιμοποιείται για την κατασκευή μη ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων. Επίσης χρησιμοποιούνται στους αντιστροφείς ισχύος (DC-AC) σαν δίοδος ελεύθερης διέλευσης και σε πολλούς μετατροπείς για διάφορους άλλους λόγους. Υπάρχουν δίοδοι ισχύος που έχουν ονομαστική τιμή ρεύματος που φθάνει έως και 5000 Ampere και ονομαστική τιμή τάσης αποκοπής που φθάνει έως και τα 5000 Volts. Όσον αφορά την διακοπτική τους ταχύτητα αυτή κυμαίνεται από 1msec για εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος (MW), έως μερικών δεκάδων nsec για εφαρμογές πολύ μικρής ισχύος (mW).

Στο παρακάτω σχήμα παριστάνεται το σύμβολο της διόδου καθώς και κάθετος τομή του κρυστάλλου της. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η δίοδος έχει δύο ακροδέκτες, την Άνοδο και την Κάθοδο. Επίσης από το σχήμα φαίνεται ότι είναι στοιχείο δύο στρωμάτων ενός τύπου n και ενός τύπου p ώστε να δημιουργείται στον κρύσταλλο μια επαφή ή ένωση p-n.

Σύμβολο διόδου



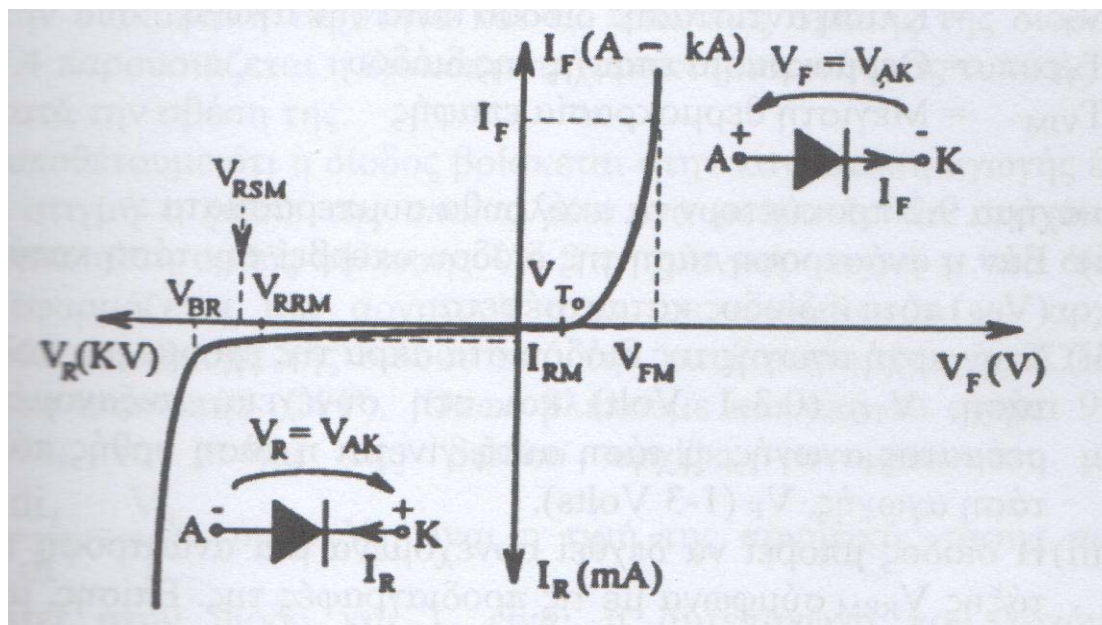
Κάθετος τομή κρυστάλλου διόδου



Ιδιαίτερα σημαντική είναι η διακοπτική χαρακτηριστική της διόδου, διότι έχει να κάνει με τη δυναμική συμπεριφορά λειτουργίας της όταν εκείνη μεταβαίνει από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής και το αντίθετο. Η δυναμική συμπεριφορά των ημιαγωγών χρειάζεται για δύο λόγους. Ο πρώτος λόγος είναι για να επιτευχθούν καλύτεροι χρόνοι έναυσης και σβέσης με εξωτερικά κυκλώματα (t_{on} και t_{off}) και ο δεύτερος λόγος είναι

για να γνωρίζουμε τις απώλειες ισχύος κατά την έναυση και κατά τη σβέση τους. Εφόσον γνωρίζουμε τις απώλειες ισχύος των ημιαγωγών, τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την απόδοση ισχύος της ηλεκτρικής συσκευής μέσα στην οποία βρίσκονται.

Στο επόμενο σχήμα παριστάνεται η χαρακτηριστική καμπύλη V-I μιας διόδου.



Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η διόδος είναι θετικά πολωμένη, δηλαδή η άνοδος να έχει μεγαλύτερη τάση από την κάθοδο με αναφορά κάποιο σημείο, τότε η διόδος μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής και το ρεύμα της ανόδου αρχίζει να αυξάνεται, όπως φαίνεται στο πρώτο τεταρτημόριο της χαρακτηριστικής. Όταν η διόδος άγει και κάποια στιγμή πολωθεί αρνητικά, δηλαδή η τάση καθόδου γίνει μεγαλύτερη από την τάση ανόδου, τότε η διόδος μεταβαίνει στην κατάσταση ανάστροφης αποκοπής. Το τρίτο τεταρτημόριο της χαρακτηριστικής, προσδιορίζει την φάση της αρνητικής αποκοπής της διόδου.

Χρήσιμοι ορισμοί της διόδου

I_F = Ρεύμα αγωγής ή ορθής πόλωσης

I_R = Ανάστροφο ρεύμα

I_{RM} = Μέγιστο ρεύμα ανάκτησης

V_R = Ανάστροφη ή αρνητική τάση

V_F = Τάση αγωγής

V_{FM} = Μέγιστη τάση αγωγής

V_{T0} = Τάση κατωφλίου κατά την αγωγή

V_{RRM} = Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση

V_{RSM} = Μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση

V_{BR} =Ανάστροφη τάση κατάρρευσης

Χρήσιμα συμπεράσματα από τη χαρακτηριστική V-I της διόδου

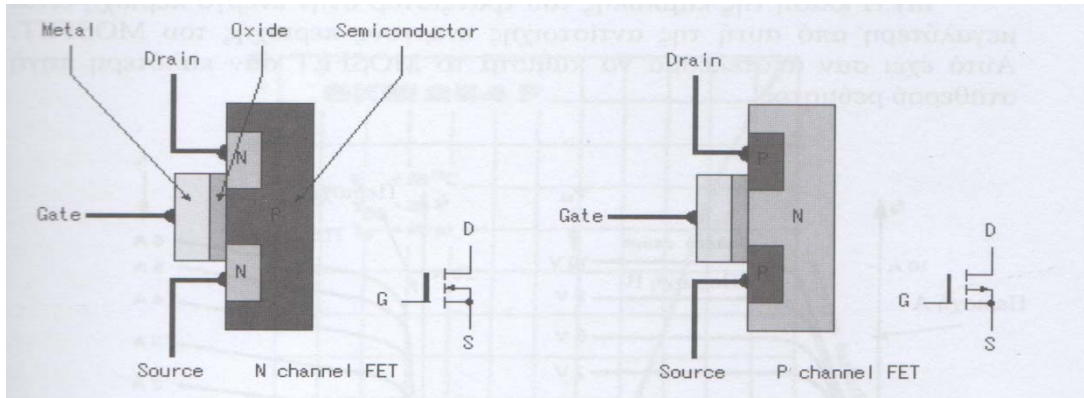
A)Εάν η ανάστροφη τάση της διόδου υπερβεί την τάση κατάρρευσης(V_{BR}),τότε η διόδος καταστρέφεται.

B)Στην αρχή αγωγής της διόδου στα άκρα της έχουμε μια πολύ μικρή τάση, $V_{TO}(0.3-1 \text{ Volt})$ και στη συνέχεια,αυξανόμενου του ρεύματος αγωγής,η τάση αυτή γίνεται ορθής πόλωσης ή τάση αγωγής, $V_F(1-3 \text{ Volts})$

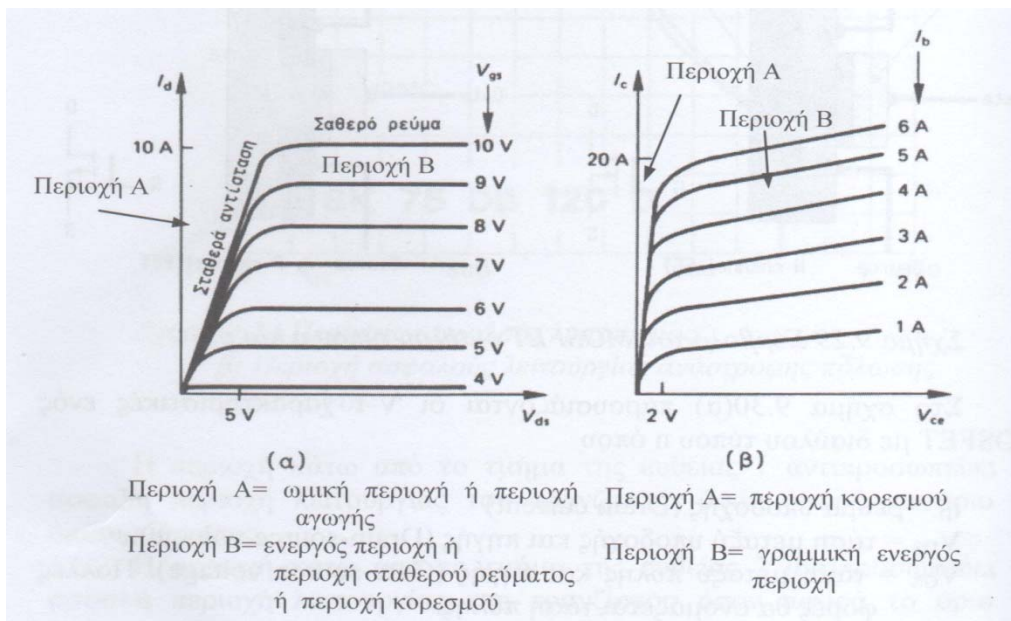
Γ)Η διόδος μπορεί να δεχθεί συνεχόμενα μια ανάστροφη τάση της τάξης V_{RRM} σύμφωνα με τις προδιαγραφές της.Επίσης ,μπορεί να δεχθεί μια ανάστροφη μη επαναλαμβανόμενη τάση της τάξης V_{RSM} ,σύμφωνα με τις προδιαγραφές της.

2.3 MOSFET ΙΣΧΥΟΣ

Το MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor- Field Effect Transistor) είναι ημιαγωγός τριών ακροδεκτών, στο οποίο η πύλη (Gate) ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών αξόδου που είναι η πηγή (Source) και η υποδοχή (Drain).



Οι χαρακτηριστικές V-I ενός MOSFET διαύλου τύπου p είναι οι ίδιες με εκείνες του MOSFET με δίαυλο τύπου n με τη διαφορά ότι οι πολικότητες του ρεύματος και της τάσης είναι ανεστραμμένες έτσι ώστε οι χαρακτηριστικές του MOSFET διαύλου τύπου p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο του πεδίου i_D - v_{DS} . Επίσης στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι V-I χαρακτηριστικές ενός τρανζίστορ ισχύος.



Εάν συγκρίνουμε τις χαρακτηριστικές των δυο αυτών διακοπών ημιαγωγών εξάγουμε τα ακόλουθα συμπεράσματα:

Α) Η ομάδα των καμπυλών του MOSFET ισχύος παράγεται από τις αλλαγές της τάσης της πύλης κι όχι από τις αλλαγές του ρεύματος βάσης όπως συμβαίνει με το τρανζίστορ ισχύος. Για το λόγο αυτό το MOSFET λέγεται ότι είναι ημιαγωγός τάσης ενώ το τρανζίστορ ημιαγωγός ρεύματος.

Β) Η κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού του τρανζίστορ είναι μεγαλύτερη από αυτή της ωμικής περιοχής του MOSFET. Αυτό δείχνει ότι η αντίσταση αγωγής, $R_{DS(ON)}$ του MOSFET είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αντίσταση αγωγής του τρανζίστορ.

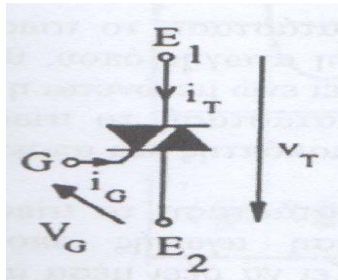
Γ) Η κλίση καμπύλης του τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή είναι μεγαλύτερη από αυτή της αντίστοιχης ενεργούς περιοχής του MOSFET. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να καθιστά το MOSFET σαν καλύτερη πηγή σταθερού ρεύματος.

Στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται MOSFET, τα MOSFET λειτουργούν σαν διακόπτες για τον έλεγχο της ισχύος φορτίου όπως γίνεται και με τα τρανζίστορ ισχύος. Επομένως, στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, δηλαδή αντιστροφείς, μετατροπείς συνεχούς ρεύματος κλπ, το MOSFET λειτουργεί είτε στην περιοχή αποκοπής (cut off region), όταν δεν άγει, είτε στην ωμική περιοχή όταν άγει.

2.4 TRIAC

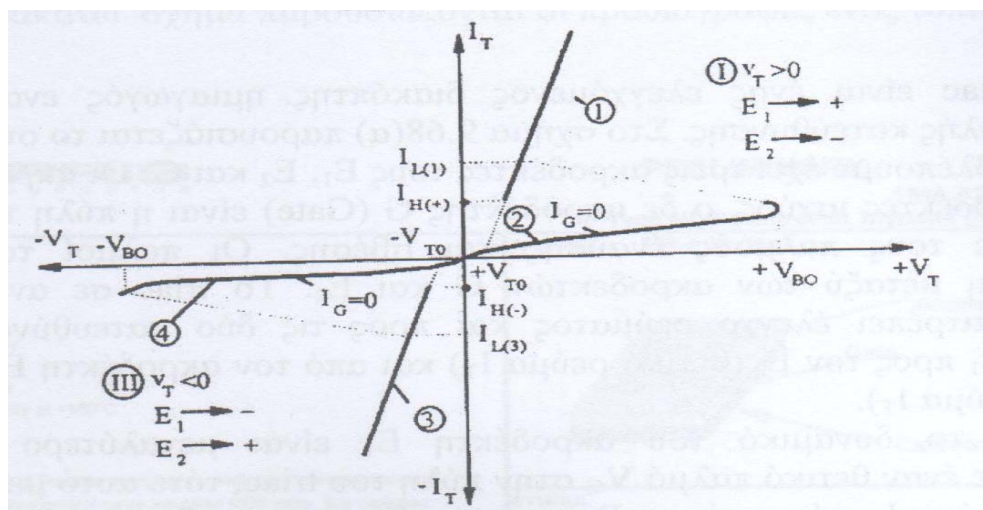
Το triac είναι ένας ελεγχόμενος διακόπτης ημιαγωγός εναλλασσόμενου ρεύματος διπλής κατεύθυνσης. Στο επόμενο σχήμα παριστάνεται το σύμβολο του, το οποίο έχει τρεις ακροδέκτες τους E_1 , E_2 και G .

Σύμβολο triac



Οι ακροδέκτες E_1 και E_2 είναι οι ακροδέκτες ισχύος ενώ ο ακροδέκτης G είναι η πύλη του triac όπου εφαρμόζουμε τους παλμούς έναυσης και σβέσης. Οι παλμοί του triac, V_G , εφαρμόζονται μεταξύ των ακροδεκτών G και E_2 . Το triac σε αντίθεση με το θυρίστορ, επιτρέπει τον έλεγχο του ρεύματος και προς τις δύο κατευθύνσεις από τον ακροδέκτη E_1 προς τον E_2 (θετικό ρεύμα) και από τον ακροδέκτη E_2 προς τον E_1 (αρνητικό ρεύμα I_T).

Όταν το δυναμικό του ακροδέκτη E_1 είναι μεγαλύτερο του E_2 και εφαρμόσουμε έναν θετικό παλμό V_G στην πύλη του triac, τότε αυτό μεταβαίνει στην αγωγή και ρεύμα I_T ρέει από τον E_1 προς τον E_2 . Όταν το δυναμικό του ακροδέκτη E_2 είναι μεγαλύτερο του E_1 και εφαρμόσουμε έναν αρνητικό παλμό στην πύλη του triac τότε αυτό μεταβαίνει πάλι στην αγωγή αλλά το ρεύμα I_T ρέει από τον ακροδέκτη E_2 προς τον E_1 .



Από την παραπάνω χαρακτηριστική καμπύλη, διαπιστώνεται ότι το triac, σε αντίθεση με το θυρίστορ, λειτουργεί ως διακόπτης αγωγής και αποκοπής σε δύο τεταρτημόρια, στο πρώτο και το τρίτο. Σύμφωνα δηλαδή με τη χαρακτηριστική, το triac μπορεί να βρίσκεται σε μια από τις ακόλουθες καταστάσεις λειτουργίας:

-Κατάσταση 1:Σ'αυτήν την κατάσταση το triac μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής,όπου το θετικό ρεύμα I_T αρχίζει να ρέει ενώ μειώνεται η τάση V_T .

-Κατάσταση 2:Σ'αυτήν την κατάσταση το triac λειτουργεί σαν ανοικτός διακόπτης και αποκόπτει θετική τάση.

-Κατάσταση 3:Σ'αυτήν την κατάσταση το triac μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής,όπου αρνητικό ρεύμα I_T αρχίζει να ρέει μέσα από αυτό ενώ μειώνεται η τάση V_T

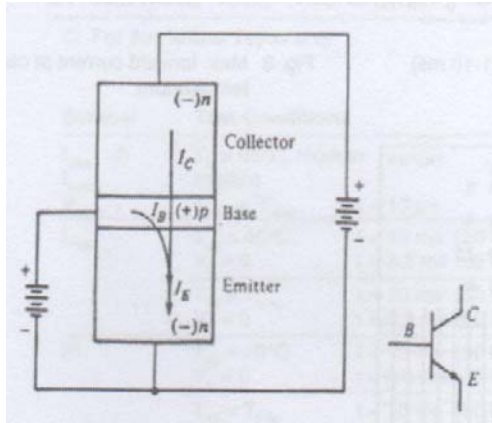
-Κατάσταση 4:Σ'αυτήν την κατάσταση το triac λειτουργεί σαν ανοικτός διακόπτης αλλά αποκόπτει αρνητική τάση

Πρέπει να σημειωθεί ότι όταν το triac πάει στην κατάσταση αγωγής,μανδαλώνει στην κατάσταση αυτή λόγω της εσωτερικής του κατασκευής.Το triac φεύγει από την κατάσταση αυτή,της μανδάλωσης είτε όταν το ρεύμα του I_T γίνει μηδέν ή όταν πολωθεί ανάστροφα.

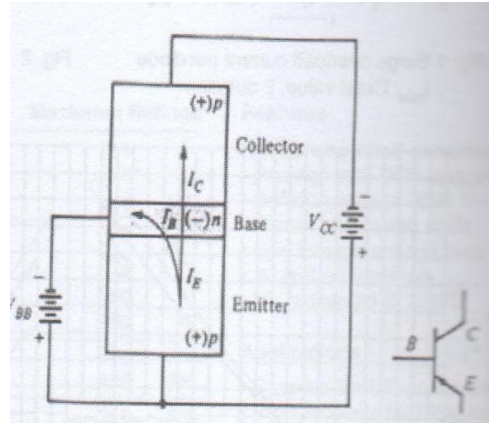
2.5 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΑΦΗΣ ΒJT(BIPOLAR JUNCTION ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ)

Το τρανζίστορ που ονομάζεται τρανζίστορ επαφής ή και διπολικό τρανζίστορ, ήταν ο πρώτος ημιαγωγός που χρησιμοποιήθηκε σαν στοιχείο ενίσχυσης. Το όνομα διπολικό οφείλεται στο ότι το ρεύμα που δημιουργείται από δύο είδη φορέων φορτίου με διαφορετικές πολικότητες, δηλαδή τα ηλεκτρόνια και οι οπές. Το τρανζίστορ έχει τρεις ακροδέκτες που ονομάζονται εκπομπός(E, Emitter), βάση(B, Base) και συλλέκτης(C, Collector).

Τρανζίστορ επαφής τύπου npn



Τρανζίστορ επαφής τύπου pnp



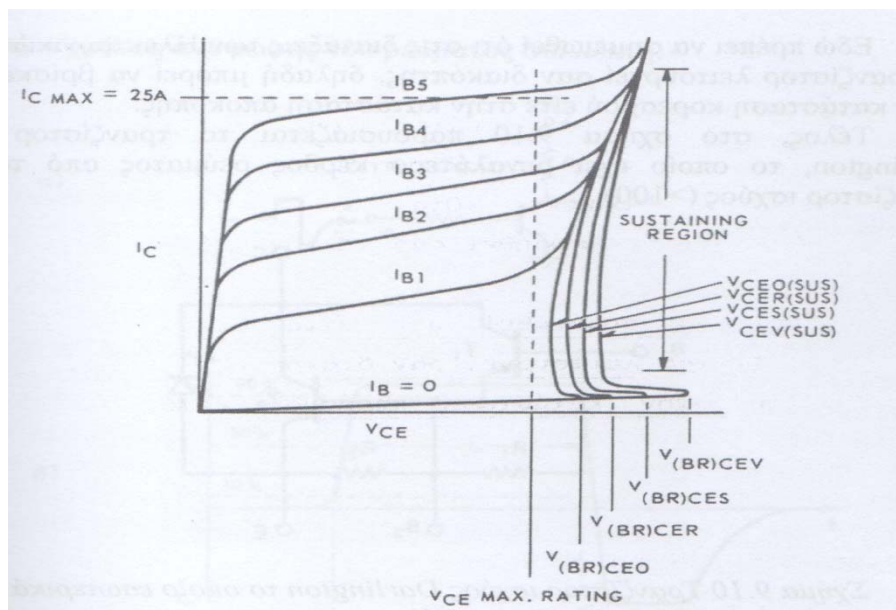
Όπως φαίνεται στο σχήμα, λόγω της κατασκευής του αναπτύσσονται κατά μήκος της μάζας του δύο περιοχές απογύμνωσης. Ο κρύσταλλος p της βάσης είναι πολύ μικρότερος απ'όσο φαίνεται στο σχήμα. Αυτό είναι αναγκαίο διότι για να λειτουργήσει το τρανζίστορ, πρέπει ο αριθμός των οπών της βάσης να είναι μικρότερος από τον αριθμό των ηλεκτρονίων του εκπομπού και του συλλέκτη.

Γενικά κατά τη λειτουργία των τρανζίστορ, πρέπει μεταξύ εκπομπού και βάσης να εφαρμόζεται ορθή πόλωση, ενώ μεταξύ συλλέκτη και βάσης ανάστροφη πόλωση. Το είδος της πόλωσης εξαρτάται από τον τρόπο συνδεσμολογίας των πηγών, που παρέχουν τις συνεχείς τάσεις πολώσεων. Όταν στο τρανζίστορ εφαρμοστεί μόνο ορθή πόλωση μεταξύ βάσης και εκπομπού, τότε ο αρνητικός πόλος της πηγής V_1 , που συνδέεται στον εκπομπό, απωθεί τα ηλεκτρόνια προς την επαφή n-p, ενώ την ίδια στιγμή ο θετικός πόλος της V_1 που συνδέεται στη βάση, απωθεί οπές προς την ίδια επαφή. Επομένως, ένας μικρός αριθμός από τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του εκπομπού και οι οπές της βάσης ενώνονται με αποτέλεσμα να ελαττώνεται το δυναμικό φραγμού και έτσι στο κύκλωμα βάση και εκπομπού να κυκλοφορεί ένα μικρό ρεύμα I_B .

Όταν στο τρανζίστορ εφαρμοστεί μόνο ανάστροφη πόλωση μεταξύ βάσης και συλλέκτη, τότε ο θετικός πόλος της πηγής V_2 έλκει τις οπές της βάσης. Επομένως τα ηλεκτρόνια και οι οπές απομακρύνονται από την επαφή p-n το οποίο θα έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της αντίστασης της επαφής, με αποτέλεσμα να μην κυκλοφορεί ρεύμα στο κύκλωμα συλλέκτη-βάσης. Όμως κατά την ανάστροφη αυτή πόλωση στο κύκλωμα συλλέκτη-βάσης κυκλοφορεί ένα ασήμαντο ρεύμα λόγω των φορέων μειονότητας.

Όταν στο τρανζίστορ εφαρμοστούν ταυτόχρονα και οι δύο παραπάνω πολώσεις τότε το αρνητικό δυναμικό του εκπομπού απωθεί τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του προς την επαφή n-p εκπομπού-βάσης, η οποία λόγω της ορθής πόλωσης παρουσιάζει μια μικρή αντίσταση. Επομένως, τα ηλεκτρόνια εισέρχονται στην περιοχή της βάσης και ενώνονται με τις οπές της. Επειδή όμως ο κρύσταλλος τύπου p της βάσης είναι πολύ λεπτός, διαθέτει μικρό αριθμό οπών, με αποτέλεσμα τα περισσότερα ηλεκτρόνια που εισέρχονται στο κρύσταλλο της βάσης να μη βρίσκουν οπή για να ενωθούν. Αυτά συνεχίζουν την κίνησή τους προς την περιοχή του συλλέκτη, επειδή έχουν αποκτήσει σημαντική ταχύτητα και έλκονται από το θετικό πόλο της πηγής V_2 .

