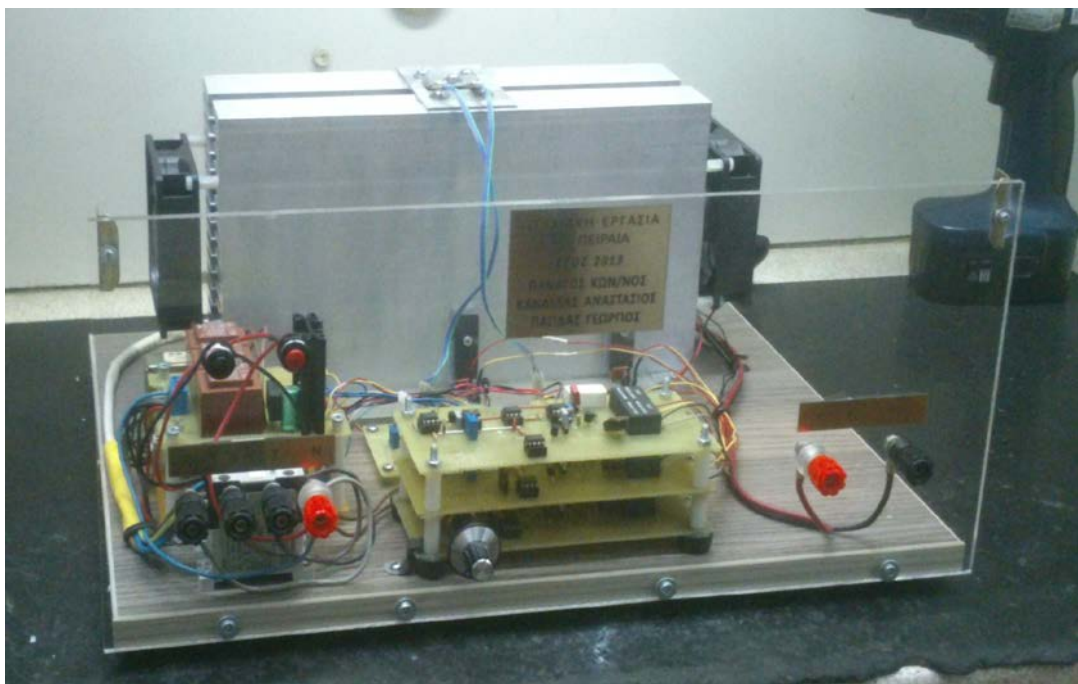




**Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ**  
**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ**

**“ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ & ΕΛΕΓΧΟΥ  
ΤΡΙΦΑΣΙΚΗΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ ”**



**Επιβλέπων Καθηγητής:**

**Γεώργιος Ιωαννίδης**

**Αν. Καθηγητής**

**Σπουδαστές:**

- 1. Κάνδυλας Αναστάσιος**
- 2. Πανάγος Κωνσταντίνος**
- 3. Παγίδας Γεώργιος**

**ΑΜ: 39621**

**ΑΜ: 39112**

**ΑΜ: 39115**

**Αιγάλεω**

**Ιούνιος – 2014**

Copyright © Ανώτατο Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Πειραιά

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή της για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Ανώτατου Τεχνολογικού Εκπαιδευτικού Ιδρύματος Πειραιά.

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Η παρούσα πτυχιακή εργασία με θέμα «Ανάλυση και Κατασκευή Κυκλώματος Ισχύος & Ελέγχου Τριφασικής Ελεγχόμενης Γέφυρας Ανόρθωσης» εκπονήθηκε στο πλαίσιο της ολοκλήρωσης των σπουδών μας στο τμήμα ηλεκτρολογίας στο ΑΤΕΙ Πειραιά.

Θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον καθηγητή μας Γεώργιο Ιωαννίδη για την συμπαράσταση του, την πολύτιμη βοήθεια και την υπομονή του κατά την διάρκεια εκπόνησης της πτυχιακής μας εργασίας.

Τον καθηγητή μας Σπυρίδων Τσιώλη για την παραχώρηση του εργαστηριακού χώρου των ηλεκτρικών μηχανών όπου μπορέσαμε να κάνουμε τις δοκιμές της εργασίας, αλλά και να λάβουμε μετρήσεις.

Τέλος ένα μεγάλο ευχαριστώ στις οικογένειες μας για την αμέριστη συμπαράσταση και κατανόηση τους, αλλά και στον κ. Θεόδωρο Πανάγο για την συμβολή του στην καλύτερη εικόνα της πτυχιακής.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Ευχαριστίες .....	iii
Περιεχόμενα .....	iv
Λίστα σχημάτων .....	vi
Summary .....	viii
Πρόλογος .....	1
<b>1<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΔΙΟΔΟΣ” .....</b>	<b>1</b>
1.1 Δίοδος .....	1
1.1.1 Διάφορα είδη διόδων .....	1
1.1.2 Δομή της διόδου .....	2
1.1.3 Πόλωση της διόδου .....	4
<b>2<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΘΥΡΙΣΤΟΡ-ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ” .....</b>	<b>6</b>
2.1 Θυρίστορ .....	6
2.1.1 Γενικά .....	6
2.1.2 Εφαρμογές των θυρίστορ .....	6
2.1.3 Το θυρίστορ SCR (Silicon Controlled Rectifier) .....	7
2.1.3.1 Δομή του θυρίστορ SCR .....	7
2.1.3.2 Αρχή λειτουργίας των θυρίστορ .....	8
2.2 Τρανζίστορ .....	10
2.2.1 Δομή του τρανζίστορ .....	10
2.2.2 Αρχή λειτουργίας του τρανζίστορ .....	11
2.2.3 Βασικές συνδεσμολογίες τρανζίστορ .....	13
2.2.3.1 Λειτουργία του τρανζίστορ ως διακόπτης .....	14
2.2.4 Συνδεσμολογία Darlington .....	15
<b>3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ – ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555” .....</b>	<b>16</b>
3.1 Τελεστικός ενισχυτής .....	16
3.1.1 Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής .....	19
3.1.2 Λειτουργίες του τελεστικού ενισχυτή .....	20
3.1.2.1 Ο τελεστικός ενισχυτής ως συγκριτής .....	20
3.1.2.2 Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωτής .....	21
3.2 Ο χρονιστής 555 .....	23
3.2.1 Εσωτερική δομή του 555 .....	24
3.2.2 Λειτουργία του 555 .....	25
<b>4<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ” .....</b>	<b>27</b>
4.1 Γενικά .....	27
4.2 Μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις .....	28
4.2.1 Ανόρθωση κοινού σημείου με μετασχηματιστή .....	28
4.2.2 Μονοφασική μη ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης .....	28
4.3 Ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις .....	30
4.3.1 Πλήρως ελεγχόμενη μονοφασική γέφυρα .....	30
4.3.1.1 Λειτουργία με ωμικό φορτίο .....	30
4.3.1.2 Λειτουργία με επαγωγικό φορτίο .....	31
4.3.2 Τριφασική πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα .....	33
<b>5<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΥ” .....</b>	<b>39</b>
5.1 Ανάλυση κυκλώματος παλμού έναυσης των θυρίστορ .....	39
5.1.1 Γενικά .....	39
5.1.2 Συνοπτική ανάλυση κυκλώματος έναυσης .....	39
5.1.3 Ανάλυση κυκλώματος σε βαθμίδες .....	43
5.2 Τροφοδοτικά συνεχούς τάσης .....	51
5.3 Επιλογή απαγωγού θερμότητας .....	53
5.4 Κύκλωμα θερμικής προστασίας της κατασκευής .....	55

<b>6<sup>ο</sup> Κεφάλαιο “ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ”</b> .....	<b>57</b>
6.1 Πορεία της κατασκευής της γέφυρας .....	57
6.2 Μετρήσεις.....	61
<b>Βιβλιογραφία</b> .....	<b>66</b>
<b>Παράρτημα 1</b> .....	<b>1</b>

## ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1 : Δομή διόδου p-n .....	1
Σχήμα 1.2 : Συμβολισμός διόδου .....	2
Σχήμα 1.3 : Χαρακτηριστική I-V πραγματικής διόδου.....	3
Σχήμα 1.4 : Κατανομή φορτίων διόδου.....	3
Σχήμα 2.1 : α) Διάγραμμα του SCR, β) Ισοδύναμο κύκλωμα SCR, γ) Συμβολισμός SCR .....	8
Σχήμα 2.2 : Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος (V-I) θυρίστορ .....	10
Σχήμα 2.3 : α) Τρανζίστορ NPN, β) Τρανζίστορ PNP .....	11
Σχήμα 2.4 : Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ.....	12
Σχήμα 2.5: α) Συνδεσμολογία κοινής βάσης, β) Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, .....	14
γ) Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη .....	14
Σχήμα 2.6 : Κυκλωματικό διάγραμμα NPN και PNP.....	14
Σχήμα 2.7: Συνδεσμολογία Darlington.....	15
Σχήμα 3.1: α) Σχηματικό διάγραμμα του τελεστικού ενισχυτή, β)Κυματομορφή εξόδου .....	16
Σχήμα 3.2 : Εσωτερικό διάγραμμα του τελεστικού ενισχυτή .....	17
Σχήμα 3.3: Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα τελεστικού ενισχυτή .....	18
Σχήμα 3.4 : Αντιστοιχία ακίδων τελεστικού ενισχυτή.....	19
Σχήμα 3.5 : Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής .....	19
Σχήμα 3.6: Ενισχυτής κόρου .....	20
Σχήμα 3.7 : Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωτής.....	21
Σχήμα 3.8 :Εξόδος ολοκληρωτή για τετραγωνικό παλμό .....	22
Σχήμα 3.9 : Ακροδέκτες του χρονιστή 555 .....	24
Σχήμα 3.10 : Εσωτερική δομή του 555 .....	25
Σχήμα 3.11 : Τρόποι λειτουργίας του χρονιστή 555 .....	26
Σχήμα 4.1 : Ανόρθωση κοινού σημείου με μετασχηματιστή .....	28
Σχήμα 4.2: α) Κυκλωματική διάταξη μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης, .....	29
β) Κυματομορφή εισόδου-εξόδου .....	29
Σχήμα 4.3: α) Κυκλωματική διάταξη πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης, β) Κυματομορφές εισόδου-εξόδου (ωμικό φορτίο) .....	30
Σχήμα 4.4: Κυκλωματική διάταξη πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης.....	31
Σχήμα 4.5: Κυματομορφές εισόδου-εξόδου (επαγωγικό φορτίο) .....	32
Σχήμα 4.6 : Λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφή.....	32
Σχήμα 4.7 : Τριφασική πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα .....	33
Σχήμα 4.8 : Κυματομορφές εισόδου-εξόδου για τυχαία γωνία έναυσης α και παλμοί έναυσης .	35
Σχήμα 4.9 : Κυματομορφές τάσης-ρεύματος .....	36
Σχήμα 4.10 : Κυματομορφές εισόδου-εξόδου για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (ασυνεχής αγωγή)	38
Σχήμα 5.1 : Κυματομορφές βαθμίδων του κυλήματος παλμού έναυσης .....	41
Σχήμα 5.2 : Κύκλωμα παλμού έναυσης .....	42
Σχήμα 5.3 : Συγκριτής –Ψαλιδιστής τάσης.....	43
Σχήμα 5.4 : Κυματομορφή εξόδου 1 <sup>ης</sup> βαθμίδας .....	44
Σχήμα 5.5: Μετατροπή του τετραγωνικού παλμού σε τριγωνική μορφή .....	45
Σχήμα 5.6 : Κυματομορφή εξόδου 2 <sup>ης</sup> βαθμίδας .....	46
Σχήμα 5.7: Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4 .....	47
Σχήμα 5.8 : Κυματομορφή εξόδου 3 <sup>ης</sup> βαθμίδας .....	47
Σχήμα 5.9 : Κυματομορφή εξόδου 4 <sup>ης</sup> βαθμίδας .....	48
Σχήμα 5.10 : Παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους.....	49
Σχήμα 5.11: Κυματομορφή εξόδου 5 <sup>ης</sup> βαθμίδας .....	50

Σχήμα 5.12: Ενίσχυση και γαλβανική απομόνωση του παλμού έναυσης.....	51
Σχήμα 5.13: Κυκλώματα τροφοδοτικών $\pm 12\text{V DC}$ , $\pm 5\text{V DC}$ .....	52
Σχήμα 5.14 : Θερμικό ισοδύναμο κύκλωμα διακόπτη.....	54
Σχήμα 5.15 : Κύκλωμα θερμικής προστασίας .....	55

## SUMMARY

In this dissertation entitled "Design and analysis of power and control circuit of a controlled three-phase bridge rectifier", the construction and analysis of a three-phase controlled bridge rectifier with 6 thyristors is attempted. A control circuit that imposes controlled pulses to the thyristors is constructed and analyzed as well.