Από τα παραπάνω συμπεραίνεται ότι από τον μεγάλο αριθμό ηλεκτρονίων του εκπομπού που απωθούνται από τον αρνητικό πόλο της πηγής V_1 και εισέρχονται στη λεπτή βάση, ένα μικρό μέρος ενώνεται με τις οπές της βάσης, ενώ τα υπόλοιπα ηλεκτρόνια εισχωρούν στον συλλέκτη και έλκονται από τον θετικό πόλο της πηγής V_2 . Αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι η ροή ενός μικρού ρεύματος της βάσης και ενός πολύ μεγαλύτερου στο κύκλωμα του συλλέκτη. Επομένως το ρεύμα I_E του εκπομπού αποτελείται από δύο συνιστώσες: $I_E = I_B + I_C$



Από τις παραπάνω χαρακτηριστικές εξόδου διακρίνουμε τις ακόλουθες περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ επαφής:

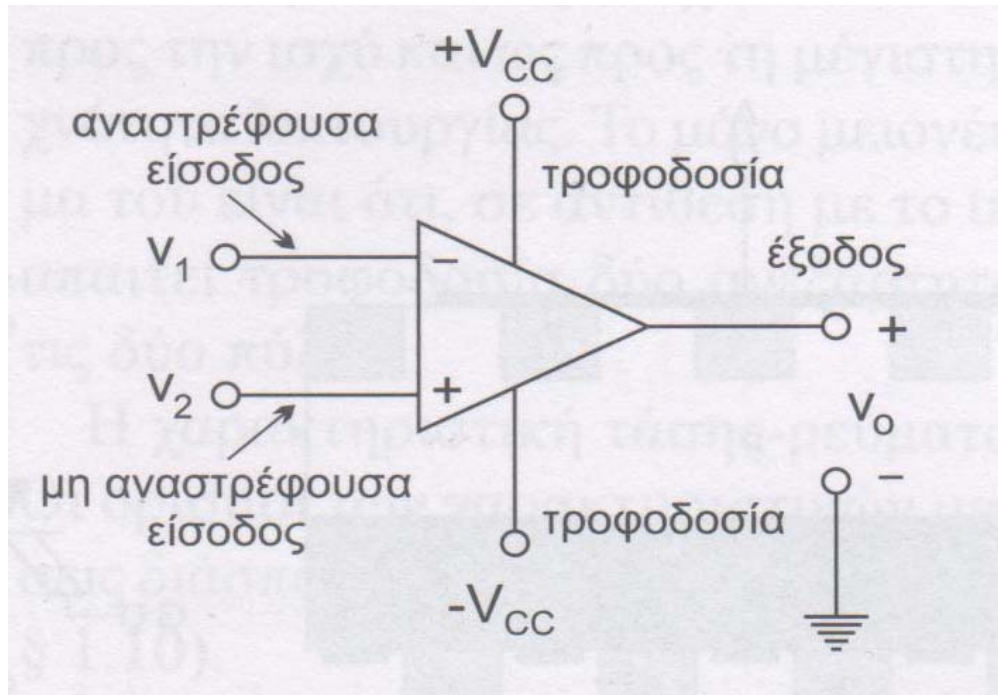
Α) Ενεργός περιοχή: Για να βρεθεί ένα τρανζίστορ στην περιοχή αυτή εφαρμόζεται ορθή πόλωση στην επαφή εκπομπού-βάσης και ανάστροφη πόλωση στην επαφή βάσης-συλλέκτη.

Β) Περιοχή αποκοπής: Όταν και οι δύο επαφές n-p είναι αρνητικά πολωμένες τότε τα ρεύματα που δημιουργούνται στους ακροδέκτες του τρανζίστορ είναι πάρα πολύ μικρά και τότε λέμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή της αποκοπής. Σηλαδή το τρανζίστορ στην περιοχή αυτή μπορεί να θεωρηθεί σαν ανοικτός διακόπτης (OFF).

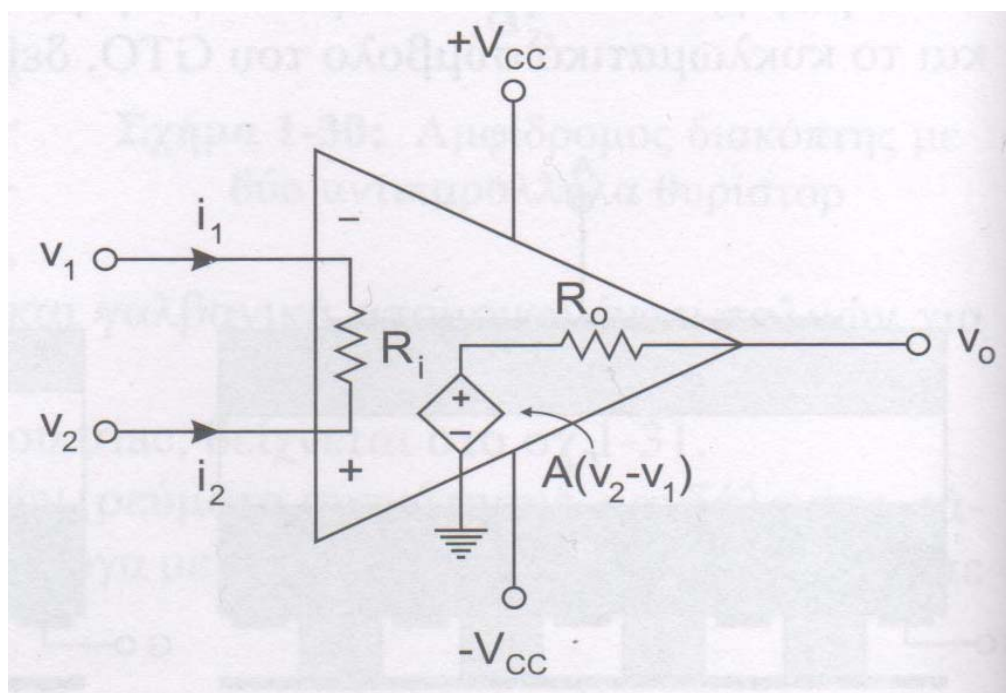
Γ)Περιοχή κορεσμού:Λειτουργία στην περιοχή κορεσμού έχουμε όταν η θερικά πολωμένη επαφή εκπομπού-βάσης δημιουργεί αρκετό ρεύμα συλλέκτη που μαζί με το εξωτερικό κύκλωμα προξενεί την ορθή πόλωση της επαφής συλλέκτη-βάσης,η οποία προηγουμένως ήταν ανάστροφη πολωμένη.Δηλαδή στην περιοχή αυτή οι δύο επαφές n-p είναι θετικά πολωμένες.Όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή αυτή μπορεί να θεωρηθεί σαν κλειστός διακόπτης(ON)

2.6 Τελεστικός Ενισχυτής

Ο τελεστικός ενισχυτής (**operational amplifier**) αποτελεί μια ειδική περίπτωση DC ενισχυτή υψηλού κέρδους. Χρησιμοποιείται ευρέως σε κυκλώματα ελέγχου μετατροπών με ηλεκτρονικά ισχύος, κυκλώματα μετρήσεων, προσαρμογής, ηλεκτρονικά φίλτρα κλπ. Το κυκλωματικό σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή καθώς και το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα, παριστάνονται στα παρακάτω σχήματα.



Σχήμα 1: Κυκλωματικό Σύμβολο



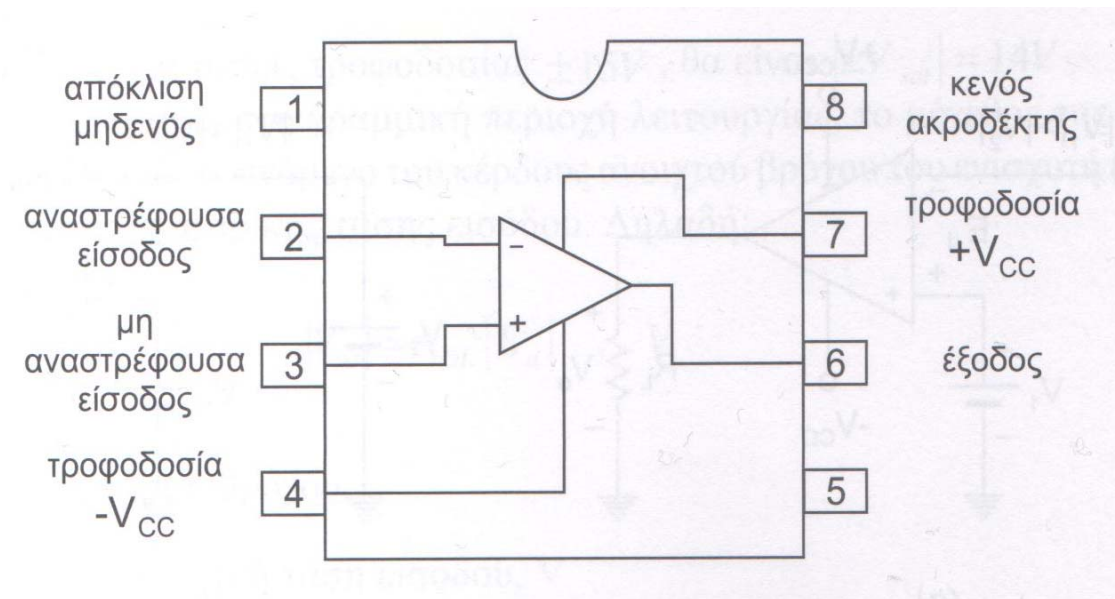
Σχήμα 2: Ισοδύναμο Κύκλωμα

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 κλπ), εξαρτώνται σχεδόν αποκλειστικά και μόνο από συνιστώσες (αντιστάσεις, πυκνωτές κλπ) εξωτερικές ως προς τον ενισχυτή. Δηλαδή, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των συνιστωσών αυτών, μπορούμε να προδιαγράψουμε τη συμπεριφορά του ενισχυτή, ώστε να αναταποκρίνεται 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 έως 10^7 .

Οι βασικοί ακροδέκτες ενός τελεστικού ενισχυτή σύμφωνα είναι πέντε. Δύο από αυτούς είναι εισοδοί, δύο είναι για την τροφοδοσία και ένας είναι έξοδος. Η είσοδος με το σύμβολο “-” είναι γνωστή ως αναστρέφουσα είσοδος (**inverting input**) και η είσοδος “+” είναι γνωστή ως μη αναστρέφουσα είσοδος (**non inverting input**).

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



Σχήμα 3: Τελεστικός Ενισχυτής ως Ολοκληρωμένο 8 Ακροδεκτών (8-lead mins, dip top view)

Σύμφωνα με το παραπάνω κύκλωμα, η αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται στον ακροδέκτη 2, η μη αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται στον ακροδέκτη 3, η έξοδος συνδέεται στον ακροδέκτη 6 και οι δύο dc τροφοδοσίες (θετική και αρνητική) συνδέονται 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, δηλαδή μη συνδεδεμένος.

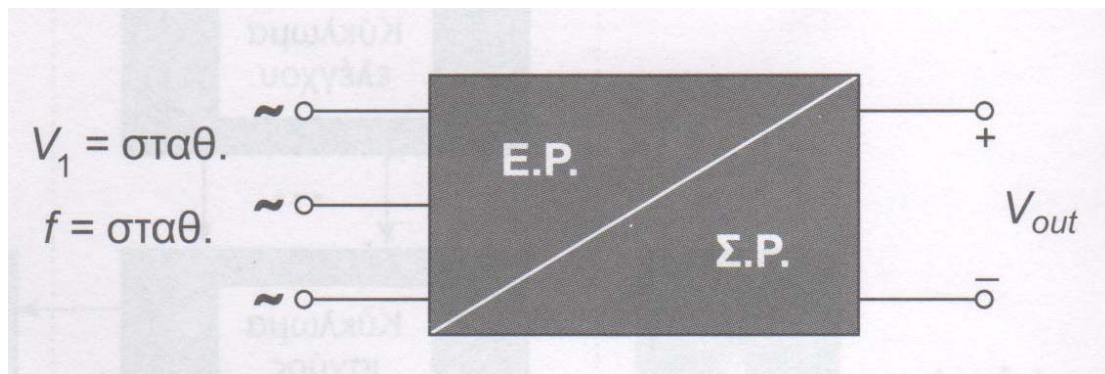
Στις περισσότερες περιπτώσεις, οι τάσεις τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών είναι συμμετρικές. Τυπικές τιμές τάσεων τροφοδοσίας είναι $\pm 18V$, $\pm 15V$, $\pm 12V$ και $\pm 6V$. Υπάρχουν βέβαια και περιπτώσεις τελεστικών ενισχυτών ή εφαρμογών που απαιτούν ασύμμετρες τάσεις τροφοδοσίας (π.χ. $\pm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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3-ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ

Τα βασικά είδη μετατροπέων είναι τα εξής:α)Μετατροπέας Ε.Ρ/Σ.Ρ,β)Μετατροπέας Ε.Ρ/Ε.Ρ,γ)Μετατροπέας Σ.Ρ/Σ.Ρ και δ)Μετατροπέας Σ.Ρ/Ε.Ρ.Παρακάτω ακολουθεί ανάλυση για τη λειτουργία και τη χρήση για κάθε έναν μετατροπέα.

3.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Ε.Ρ/Σ.Ρ

Ο μετατροπέας Ε.Ρ/Σ.Ρ ή αλλιώς ανορθωτής,έχει ως είσοδο εναλλασσόμενη τάση σταθερού μέτρου και συχνότητας και ως έξοδο συνεχή τάση,είτε σταθερή ή ρυθμιζόμενη.Η τάση εξόδου δεν είναι ιδανικά συνεχής,όπως στην περίπτωση μιας γεννήτριας συνεχούς ρεύματος,αλλά χρονικά μεταβαλλόμενη(δηλαδή εμφανίζει κυματώσεις) με σταθερή πολικότητα.Η φορά της ισχύος μιας ανορθωτικής διάταξης,είναι από την πλευρά του εναλλασσόμενου προς την πλευρά του συνεχούς.



Ανάλογα με τα διακοπτικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται κάθε φορά,όπως είναι οι δίοδοι,τα θυρίστορ ή και ο συνδυασμός και των δυο,καθώς επίσης και από τη συνδεσμολογία τους,οι συγκεκριμένοι μετατροπείς διακρίνονται σε:α)μονοφασικούς,β)τριφασικούς,γ)μη ελεγχόμενους,δ)ημιελεγχόμενους και ε)πλήρως ελεγχόμενους.

Οι μη ελεγχόμενοι μετατροπείς χρησιμοποιούν ως διακοπτικά στοιχεία διόδους,είναι πιο απλοί στην κατασκευή τους και πιο οικονομικοί σε σχέση με τους υπόλοιπους αφού δεν απαιτείται κύκλωμα ελέγχου.Αντίθετα δεν έχουν τη δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου.

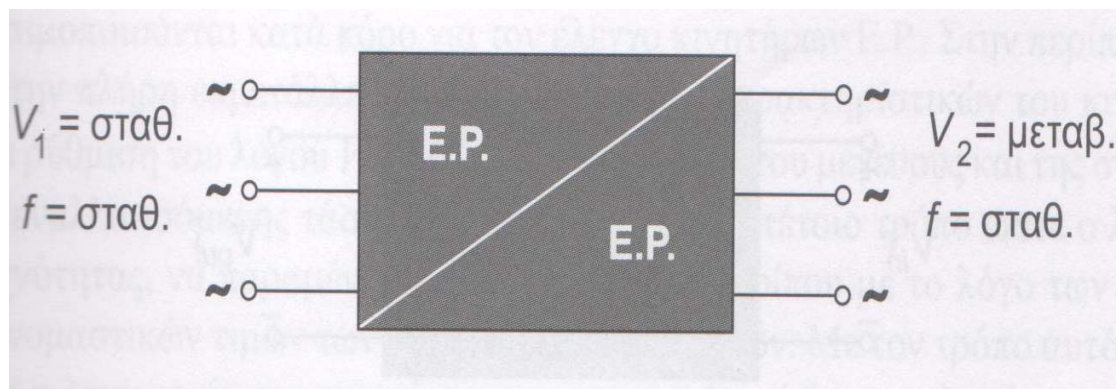
Ο πλήρως ελεγχόμενος μετατροπέας,κάτω από συγκεκριμένες προϋποθέσεις μπορεί να λειτουργήσει σε δύο τεταρτημόρια,δηλαδή εκτός από ανορθωτής και ως αντιστροφέας,όπου πλέον η φορά της ισχύος είναι αντίθετη από εκείνη για λειτουργία ανορθωτή.Για παράδειγμα,κατά την αναγεννητική πέδηση ενός κινητήρα Σ.Ρ,η κινητική ενέργεια των στρεφόμενων μαζών μετατρέπεται σε ηλεκτρική και διοχετεύεται πίσω στο

δίκτυο. Εάν δεν είναι απαραίτητη η λειτουργία στο δευτερο τεταρτημόριο, τότε οι ημιελεγχόμενες διατάξεις πλεονεκτούν έναντι των αντίστοιχων πλήρως ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων.

Πράγματι, εκτός του μικρότερου κόστους και του πιο απλού κυκλώματος ελέγχου, έχουν μεγαλύτερη μέση τιμή της τάσης εξόδου, μικρότερη κατανάλωση αέργου ισχύος και δεν απαιτούν επιπρόσθετη δίοδο ελεύθερης ροής για επαγωγικά φορτία.

3.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Ε.Ρ/Ε.Ρ

Ο μετατροπέας Ε.Ρ/Ε.Ρ σταθερής συχνότητας έχει ως είσοδο εναλλασσόμενη τάση σταθερού μεγέθους και συχνότητας και ως έξοδο εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενου μεγέθους και σταθερής συχνότητας, η οποία είναι ίση με τη συχνότητα εισόδου.

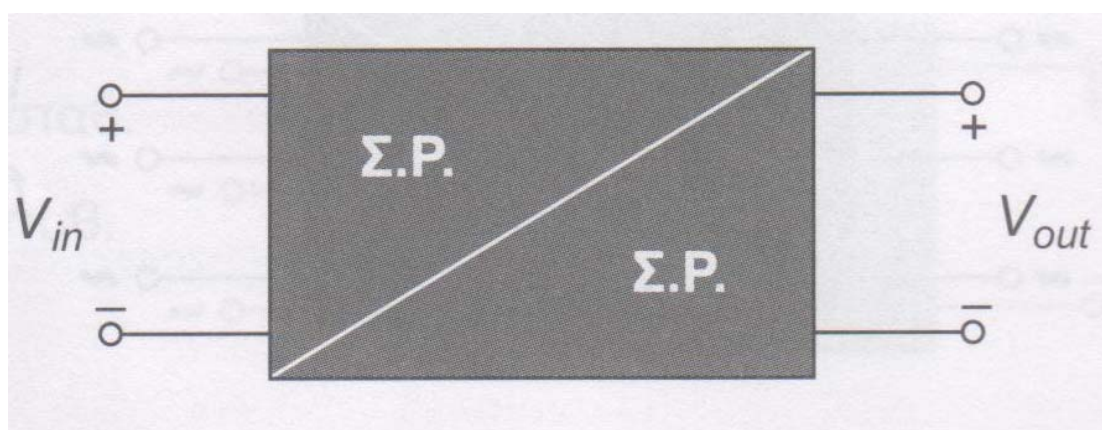


Η λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι ανάλογη εκείνης του μετασχηματιστή. Τα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος ισχύος ως προς τη φορά ροής του ρεύματος, είναι στοιχεία δυο κατευθύνσεων. Για μικρές ισχύεις, της τάξης μερικών KW, χρησιμοποιούνται Triacs, ενώ για μεγαλύτερες ισχύεις χρησιμοποιούνται αντιπαράλληλα θυρίστορ. Τα δυο αντιπαράλληλα θυρίστορ, ως διακόπτης εναλλασσόμενου, έχει πολύ καλύτερες επιδόσεις από το Triac. Η λογική του κυκλώματος ελέγχου, μοιάζει με εκείνη των ανορθωτικών διατάξεων. Με κατάλληλη ρύθμιση της γωνίας έναυσης, το μέγεθος της τάσης εξόδου μπορεί να μεταβάλλεται στην περιοχή των τιμών $0 < V_2 < V_1$.

Οι εν λόγω μετατροπείς, βρίσκουν εφαρμογή σε κυκλώματα ρύθμισης φωτισμού καθώς και σε διατάξεις εκκίνησης κινητήρων Ε.Ρ. Σε αντίθεση με τους κλασικούς εκκινήτες, οι συγκεκριμένοι εκκινήτες, εκτός από τη δυνατότητα ομαλής εκκίνησης (soft-starting), προσφέρουν και τη δυνατότητα της ομαλής διακοπής του κινητήρα (soft-stopping), δυνατότητα η οποία είναι ιδιαίτερα χρήσιμη σε αντλητικά συστήματα για την αποφυγή του υδραυλικού πλήγματος.

3.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ/Σ.Ρ

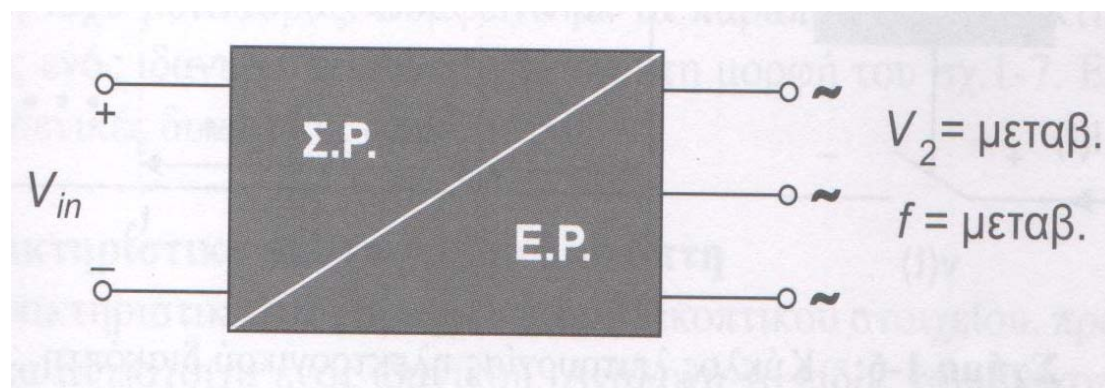
Ο μετατροπέας Σ.Ρ/Σ.Ρ έχει ως είσοδο συνεχή τάση σταθερού μεγέθους και ως έξοδο συνεχή τάση ρυθμιζόμενου μεγέθους. Η λειτουργία του είναι ανάλογη με εκείνη του μετασχηματιστή, αλλά για συνεχές ρεύμα. Ανάλογα με το μέγεθος της τάσης εξόδου, οι συγκεκριμένοι μετατροπείς διακρίνονται σε δυο κατηγορίες. Στους μετατροπείς υποβιβασμού (step-down dc/dc converters), για τους οποίους το μέγεθος της τάσης εξόδου κυμαίνεται στην περιοχή τιμών $0 < V_{out} < V_{in}$ και στους μετατροπείς ανύψωσης (step-up dc/dc converters), για τους οποίους ισχύει ότι $V_{out} > V_{in}$.



Ως διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιούνται τρανζίστορ ισχύος και πιο συγκεκριμένα τύπου Mosfet και IGBT ή ακόμα και GTO για μικρές ισχείς (λόγω του ότι το ρεύμα σβέσης του συγκεκριμένου θυρίστορ είναι κατά πολύ μεγαλύτερο του αντίστοιχου ρεύματος κατά την έναυση.) Ο λόγος που δε χρησιμοποιούνται τα κλασικά θυρίστορ, είναι ότι απαιτούν επιπλέον κυκλώματα για την εξαναγκασμένη μεταγωγή τους (σβέση), σε αντίθεση με τις ανορθωτικές διατάξεις όπου η σβέση τους γίνεται με φυσική μεταγωγή από την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου. Υπάρχουν δυο τεχνικές για την εντολοδότηση του διακοπτικού στοιχείου, η μια βασίζεται στη διαμόρφωση του εύρους παλμών (pulse-width modulation) και η άλλη στη διαμόρφωση της συχνότητας (frequency modulation). Η πρώτη μέθοδος προτιμάται για φορτία κίνησης. Οι μετατροπείς Σ.Ρ/Σ.Ρ ανάλογα με τα τεταρτημόρια λειτουργίας, διακρίνονται σε πέντε κατηγορίες (κλάσεις A, B, C, D και E).

3.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ/Ε.Ρ

Ο μετατροπέας Σ.Ρ/Ε.Ρ έχει ως είσοδο συνεχή τάση σταθερού μεγέθους και ως έξοδο εναλλασσόμενη τάση μεταβαλλόμενου μεγέθους και συχνότητας.