In Chapter 1 and Chapter 2, an analysis of the basic components for the operation of the construction takes place, such as the thyristors, the diodes and the transistors.

In Chapters 3, the structure and operation of the integrated circuits of the timer 555 and those of the operational amplifier 741, which are required for the operation of the ignition circuit pulse.

In Chapter 4, the rectifier-bridge circuits, regulated as well as unregulated, are presented and analysed. An analysis of their functionality and operation takes place.

In chapter 5, the power and control circuits are presented and a detailed analysis of their functions is undertaken. The circuit of thyristor firing pulse, the drive circuits necessary for the operation of the bridge are being analysed, and necessary calculations for selecting heat sinks and circuit analysis of the thermal protection of the bridge are undertaken.

Finally in chapter 7, the entire course of the construction is presented and the attained measurements after completion are displayed.

**Keywords:** 3-phase Controlled Rectifier, thyristor, pulse, diode, thermal protection, heat sink



# ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία με θέμα «ανάλυση και κατασκευή κυκλώματος ισχύος και ελέγχου τριφασικής ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης», επιχειρείται η κατασκευή και η ανάλυση τριφασικής ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης με 6 θυρίστορ. Επίσης κατασκευάζεται και αναλύεται το κύκλωμα ελέγχου αυτής το οποίο θα δίνει ελεγχόμενους παλμούς στα θυρίστορ.

Στο κεφάλαιο 1 και στο κεφάλαιο 2 γίνεται ανάλυση των βασικών εξαρτημάτων για τη λειτουργία της κατασκευής όπως είναι οι δίοδοι τα θυρίστορ και τα τρανζίστορ.

Στα κεφάλαια 3 παρουσιάζεται η δομή και η λειτουργία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του χρονιστή 555 και του τελεστικού ενισχυτή 741 τα οποία απαιτούνται για τη λειτουργία του κυκλώματος παλμού έναυσης

Στο κεφάλαιο 4 προβάλλονται και αναλύονται τα κυκλώματα γεφυρών ανόρθωσης ελεγχόμενων και μη ελεγχόμενων και γίνεται ανάλυση της λειτουργίας τους.

Τα κυκλώματα ισχύος και ελέγχου παρουσιάζονται στο 5<sup>ο</sup> κεφάλαιο και γίνεται λεπτομερή ανάλυση των λειτουργιών τους. Γίνεται ανάλυση του κυκλώματος παλμού έναυσης των θυρίστορ , ανάλυση των τροφοδοτικών κυκλωμάτων που είναι απαραίτητα για τον λειτουργία της γέφυρας , γίνονται οι απαραίτητοι υπολογισμοί για την επιλογή απαγωγού θερμότητας και ανάλυση του κυκλώματος της θερμικής προστασίας της γέφυρας.

Τέλος στο 7<sup>ο</sup> κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση όλης της πορείας της κατασκευής της πτυχιακής , και προβάλλονται μετρήσεις τις οποίες λάβαμε μετά την ολοκλήρωση της.

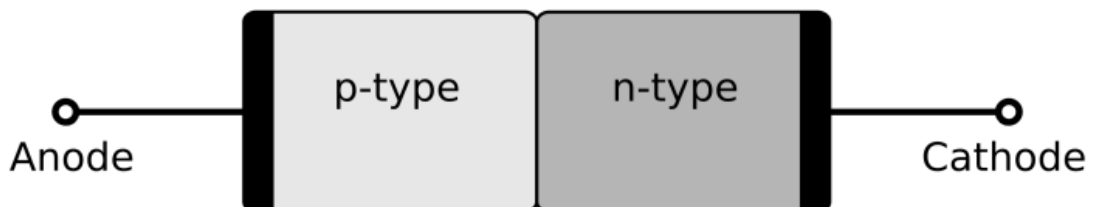
**Λέξεις κλειδιά:** τριφασική ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης, θυρίστορ, παλμός έναυσης, δίοδος, θερμική προστασία, απαγωγού θερμότητας

# 1<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## “ΔΙΟΔΟΣ”

### 1.1 Δίοδος

Οι δίοδοι αποτελούν ένα από τα βασικότερα στοιχεία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Μερικές από τις εφαρμογές τους είναι σε κυκλώματα ανόρθωσης, σε ηλεκτρονικούς διακόπτες και σε τροφοδοτικά υψηλής ισχύος. Κατασκευάζονται από ημιαγώγιμα υλικά, π.χ. από Πυρίτιο (Si). Οι ελεύθεροι φορείς που μετακινούνται μέσα σε έναν ημιαγωγό δημιουργώντας ηλεκτρικό ρεύμα σ' αυτόν μπορεί να είναι είτε ηλεκτρόνια είτε οπές (οι οπές έχουν θετικό φορτίο και μάζα αρκετά μεγαλύτερη από αυτή των ηλεκτρονίων). Στην πρώτη περίπτωση λέμε ότι ο ημιαγωγός είναι τύπου n και στην δεύτερη τύπου p. Οι πιο απλές δίοδοι κατασκευάζονται από ημιαγώγιμο υλικό τύπου n που έρχεται σε επαφή με ημιαγωγό τύπου p, οι οποίες ονομάζονται δίοδοι τύπου n-p και η δομή τους φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (σχήμα 1.1)



Σχήμα 1.1 : Δομή διόδου p-n

#### 1.1.1 Διάφορα είδη διόδων

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη διόδων:

- *Δίοδοι Schottky*. Οι δίοδοι αυτές χρησιμοποιούνται εκεί όπου απαιτείται μικρή ορθή πτώση τάσης (τυπική τιμή 0,3V), δηλαδή σε κυκλώματα με πολύ μικρή τάση εξόδου. Αυτές οι δίοδοι έχουν περιορισμένες τάσεις διάσπασης μέχρι 50-100V.

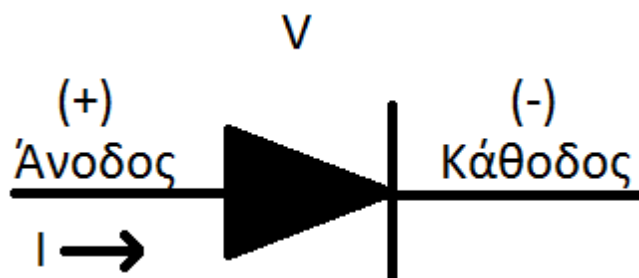
· *Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης.* Αυτές σχεδιάζονται για χρήση σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας σε συνδυασμό με ελεγχόμενους διακόπτες, όπου απαιτείται μικρός χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης. Στα επίπεδα ισχύος αρκετών εκατοντάδων volt και αρκετών εκατοντάδων amperes, τέτοιες δίοδοι έχουν ονομαστικούς χρόνους  $t_{rr}$  μικρότερους από μερικά  $\mu\text{sec}$ .

· *Δίοδοι συχνότητας δικτύου.* Η τάση (πτώση τάσης) αγωγιμότητας αυτών των διόδων σχεδιάζεται, ώστε να είναι η μικρότερη δυνατή και κατά συνέπεια έχουν μεγαλύτερους χρόνους  $t_{rr}$ , που είναι αποδεκτοί μόνο για εφαρμογές στη συχνότητα του δικτύου. Οι δίοδοι αυτές διατίθενται με ονομαστικές τάσεις διάσπασης αρκετών kV και ονομαστικά ρεύματα αρκετών kA. Επιπλέον, μπορούν να συνδεθούν σε σειρά ή και παράλληλα, για να ικανοποιήσουν οποιαδήποτε απαίτηση τάσης και ρεύματος.

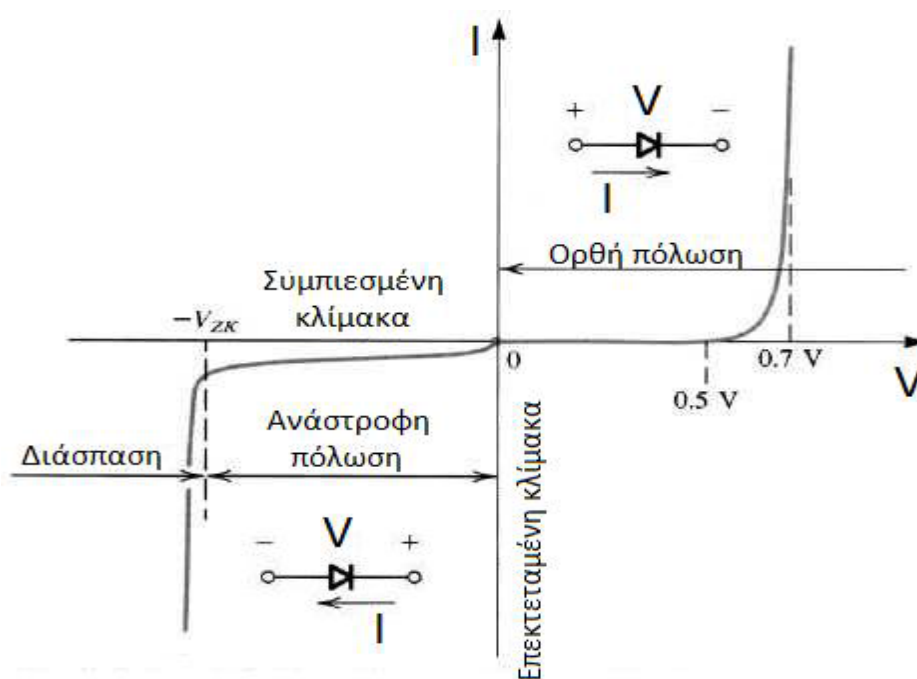
### 1.1.2 Δομή της διόδου

Μια δίοδος άγει όταν η τάση που εφαρμοστεί στην άνοδο είναι θετικότερη από την τάση της καθόδου, τότε λέμε ότι συμπεριφέρεται σαν ένας κλειστός διακόπτης. Όταν η τάση ανόδου είναι αρνητικότερη από την τάση της καθόδου η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα (δεν άγει) και συμπεριφέρεται σαν ένας ανοικτός διακόπτης. Κατά τη δημιουργία επαφής PN δημιουργείται μια περιοχή που καλείται περιοχή απογύμνωσης, με θετικά φορτία στον ημιαγωγό τύπου N και αρνητικά φορτία στον ημιαγωγό τύπου P. Η τάση που δημιουργείται στην περιοχή απογύμνωσης ονομάζεται τάση φραγμού.

Παρακάτω φαίνεται το σύμβολο της διόδου (σχήμα 1.2) και μια ενδεικτική I-V χαρακτηριστική πραγματικής διόδου (σχήμα 1.3).

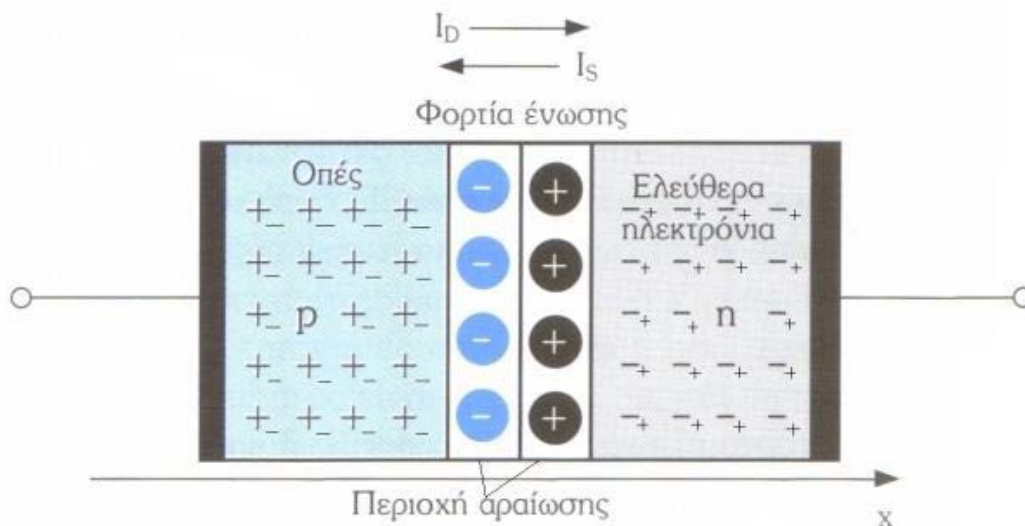


Σχήμα 1.2 : Συμβολισμός διόδου



Σχήμα 1.3 : Χαρακτηριστική I-V πραγματικής διόδου

Μία ένωση pn όταν βρίσκεται σε συνθήκες ανοικτού κυκλώματος παρουσιάζει κατανομή φορτίων σαν αυτή του σχήματος 1.4.



Σχήμα 1.4 : Κατανομή φορτίων διόδου

Στην περιοχή τύπου p διακρίνονται οι οπές που είναι οι φορείς πλειονότητας (απουσία ηλεκτρονίων-«θετικά φορτία») και το αντίστοιχο ίσο πλήθος αρνητικών δεσμευμένων φορτίων που εξουδετερώνουν τις οπές. Αντίστοιχα ισχύουν και για την περιοχή n στην οποία οι φορείς πλειονότητας είναι τα ηλεκτρόνια.

Το ρεύμα  $I_D$  είναι το ρεύμα διάχυσης που σχετίζεται με την τυχαία κίνηση εξαιτίας της θερμικής διέγερσης. Πιο συγκεκριμένα όταν σε ένα υλικό η κατανομή των φορέων είναι ανομοιόμορφη, δηλαδή υπάρχουν περιοχές αυξημένης συγκέντρωσης φορέων, τότε οι φορείς θα διαχυθούν από τις περιοχές με υψηλή συγκέντρωση σε αυτές που έχουν χαμηλότερη δημιουργώντας το ρεύμα διάχυσης. Στην ανοικτοκυκλωμένη δίοδο οπές διαχέονται στην από την περιοχή τύπου p στην περιοχή τύπου n και ηλεκτρόνια προς την αντίθετη κατεύθυνση.

Το ρεύμα  $I_S$  είναι το ρεύμα ολίσθησης. Η ολίσθηση λαμβάνει χώρα όταν εφαρμόζεται ηλεκτρικό πεδίο κατά πλάτος ενός κρυστάλλου ημιαγωγού με αποτέλεσμα να επιταχύνονται τα ελεύθερα ηλεκτρόνια και οπές. Η ταχύτητα των φορέων ονομάζεται ταχύτητα ολίσθησης (drift velocity).

Όταν η δίοδος είναι ανοικτοκυκλωμένη ισχύει  $I_D=I_S$ . Μέσω των διαδικασιών της διάχυσης και με μηχανισμό δημιουργείται η περιοχή απογύμνωσης φορέων (carrier-depletion region) η οποία φαίνεται στο σχήμα 1.4. Στην περιοχή απογύμνωσης δεν υπάρχουν ελεύθεροι φορείς παρά μόνο δεσμευμένα φορτία, επομένως η περιοχή απογύμνωσης μέσα στην p-πλευρά είναι αρνητικά φορτισμένη από τα δεσμευμένα ηλεκτρόνια και στην n-πλευρά θετικά φορτισμένη από τις δεσμευμένες οπές. Η περιοχή απογύμνωσης καλείται και περιοχή χωρικού φορτίου (space-charge region).

Το πεδίο που γεννάται από τα δεσμευμένα φορτία κατά πλάτος της επαφής δημιουργεί μια διαφορά δυναμικού (κατά πλάτος). Στην ουσία αυτή η πτώση τάσης λειτουργεί σαν ένα φράγμα που πρέπει να ξεπεράσουν οι οπές και τα ηλεκτρόνια ώστε να βρεθούν στην απέναντι περιοχή αντίστοιχα. Συνεπώς όσο μεγαλύτερο είναι το φράγμα δυναμικού τόσο μικρότερο είναι το ρεύμα διάχυσης.

### 1.1.3 Πόλωση της διόδου

#### ΔΙΟΔΟΣ PN ΣΕ ΟΡΘΗ ΚΑΙ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ ΠΟΛΩΣΗ

Ανάλογα με την σύνδεση εξωτερικής πηγής με τα άκρα της διόδου p-n διακρίνουμε δύο είδη πόλωσης της:

(α) Ορθή πόλωση (forward bias), όταν ο θετικός πόλος της εξωτερικής πηγής συνδέεται με το τμήμα p της διόδου

(β) Ανάστροφη πόλωση (reverse bias), όταν ο θετικός πόλος της εξωτερικής πηγής συνδέεται με το τμήμα  $n$  της διόδου

### ΠΟΛΩΣΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΟΡΘΗ ΦΟΡΑ

Σε αυτή την κατάσταση τα ηλεκτρόνια που ρέουν στο εξωτερικό κύκλωμα και αποτελούν το ρεύμα  $I$  εξάγουν οπές από την περιοχή  $n$  και ηλεκτρόνια από την περιοχή τύπου  $p$ . Το εξωτερικό κύκλωμα δηλαδή προμηθεύει με φορείς πλειονότητας και τις δύο περιοχές, έτσι το πάχος του στρώματος απογύμνωσης μειώνεται όπως επίσης και η τάση φράγματος. Η μειωμένη αυτή τάση φράγματος διευκολύνει το φαινόμενο της διάχυσης επομένως το ρεύμα διάχυσης  $ID$  αυξάνεται μέχρι να επέλθει κατάσταση ισορροπίας  $ID-IS=I$ .

Γενικά αν αλλάξει το εξωτερικό ρεύμα  $I$  ή η τιμή της τάσης  $V$  στα άκρα της διόδου τότε το φορτίο των φορέων μειονότητας που αποθηκεύεται στις δύο περιοχές αλλάζει μέχρι την επίτευξη καινούργιας κατάστασης ισορροπίας. Βεβαίως αλλάζει και το φορτίο που αποθηκεύεται στην περιοχή απογύμνωσης της οποίας το πλάτος μεταβάλλεται με τις αλλαγές της τάσης στα άκρα της διόδου. Το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης στην ορθή πόλωση είναι μικρότερο από αυτό της κατάστασης ανοικτού κυκλώματος.

### ΠΟΛΩΣΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ ΦΟΡΑ

Θεωρείται ότι το ανάστροφο ρεύμα  $I$  είναι μικρότερο από το  $IS$  ή ισοδύναμα ότι η τάση ανάστροφης πόλωσης  $V$  είναι μικρότερη από την τάση διάσπασης. Όταν η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη τη διαπερνά ένα ανάστροφο ρεύμα  $I$  το οποίο έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του πλάτους της περιοχής απογύμνωσης και του φράγματος δυναμικού (ηλεκτρόνια ρέουν μέσω του εξωτερικού κυκλώματος από το υλικό  $n$  στο υλικό  $p$ , αντίθετα από το  $I$ , άρα ηλεκτρόνια αφήνουν το υλικό  $n$  και οπές αφήνουν το υλικό  $p$ ). Στην αρχή της ανάστροφης πόλωσης το εξωτερικό ρεύμα  $I$  είναι πολύ μεγαλύτερο από το ρεύμα ολίσθησης  $IS$ . Κατά τη διάρκεια αυτού του μεταβατικού φαινομένου φορτίζεται το στρώμα απογύμνωσης. Συνεπώς η τάση φράγματος μεγαλώνει ώσπου να εξισωθεί τελικά με την τάση  $V$  στους ακροδέκτες της διόδου και αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μειώνεται το ρεύμα διάχυσης  $ID$ . Το ρεύμα ολίσθησης  $IS$  είναι ανεξάρτητο της τάσης φράγματος και παραμένει σταθερό. Τελικά στην κατάσταση ισορροπίας ισχύει η σχέση  $IS-ID=I$  και αν θεωρήσουμε το  $ID$  πολύ μικρό τότε ισχύει  $I=IS$ .

## 2<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### “ΘΥΡΙΣΤΟΡ-ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ”

#### 2.1 Θυρίστορ

Η λέξη thyristor προέρχεται από την Ελληνική λέξη «θύρα» - που σημαίνει πόρτα – γιατί είναι σαν να ανοίγει μια πόρτα και να αφήνει να περνά ρεύμα μέσα από αυτή.

##### 2.1.1 Γενικά

Ο όρος "θυρίστορ" προσδιορίζει περιοχή υλικών σταθερής κατάστασης τα οποία χρησιμοποιούνται ως ηλεκτρικοί ελεγχόμενοι διακόπτες. Κάθε μία από αυτές τις συσκευές μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ μιας αγώγιμης (on) κατάστασης και μιας μη αγώγιμης (off) κατάστασης, ώστε να επιτρέπει ή να σταματά, αποτελεσματικά, τη διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος.

Επιπλέον, κάποια θυρίστορ έχουν τη δυνατότητα να διακόπτουν τη ροή του ρεύματος, σε μία κατεύθυνση, ενώ άλλα θυρίστορ δύνανται να διακόπτουν τη ροή του ρεύματος, σε κάθε κατεύθυνση.

##### 2.1.2 Εφαρμογές των θυρίστορ

Τα θυρίστορ χρησιμοποιούνται, ευρέως, σε εφαρμογές, όπου πρέπει να ελεγχθεί φορτίο ισχύος DC και AC. Αυτές οι συσκευές χρησιμοποιούνται, συχνά, για να τροφοδοτήσουν ένα συγκεκριμένο ποσό ισχύος σε ένα φορτίο ή για να το αφαιρέσουν, εντελώς, από το φορτίο. Εν τούτοις, χρησιμοποιούνται, επίσης, για να κανονικοποιήσουν ή να προσαρμόσουν το παρεχόμενο ποσό ισχύος, σε ένα συγκεκριμένο φορτίο. Για παράδειγμα, ένα θυρίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί, απλώς, για να "ξεκινήσει" ή να "σταματήσει" ένα ηλεκτρικό κινητήρα ή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ρυθμίσει την ταχύτητα ή τη ροπή στρέψης του κινητήρα, σε μία ευρεία περιοχή λειτουργίας.

### 2.1.3 Το θυρίστορ SCR (Silicon Controlled Rectifier)

Οι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου είναι το δημοφιλέστερο μέλος της οικογένειας των θυρίστορ. Αυτή η συσκευή, γενικώς, αναφέρεται ως SCR. Σε αντίθεση με το διπολικό τρανζίστορ, που έχει δύο επαφές και παρέχει ενίσχυση, ο SCR έχει τρεις επαφές και χρησιμοποιείται ως διακόπτης. Όπως συνεπάγεται και το όνομά του, η συσκευή είναι, κυρίως, ένας ανορθωτής, ο οποίος άγει ρεύμα σε μία μόνο κατεύθυνση. Εν τούτοις, μπορεί να μετατραπεί έτσι, ώστε να άγει (turn on) ή να σταματήσει να άγει (turn off), ώστε να χρησιμοποιηθεί ως διακόπτης, για τον έλεγχο ηλεκτρικού ρεύματος.