Οι μετατροπείς αυτοί μπορεί να είναι μονοφασικοί ή τριφασικοί. Υπάρχουν δύο παραλλαγές: α) οι αντιστροφείς πηγής τάσης και β) οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος.

Τα διακοπτικά στοιχεία συνήθως είναι τρανζίστοπ ισχύος, τύπου Mosfet ή IGBT. Οι συγκεκριμένοι μετατροπείς (συνδυαζόμενοι στην είσοδο με έναν μετατροπέα Ε.Ρ./Σ.Ρ.), χρησιμοποιούνται κατά κόρο για τον έλεγχο κινητήρων Ε.Ρ. Στην περίπτωση αυτή, για την πλήρη εκμετάλλευση των μαγνητικών χαρακτηριστικών του κινητήρα, γίνεται ρύθμιση του λόγου V/f . Δηλαδή η ρύθμιση του μεγέθους και της συχνότητας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου, γίνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε ο λόγος τάσης/συχνότητας να παραμένει σταθερός και ίσος περίπου με το λόγο των αντίστοιχων ονομαστικών τιμών των συγκεκριμένων μεγεθών. Με τον τρόπο αυτόν, επιτυγχάνεται η λειτουργία του κινητήρα με ονομαστική ροή και κατ'επέκταση βέλτιστη ροπή, ανεξάρτητα από τη συχνότητα λειτουργίας.

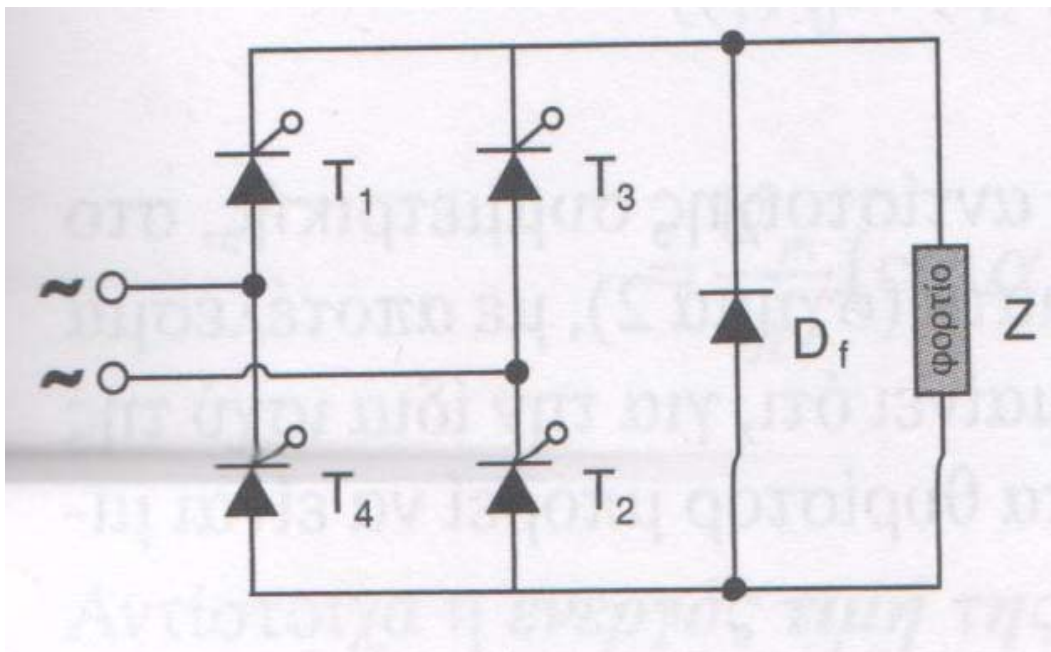
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1 Μονοφασική Ημieleγχόμενη Γέφυρα

Γενικά με τον όρο “ημieleγχόμενες διατάξεις” εννοούμε τις διατάξεις εκείνες που περιλαμβάνουν ελεγχόμενα και μη ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία, όπως θυρίστορ και διόδους. Δηλαδή οι ελεγχόμενες διατάξεις είναι κάτι το ενδιάμεσο μεταξύ των πλήρως ελεγχόμενων και των απλών διατάξεων με διόδους.

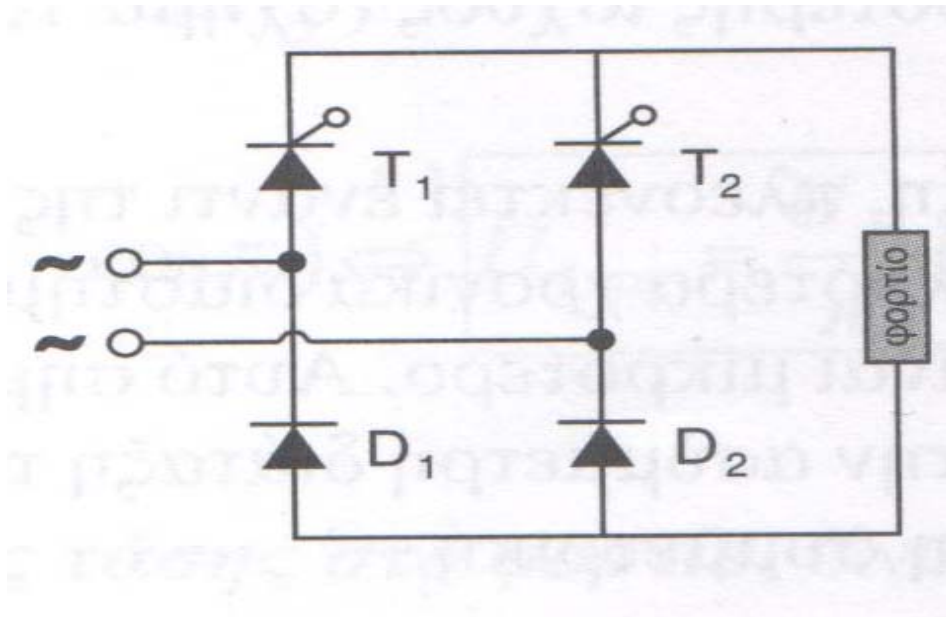
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι τρεις διαφορετικοί τύποι μονοφασικών ημieleγχόμενων διατάξεων.

Το πρώτο κύκλωμα αποτελείται από μια πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα και μια δίοδο ελεύθερης ροής παράλληλα με το φορτίο. Η δίοδος αυτή ενεργοποιείται (βραχυκυκλώνοντας το φορτίο), όταν η τάση στο φορτίο τείνει να γίνει αρνητική.



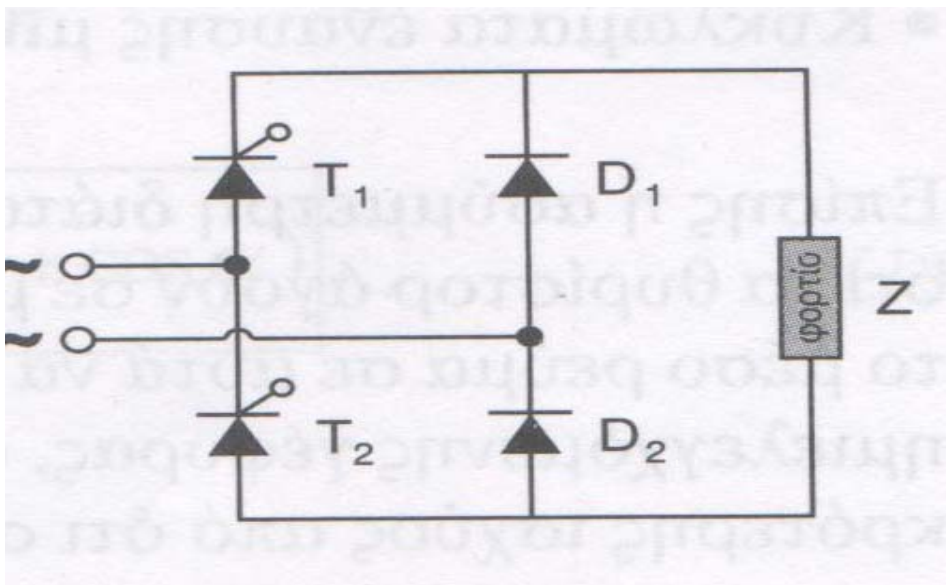
Σχήμα 1: Πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα με δίοδο ελεύθερης ροής

Το δεύτερο κύκλωμα είναι γνωστό ως συμμετρική ημιελεγχόμενη διάταξη,διότι κάθε κλάδος του περιέχει μια δίοδο και ένα θυρίστορ.



Σχήμα 2:Συμμετρική Ημιελεγχόμενη Γέφυρα

Η τρίτη διάταξη,η οποία περιέχει τις διόδους και τα θυρίστορ σε ξεχωριστούς κλάδους,είναι γνωστή ως συμμετρική ημιελεγχόμενη διάταξη .



Σχήμα 3:Ασύμμετρη Ημιελεγχόμενη Γέφυρα

Σε αντίθεση με τις πλήρως ελεγχόμενες,οι ημιελεγχόμενες διατάξεις λειτουργούν μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο.δηλαδή ως ανορθωτές και όχι ως αντιστροφείς.Η τάση στα άκρα του φορτίου σύμφωνα με το πρώτο κύκλωμα παραπάνω,δεν μπορεί να πάρει αρνητικές τιμέςδιότι κάποιος συγκεκριμένος κάθε φορά κλάδος,βραχυκυκλώνει το φορτίο,με αποτέλεσμα την εκφόρτιση της μαγνητικής ενέργειας της αυτεπαγωγής.

Σύμφωνα με το πρώτο κύκλωμα, στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής και για μια περίοδο της εναλλασσόμενης τάσης, στα χρονικά διαστήματα $\alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ και $2\pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$, έχουμε τη δράση των εξής κλάδων ελεύθερης ροής ανά κύκλωμα:

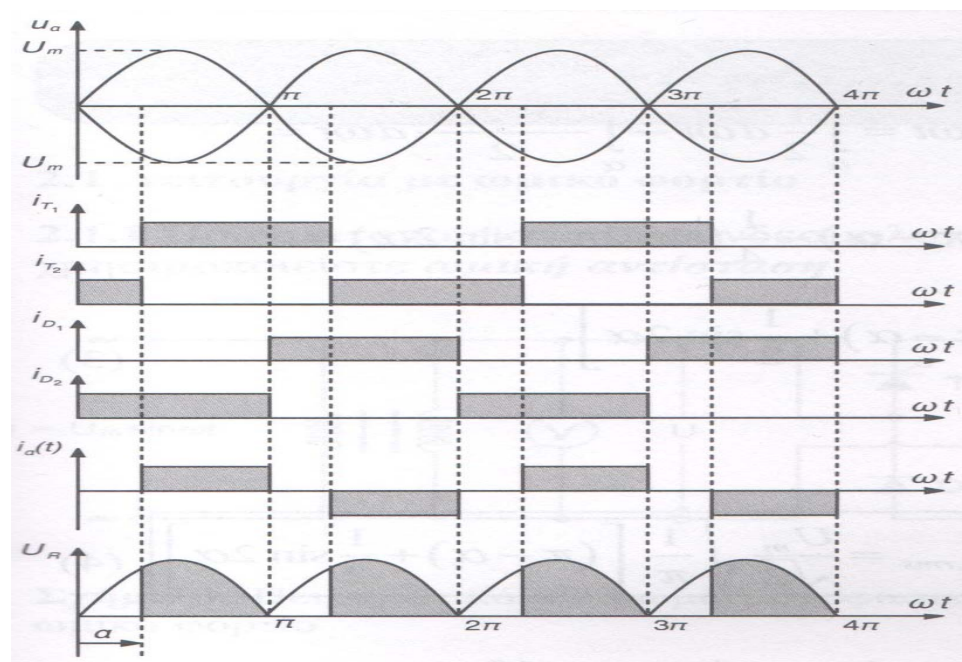
Κύκλωμα	Πρώτη Ημιπερίοδος	Δεύτερη Ημιπερίοδος
1	Κλάδος D_f	Κλάδος D_f
2	Κλάδος T_1-D_1	Κλάδος T_2-D_2
3	Κλάδος D_2-D_1	Κλάδος D_1-D_2

Για λειτουργία στο πρώτο τεταρτημόριο (λειτουργία ανορθωτή) οι ημieleγχόμενες διατάξεις πλεονεκτούν έναντι των αντίστοιχων πλήρως ελεγχόμενων, στα εξής:

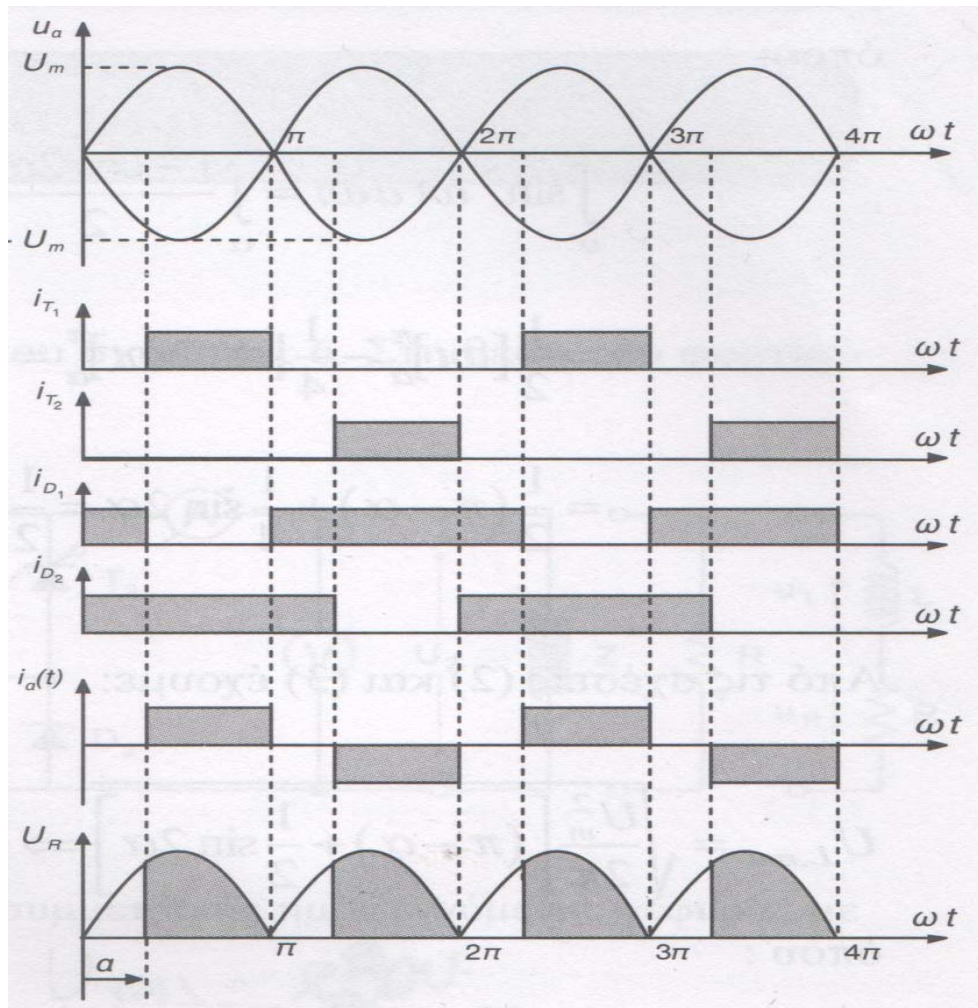
- Έχουν μικρότερο κόστος, διότι χρησιμοποιούν τα μισά θυρίστορ
- Μικρότερη κατανάλωση αέργου ισχύος, καλύτερο συνημίτονο
- Δε χρειάζονται ξεχωριστή δίοδο ελεύθερης ροής (κυκλώματα 2 και 3)
- Κυκλώματα έναυσης μικρότερης ισχύος (κυκλώματα 2 και 3)

Επίσης η ασύμμετρη διάταξη πλεονεκτεί έναντι της αντίστοιχης συμμετρικής, στο ότι τα θυρίστορ άγουν σε μικρότερα χρονικά διαστήματα, με αποτέλεσμα το μέσο ρεύμα σε αυτά να είναι μικρότερο. Αυτό σημαίνει ότι για την ίδια ισχύ της ημieleγχόμενης γέφυρας, στην ασύμμετρη διάταξη τα θυρίστορ μπορεί να είναι μικρότερης ισχύος από ότι στη συμμετρική.

Κυματομορφές μονοφασικής ημieleγχόμενης διάταξης με ωμικό φορτίο



Σχήμα 2α: Συμμετρική Ημieleγχόμενη Γέφυρα



Σχήμα 2β Ασύμμετρη Ημιελεγχόμενη Γέφυρα

Συμμετρική ημιελεγχόμενη γέφυρα με ωμικό φορτίο

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

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

$$\Rightarrow U_{L,av} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (1)$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο, δίνεται από την εξής σχέση:

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

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

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} [\omega t]_{\alpha}^{\pi} - \frac{1}{4} [\sin 2\omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{1}{2} (\pi - \alpha) - \frac{1}{4} (\sin 2\pi - \sin 2\alpha) = \\
&= \frac{1}{2} (\pi - \alpha) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha = \frac{1}{2} \left[(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right] \quad (3)
\end{aligned}$$

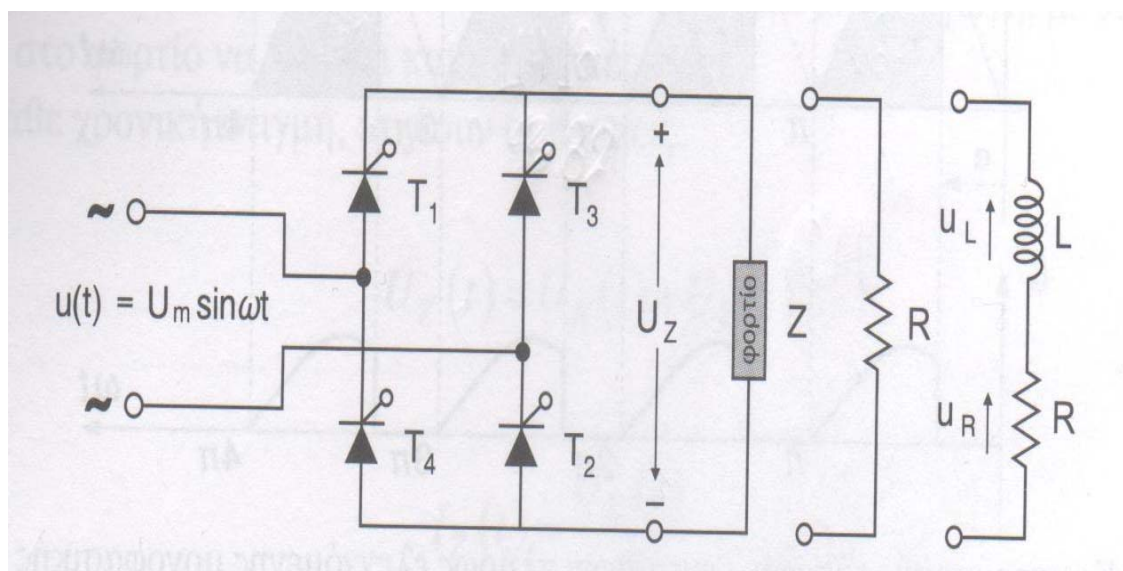
Από τις παραπάνω σχέσεις 2 και 3, προκύπτει η σχέση:

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

Όπου $U_m = \sqrt{2} U_{rms}$, η μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου.

4.2 Πλήρως Ελεγχόμενη Μονοφασική Γέφυρα

Η πλήρως ελεγχόμενη μονοφασική γέφυρα, 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 φαίνεται και στη συνέχεια, η διάταξη αυτή είναι δύο 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).



Σχήμα 1: Κύκλωμα Πλήρως Ελεγχόμενης Μονοφασικής Γέφυρας

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° .

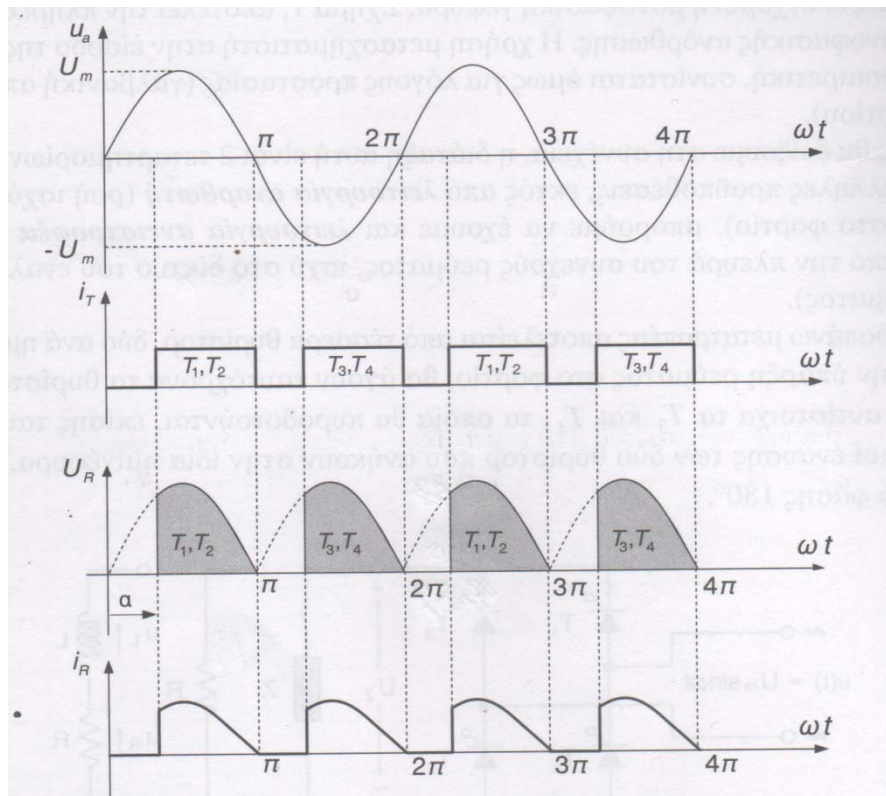
Λειτουργία με ωμικό φορτίο

Η τάση τροφοδοσίας είναι ημιτονοειδής: $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t$

-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 παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται τόσο οι κυματομορφές τάσεων και εντάσεων του ρεύματος, όσο και οι περιοχές αγωγής των θυρίστορ μια τυχαία γωνία έναυσης α .



Σχήμα 2:Κυματομορφές τάσεων-εντάσεων πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας με ωμικό φορτίο

- Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$UL, av = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos] = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \pi) \Rightarrow UL, av = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

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

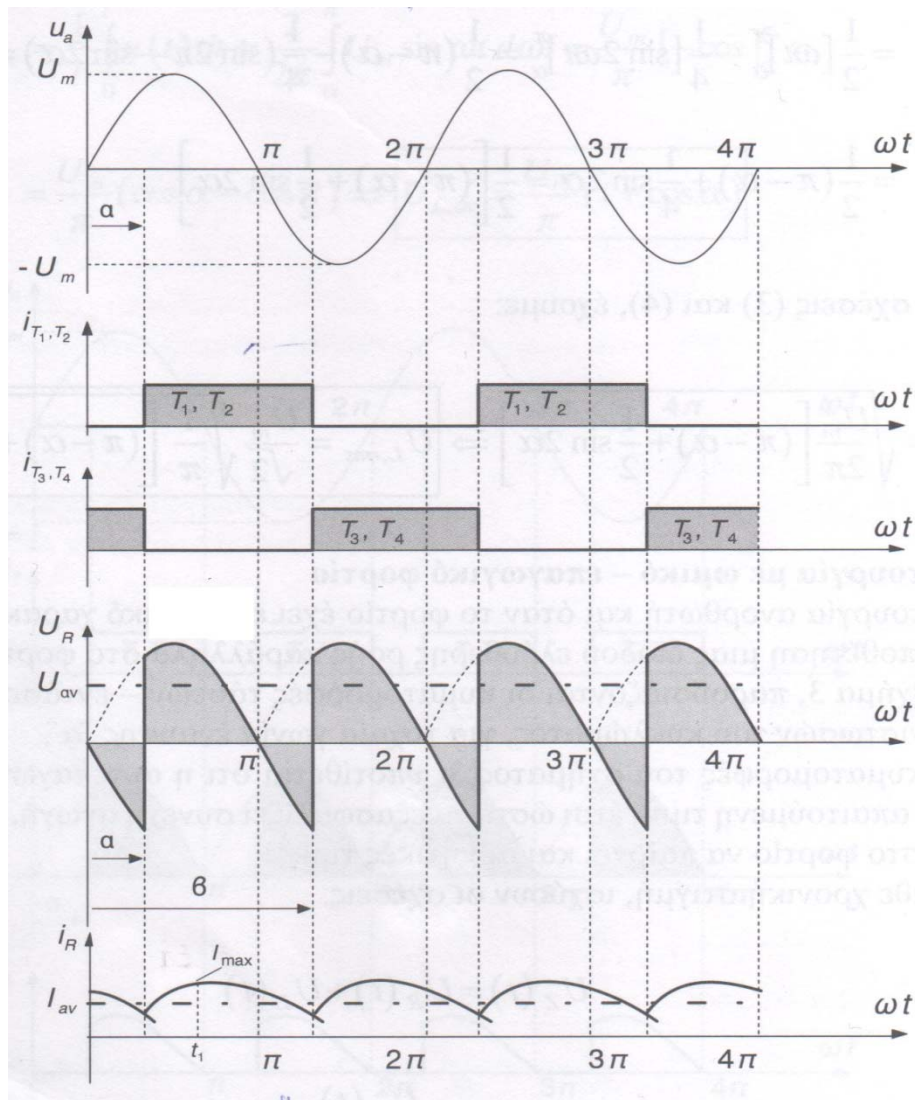
$$\begin{aligned} \text{Όπου: } \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t &= \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} d\omega t - \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\cos 2\omega t}{2} d\omega t = \\ &= \frac{1}{2} [\omega t] - \frac{1}{4} [\sin 2\omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{1}{2} (\pi - \alpha) - \frac{1}{4} (\sin 2\pi - \sin 2\alpha) = \frac{1}{2} (\pi - \alpha) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha = \\ &= \frac{1}{2} [(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha] \end{aligned} \quad (4)$$

Από τις σχέσεις (3) και (4), έχουμε :

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

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 παρακάτω σχήμα, παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσεων και εντάσεων ρεύματος, των διαφόρων συνιστωσών του κυκλώματος, για τυχαία γωνία έναυσης "α".



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

Στις κυματομορφές του σχήματος υποτίθεται ότι η αυτεπαγωγή του φορτίου έχει την απαιτούμενη τιμή, ώστε να εξασφαλίζει συνεχή αγωγή, με αποτέλεσμα η τάση στο φορτίο να παίρνει και αρνητικές τιμές. Σε κάθε χρονική στιγμή, ισχύουν οι εξής 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 παραπάνω σχήμα διακρίνουμε τις εξής περιοχές λειτουργίας:

Στο διάστημα $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ και οι τρεις τάσεις (U_L, U_R, U_z) είναι θετικές (το ρεύμα είναι πάντα θετικό καθώς τα θυρίστορ είναι μονόφωρα στοιχεία), με αποτέλεσμα το δίκτυο να δίνει ενέργεια και στην αντίσταση και στην αυτεπαγωγή. Η μαγνητική ενέργεια της αυτεπαγωγής, όμως, δεν καταναλώνεται (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.

Το διάστημα φόρτισης της αυτεπαγωγής, βρίσκεται εύκολα από τη σχέση τάσεως-ρεύματος στα άκρα της: $U_L = L \frac{dI_z}{dt}$

-Πράγματι, σύμφωνα με την παραπάνω σχέση και τη χαρακτηριστική, στο διάστημα $\alpha \leq \omega t \leq t_1$, το dI_z/dt είναι θετικό με αποτέλεσμα τη φόρτιση της αυτεπαγωγής καθώς:

$$U_L(t), U_z(t) > 0$$

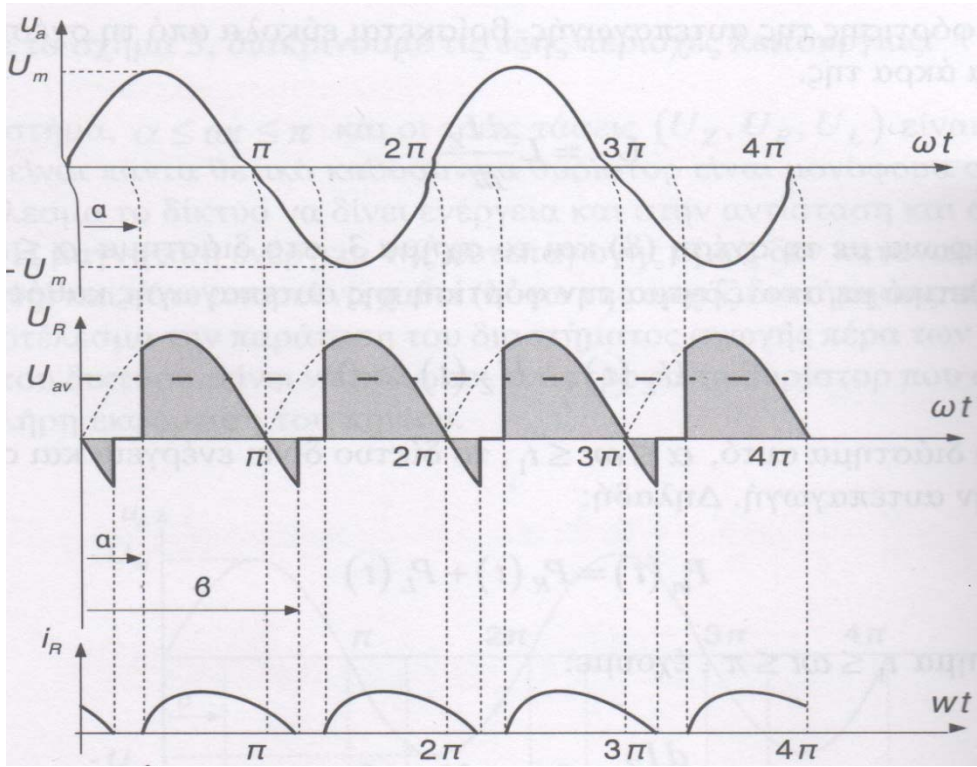
Επομένως στο διάστημα αυτό, $\alpha \leq \omega t \leq t_1$, το δίκτυο δίνει ενέργεια και στην αντίσταση και στην αυτεπαγωγή. Δηλαδή: $P_{in}(t) = P_R(t) + P_L(t)$

-Στο διάστημα $t_1 \leq \omega t \leq \pi$, έχουμε: $\frac{dI_z}{dt} < 0$ $U_L < 0$ και $U_R > 0, U_z > 0$

Οπότε στο διάστημα αυτό, η αντίσταση τροφοδοτείται και από το δίκτυο αλλά και από την αυτεπαγωγή. Επομένως: $P_{in}(t) + P_L(t) = P_R(t)$

-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: $P_L(t) = P_{in}(t) + P_R(t)$

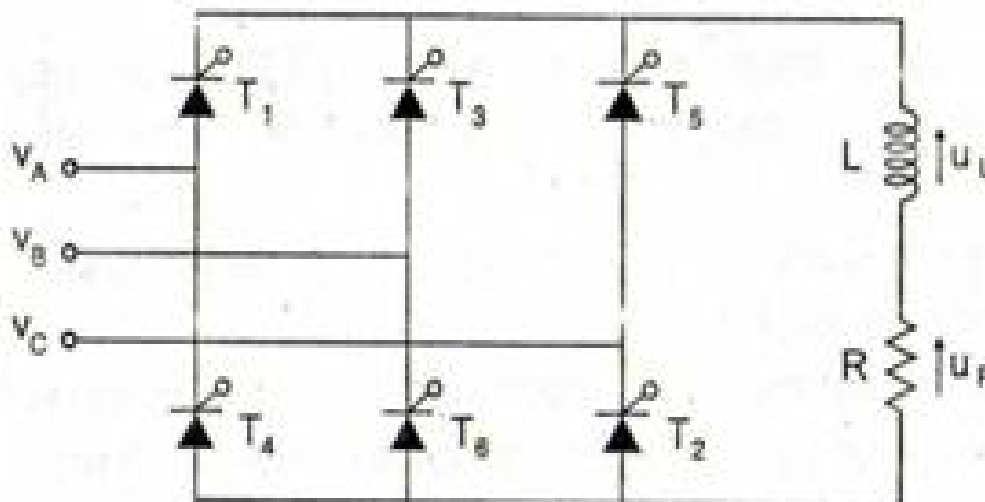
Στην περίπτωση όπου η τιμή της αυτεπαγωγής δε μας εξασφαλίζει συνεχή αγωγή, το διάστημα αγωγής περιορίζεται στην περιοχή $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ όπου $\pi \leq \beta \leq \pi + \alpha$, όπου β η τυχαία γωνία μηδενισμού του ρεύματος, του παρακάτω σχήματος.



4.3 Τριφασική Πλήρως Ελεγχόμενη Γέφυρα

Ο πλήρως ελεγχόμενος τριφασικός μετατροπέας έξι παλμών,υπερισχύει όλων των υπολοίπων ανορθωτικών διατάξεων ελεγχόμενης φάσης,τόσο από άποψη ισχύος εξόδου όσο και από ποιότητα της αβορθωμένης τάσης.Είναι μετατροπέας δύο τεταρτημορίω,δηλαδή μπορεί με κατάλληλες συνθήκες εκτός από τη λειτουργία ανορθωτή να έχουμε και λειτουργία αντιστροφέα(γωνία έναυσης $\alpha > 90^\circ$ και ενεργητικό φορτίο στην πλευρά του συνεχούς ρεύματος),πράγμα το οποίο σημαίνει ροή ισχύος από την πλευρά του εναλλασσόμενου ρεύματος στην πλευρά του συνεχούς.

Η αρίθμηση των θυρίστορ γίνεται με βάση τη χρονική διαδοχή λειτουργίας τους.Στην περίπτωση αυτή της συνεχούς αγωγής,κάθε θυρίστορ άγει για διάστημα 120° .Σε κάθε χρονική στιγμή άγουν δύο θυρίστορ,ένα από την επάνω και ένα από την κάτω ημιγέφυρα(T_1, T_3, T_5 και T_4, T_6, T_2 αντίστοιχα.)



Σχήμα:Τριφασική Πλήρως Ελεγχόμενη Γέφυρα

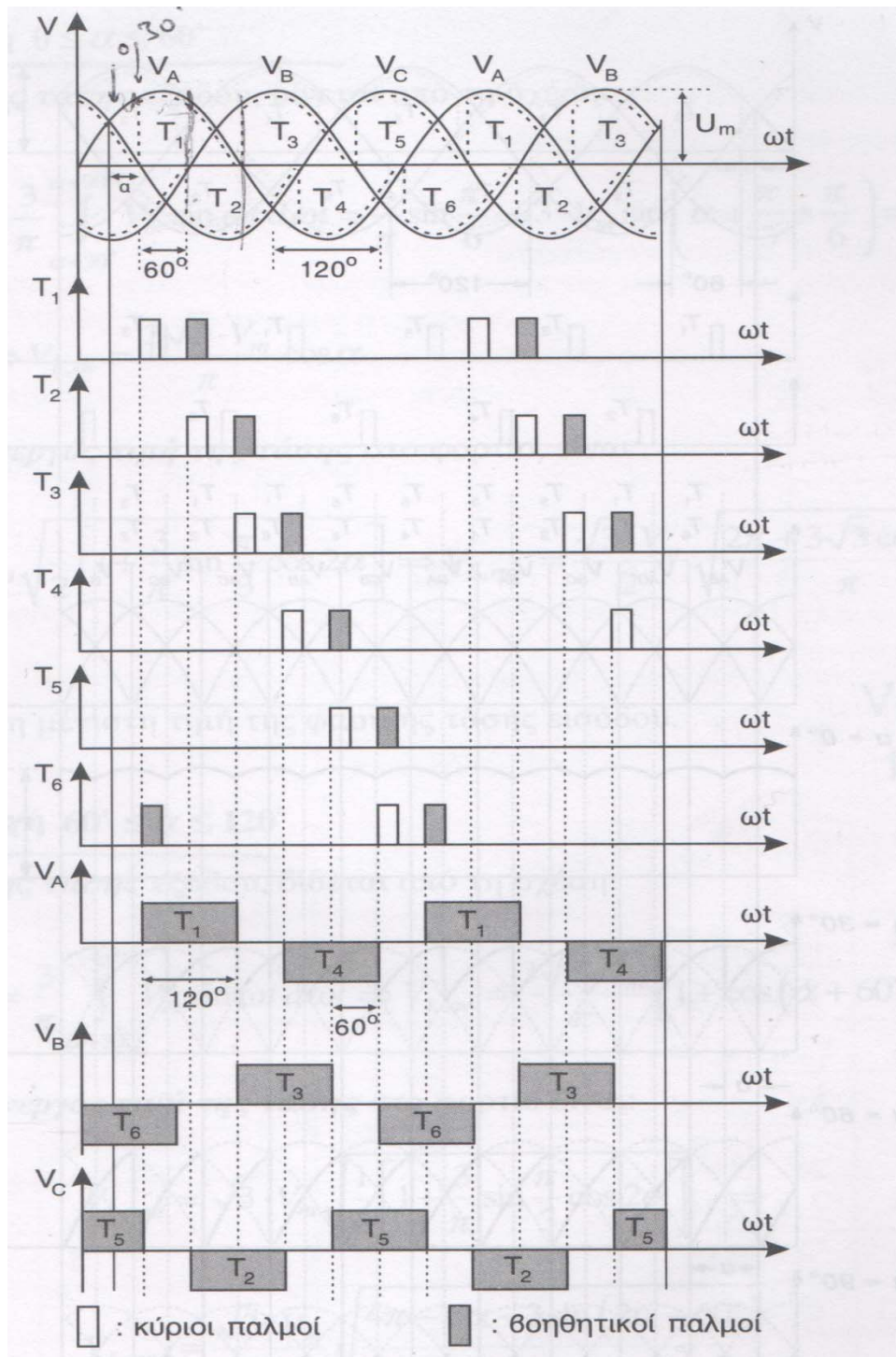
Είναι προφανές ότι τα δύο υπό αγωγή διακοπτικά στοιχεία δεν πρέπει να ανήκουν στον ίδιο κλάδο διότι θα έχουμε βραχυκύκλωμα του μετατροπέα.Τα θυρίστορ T_1, T_3 και T_5 συνδέονται από κοινού στο θετικό ακροδέκτη του φορτίου,αλλά σε κάθε δεδομένη στιγμή άγει το ένα θυρίστορ που έχει την περισσότερο θετική τιμή φασικής τάσης ενώ τα υπόλοιπα δύο πολώνονται αντίστροφα.Κατά όμοιο τρόπο,τα θυρίστορ T_4, T_6 και T_2 συνδέονται από κοινού στον αρνητικό ακροδέκτη του φορτίου και άγει επίσης μόνο αυτό με την περισσότερο αρνητική τιμή φασικής τάσης,ενώ τα υπόλοιπα πολώνονται ανάστροφα και δεν άγουν.

Έτσι,το T_1 άγει για χρονική διάρκεια που αντιστοιχεί σε τμήμα της θετικής ημιπεριόδου της V_A .Το ρεύμα ρέει προς το θετικό ακροδέκτη του φορτίου μέσω του T_1 και επιστρέφει μέσω του T_6 .Στη συνέχεια ανάβει το θυρίστορ T_2 και το ρεύμα επιστρέφει μέσω από αυτό το

θυρίστορ. Η διαδικασία συνεχίζεται με το άναμμα και το σβήσιμο των αντίστοιχων θυρίστορ καθώς οι φασικές τάσεις διαδέχονται η μια την άλλη, μέχρι να ολοκληρωθεί η περίοδος.

Τριφασική Πλήρως Ελεγχόμενη Γέφυρα με Ωμικό Φορτίο

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται για τυχαία γωνία έναυσης “α”, τα διαστήματα αγωγής των θυρίστορ σε σχέση με την τριφασική τάση εισόδου, καθώς και οι αντίστοιχοι παλμοί έναυσης του κυκλώματος οδήγησης.



Σχήμα: Διαστήματα αγωγής και παλμοί έναυσης των θυρίστωρ για τυχαία γωνία έναυσης

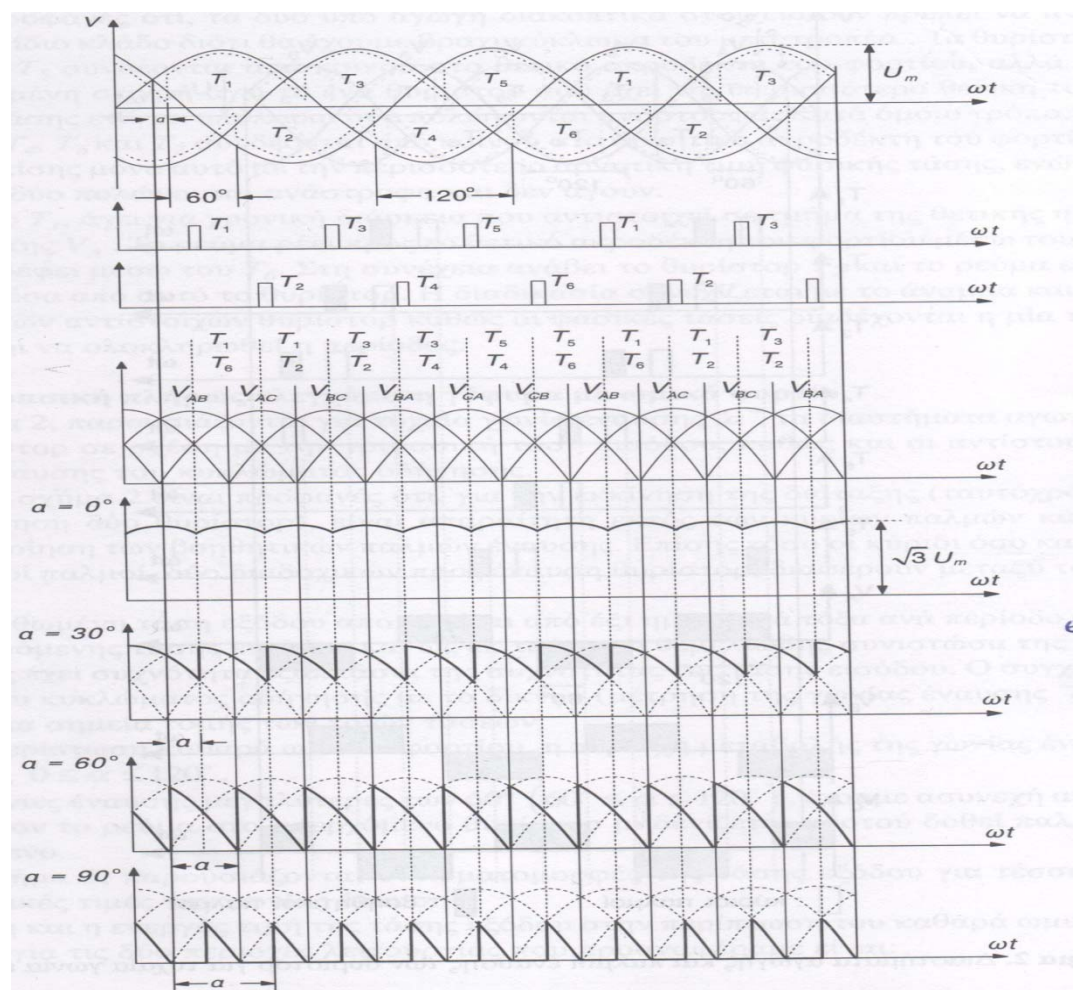
Είναι προφανές, ότι για την εκκίνηση της διάταξης (ταυτόχρονη παλμοδότηση δύο θυρίστωρ) είναι απαραίτητη εκτός των κυρίων παλμών και η χρησιμοποίηση των βοηθητικών παλμών έναυσης. Επίσης τόσο οι κύριοι όσο και οι βοηθητικοί παλμοί, δύο διαδοχικών προς έναυση θυρίστωρ, διαφέρουν μεταξύ τους κατά 60° .

Η ανορθωμένη τάση εξόδου αποτελείται από έξι ημιτονικά τόξα ανά περίοδο της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου και ως εκ τούτου η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης αυτής έχει συχνότητα εξαπλάσια της συχνότητας της τάσης εισόδου. Ο συγχρονισμός του κυκλώματος οδήγησης με το δίκτυο (μέτρηση της γωνίας έναυσης "α" γίνεται στα σημεία τομής των τριών τάσεων.

Στην περίπτωση καθαρά ωμικού φορτίου, η περιοχή μεταβολής της γωνίας έναυσης είναι $0 \leq \alpha \leq 120^\circ$.

Για γωνίες έναυσης μεγαλύτερες των 60° ($60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$), έχουμε ασυνεχή αγωγή καθόσον το ρεύμα στο απερχόμενο θυρίστωρ μηδενίζεται προτού δοθεί παλμός στο επόμενο.

Στο παρακάτω σχήμα, παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου για τέσσερις διαφορετικές τιμές της γωνίας έναυσης.



Σχήμα:Κυματομορφές της τάσης εξόδου,τριφασικής πλήρως ελεγχόμενης γέφυρας με ωμικό φορτίο,για διάφορες γωνίες έναυσης.

Η μέση και η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου στην περίπτωση του καθαρά ωμικού φορτίου για τις δύο περιοχές λειτουργίας που προαναφέραμε είναι:

Συνεχής αγωγή $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

-Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_{L,av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{\alpha+90^\circ} V_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \sqrt{3} V_m \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{L,av} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

$$V_{L,rms} = \sqrt{3}V_m \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos 2\alpha \right]} \Rightarrow V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3}V_m}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 2\sqrt{3} \cos 2\alpha}{\pi}}$$

Όπου $V_m = \sqrt{2}V_{rms}$, η μέγιστη τιμή της φασικής τάσης εισόδου

Ασυνεχής αγωγή $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$

- Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_{L,av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{150^\circ} V_m \sin \omega t \, d\omega t \Rightarrow V_{L,av} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha + 60^\circ)]$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

$$V_{L,rms} = \sqrt{3}V_m \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos 2\alpha \right]} \Rightarrow$$

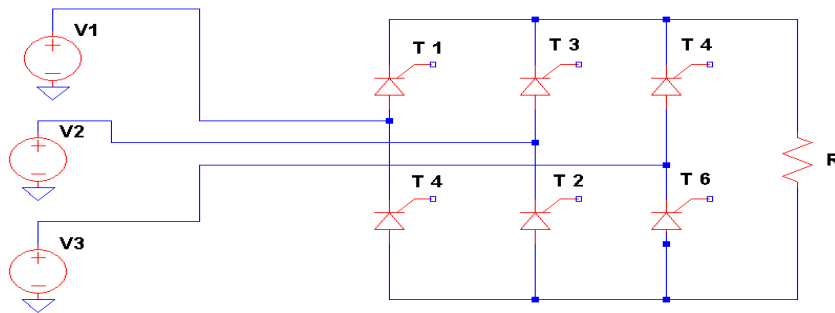
$$V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3}V_m}{2} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - 60^\circ)}{\pi}}$$

Η μέση και η ενεργός τιμή του ρεύματος στο φορτίο υπολογίζεται από το νόμο του Ohm.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5-ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

5.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΓΕΦΥΡΑ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ

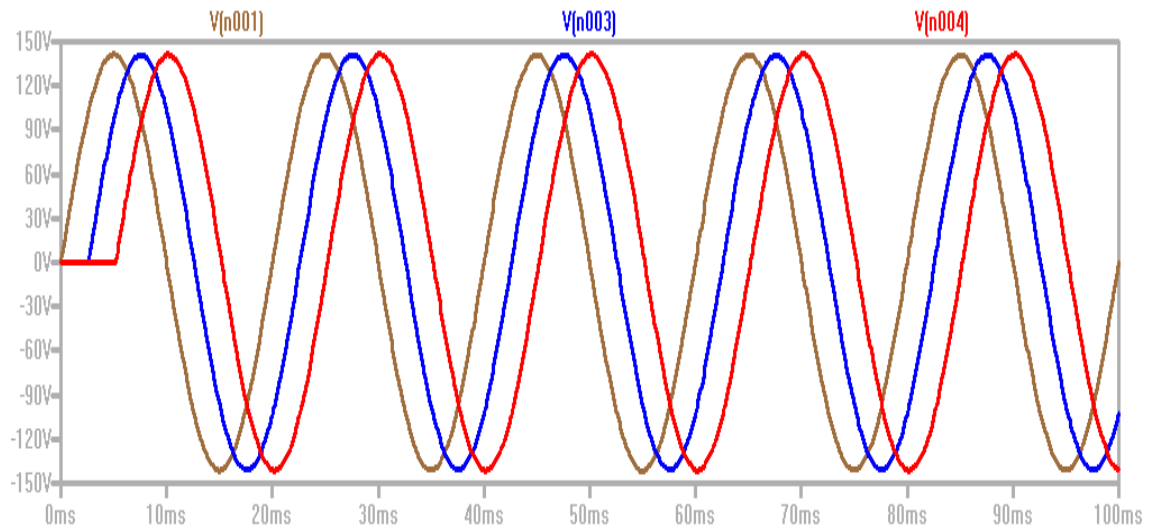
Στην άσκηση αυτή εξετάζεται η λειτουργία της τριφασικής πλήρως ελεγχόμενης γέφυρας . Η γέφυρα αποτελείται από έξι θυρίστορ μέσω των οποίων τροφοδοτείται το φορτίο με ανορθωμένη την τριφασική τάση .Η διάταξη του κυκλώματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα .



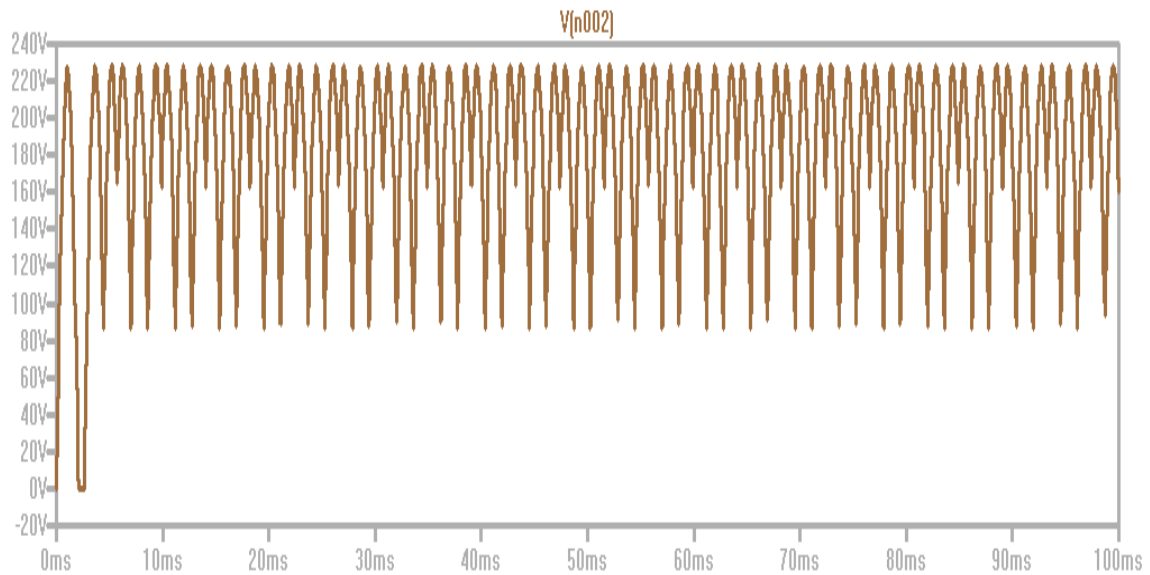
Λειτουργία του κυκλώματος

Η αρίθμηση των θυρίστορ γίνεται με βάση τη χρονική διαδοχή λειτουργίας τους . Στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής κάθε θυρίστορ άγει για διάστημα 120° . Σε κάθε χρονική στιγμή άγουν τα δύο θυρίστορ ένα από την πάνω και ένα από την κάτω ημιγέφυρα . Τα δύο διακοπτικά στοιχεία δεν πρέπει να ανήκουν στον ίδιο κλάδο γιατί θα έχουμε βραχυκύκλωμα του μετατροπέα . Τα θυρίστορ T1 , T3 , T5 , συνδέονται από κοινού στον κοινό ακροδέκτη του φορτίου αλλά σε κάθε δεδομένη στιγμή άγει το ένα θυρίστορ που έχει την περισσότερο θετική τιμή της φασικής τάσης ενώ τα δύο επόμενα πολώνονται ανάστροφα . Κατά όμοιο τρόπο τα θυρίστορ T4 , T6 ,T2 συνδέονται από κοινού στον αρνητικό ακροδέκτη του φορτίου και άγει επίσης μόνο αυτό με την περισσότερο αρνητική τιμή της τάσης ενώ τα υπόλοιπα δύο πολώνονται ανάστροφα και δεν άγουν . Έτσι το T1 άγει για χρονική διάρκεια που αντιστοιχεί σε τμήμα της θετικής ημιπεριόδου της V_A . Το ρεύμα ρέει προς το θετικό ακροδέκτη του φορτίου μέσω του T1 και επιστρέφει μέσω του T6 .Στη συνέχεια ανάβει το θυρίστορ T2 και το ρεύμα επιστρέφει μέσα από αυτό το θυρίστορ . Η διαδικασία συνεχίζεται με το άναμα και το σβήσιμο των αντίστοιχων θυρίστορ καθώς οι τριφασικές τάσεις διαδέχονται η μία την άλλη μέχρι να ολοκληρωθεί η περίοδος .

Τάση εισόδου



Τάση εξόδου για γωνία έναυσης $\alpha = 0^\circ$



Για συνεχή αγωγή $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$V_{L,av} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_m}{\pi} \cos \alpha = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot 141,4}{3,14} \cdot \cos 0 = 233,9V$$

$$V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3} \cdot \cos 2\alpha}{\pi}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 141,4}{3,14} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 3,14 + 3 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos 2 \cdot 0}{3,14}} = 234,1IV$$

Για ασυνεχή ανωγή $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$

$$V_{L,av} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha + 60^\circ)] = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot 141,4}{3,14} \cdot [1 + \cos(0 + 60^\circ)] = 78,78V$$

$$V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - 60^\circ)}{\pi}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 141,4}{2} \sqrt{\frac{4 \cdot 3,14 - 6 \cdot 0 - 3 \cdot \sin(2 \cdot 0 - 60^\circ)}{3,14}} = 98,67V$$

$$\text{και } V_m = \sqrt{2} \cdot V_{rms} = \sqrt{2} \cdot 100 = 141,44V$$

5.2 ΣΧΟΛΙΑ – ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ

Με το παραπάνω κύκλωμα του τριφασικού μετατροπέα μετατρέπουμε την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή . Η ανορθωμένη τάση εξόδου αποτελείται από έξι ημιτονικά τόξα ανά περίοδο της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου και έτσι ως αποτέλεσμα η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης αυτής να έχει συχνότητα εξαπλάσια της συχνότητας της τάσης εισόδου .Στην περίπτωση του καθαρά ωμικού φορτίου η περιοχή της μεταβολής της γωνίας έναυσης είναι 120° .Για γωνίες μεγαλύτερες των 60° έχουμε ασυνεχή αγωγή γιατί το ρεύμα μηδενίζεται πριν δοθεί παλμός στο επόμενο θυρίστορ . Με την πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα μπορούμε να πάρουμε μεγαλύτερη τάση εξόδου και η οποία γίνεται $\sqrt{6}V_m$ όπου V_m η φασική τάση εισόδου σε σχέση με την ανόρθωση με μονοφασική γέφυρα . Ο τριφασικός μετατροπέας είναι ποιο αποδοτικός σε σχέση με τον μονοφασικό και χρησιμοποιείται πολύ συχνότερα στις εφαρμογές μετατροπής της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή λόγω της μεγαλύτερης τάσης εξόδου του .

Μετά από έλεγχο και δοκιμές καταλήξαμε στην υλοποίηση του κυκλώματος πυροδότησης των thyristors της τριφασικής γέφυρας κάνοντας χρήση του ολοκληρωμένου κυκλώματος "TCA 785".

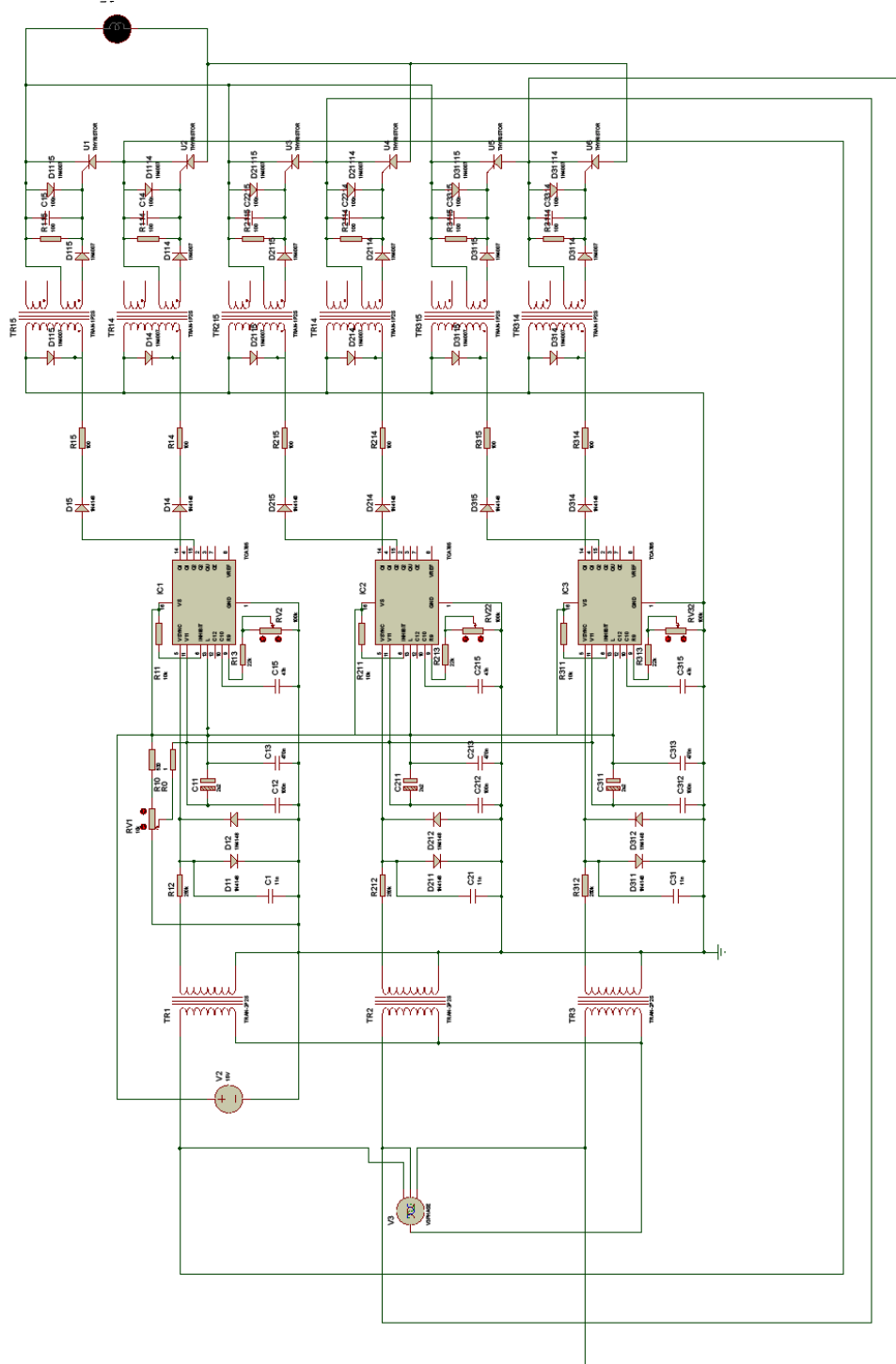
5.3 ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥ

Για την κατασκευή του κυκλώματος πυροδότησης χρησιμοποιούμε τρία τεμάχια TCA785 ένα για κάθε φάση. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο έχει σχεδιαστεί για το έλεγχο Thyristors , Triacs και Transistors. Οι παραγόμενοι παλμοί πυροδότησης μπορούν να παρέχονται με γωνία εναυσης από 0 – 180 μοίρες.

Οι τρεις φάσεις οδηγούνται σε τρεις M/T όπου και υποβιβάζονται από τα 220VAC (φασική τάση) στα 6VAC. Η τάση εξόδου του δευτερεύοντος του κάθε ενός από τους τρεις M/T εφαρμόζεται στο ποδαράκι 5 του αντιστοίχου ολοκληρωμένου μέσω μιας αντίστασης 220kΩ (παρεμβάλλεται για προστασία) και χρησιμοποιείται σαν παλμός συγχρονισμού. Αυτό ο παλμός οδηγείται εσωτερικά του ολοκληρωμένου σε ένα κύκλωμα αναγνώρισης μηδενικής τιμής του σήματος εισόδου (zero voltage detector) μέσω του οποίου οι μηδενικές αυτές τιμές αποστέλλονται σε έναν καταχωρητή συγχρονισμού ο οποίος με τη σειρά του θα ελέγξει - συγχρονίσει μια γεννήτρια τριγωνικού παλμού της οποίας ο πυκνωτής (ποδ. 10) φορτίζεται μέσω μιας αντίστασης τριμερ (ποδ. 9).

Η τάση τροφοδοσίας VS του TCA785 κυμαίνεται από 8 -18 VDC αλλά στο συγκεκριμένο κύκλωμα επιλέξαμε τα 15Volt DC για τάση τροφοδοσίας αυτού. Για την παροχή της τάσης αυτής κατασκευάστηκε ένα σταθεροποιημένο τροφοδοτικό 15VDC / 1A. Η σταθεροποίηση επιτυγχάνεται μέσω του ολοκληρωμένου LM7815 και η τάση τροφοδοσίας είναι κοινή στα τρία ολοκληρωμένα.

Από την τάση τροφοδοσίας και μέσω μιας αντίστασης 4,7kΩ , ενός ποτενσιόμετρου 10kΩ και μιας αντίστασης 2,2kΩ παρέχεται μια συνεχής τάση V11 της οποίας μεταβάλλουμε το πλάτος από 0V έως 15V. Η τάση αυτή V11 είναι κοινή και στα τρία ολοκληρωμένα έχοντας παραλληλίσει το ποδαράκι 11 αυτών. Η έξοδος της γεννήτριας (τριγωνικός παλμός) καθώς και η συνεχής τάση μέσω του ποτενσιόμετρου 10kΩ οδηγούνται σε ένα συγκριτή. Η έξοδος του συγκριτή είναι ένας τετραγωνικός παλμός ο οποίος δύναται να μετακινηθεί χρονικά από 0-180R ανάλογα με την τιμή της τάσης εξόδου του ποτενσιόμετρου 10kΩ. Αντικαθιστώντας τις αντιστάσεις 4,7kΩ και 2,2kΩ με τριμερ έχουμε την δυνατότητα να ελέγχουμε τα όρια της περιοχής παροχής παλμών πυροδότησης. Συγκεκριμένα η μεταβολή της τιμής της 4,7kΩ αφορά στο ανώτατο σημείο 180 μοίρες ενώ η μεταβολή της τιμής της 2,2kΩ αφορά στο κατώτατο σημείο 0 μοίρες. Για κάθε μια ημιπεριοδο παρέχεται ένας θετικός παλμός πυροδότησης του οποίου η διάρκεια είναι 30μS. Η διάρκεια μπορεί να ελεγχθεί με την σύνδεση ενός πυκνωτή μεταξύ της γης και του ακροδέκτη 12 του ολοκληρωμένου , οπότε έχουμε 620μS/nF. Εάν το ποδαράκι 12 συνδεθεί στη γη τότε ο παλμός διαρκεί από το σημείο πυροδότησης φ έως το τέλος της ημιπεριοδου που αφορά. Ο παλμός αυτός οδηγείται για την τελική του μορφοποίηση σε ένα λογικό επεξεργαστή από όπου παίρνουμε και τους τελικούς παλμούς πυροδότησης των δυο thyristors που θα έχουμε σε αγωγή ανά φάση. Στους ακροδέκτες 15 και 14 έχουμε τους παλμούς της θετικής και αρνητικής ημιπεριοδου αντίστοιχα. Οι παλμοί έναυσης οδηγούνται μέσω μιας διόδου 1N4148 (παρεμβάλλεται για προστασία του IC) και μιας αντίστασης 100Ω στο πρωτεύον του M/T γαλβανικής απομόνωσης. Ο M/T αυτός απομονώνει το κύκλωμα των παλμών από το κύκλωμα της γέφυρας. Με σκοπό τον στραγκαλισμο των ρευμάτων αυτεπαγωγής του πρωτεύοντος του M/T αυτού εγκαθιστούμε μια διοδο ελευθέρως ροής παράλληλα με αυτό. Το δευτερεύον αυτού συνδέεται μέσω μιας διόδου 1N4007 στη πύλη – κάθοδο του θυριστορ. Παράλληλα με την πύλη και την κάθοδο του θυριστορ συνδέουμε μια αντίσταση 100Ω , έναν πυκνωτή 100nF και μια διοδο 1N4007. Η αντίσταση 100Ω ρυθμίζει το ρεύμα ανόδου αυτού , ο πυκνωτής 100nF λειτουργεί σαν φίλτρο θορύβου και η διόδος 1N4007 μειώνει την ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται στην πύλη αυτού.



Bill Of Materials For Final Circuit.DSN

Total Parts In Design : 99

23 Resistors

<u>Quantity:</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>	<u>Order Code</u>
1	R0	1	M2k2
1	R10	530	M4K7
3	R11, R211, R311	10k	M10K
3	R12, R212, R312	250k	M220K
3	R13, R213, R313	22k	M22K
6	R14, R15, R214, R215, R314, R315	100	M4K7
6	R114, R115, R2114, R2115, R3114, R3115	100	M2k2

21 Capacitors

<u>Quantity:</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>	<u>Order Code</u>
3	C1, C21, C31	11n	Maplin WW37S
3	C11, C211, C311	2u2	Maplin AU10L
9	C12, C14, C212, C312, C1005, C2214, C2215, C3314, C3315	100n	Maplin WW41U
3	C13, C213, C313	470n	Maplin WW49D
3	C15, C215, C315	47n	Maplin WW37S

6 Integrated Circuits

<u>Quantity:</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>	<u>Order Code</u>
6	U1-U6	THYRISTOR	

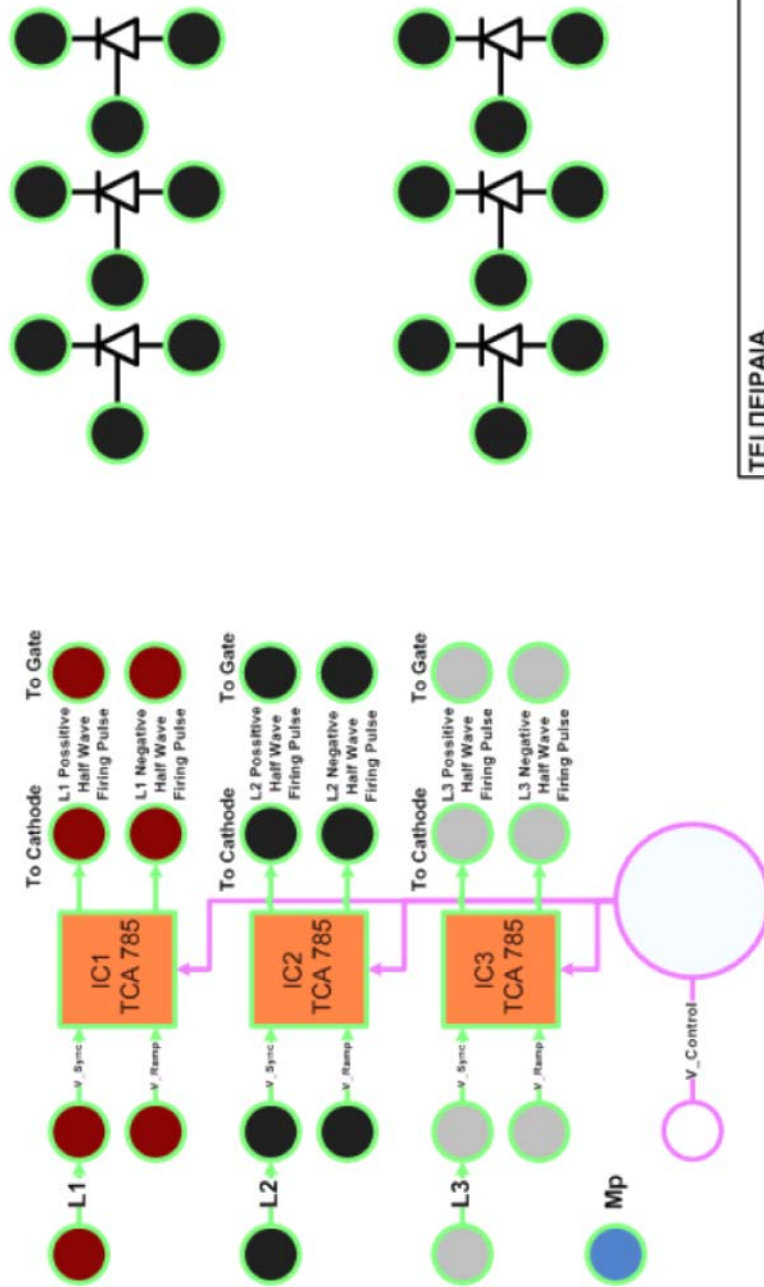
30 Diodes

<u>Quantity:</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>	<u>Order Code</u>
12	D11, D12, D14, D15, D211, D212, D214, D215, D311, D312, D314, D315	1N4148	
18	D104, D114, D115, D1015, D1114, D1115, D2114, D2115, D3114, D3115, D20115, D21004, D21114, D21115, D31004, D31114, D31115, D311005	1N4007	

19 Miscellaneous

<u>Quantity:</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>	<u>Order Code</u>
3	IC1-IC3	TCA785	
1	L1	12V	
1	RV1	10k	
3	RV2, RV22, RV32	100k	
3	TR1-TR3	TRAN-2P2S	
6	TR14, TR15, TR104, TR215, TR314, TR315	TRAN-1P2S	
1	V2	15V	
1	V3	V3PHASE	

ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΓΕΦΥΡΑ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ



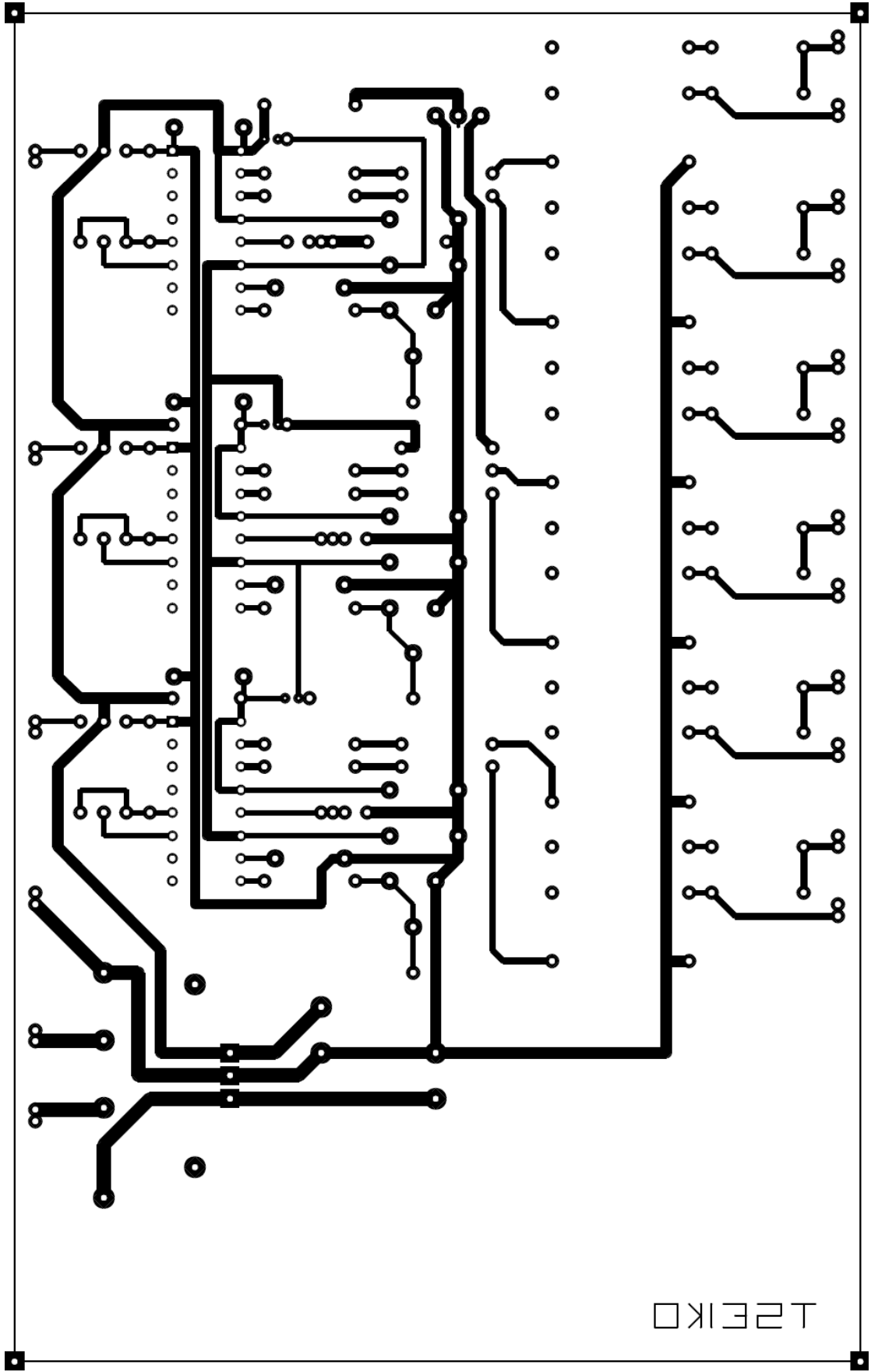
ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΑΚΑΔ. ΕΤΟΣ: 2009-2010

ΤΣΕΙΚΟ ΑΝΔΡΕΑΣ ΑΜ: 12699

ΦΩΤΟΠΟΥΛΟΣ ΣΤΕΦΑΝΟΣ ΑΜ: 32134



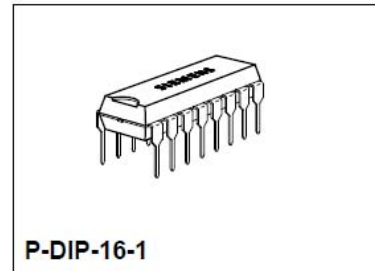
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

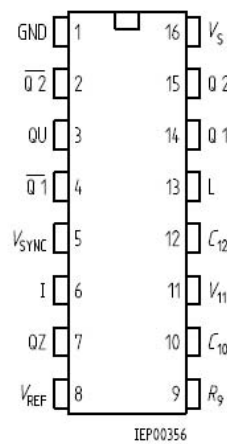
- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range



Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 ° and 180 °. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.