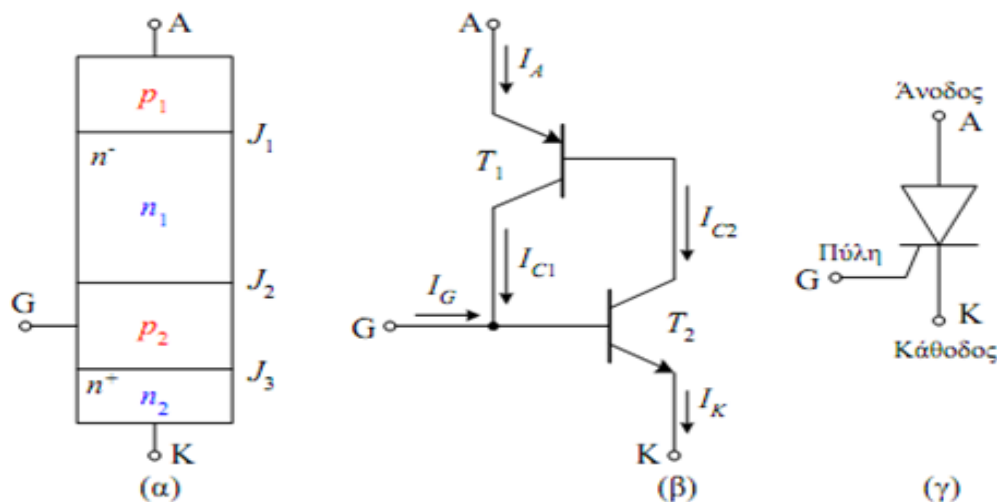
Τα βασικά πλεονεκτήματα τους είναι:

1. Μικρές διαστάσεις.
2. Υψηλή ταχύτητα μεταγωγής (της τάξης των  $\mu\text{s}$ ).
3. Υψηλή απόδοση.
4. Μικρή πτώση τάσης ορθής φοράς λόγω μικρής εσωτερικής αντίστασης κατά τη διάρκεια της αγωγιμότητας.
5. Μεγάλη μηχανική αντοχή.
6. Ικανότητα λειτουργίας με τάση μέχρι 2000V και εντάσεις μέχρι 1000A.
7. Μικρό ρεύμα πύλης ανάλογα τον τύπο του θυρίστορ (από 0.2 mA).
8. Μεγάλη διάρκεια ζωής.
9. Μεγάλη αξιοπιστία.
10. Ελάχιστες απαιτήσεις συντήρησης
11. Υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας.

#### 2.1.3.1 Δομή του θυρίστορ SCR

Από πλευράς δομής το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων (p-n-p-n), το οποίο μπορεί να θεωρηθεί σαν συνδυασμός δυο τρανζίστορ. Στο σχήμα 2.1 που ακολουθεί παρουσιάζεται ένα διάγραμμα του SCR, όπου φαίνονται τα στρώματα του καθώς και οι επαφές που τα περιβάλλουν, οι επαφές αυτές είναι η άνοδος, η κάθοδος και η πύλη (Gate).





Σχήμα 2.1 :α) Διάγραμμα του SCR , β) Ισοδύναμο κύκλωμα SCR, γ) Συμβολισμός SCR

2.1.3.2 Αρχή λειτουργίας των θυρίστορ

Γενικά η λειτουργία του θυρίστορ μπορεί να εξηγηθεί ως εξής :

Όταν η άνοδος είναι θετική ως προς την κάθοδο το θυρίστορ είναι πολωμένο κατά την ορθή φορά, ενώ όταν η άνοδος είναι αρνητική ως προς την κάθοδο είναι πολωμένο κατά την αντίστροφη φορά. Με ορθή πόλωση του θυρίστορ μπορεί να έχουμε δύο καταστάσεις. Την κατάσταση μη αγωγιμότητας ή φραγμού ορθής φοράς (off state) κατά την οποία παρουσιάζει υψηλή αντίσταση στη ροή του ρεύματος (κυκλοφορεί ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής), ή την κατάσταση αγωγιμότητας (on state) κατά την οποία παρουσιάζει μικρή αντίσταση στη ροή του ρεύματος. Στην περιοχή φραγμού ορθής φοράς η αύξηση της τάσης μεταξύ ανόδου καθόδου έχει πολύ μικρή ή καμία επίδραση στο ρεύμα διαρροής , μέχρι που η τάση αυτή απόκτησα μια τιμή ορισμένη που την ονομάζουμε τάση διάσπασης ορθής φοράς (break over voltage). Με μικρή αύξηση της τάσης πέρα από την τιμή αυτή προκαλείται απότομη αύξηση του ρεύματος μέσα από το θυρίστορ. Το ρεύμα ορθής φοράς τότε περιορίζεται μόνο από την αντίσταση του εξωτερικού κυκλώματος. Το θυρίστορ θα εξακολουθήσει να βρίσκεται στην κατάσταση αγωγιμότητας αρκεί το ρεύμα ανόδου να διατηρείται υψηλότερο από μια ελάχιστη οριακή τιμή , που ονομάζεται ρεύμα συγκρατήσεως (holding-current)  $I_H$ . Αν το ρεύμα πέσει κάτω από τη τιμή  $I_H$  το θυρίστορ μεταπίπτει σε κατάσταση αποκοπής (blocking state). Το ίδιο θα συμβεί αν διακοπεί η ανοδική τάση , αν είναι συνεχής ή μηδενισθεί αν είναι εναλλασσόμενη

Αν η τάση στα άκρα του θυρίστορ αυξηθεί κατά την αντίστροφη φορά κυκλοφορεί μέσα από αυτό μόνο ένα μικρό ρεύμα, μέχρι που η τάση φθάσει μια ορισμένη τιμή που την ονομάζουμε αντίστροφη τάση διακοπής (breakdown reverse voltage). Στην κατάσταση αυτή το θυρίστορ κινδυνεύει να καταστραφεί. Η οριακή αυτή τιμή ποικίλει ανάλογα με τον τύπο του θυρίστορ.

Η τάση διακοπής (BO) ορθής φοράς, που απαιτείται για τη μετάβαση του θυρίστορ από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγιμότητας, μειώνεται αισθητά αν στην πύλη διοχετευθεί ρεύμα (φορείς-οπές) με την εφαρμογή σ' αυτήν εξωτερικής θετικής τάσης. Το ρεύμα αυτό ονομάζεται ρεύμα πύλης (gate current)  $I_G$ . Όσο το ρεύμα πύλης αυξάνεται τόσο η απαιτούμενη τάση διάσπασης ορθής φοράς μειώνεται, μέχρι που η χαρακτηριστική καμπύλη  $V/I$  πάρει περίπου τη μορφή της καμπύλης μιας κλασσικής διόδου. Η χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος (V-I) ενός θυρίστορ παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.

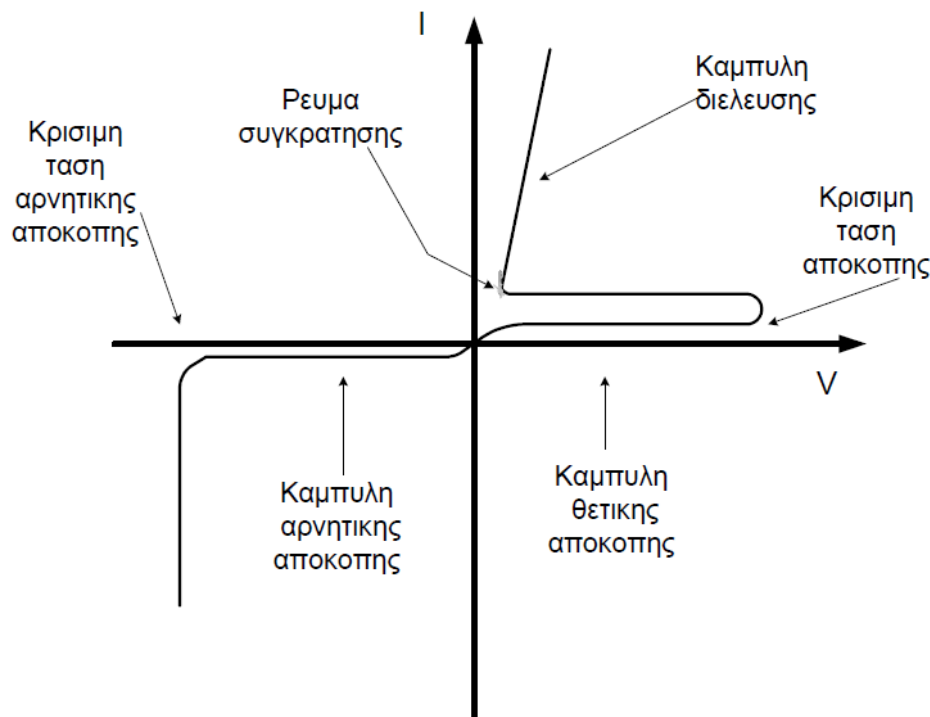
Στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές το θυρίστορ λειτουργεί με τάση ανόδου πολύ μικρότερη της VBO (για  $I_G=0$ ) και "σκανδαλίζεται" με θετικούς (ως προς την κάθοδο) παλμούς ικανού πλάτους που να εξασφαλισθεί ότι θα μεταβεί στην κατάσταση αγωγιμότητας την επιθυμητή στιγμή, και θα παραμείνει σ' αυτήν.

Το θυρίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κυκλώματα τροφοδοτούμενα από συνεχείς ή από εναλλασσόμενες τάσεις. Η λειτουργία του με συνεχείς τάσεις είναι σχετικά απλή. Μεταξύ ανόδου και καθόδου εφαρμόζεται μια τάση (άνοδος θετική ως προς την κάθοδο) μικρότερη από την VBO (για  $I_G = 0$ ), και μεταξύ πύλης και καθόδου εφαρμόζεται μια συνεχής τάση (πύλη θετική ως προς την κάθοδο), την οποία μπορούμε να πάρουμε από τη πηγή τροφοδότησης μέσω ενός ποτενσιόμετρο. Μόλις η πύλη αποκτήσει την κατάλληλη τιμή τάσης, το θυρίστορ οδηγείται στην κατάσταση αγωγιμότητας και βραχυκυκλώνει το ποτενσιόμετρο, μηδενίζοντας έτσι το ρεύμα πύλης.

Για τη διακοπή της λειτουργίας του θυρίστορ θα πρέπει να διακοπεί η τάση ανόδου.

Η λειτουργία του θυρίστορ με εναλλασσόμενη τάση είναι διαφορετική και περισσότερο ενδιαφέρουσα, διότι δίνει την δυνατότητα ελέγχου της ισχύος που παρέχεται στο φορτίο, ανάλογα με τις απαιτήσεις.

Ο έλεγχος της παρεχόμενης ισχύος γίνεται με μεταβολή της γωνίας αγωγιμότητας.



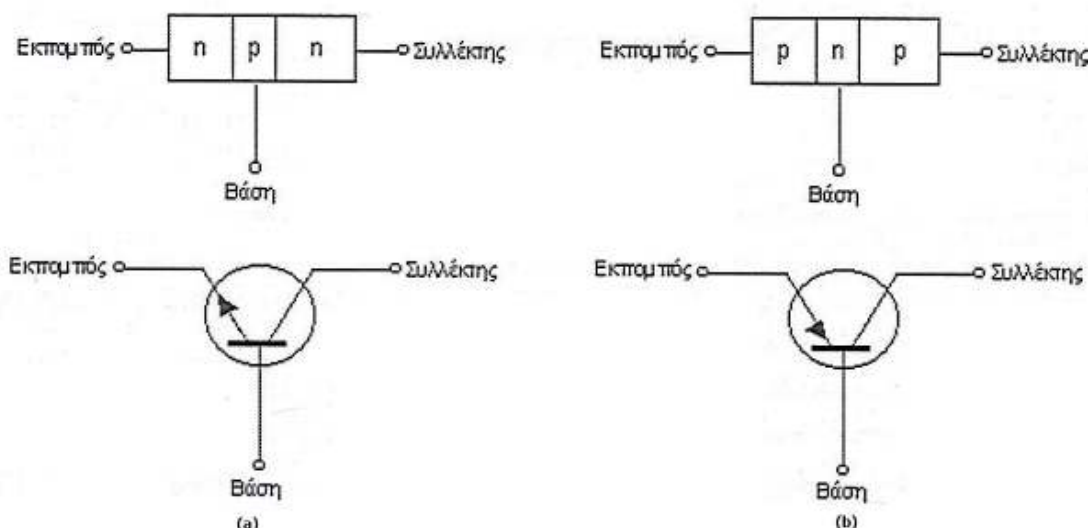
Σχήμα 2.2 : Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος ( $V$ - $I$ ) θυρίστορ

## 2.2 Τρανζίστορ

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 του δημιουργείται από δυο είδη φορέων φορτίου με διαφορετικές πολικότητες.

### 2.2.1 Δομή του τρανζίστορ

Το τρανζίστορ έχει τρεις περιοχές με προσμίξεις, οι οποίες ονομάζονται εκπομπός (emitter) – βάση (base) – συλλέκτης (collector). Ανάλογα με τις προσμίξεις της κάθε περιοχής τα τρανζίστορ διακρίνονται σε δυο τύπους, τα τρανζίστορ τύπου NPN και τα τρανζίστορ τύπου PNP, δηλαδή σε κάθε τύπο έχουμε δυο επαφές PN. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνονται οι δυο τύποι των τρανζίστορ, του NPN (σχήμα 2.3.α) που κατασκευάζεται από πυρίτιο και του PNP (σχήμα 2.3.β) που κατασκευάζεται από γερμάνιο.



Σχήμα 2.3 : α) Τρανζίστορ NPN, β) Τρανζίστορ PNP

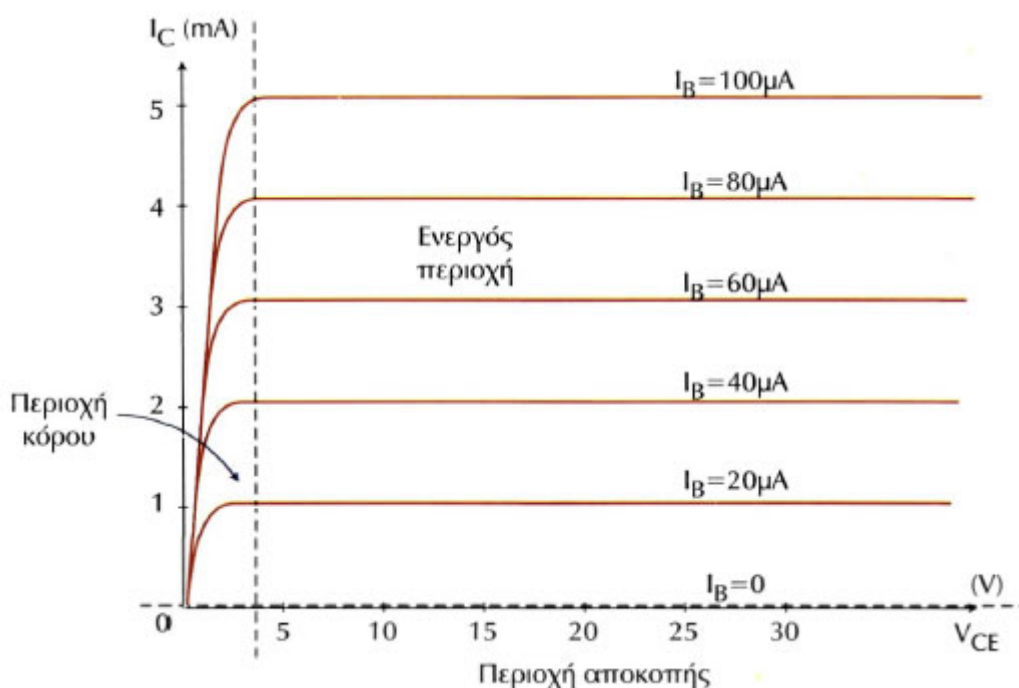
### 2.2.2 Αρχή λειτουργίας του τρανζίστορ

Ο εκπομπός ο οποίος είναι μια περιοχή περισσότερο εμπλουτισμένη με φορτία σε σχέση με όλες τις άλλες, οπότε σκοπός του είναι να εκπέμπει φορτία προς τη βάση. Η βάση με τη σειρά της είναι ένα πολύ λεπτό στρώμα ενώ είναι λιγότερο εμπλουτισμένη με φορτία από τον εκπομπό. Αυτά της επιτρέπουν να φορτία που λαμβάνει από τον εκπομπό να τα διοχετεύει στον συλλέκτη όπου και καταλήγουν. Κάθε τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί σαν δυο διόδους συνδεδεμένες σε αντίθετη φορά, αφού η επαφή μεταξύ εκπομπού - βάσης και η επαφή βάση - συλλέκτη σχηματίζουν δυο ξεχωριστές διόδους. Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε τους δυο διαφορετικούς τύπους τρανζίστορ με τις φορές των ρευμάτων τους, ενώ παρατηρούμε ότι το τρανζίστορ NPN έχει φορείς πλειονότητας στον εκπομπό και τον συλλέκτη ηλεκτρόνια και το τρανζίστορ PNP έχει οπές. Άρα συμπεραίνουμε ότι τα ρεύματα και οι πολώσεις του ενός τύπου θα έχουν αντίθετη φορά σε σχέση με τον άλλο τύπο τρανζίστορ.

Σε ένα τρανζίστορ τύπου NPN όταν δεν εφαρμόζεται πόλωση τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του εκπομπού διαχέονται προς τη βάση και μέρος των οπών της βάσης προς τον εκπομπό. Το ίδιο συμβαίνει με τα ηλεκτρόνια του συλλέκτη και με μέρος των οπών της βάσης. Έτσι δημιουργείται μια περιοχή φορτίων χώρου σε κάθε επαφή, δηλαδή στην επαφή εκπομπού και την επαφή του συλλέκτη. Κατά μήκος κάθε επαφής αναπτύσσεται φράγμα δυναμικού το οποίο στους 23°C έχει τιμή 0,7 V αν είναι από πυρίτιο. Όταν η τάση βάσης- εκπομπού ξεπεράσει τα 0,7V θα υπάρξει αισθητή ροή ηλεκτρονίων από τον εκπομπό προς τη βάση και

ελεύθερων οπών από τη βάση προς τον εκπομπό. Παράλληλα εάν έχουμε ανάστροφη πόλωση στην επαφή βάση-συλλέκτης τότε τα ηλεκτρόνια δεν θα παραμείνουν στο χώρο της βάσης αλλά θα εισέλθουν στο χώρο της επαφής του συλλέκτη. Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί με την παραπάνω πόλωση τότε βρίσκεται στην ενεργό περιοχή.

Σε ένα τρανζίστορ διακρίνουμε τις παρακάτω περιοχές λειτουργίας οι οποίες φαίνονται και στο σχήμα 2.4 που ακολουθεί :



Σχήμα 2.4 : Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ

**ΕΝΕΡΓΟΣ ΠΕΡΙΟΧΗ :** Όταν ένα τρανζίστορ εμφανίζει ορθή πόλωση στην επαφή εκπομπού-βάσης και ανάστροφη πόλωση στην επαφή βάση-συλλέκτη τότε λέμε ότι λειτουργεί στην ενεργό περιοχή.

**ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΠΟΚΟΠΗΣ :** Όταν και οι δυο επαφές NP είναι πολωμένες αρνητικά τότε τα ρεύματα που δημιουργούνται είναι πολύ μικρά με αποτέλεσμα το τρανζίστορ να μπορεί να θεωρηθεί σαν ανοικτός διακόπτης.

**ΠΕΡΙΟΧΗ ΚΟΡΕΣΜΟΥ :** Στην περιοχή κορεσμού ή κόρου έχουμε ένα τρανζίστορ όταν και οι δυο επαφές (εκπομπές- βάση και βάση-συλλέκτης) είναι θετικά πολωμένες. Αυτό συμβαίνει όταν η επαφή εκπομπός –βάση δημιουργεί αρκετό ρεύμα συλλέκτη που προξενεί

με τη βοήθεια του εξωτερικού κυκλώματος ορθή πόλωση της επαφής βάσης-συλλέκτη. Τότε το τρανζίστορ λειτουργεί σαν κλειστός διακόπτης.

Εάν θεωρήσουμε το τρανζίστορ ως κόμβο έχουμε ότι το ρεύμα εκπομπού είναι ίσο με το άθροισμα του ρεύματος συλλέκτη και του ρεύματος βάσης

$$I_E = I_B + I_C \quad (2.1)$$

Το ποσοστό των ελεύθερων φορέων του εκπομπού, το οποίο φτάνει στο συλλέκτη και δίνει το ρεύμα συλλέκτη εκφράζεται από το συντελεστή  $\alpha$  ο οποίος ορίζεται ως το πηλίκο του ρεύματος συλλέκτη προς το ρεύμα του εκπομπού

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (2.2)$$

όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής  $\alpha$  τόσο περισσότερα ηλεκτρόνια μαζεύονται στο συλλέκτη και τόσο μικρότερο είναι το ρεύμα βάσης.

Εάν σε ένα τρανζίστορ αυξηθεί η τάση της διόδου εκπομπού του θα αυξηθεί το ρεύμα βάσης και αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος συλλέκτη. Γι αυτό το λόγο υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος συλλέκτη μέσω του ρεύματος βάσης. Ορίζεται ένας συντελεστής  $\beta$ , ο οποίος ονομάζεται κέρδος ή απολαβή ρεύματος, ως το πηλίκο του ρεύματος συλλέκτη προς το ρεύμα βάσης.

Ο συντελεστής αυτός δηλώνει πόσες φορές μεγαλύτερο ρεύμα μπορούμε να ελέγξουμε στο κύκλωμα του συλλέκτη μέσω ενός μικρού ρεύματος στο κύκλωμα της βάσης.

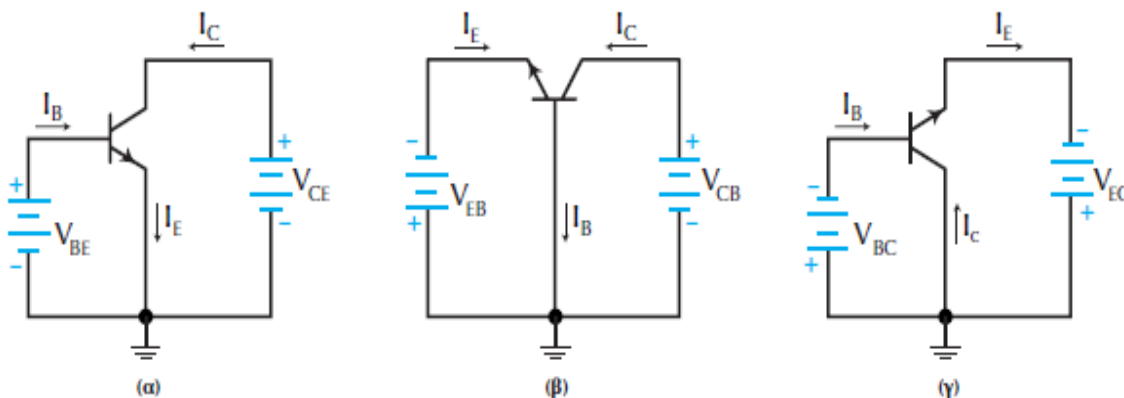
### 2.2.3 Βασικές συνδεσμολογίες τρανζίστορ

Οι βασικές συνδεσμολογίες των τρανζίστορ είναι τρεις, η σύνδεση κοινού εκπομπού, κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη.

Κατά τη συνδεσμολογία της κοινής βάσης χρησιμοποιούνται δυο πηγές τάσης, μια για το βρόχο ορθής πόλωσης της διόδου του εκπομπού και μια για την ανάστροφη πόλωση του βρόχου της διόδου του συλλέκτη. Επειδή η βάση είναι το κοινό σημείο σύνδεσης των δυο βρόχων η συνδεσμολογία ονομάζεται συνδεσμολογία κοινής βάσης και συμβολίζεται ως CB (Common Base) ενώ παρουσιάζεται στο σχήμα 2.5.α.

Όταν οι βρόχοι που προαναφέραμε έχουν ως κοινό τον εκπομπό, τότε η συνδεσμολογία ονομάζεται συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Η συνδεσμολογία αυτή συμβολίζεται ως CE (Common Emitter) και παρουσιάζεται στο σχήμα 2.5.β.

Κατά τη συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη οι βρόχοι έχουν σαν κοινό σημείο τον συλλέκτη, συμβολίζεται ως CC (Common Collector) και παρουσιάζεται στο σχήμα 2.5.γ.

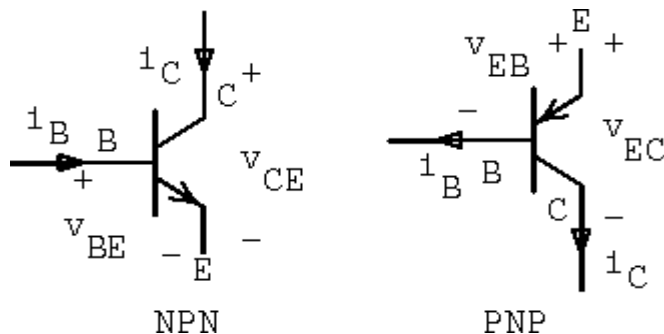


Σχήμα 2.5: α) Συνδεσμολογία κοινής βάσης, β) Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, γ) Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη

### 2.2.3.1 Λειτουργία του τρανζίστορ ως διακόπτης

Κατά τη συνδεσμολογία της κοινής βάσης CB έχουμε πόλωση βάσης η οποία χρησιμεύει σε ψηφιακά κυκλώματα επειδή αυτά τα κυκλώματα λειτουργούν συνήθως στον κορεσμό και στην αποκοπή.