Pin Configuration (top view)

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\overline{Q_2}$	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	$\overline{Q_1}$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_S	Supply voltage

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_S). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180° .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180° will result.

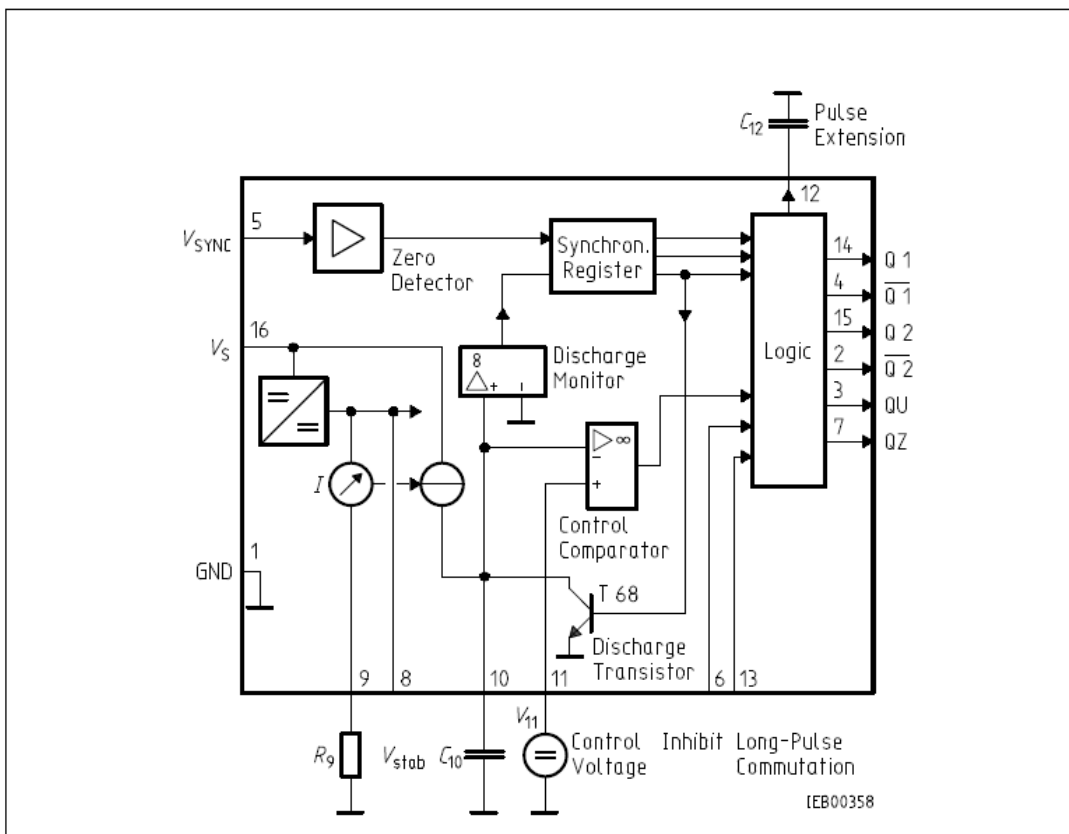
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\varphi + 180^\circ$ which can be used for controlling an external logic, is available at pin 3.

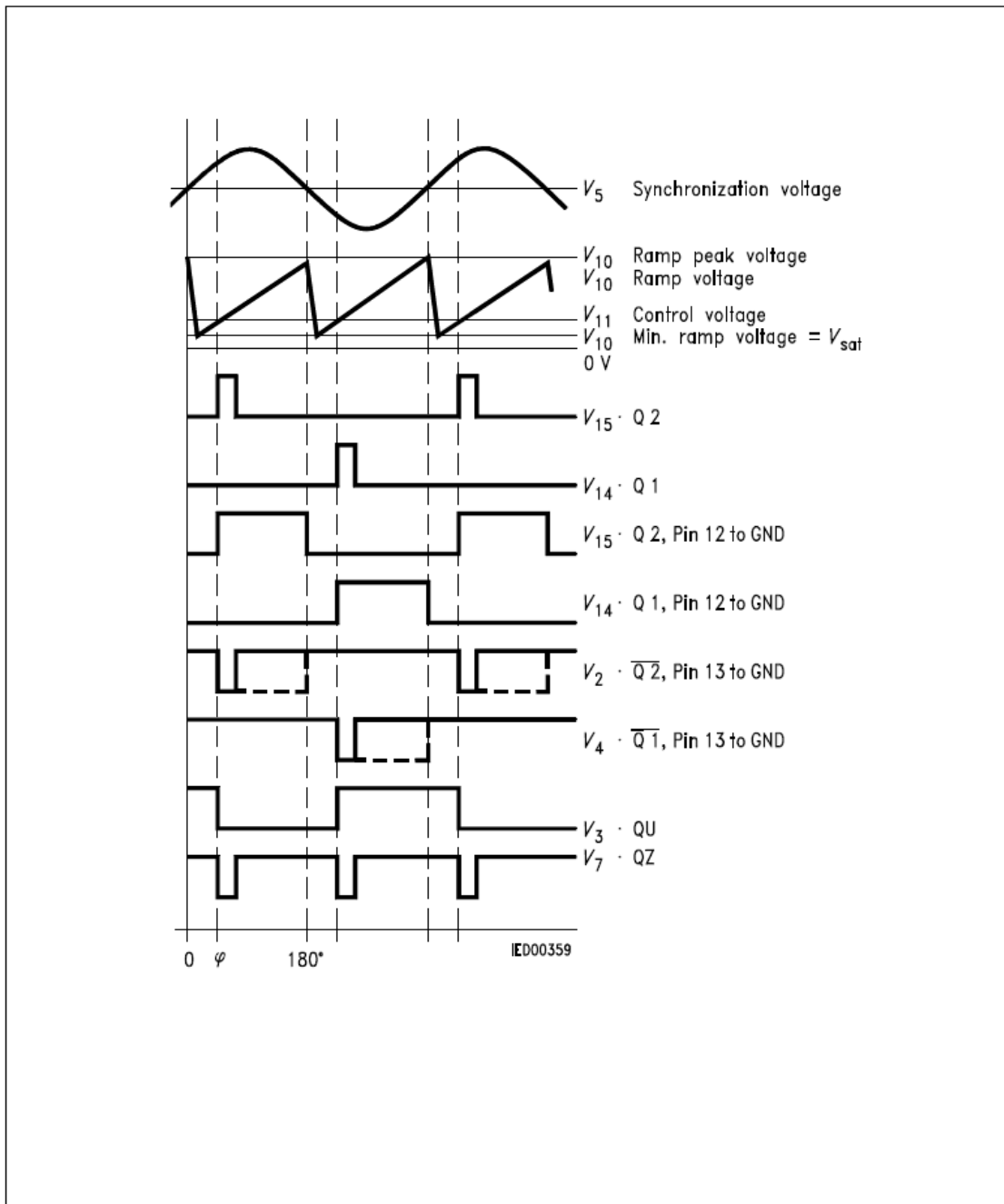
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length ($180^\circ - \varphi$).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_S	- 0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_Q	- 10	400	mA
Inhibit voltage	V_6	- 0.5	V_S	V
Control voltage	V_{11}	- 0.5	V_S	V
Voltage short-pulse circuit	V_{13}	- 0.5	V_S	V
Synchronization input current	V_5	- 200	± 200	μ A
Output voltage at pin 14, 15	V_Q		V_S	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_Q		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_Q		V_S	V
Junction temperature	T_j		150	$^{\circ}$ C
Storage temperature	T_{stg}	- 55	125	$^{\circ}$ C
Thermal resistance system - air	$R_{th SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_S	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	- 25	85	$^{\circ}$ C

Characteristics

$8 \leq V_S \leq 18$ V; $- 25$ $^{\circ}$ C $\leq T_A \leq 85$ $^{\circ}$ C; $f = 50$ Hz

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0$ V $C_{10} = 47$ nF; $R_9 = 100$ k Ω	I_S	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current	$I_{5 rms}$	30		200	μ A	1
R_2 varied Offset voltage	ΔV_5		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		k Ω	5

Characteristics (cont'd)

$8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	k Ω	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_S = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_Q = V_S$						
Saturation voltage	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6
$I_Q = 2 \text{ mA}$						

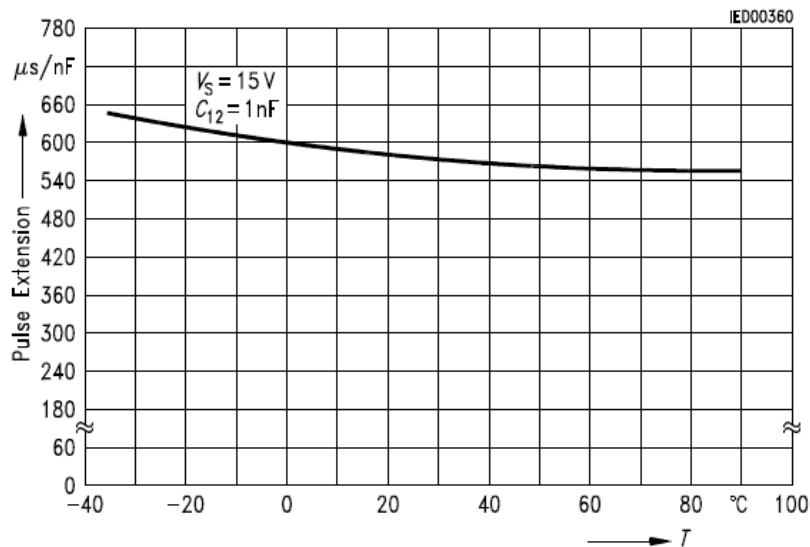
Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15 H-output voltage $-I_Q = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15 \text{ H}}$	$V_S - 3$	$V_S - 2.5$	$V_S - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_Q = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15 \text{ L}}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control Reference voltage Parallel connection of 10 ICs possible	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

Application Hints for External Components

		min	max	
Ramp capacitance	C_{10}	500 pF	$1 \mu\text{F}^{1)}$	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{tr} =$	$\frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ 2)		
Charge current	$I_{10} =$	$\frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ 2)		Ramp voltage $V_{10 \max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ 2)

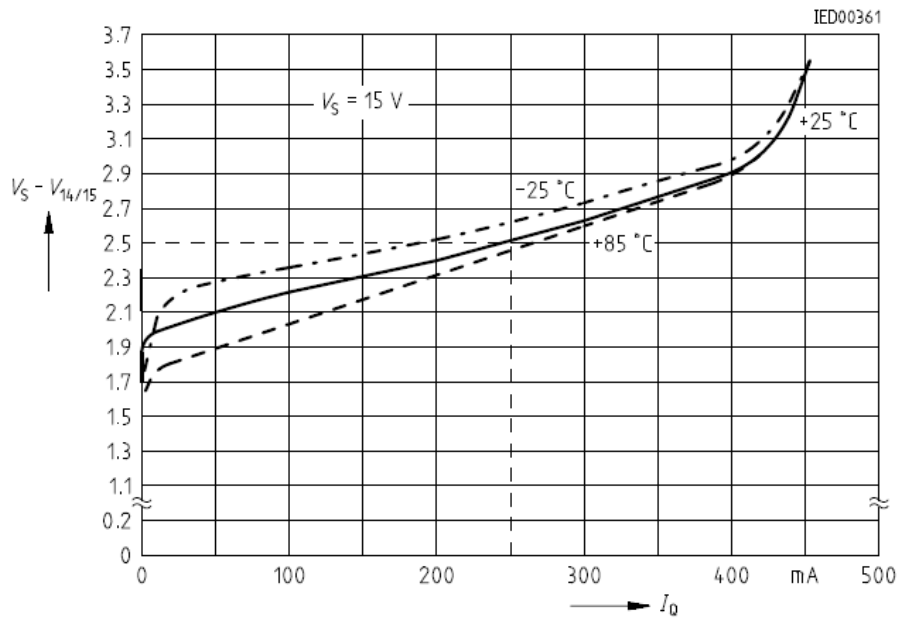
Pulse Extension versus Temperature



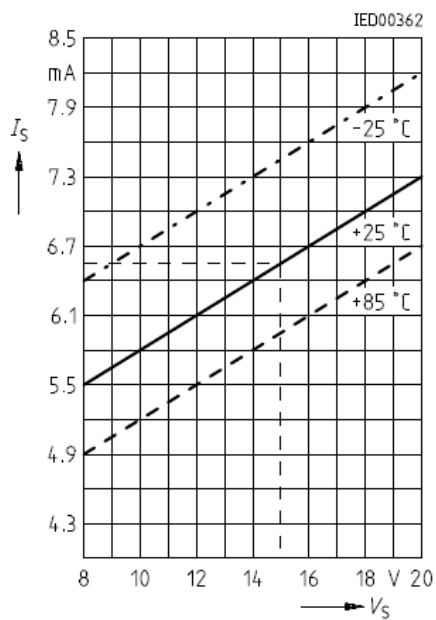
1) Attention to flyback times

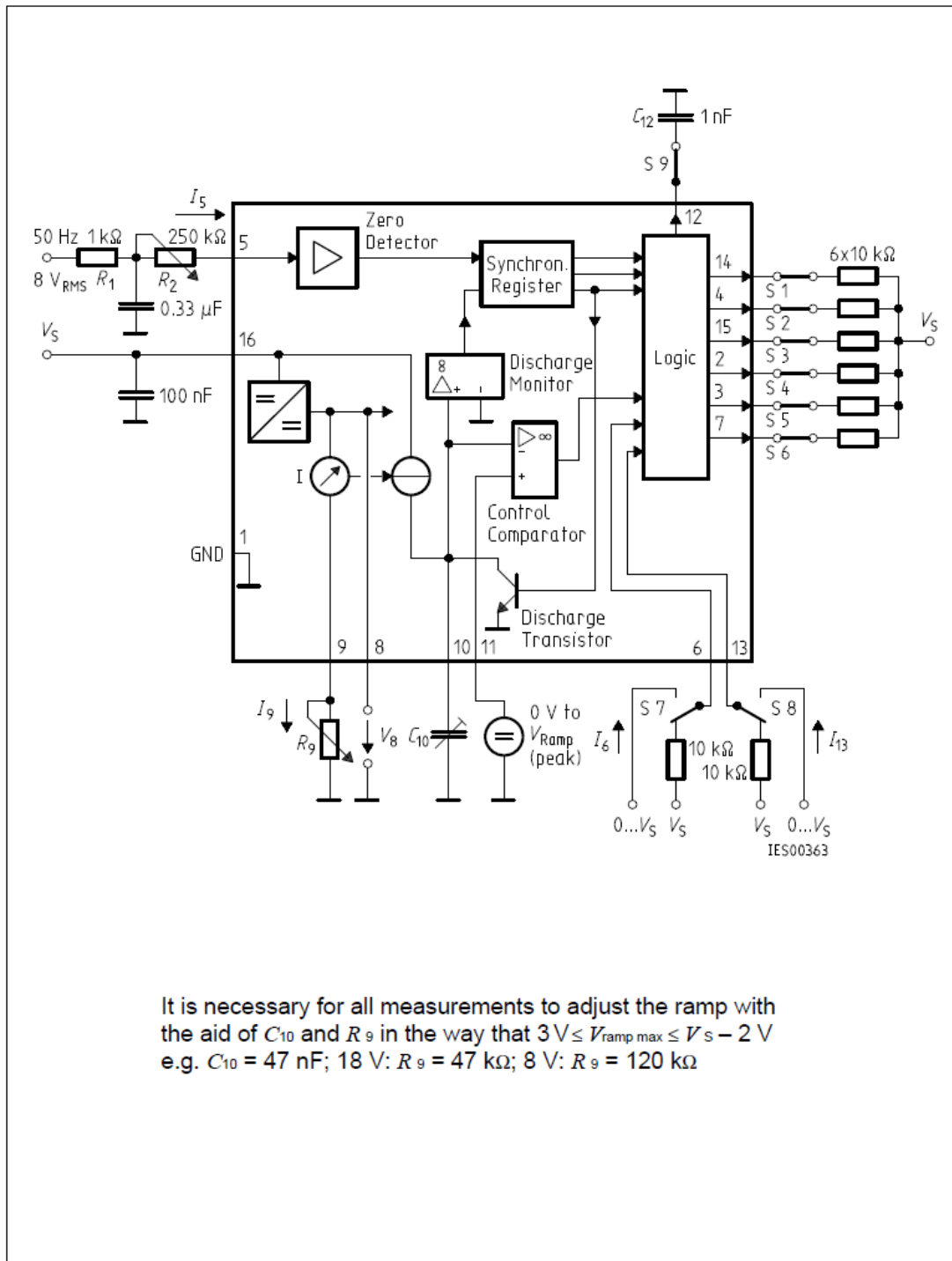
2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