Για να έχουμε πόλωση βάσης σε ένα τρανζίστορ πρέπει η διόδος μεταξύ εκπομπού – βάσης να είναι ορθά πολωμένη, ενώ η διόδος μεταξύ βάσης – συλλέκτη πολωμένη ανάστροφα. Παρακάτω φαίνονται στο σχήμα 2.6 οι δυο τύποι transistor NPN και PNP.

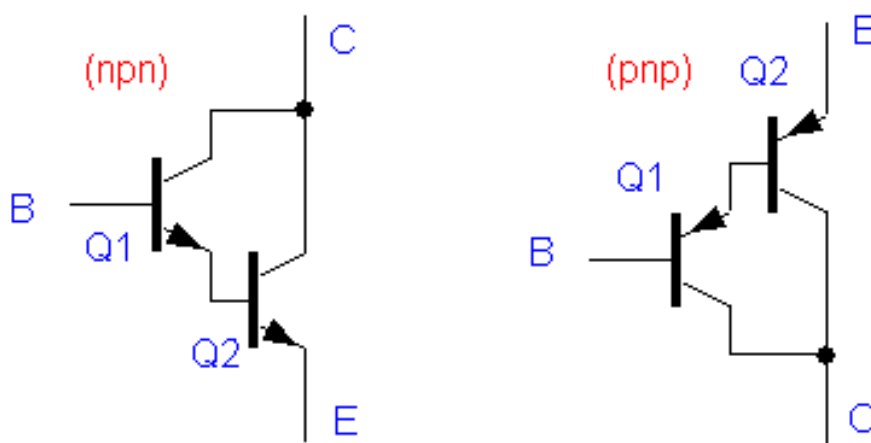


Σχήμα 2.6 : Κυκλωματικό διάγραμμα NPN και PNP

Παρατηρούμε πως για τον έλεγχο μιας τάσης μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μόνο τον τύπο NPN γιατί μόνο σε αυτόν τον τύπο η διόδος εκπομπού – βάσης είναι ορθά πολωμένη, όταν το τρανζίστορ πρέπει να άγει, και ανάστροφα όταν δεν πρέπει να άγει. Το τρανζίστορ τύπου PNP λειτουργεί αντίθετα από τον τύπο NPN και δεν μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε όταν θέλουμε να ελέγξουμε μια τάση.

#### 2.2.4 Συνδεσμολογία Darlington

Η σύνδεση Darlington είναι μια σύνδεση δυο τρανζίστορ των οποίων το συνολικό κέρδος ρεύματος ισούται με το γινόμενο των επιμέρους κερδών ρεύματος. Αφού το κέρδος ρεύματος της είναι πολύ μεγαλύτερο, η σύνδεση Darlington μπορεί να έχει πολύ υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου και να δημιουργήσει πολύ μεγάλα ρεύματα εξόδου. Οι συνδέσεις Darlington χρησιμοποιούνται στους σταθεροποιητές τάσης, τους ενισχυτές ισχύος και σε εφαρμογές μεταγωγής υψηλού ρεύματος.



Σχήμα 2.7: Συνδεσμολογία Darlington

Συνήθως, το ζεύγος των τρανζίστορ κατασκευάζεται βιομηχανικά σε ένα περίβλημα με τρεις ακροδέκτες και κυκλοφορεί ως ζεύγος Darlington. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της ενσωμάτωσης είναι, ότι έχουν ίδιες θερμοκρασιακές μεταβολές και ίδιες παραμέτρους. Ένα σημαντικό μειονέκτημα του ζεύγους Darlington είναι, ότι το ρεύμα διαρροής του τρανζίστορ  $Q_1$  ενισχύεται από το τρανζίστορ  $Q_2$ . Το συνολικό ρεύμα διαρροής, πιθανώς να είναι υψηλό, γεγονός που καθιστά μια συνδεσμολογία Darlington τριών ή περισσότερων τρανζίστορ πρακτικά ανεφάρμοστη.

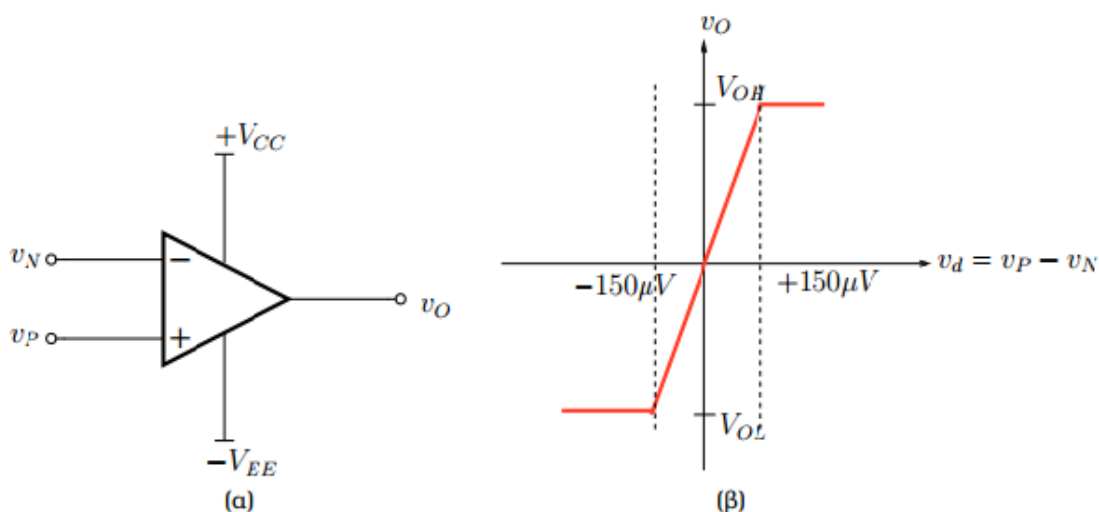


## 3<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### “ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ – ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555”

#### 3.1 Τελεστικός ενισχυτής

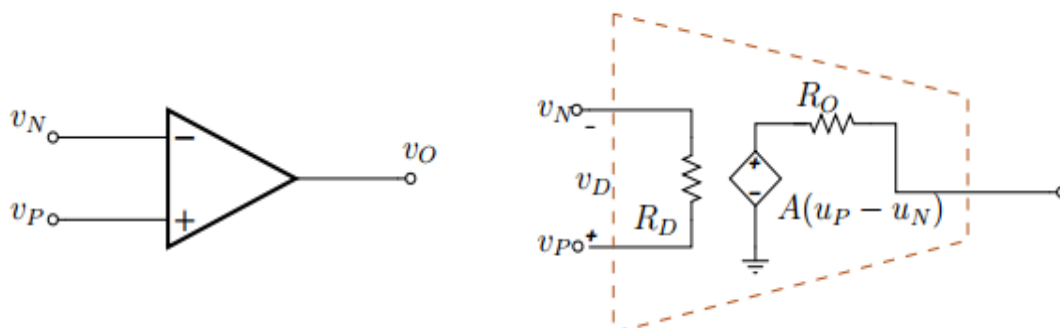
Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης με πολύ μεγάλο κέρδος. Το κέρδος μπορεί να παίρνει πολύ μεγάλες τιμές, συνήθως μεταξύ  $10^4$  και  $10^6$ . Ο τελεστικός ενισχυτής αποτελεί το βασικό δομικό στοιχείο σε μια πληθώρα αναλογικών εφαρμογών. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτόνομα σε ένα αναλογικό κύκλωμα, ενώ στην περίπτωση των ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων χρησιμεύει σαν ένα μοντέλο αφαιρετικής λειτουργίας (abstraction) για τα αρχικά στάδια του σχεδιασμού, και στη συνέχεια η υλοποίηση του με τρανζίστορ προσαρμόζεται, ώστε να ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της εφαρμογής.



Σχήμα 3.1: α) Σχηματικό διάγραμμα του τελεστικού ενισχυτή, β)Κυματομορφή εξόδου

Ο τελεστικός ενισχυτής όπως φαίνεται από το σχηματικό διάγραμμά του σχήματος 3.1, αποτελείται από δύο εισόδους, την αναστρέφουσα είσοδο  $v_N$  (συνδέεται στον ακροδέκτη  $-$  του τελεστικού ενισχυτή) και τη μη αναστρέφουσα είσοδο  $v_P$  (συνδέεται στον ακροδέκτη  $+$  του τελεστικού ενισχυτή), και μία έξοδο τη  $u_{out}$ . Επίσης στον τελεστικό ενισχυτή συνδέονται δύο τάσεις τροφοδοσίας  $+V_{CC}$  και  $-V_{EE}$  αντίστροφης πολικότητας (υπάρχουν μοντέλα τελεστικών ενισχυτών που δέχονται μία τάση τροφοδοσίας). Συνήθως στα σχηματικά

μεγαλύτερων κυκλωμάτων που περιέχουν τελεστικούς ενισχυτές, οι τάσεις τροφοδοσίας παραλείπονται.



Σχήμα 3.2 : Εσωτερικό διάγραμμα του τελεστικού ενισχυτή

Η κύρια λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή είναι να ενισχύει τη διαφορά δυναμικού μεταξύ  $v_P$  και  $v_N$  η οποία ορίζεται ως

$$v_D = v_P - v_N \quad (3.1)$$

και ονομάζεται διαφορική τάση εισόδου. Έτσι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι ίση με:

$$v_O = a \cdot v_D = a \cdot (v_P - v_N) \quad (3.2)$$

όπου με  $a$  συμβολίζεται το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή το οποίο μπορεί να λάβει πολύ μεγάλες τιμές.

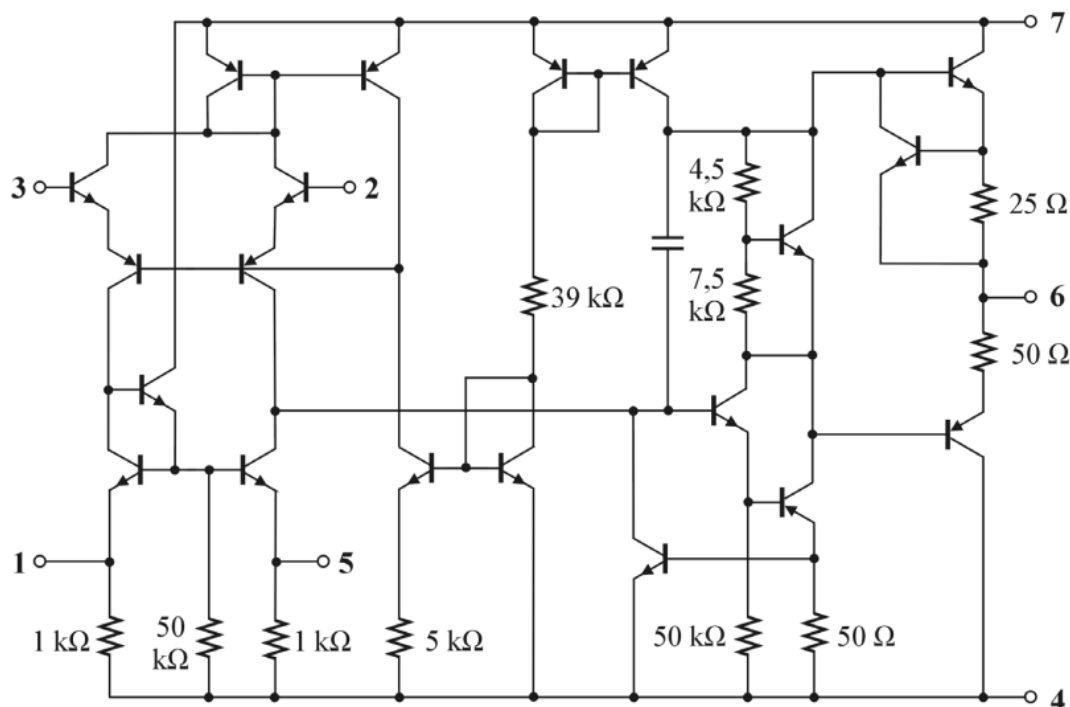
Φυσικά η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή δε μπορεί να ξεπεράσει τα όρια  $V_{OH}$  και  $V_{OL}$  που θέτουν οι τάσεις τροφοδοσίας  $+V_{CC}$  και  $-V_{EE}$ . Έτσι παρατηρούμε πως αν για παράδειγμα  $V_{OH} = 15V$ ,  $a = 105$  και η διαφορά δυναμικού  $v_D$  ξεπεράσει τα  $150\mu V$  τότε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή οδηγείται στη μέγιστη δυνατή της τιμή που δεν είναι άλλη από τη  $V_{OH}$ . Στην περίπτωση που η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή πιάσει είτε τη μέγιστη είτε την ελάχιστη δυνατή τιμή της για δεδομένες τάσεις τροφοδοσίας τότε λέμε πως ο τελεστικός ενισχυτής έχει εισέλθει στη φάση του κορεσμού (saturation).