Output Voltage measured to + V_S

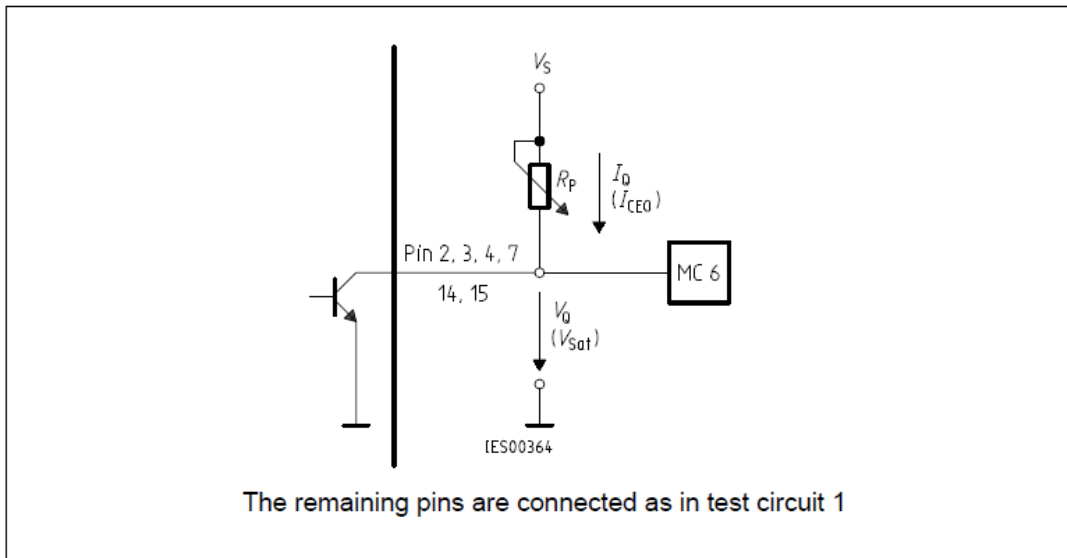


Supply Current versus Supply Voltage

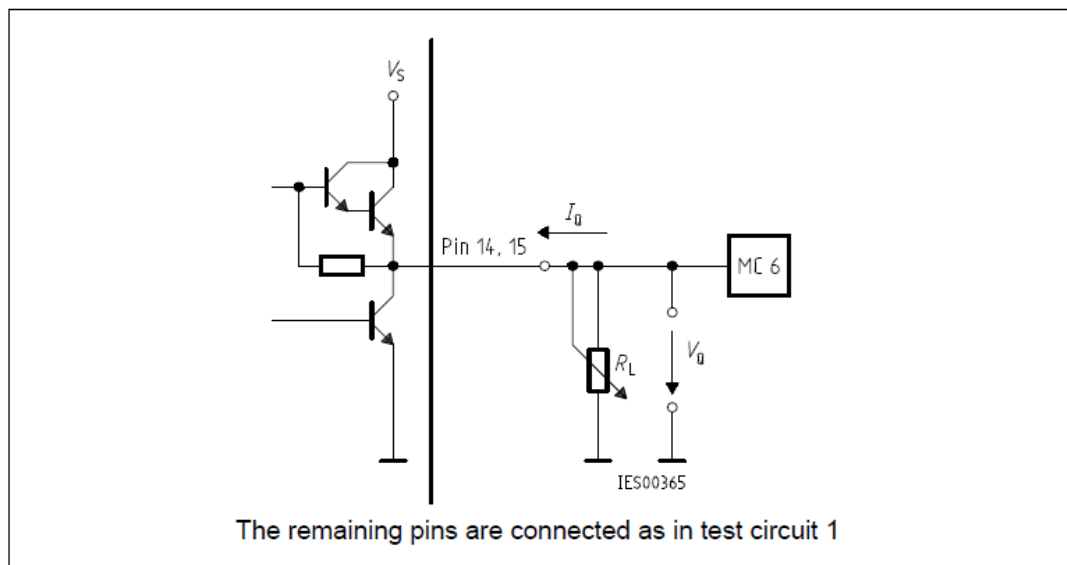




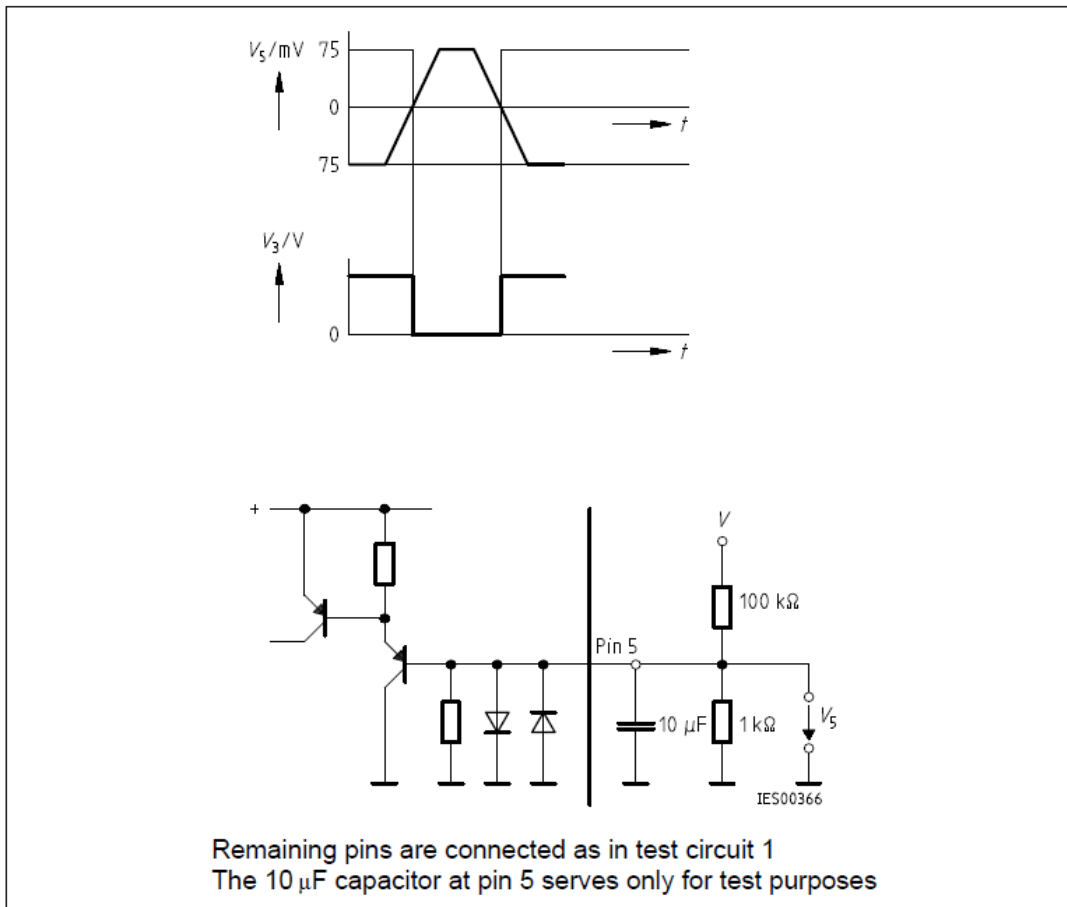
Test Circuit 1



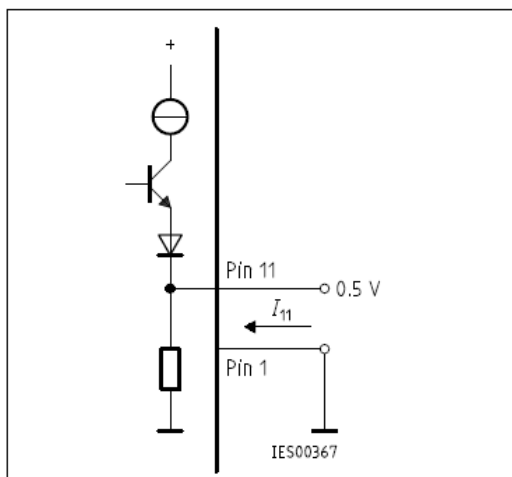
Test Circuit 2



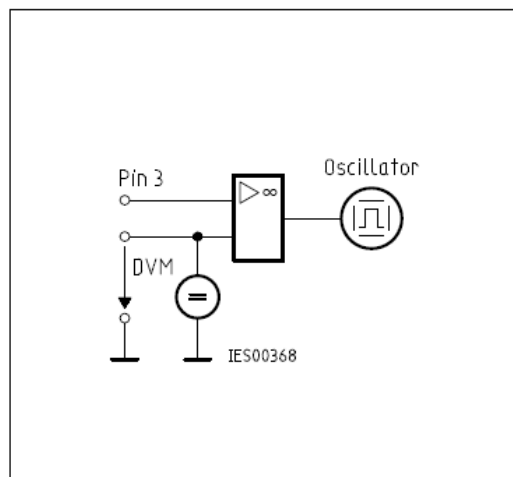
Test Circuit 3



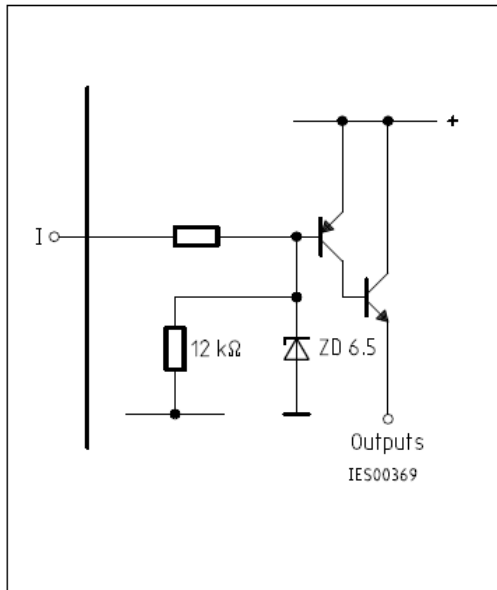
Test Circuit 4



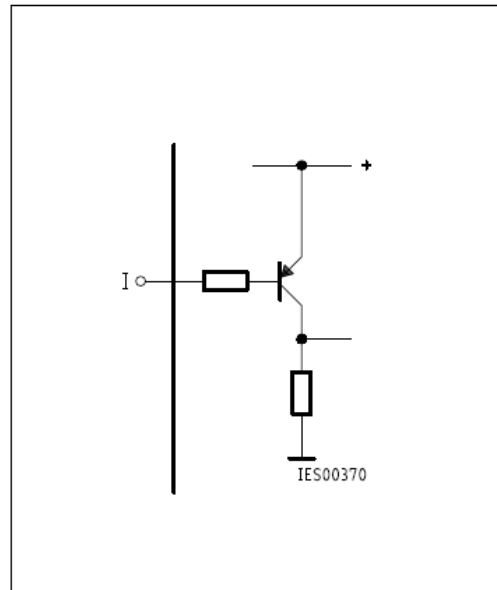
Test Circuit 5



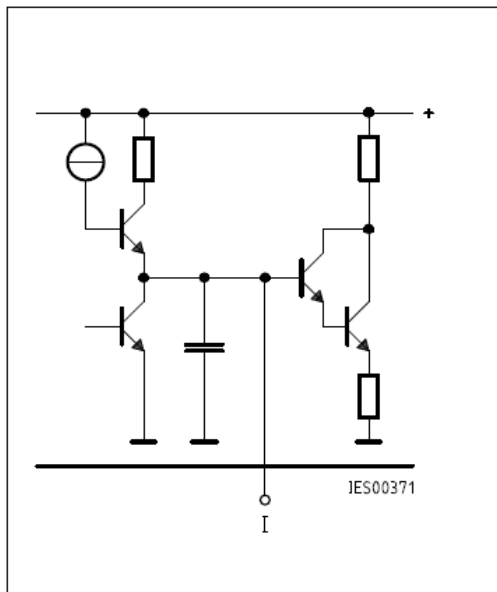
Test Circuit 6



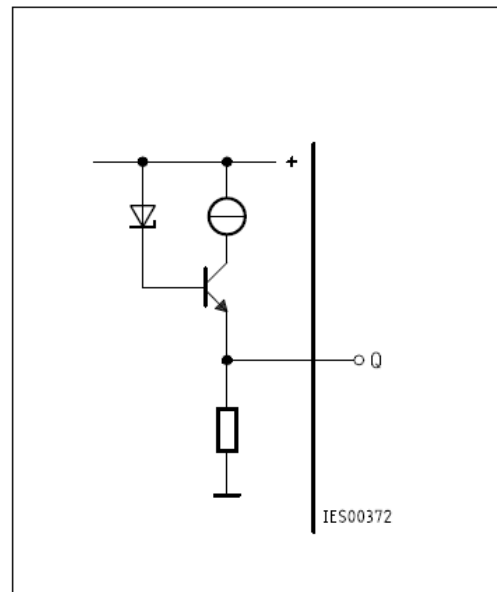
Inhibit 6



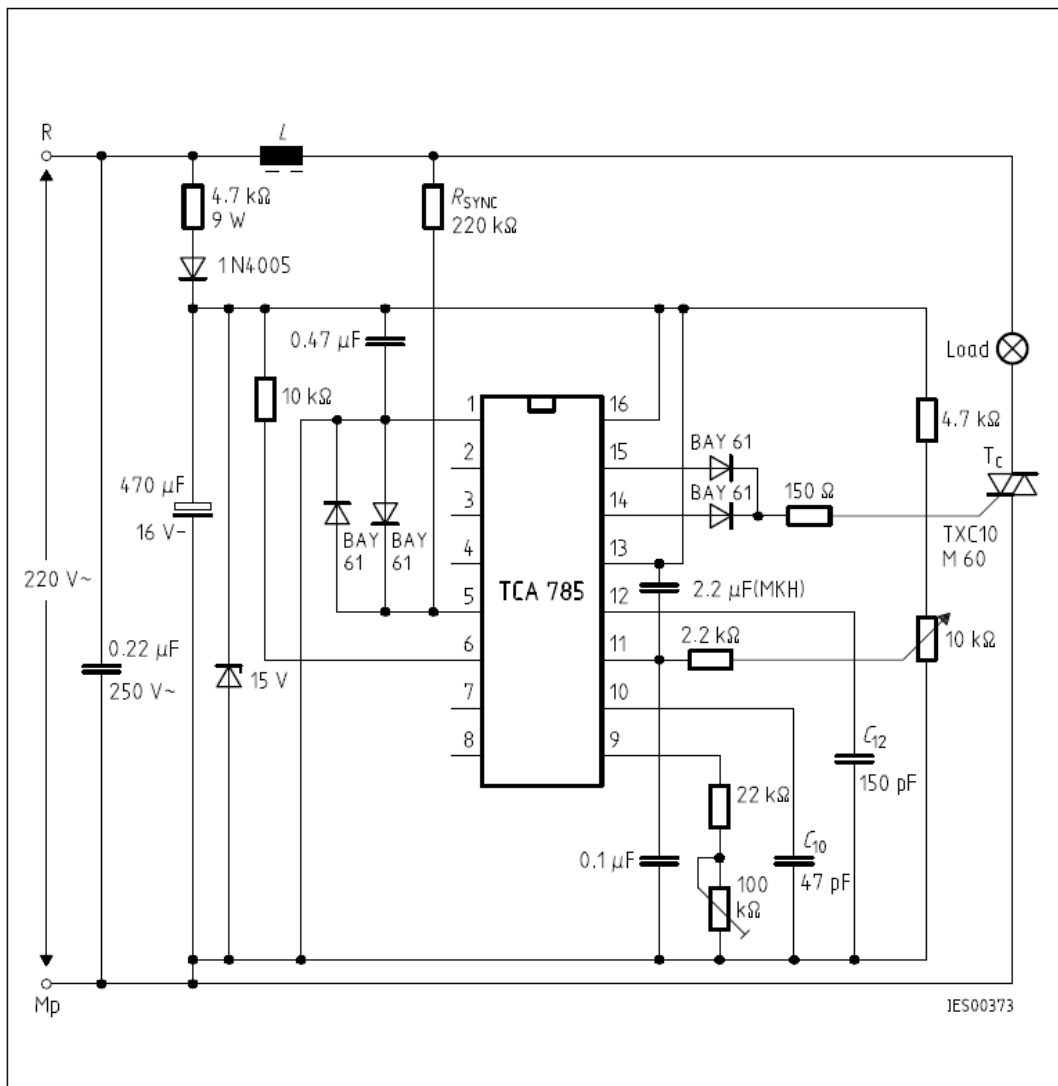
Long Pulse 13



Pulse Extension 12

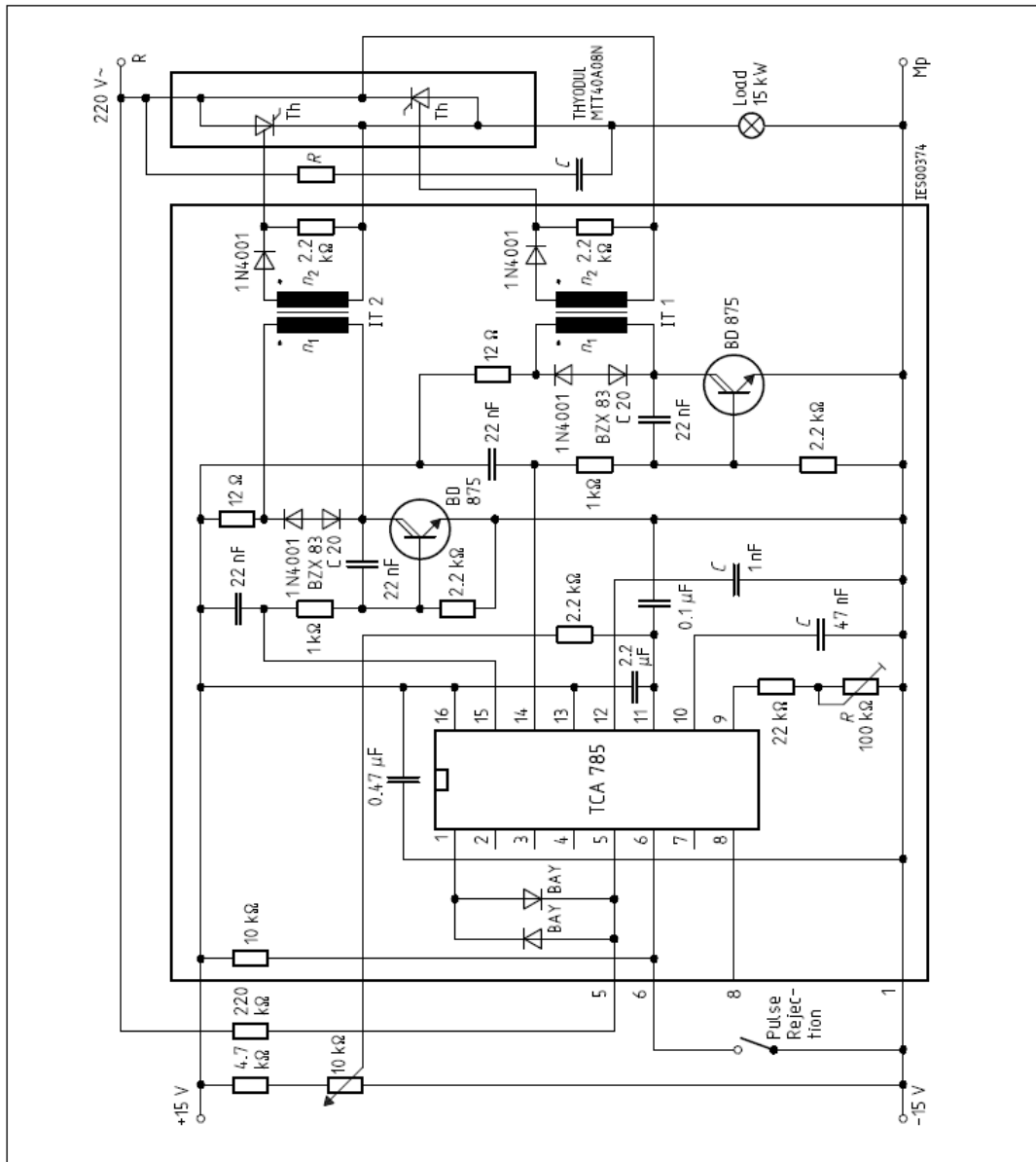


Reference Voltage 8



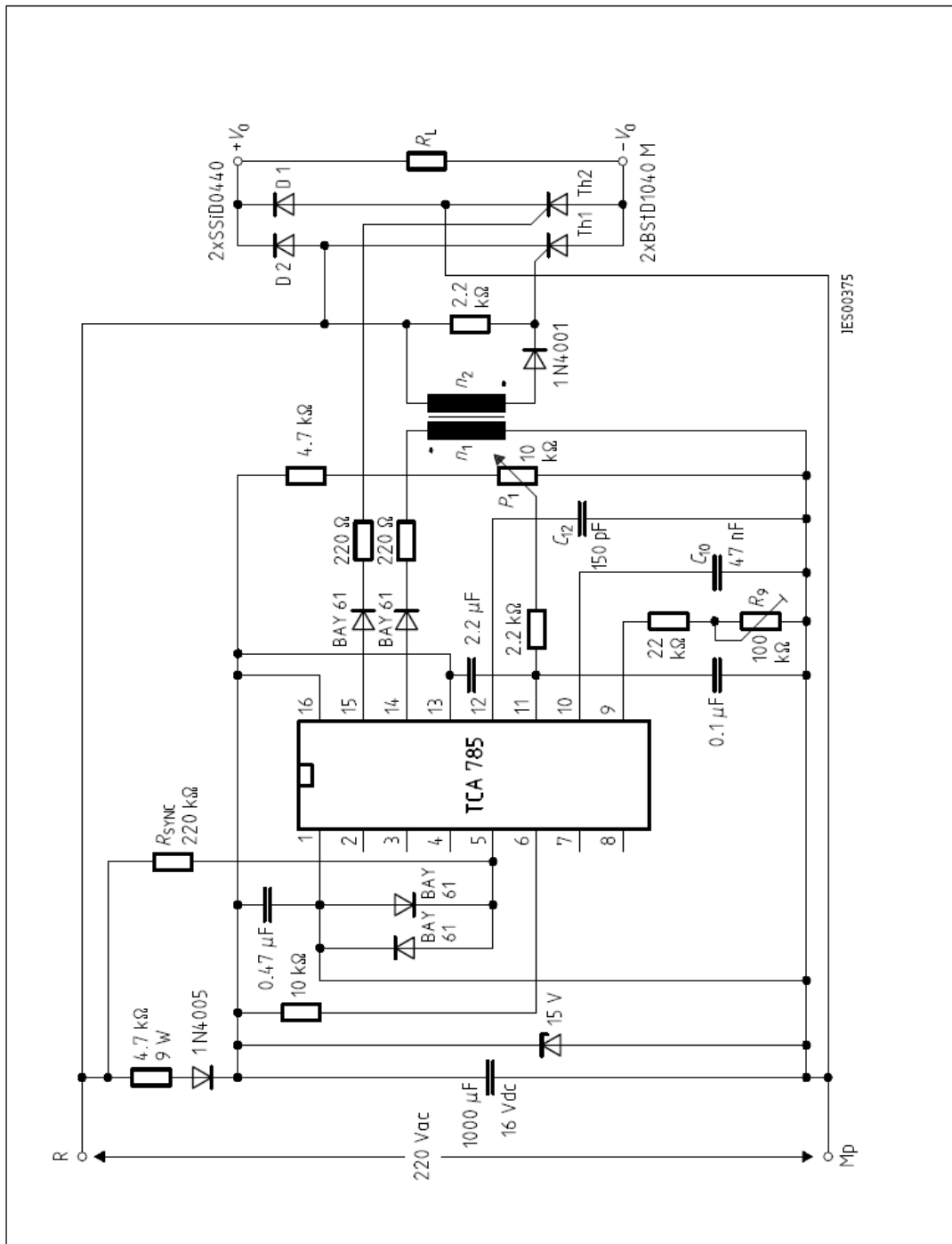
Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0° and 180° with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.

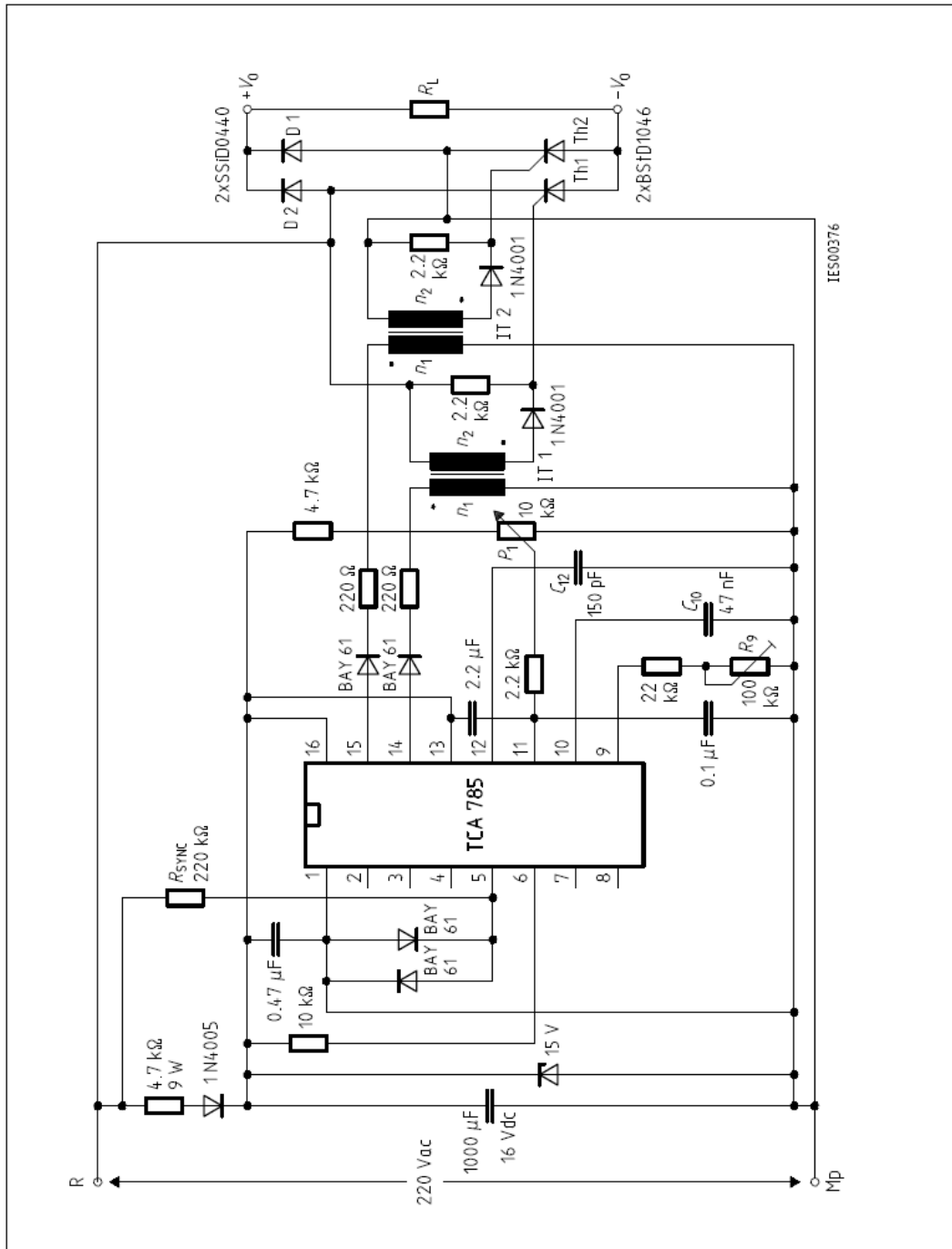


**Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors**

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0° and 180° by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Trigger Pulse Transformer and Direct Control for Low-Power Thyristors



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

Thyristors

BT151 series

GENERAL DESCRIPTION

Passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

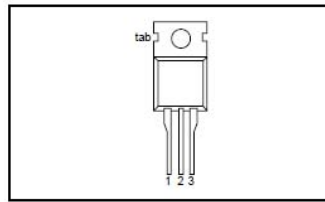
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{DRM} , V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	500R 500	650R 650	800R 800	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	7.5	7.5	7.5	A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	12	12	12	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	100	100	100	A

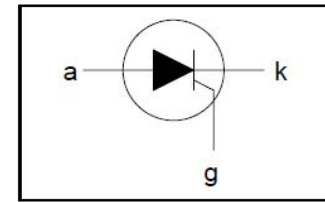
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-500R 500 ¹	-650R 650 ¹	-800R 800	
V_{DRM} , V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages		-				V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mb} \leq 109^\circ\text{C}$	-	7.5			A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	12			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge	-	100			A
		$t = 10\text{ ms}$	-	110			A
i^2t	i^2t for fusing	$t = 8.3\text{ ms}$	-	50			A^2s
di_T/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$t = 10\text{ ms}$	-	50			$\text{A}/\mu\text{s}$
		$I_{TM} = 20\text{ A}$; $I_G = 50\text{ mA}$; $di_G/dt = 50\text{ mA}/\mu\text{s}$	-	50			
I_{GM}	Peak gate current		-	2			A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			V
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		-	5			V
P_{GM}	Peak gate power		-	5			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature		-	125			$^\circ\text{C}$

¹ Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the thyristor may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/ μs .

Thyristors

BT151 series

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
R_{thj-mb}	Thermal resistance junction to mounting base	in free air	-	-	1.3	K/W
R_{thj-a}	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_T = 0.1\text{ A}$	-	2	15	mA
I_L	Latching current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	10	40	mA
I_H	Holding current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	7	20	mA
V_T	On-state voltage	$I_T = 23\text{ A}$	-	1.4	1.75	V
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}$; $I_T = 0.1\text{ A}$	-	0.6	1.5	V
I_D, I_R	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}$; $I_T = 0.1\text{ A}$; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.25	0.4	-	V
		$V_D = V_{DRM(max)}$; $V_R = V_{RRM(max)}$; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.1	0.5	mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$; exponential waveform;				
		Gate open circuit $R_{GK} = 100\ \Omega$	50	130	-	V/ μs
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	$I_{TM} = 40\text{ A}$; $V_D = V_{DRM(max)}$; $I_G = 0.1\text{ A}$; $dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s}$	200	1000	-	V/ μs
t_q	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}$; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$; $I_{TM} = 20\text{ A}$; $V_R = 25\text{ V}$; $dI_{TM}/dt = 30\text{ A}/\mu\text{s}$; $dV_D/dt = 50\text{ V}/\mu\text{s}$; $R_{GK} = 100\ \Omega$	-	70	-	μs

Thyristors

BT151 series

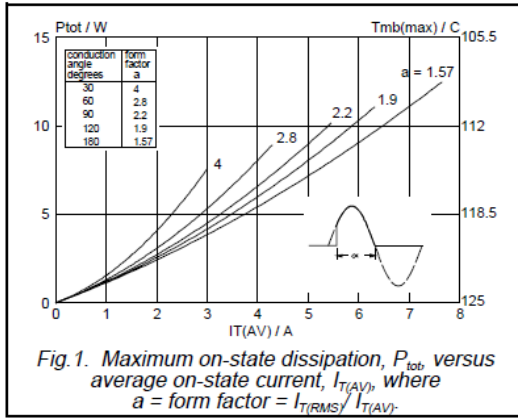


Fig. 1. Maximum on-state dissipation, P_{tot} , versus average on-state current, $I_{T(AV)}$, where $a = \text{form factor} = I_{T(RMS)} / I_{T(AV)}$.

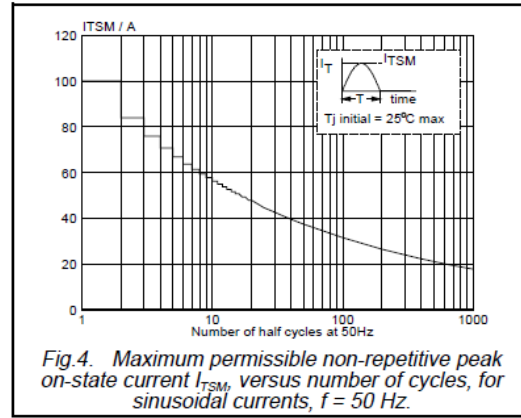


Fig. 4. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} , versus number of cycles, for sinusoidal currents, $f = 50 \text{ Hz}$.

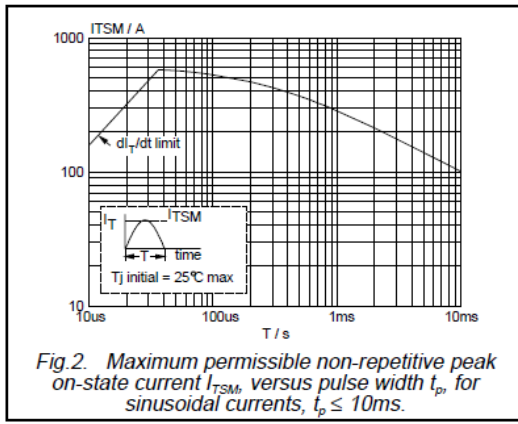


Fig. 2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} , versus pulse width t_p , for sinusoidal currents, $t_p \leq 10 \text{ ms}$.

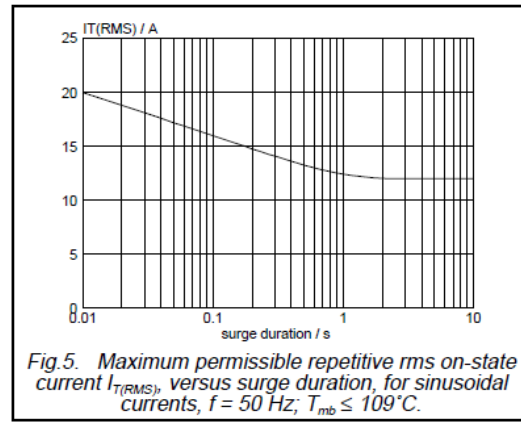


Fig. 5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$, versus surge duration, for sinusoidal currents, $f = 50 \text{ Hz}$; $T_{mb} \leq 109^\circ\text{C}$.

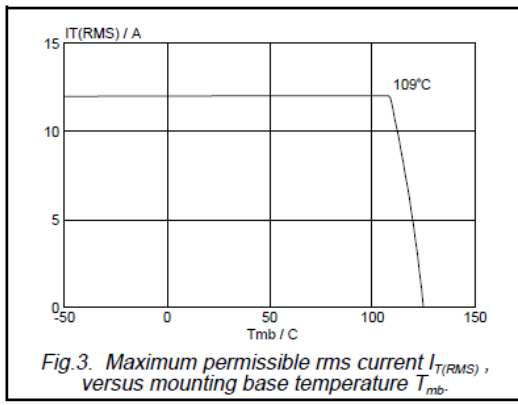


Fig. 3. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb} .

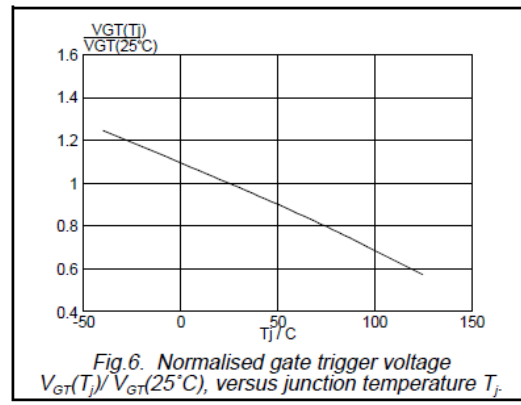


Fig. 6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j) / V_{GT}(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

Thyristors

BT151 series

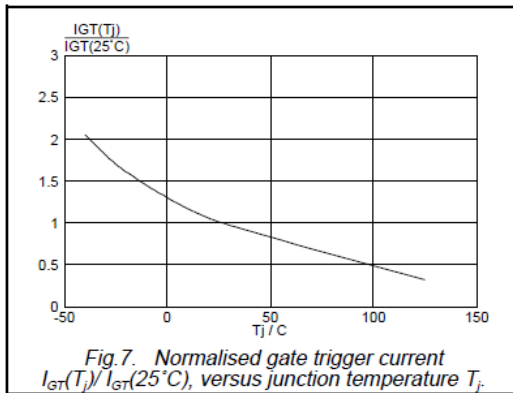


Fig.7. Normalised gate trigger current $I_{GT}(T_j) / I_{GT}(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

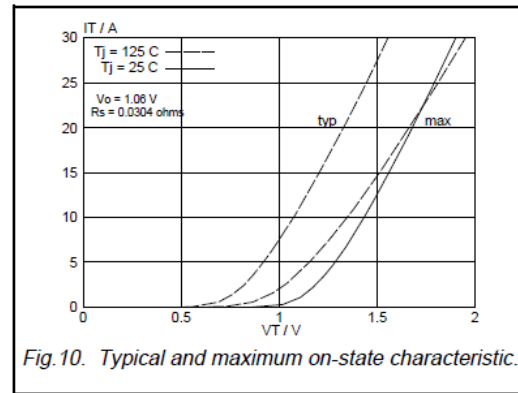


Fig.10. Typical and maximum on-state characteristic.

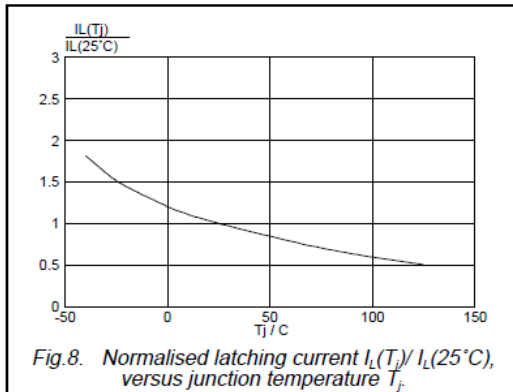


Fig.8. Normalised latching current $I_L(T_j) / I_L(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

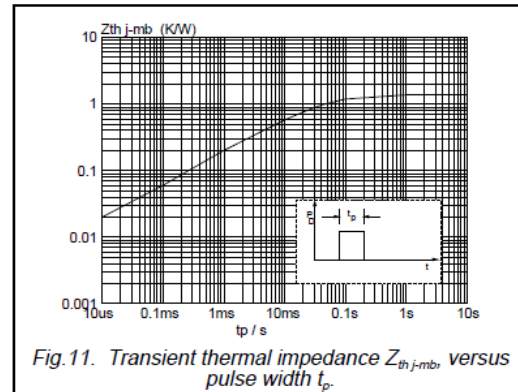


Fig.11. Transient thermal impedance $Z_{th(j-mb)}$ versus pulse width t_p .

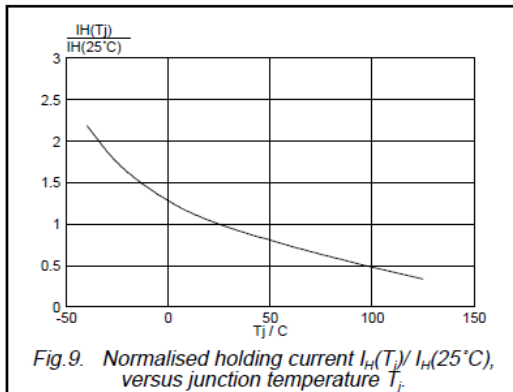


Fig.9. Normalised holding current $I_H(T_j) / I_H(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

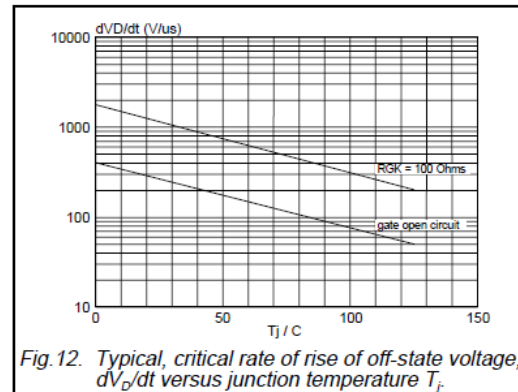
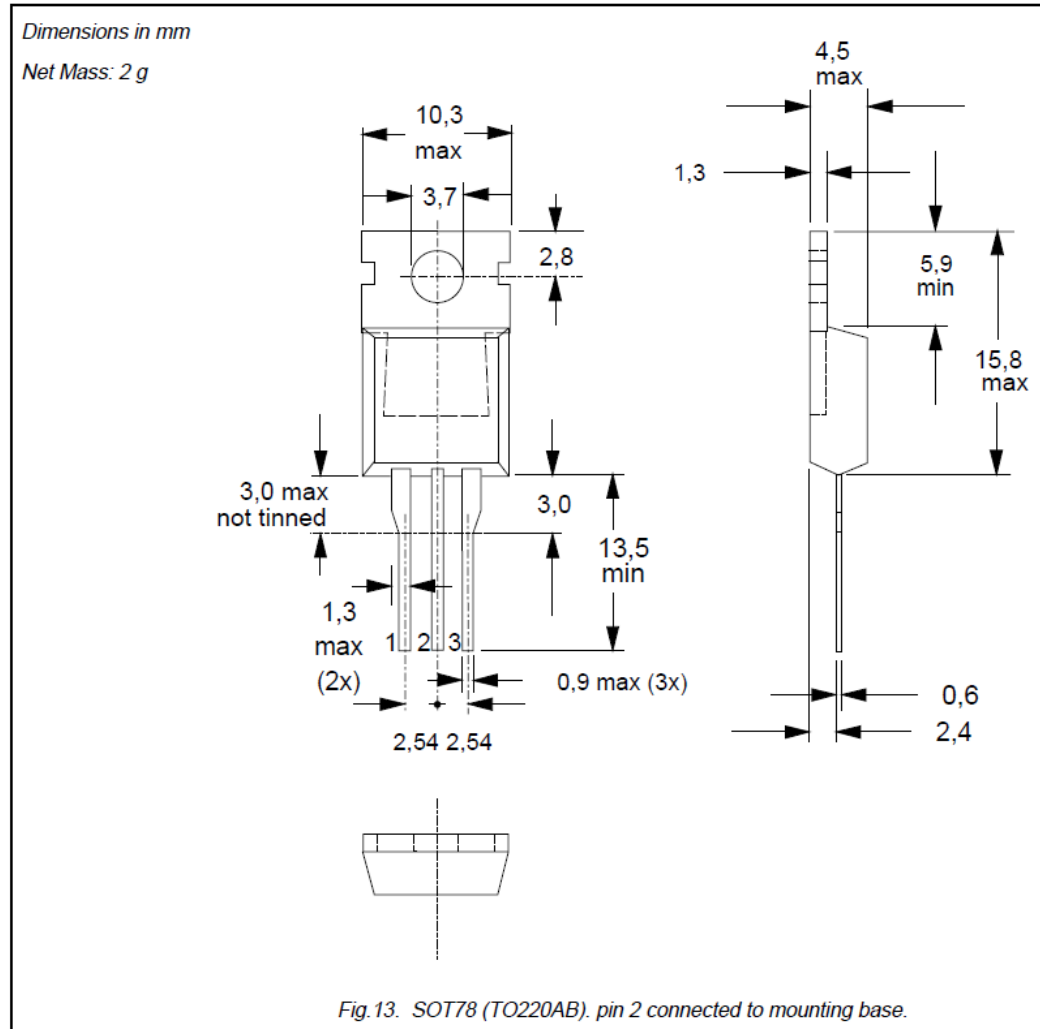


Fig.12. Typical, critical rate of rise of off-state voltage, dV_D/dt versus junction temperature T_j .

MECHANICAL DATA



Notes

1. Refer to mounting instructions for SOT78 (TO220) envelopes.
2. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

Thyristors

BT151 series

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

MC7800, MC7800A, NCV7805

1.0 A Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D²PAK-3, DPAK-3 and Standard 3-Lead Transistor Packages
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 – 18 V) (24 V)	V _I	35 40			Vdc
Power Dissipation	P _D	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	92	65	Figure 14	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	R _{θJC}	5.0	5.0	5.0	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150			°C
Operating Junction Temperature	T _J	+150			°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

NOTE: ESD data available upon request.



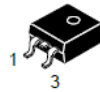
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



TO-220-3
T SUFFIX
CASE 221A

Heatsink surface
connected to Pin 2.



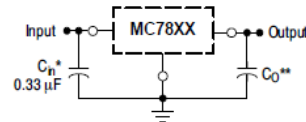
Pin 1. Input
2. Ground
3. Output
D²PAK-3
D2T SUFFIX
CASE 936

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



DPAK-3
DT SUFFIX
CASE 369C

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 µF could cause instability.

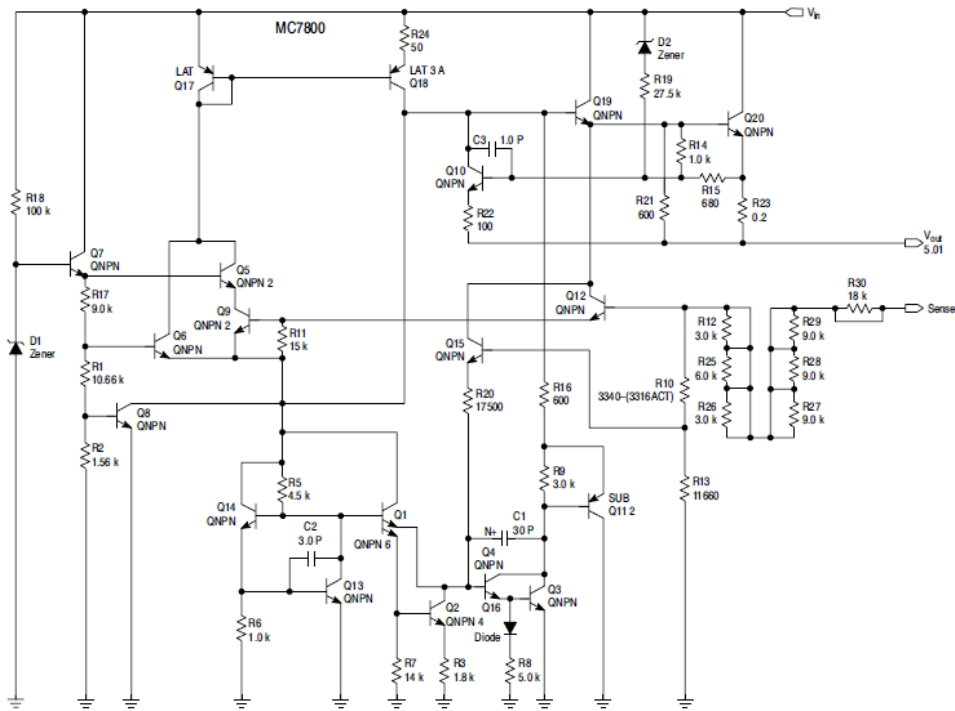
ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 21 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 25 of this data sheet.

MC7800, MC7800A, NCV7805



This device contains 22 active transistors.

Figure 1. Representative Schematic Diagram

MC7800, MC7800A, NCV7805

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} (Note 19), unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7815B			MC7815C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$)	V_O							Vdc
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	-	-	14.25	15	15.75	
18.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		14.25	15	15.75	-	-	-	
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 20)	Reg_{line}							mV
17.9 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	8.5	300	-	8.5	30	
20 Vdc $\leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$		-	3.0	150	-	3.0	28	
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 20)	Reg_{load}	-	1.8	300	-	1.8	55	mV
5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$								
Quiescent Current	I_B	-	3.5	8.0	-	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change	ΔI_B							mA
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	-	-	-	-	0.8	
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$		-	-	1.0	-	-	0.7	
5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$		-	-	0.5	-	-	0.5	
Ripple Rejection	RR	-	58	-	54	58	-	dB
18.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$								
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	-	2.0	-	-	2.0	-	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_n	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$								
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	-	1.2	-	-	1.2	-	m Ω
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	-	0.2	-	-	0.2	-	A
$V_{in} = 35\text{ Vdc}$								
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	-	2.2	-	-	2.2	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	-	-1.0	-	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

19. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C. $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, NCV7805
 = -40°C for MC78XXB, MC78XXAB, NCV7805

20. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, NCV7805

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} (Note 21), unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7815AB/MC7815AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.7	15	15.3	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$	V_O	14.4	15	15.6	Vdc
Line Regulation (Note 22) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $20\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg_{line}	-	8.5 3.0 7.0	20 22 20	mV
Load Regulation (Note 22) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg_{load}	-	1.8 1.5 1.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	-	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	-	-	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $18.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	60	80	-	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	-	1.2	-	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	-	0.2	-	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	-	2.2	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	-	-1.0	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

21. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, NCV7805
= -40°C for MC78XXB, MC78XXAB, NCV7805

22. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, NCV7805

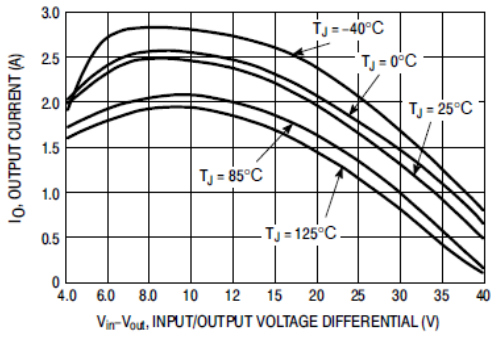


Figure 2. Peak Output Current as a Function of Input/Output Differential Voltage (MC78XXC, AC, B)

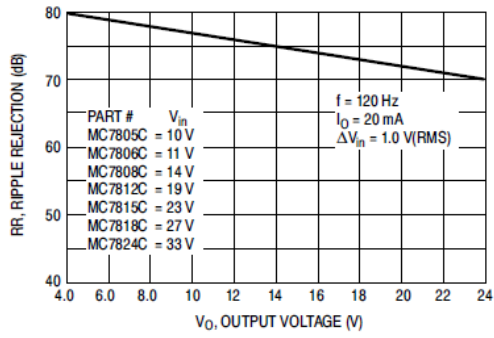


Figure 3. Ripple Rejection as a Function of Output Voltages (MC78XXC, AC, B)

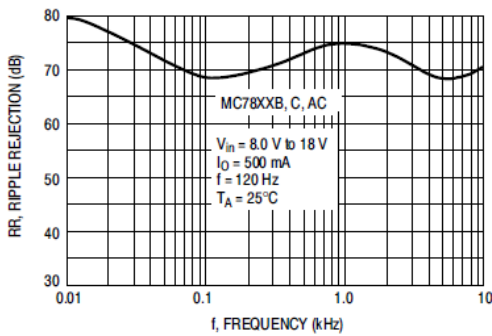


Figure 4. Ripple Rejection as a Function of Frequency (MC78XXC, AC, B)

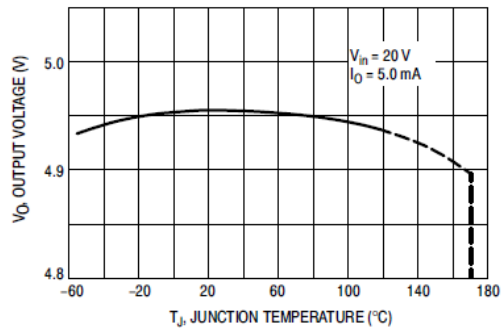


Figure 5. Output Voltage as a Function of Junction Temperature (MC7805C, AC, B)

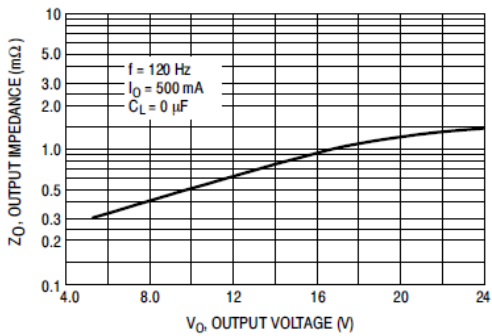


Figure 6. Output Impedance as a Function of Output Voltage (MC78XXC, AC, B)

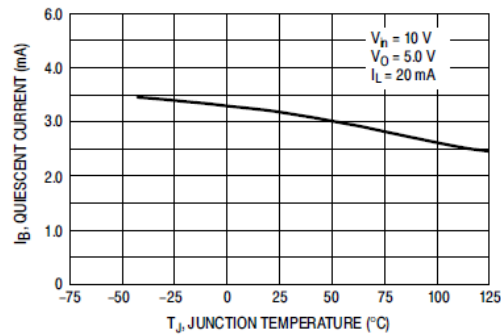


Figure 7. Quiescent Current as a Function of Temperature (MC78XXC, AC, B)

MC7800, MC7800A, NCV7805

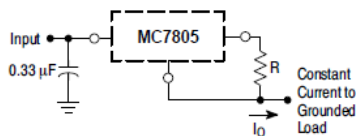
APPLICATIONS INFORMATION

Design Considerations

The MC7800 Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long

wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.



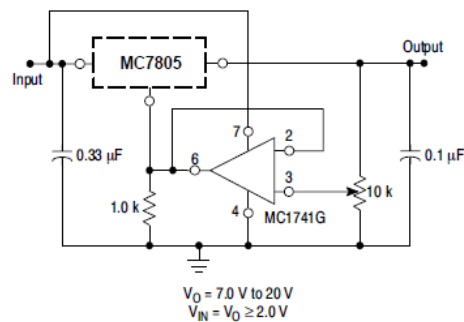
The MC7800 regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5.0 \text{ V}}{R} + I_B$$

$$I_B \approx 3.2 \text{ mA over line and load changes.}$$

For example, a 1.0 A current source would require R to be a 5.0 Ω , 10 W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7.0 V.

Figure 8. Current Regulator

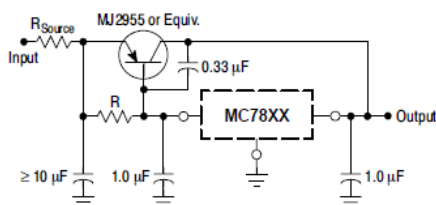


$$V_O = 7.0 \text{ V to } 20 \text{ V}$$

$$V_{IN} = V_O \geq 2.0 \text{ V}$$

The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 V greater than the regulator voltage.

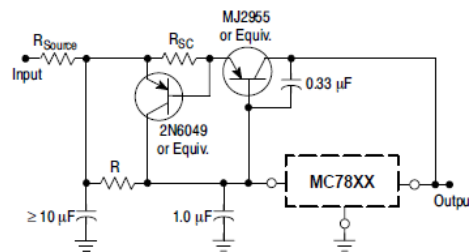
Figure 9. Adjustable Output Regulator



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The MC7800 series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 A. Resistor R in conjunction with the V_{BE} of the PNP determines when the pass transistor begins conducting; this circuit is not short circuit proof. Input/output differential voltage minimum is increased by V_{BE} of the pass transistor.

Figure 10. Current Boost Regulator



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 10 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short circuit sense resistor, R_{SC} , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.

Figure 11. Short Circuit Protection

MC7800, MC7800A, NCV7805

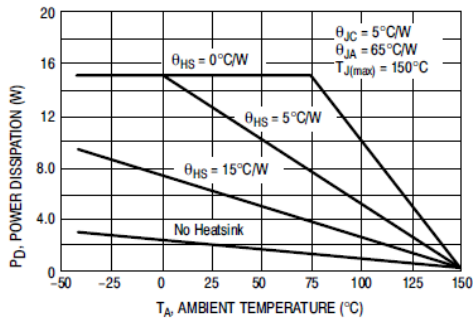


Figure 12. Worst Case Power Dissipation versus Ambient Temperature (Case 221A)

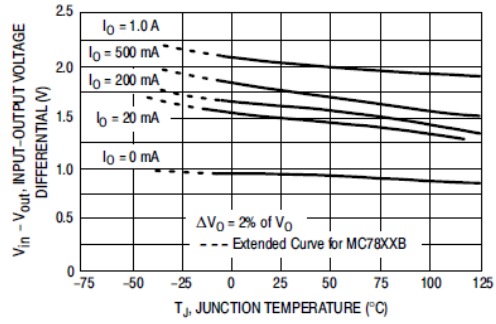


Figure 13. Input Output Differential as a Function of Junction Temperature (MC78XXC, AC, B)

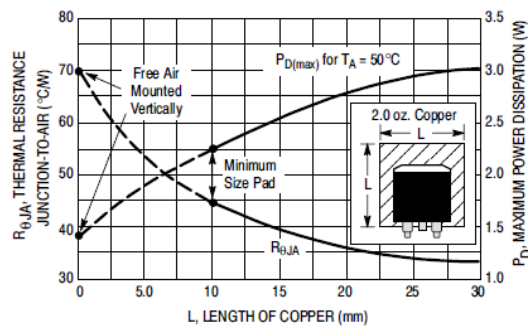


Figure 14. D²PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length

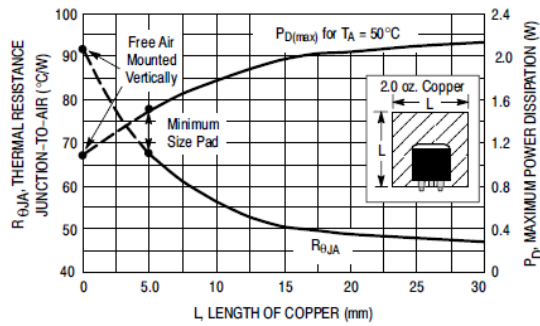
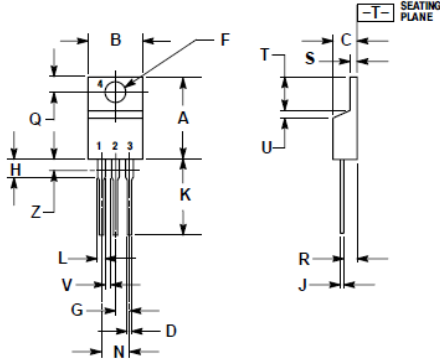


Figure 15. DPAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length

MC7800, MC7800A, NCV7805

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220-3
T SUFFIX
CASE 221A-09
ISSUE AA



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04