Γραφικά, η συμπεριφορά αυτή του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.β. Εκεί παρατηρούμε πως όσο η διαφορική τάση εισόδου  $v_D$  παραμένει μικρότερη κατ' απόλυτη τιμή από τα  $150\mu V$  τότε η έξοδος είναι γραμμικά εξαρτημένη από τη  $v_D$ . Όταν το όριο αυτό ξεπεραστεί, τότε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή σταθεροποιείται στις δύο ακραίες τιμές

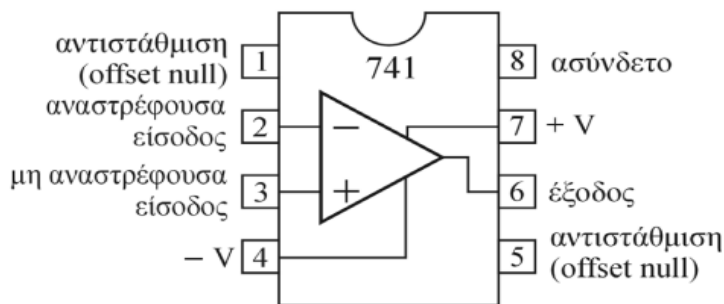
της ανεξάρτητα της εισόδου. Όσο ο τελεστικός ενισχυτής βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού, το μοντέλο της λειτουργίας του ουσιαστικά παύει να ισχύει αφού η τάση στην έξοδο είναι σταθερή και ανεξάρτητη από τη διαφορά  $v_P - v_N$ . Το μοντέλο ανακάμπτει όταν η διαφορά δυναμικού  $v_D$  γίνει αρκούντως μικρή, οδηγώντας την έξοδο του τελεστικού ενισχυτή σε τιμές εντός του διαστήματος που ορίζουν οι τάσεις θετικής και αρνητικής τροφοδοσίας. Η επιστροφή του τελεστικού ενισχυτή από τον κορεσμό στην κανονική λειτουργία μπορεί να απαιτήσει περισσότερο χρόνο απ' ό,τι οι συνήθεις αλλαγές της τάσης εξόδου. Το βασικό μοντέλο της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.

Ο πυρήνας του μοντέλου αυτού είναι η εξαρτημένη πηγή τάσης, η οποία ενισχύει γραμμικά τη διαφορά δυναμικού μεταξύ του θετικού και του αρνητικού ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή κατά  $a$ . Επίσης, στο μοντέλο αυτό παρατηρούμε τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του τελεστικού ενισχυτή. Από την είσοδο βλέπουμε τη διαφορική αντίσταση  $R_D$ , ενώ όταν κοιτάξουμε τον ακροδέκτη της εξόδου θα δούμε την αντίσταση εξόδου  $R_O$ .

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα ενός γενικού σκοπού τελεστικού ενισχυτή ευρείας χρήσης (σχήμα 3.3) και η αντιστοιχία των ακίδων του (σχήμα 3.4).



Σχήμα 3.3: Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα τελεστικού ενισχυτή

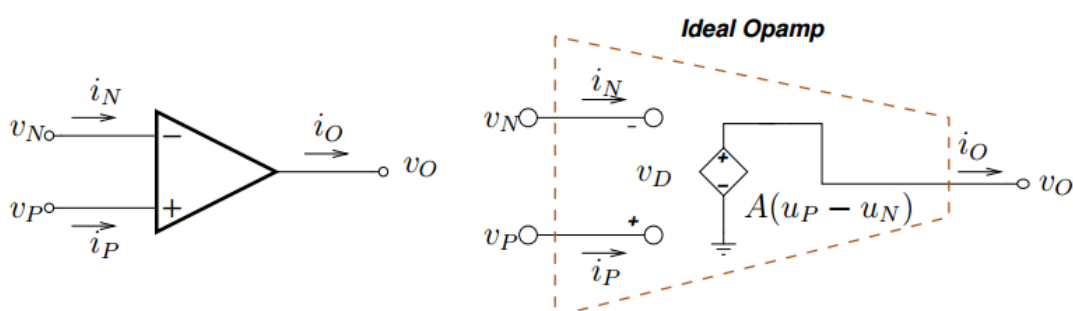


Σχήμα 3.4 : Αντιστοιχία ακίδων τελεστικού ενισχυτή

### 3.1.1 Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά :

- Εφόσον ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης, τότε θα πρέπει να εμφανίζει μια πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, ώστε να επιβαρύνει όσο το δυνατόν λιγότερο τα κυκλώματα που τον οδηγούν. Έτσι, στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή  $R_D \rightarrow \infty$ . Εξαιτίας της πολύ μεγάλης αντίστασης εισόδου  $R_D$ , μπορούμε με ασφάλεια να υποθέσουμε πως τα ρεύματα  $i_N$  και  $i_P$  που καταλήγουν στους ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδέν.
- Επίσης, για να εξασφαλίσουμε πως η έξοδος του ενισχυτή υφίσταται τις ελάχιστες δυνατές απώλειες τάσης, πρέπει  $R_O \rightarrow 0$ .
- Τέλος, το κέρδος τάσης  $a$  του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι οσοδήποτε μεγάλο, δηλαδή  $a \rightarrow \infty$ . Αυτή η θεώρηση για τον τελεστικό ενισχυτή προκαλεί πολλά ερωτήματα. Πρώτον, αυτό το άπειρο κέρδος σημαίνει ότι  $v_D = \frac{v_{out}}{a} \rightarrow 0$ . Ουσιαστικά η διαφορά δυναμικού  $v_D$  δε γίνεται ποτέ μηδέν αλλά λόγω του πολύ μεγάλου κέρδους, αναγκάζεται να παραμένει πολύ μικρή ώστε η τάση εξόδου να αποφύγει τον κορεσμό.

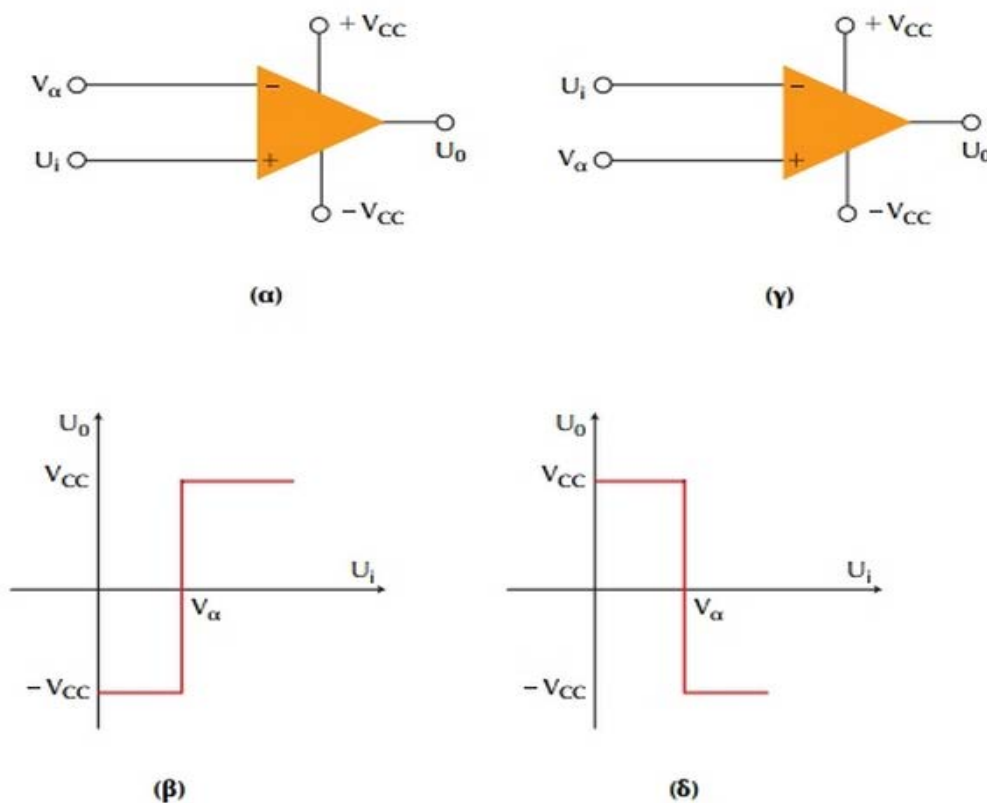


Σχήμα 3.5 : Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

### 3.1.2 Λειτουργίες του τελεστικού ενισχυτή

#### 3.1.2.1 Ο τελεστικός ενισχυτής ως συγκριτής

Μερικές φορές είναι απαραίτητο να συγκρίνουμε δυο τάσεις για να προσδιορίσουμε ποια είναι η μεγαλύτερη ή να καθορίσουμε ένα κατώφλι λειτουργίας. Ένα παράδειγμα είναι ο ηλεκτρονικός θερμοστάτης που μετατρέπει τη θερμοκρασία σε τάση. Όταν η τάση που αντιστοιχεί στη θερμοκρασία του δωματίου είναι η μικρότερη τάση της επιθυμητής θερμοκρασίας και αντιστοιχεί σε ορισμένη θέση-κατώφλιο του θερμοστάτη, το σύστημα δημιουργεί ένα σήμα διαφοράς που θέτει σε λειτουργία το καλλοριφέρ. Η συνθετότερη περίπτωση είναι ο συγκριτής κόρου, που είναι ένας διαφορικός ενισχυτής με ΤΕ και εικονίζεται στο σχήμα 3.6. Όταν η τάση εισόδου  $u$  είναι μεγαλύτερη από την τάση αναφοράς  $V_n$  ( $u > V_n$ ) η τάση εξόδου είναι θετική, ενώ αν  $u < V_n$ , η τάση εξόδου είναι αρνητική. Επειδή ως γνωστό, ο ΤΕ έχει μεγάλη ενίσχυση η έξοδος οδηγείται αμέσως στον κόρο. Έτσι, η τάση εξόδου παίρνει τη θετική τιμή κόρου, ίση με τη μια τάση τροφοδοσίας  $+V_{CC}$ , ή την αρνητική τιμή κόρου, ίση με την άλλη τάση τροφοδοσίας  $-V_{CC}$ , ανάλογα με το αν  $u > V_n$  ή  $u < V_n$ , σχήμα 3.6.β. Η αντιστοίχιση αυτή μπορεί να λειτουργεί και αντίστροφα, Σχ.3.6γ, δ.



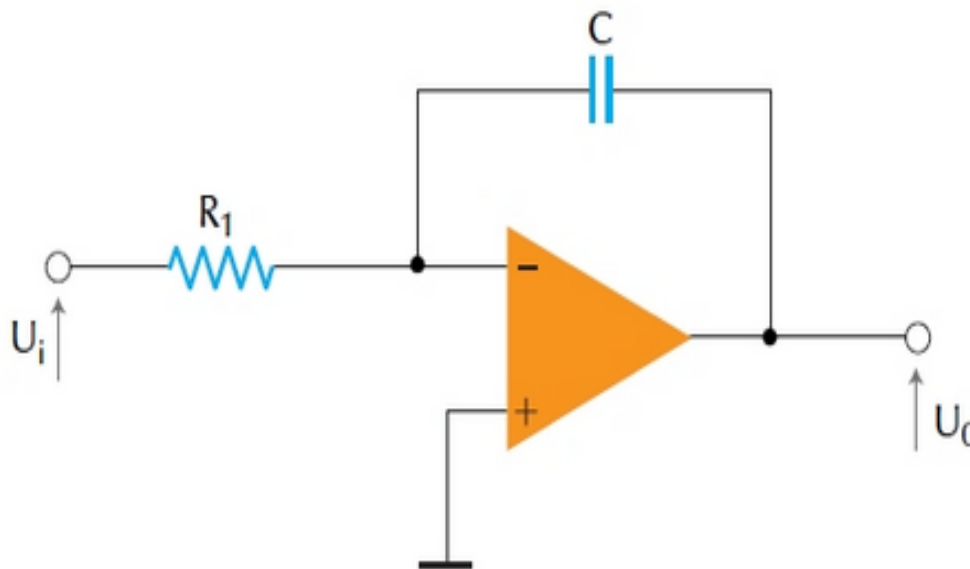
Σχήμα 3.6: Ενισχυτής κόρου

Όταν η είσοδος μεταβάλλεται περνώντας από την τάση αναφοράς  $V_a$ , δημιουργείται στην έξοδο μια μετάβαση από τη μια τιμή/κατάσταση στην άλλη, μόλις η τάση εισόδου  $u$  διέρχεται από τον άξονα της τάσης  $V_a$ . Δηλαδή, τη μια χρονική στιγμή η τάση εισόδου μπορεί να είναι μικρότερη από την τάση αναφοράς, ενώ την επόμενη στιγμή συμβαίνει το αντίθετο. Στην ιδανική περίπτωση, η έξοδος θα άλλαζε ακαριαία από τη θετική τιμή της τάσης κόρου,  $V^+ = V_{cc}$ , στην αρνητική της τιμή  $V^- = -V_{cc}$ .

Στην πράξη όμως, απαιτείται πάντα ένας μικρός χρόνος για να αλλάξει κατάσταση ο ΤΕ. Ο χρόνος αυτός καλείται χρόνος απόκρισης  $t_r$  και οφείλεται στα φαινόμενα παρασιτικής χωρητικότητας του κυκλώματος. Τυπική τιμή αυτού του χρόνου απόκρισης είναι λίγα  $\mu s$ . Πχ. στον ΤΕ 741 ο χρόνος αυτός είναι γύρω στα 40  $\mu s$ .

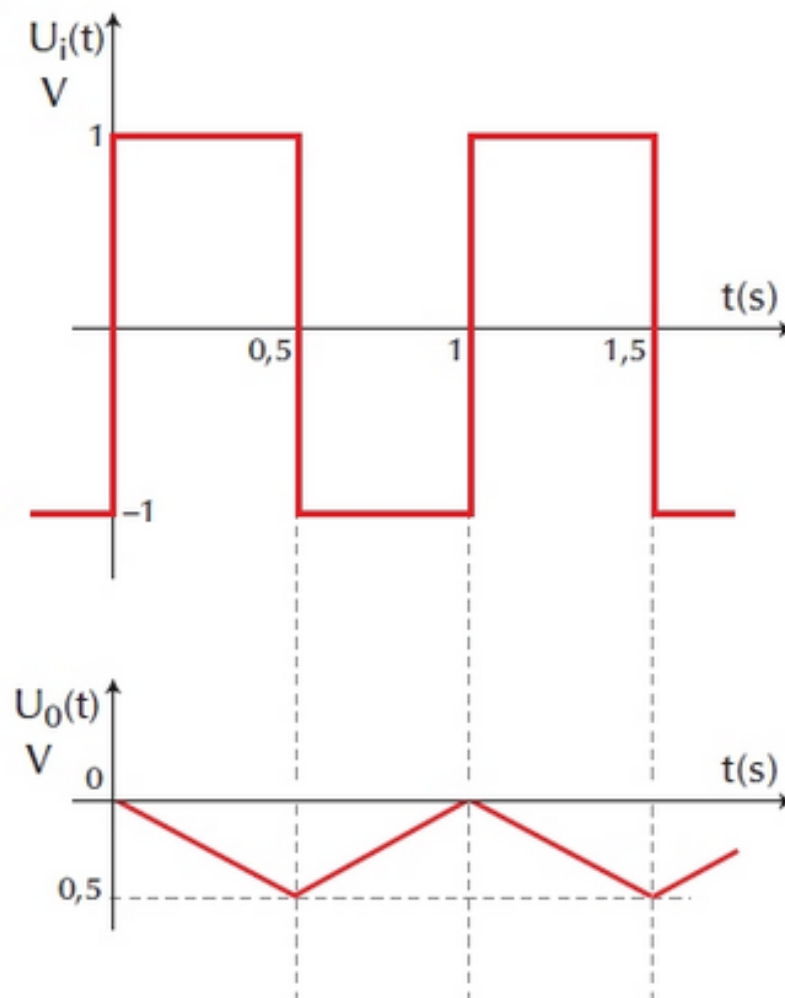
### 3.1.2.2 Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωτής

Σε ορισμένες περιπτώσεις, όπως π.χ. στους αναλογικούς υπολογιστές, χρειάζεται να γίνεται (μαθηματική) ολοκλήρωση μιας κυματομορφής. Το κύκλωμα στο οποίο η κυματομορφή της τάσης εισόδου είναι το ολοκλήρωμα της κυματομορφής της τάσης εξόδου του ονομάζεται ολοκληρωτής ή ολοκληρωτής ενισχυτής (σχήμα 3.7) εάν τοποθετηθεί ένας πυκνωτής ως στοιχείο ανάδρασης.



Σχήμα 3.7 : Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωτής

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η τάση εξόδου του κυκλώματος για ολοκλήρωση τετραγωνικών παλμών (σχήμα 3.8.α).



Σχήμα 3.8 : Έξοδος ολοκληρωτή για τετραγωνικό παλμό

Η συνηθισμένη είσοδος σε έναν ολοκληρωτή είναι ένας ορθογώνιος παλμός το πλάτος του οποίου είναι ίσο με  $T$ . Όταν ο παλμός είναι χαμηλός τότε  $v_{in}=0$ , ενώ όταν  $v_{in}=V_{in}$ . Έστω ότι ο παλμός αυτός εφαρμόζεται στο αριστερό άκρο της  $R$ . Λογά της φαινομενικής γείωσης στην αναστρέφουσα είσοδο, μια υψηλή τάση εισόδου δημιουργεί ρεύμα εισόδου:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R} \quad (3.3)$$

Όλο αυτό το ρεύμα εισόδου πηγαίνει στον πυκνωτή. Το αποτέλεσμα είναι ο πυκνωτής να φορτιστεί και η τάση του να αυξηθεί με την πολικότητα. Λόγο της φαινομενικής γείωσης, η τάση εξόδου ισούται με την τάση στα άκρα του πυκνωτή. για μια θετική τάση εισόδου, η τάση εξόδου θα είναι αρνητική και αύξουσα.

Αφού στον πυκνωτή ρέει σταθερό ρεύμα, το φορτίο  $Q$  αυξάνεται γραμμικά με τον χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι η τάση του πυκνωτή αυξάνεται γραμμικά, κάτι που ισοδυναμεί με αρνητική κλίση της τάσης εξόδου. Στο τέλος της περιόδου του παλμού, η τάση εισόδου επιστρέφει στο μηδέν και σταματά η φόρτιση του πυκνωτή.

Το κύκλωμα του σχήματος 3.7 χρειάζεται μια μικρή τροποποίηση για να γίνει πρακτικό. Επειδή ένας πυκνωτής είναι ανοικτός στα dc σήματα, δεν υπάρχει αρνητική ανάδραση, το κύκλωμα συμπεριφέρεται σε οποιαδήποτε παραμένουσα τάση εισόδου σαν σε πραγματική τάση εισόδου. Το αποτέλεσμα είναι ο πυκνωτής να φορτίζεται και η έξοδος να φτάσει σε θετικό ή αρνητικό κόρο, όπου και παραμένει επ' άπειρο.

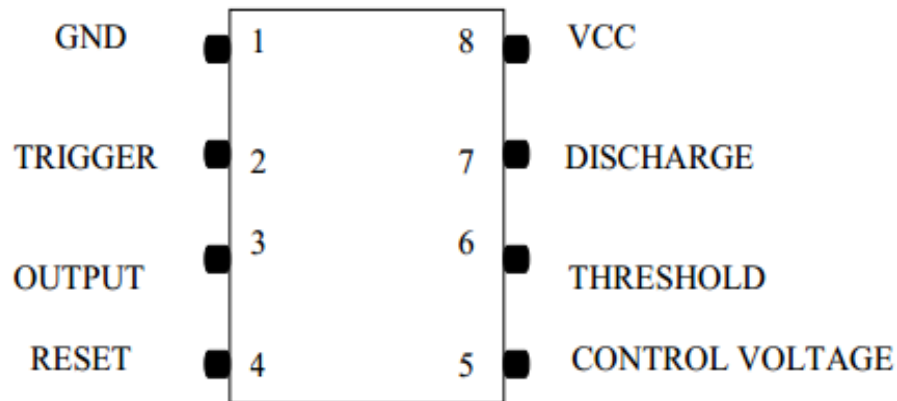
Ένας τρόπος εξάλειψης της επίδρασης της μετατόπισης της τάσης εισόδου είναι η χρήση ενός τρανζίστορ συνδεδεμένου παράλληλα με τον πυκνωτή. Η τάση επανατοποθέτησης στην πύλη του τρανζίστορ είναι είτε  $0V$  είτε  $-V_{cc}$ , που είναι αρκετή για να φέρει το τρανζίστορ σε αποκοπή. Συνεπώς, μπορούμε να λειτουργήσουμε το τρανζίστορ σαν μικρή αντίσταση όταν ο ολοκληρωτής είναι ανενεργός και σαν μεγάλη αντίσταση όταν ο ολοκληρωτής είναι ανενεργός.

Το τρανζίστορ εκφορτίζει τον πυκνωτή για να είναι έτοιμος για τον επόμενο παλμό εισόδου. Λίγο πριν την έναρξη του επόμενου παλμού εισόδου, η τάση επανατοποθέτησης γίνεται  $0V$ , με αποτέλεσμα την εκφόρτιση του πυκνωτή. Τη στιγμή που αρχίζει ο επόμενος παλμός, η τάση επανατοποθέτησης γίνεται  $-V_{cc}$ , με αποτέλεσμα την αποκοπή του τρανζίστορ. Ο ολοκληρωτής τότε παράγει μια ράμπα ως τάση εξόδου.

### 3.2 Ο χρονιστής 555

Σε πολλές εφαρμογές χρειάζονται κυκλώματα που να έχουν την ικανότητα να δημιουργούν χρονικά διαστήματα. Ο πιο δημοφιλής χρονιστής είναι ο 555. Όπως οι τελεστικοί γενικού σκοπού έτσι και ο 555, είναι αξιόπιστος, εύκολος να χρησιμοποιηθεί σε μια ποικιλία εφαρμογών, έχει δε χαμηλό κόστος. Ο 555 μπορεί να λειτουργήσει είτε με τάση  $5V$  ή  $15V$ . Η περιοχή λειτουργίας είναι με τάση παροχής από  $5-18V$ .





Σχήμα 3.9 : Ακροδέκτες του χρονιστή 555

### 3.2.1 Εσωτερική δομή του 555

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα χρονισμού 555 αποτελείται από:

- έναν διαιρέτη τάσης ο οποίος αποτελείται από τρεις ίσες αντιστάσεις.
- τους συγκριτές 1 και 2. Ο 1<sup>ος</sup> συγκρίνει την τάση κατωφλίου (threshold) με  $\frac{2}{3}V_{CC}$  και ο 2<sup>ος</sup> την τάση διέγερσης (trigger) με  $\frac{1}{3}V_{CC}$ , όπου  $V_{CC}$  η τάση τροφοδοσίας του 555.
- ένα κύκλωμα flip-flop με τις δύο εισόδους του συνδεδεμένες στις εξόδους των δύο παραπάνω συγκριτών.
- μία βαθμίδα εξόδου που λειτουργεί σαν απομονωτής – αντιστροφέας.
- ένα τρανζίστορ ενωμένο με τον ακροδέκτη εκφόρτισης.

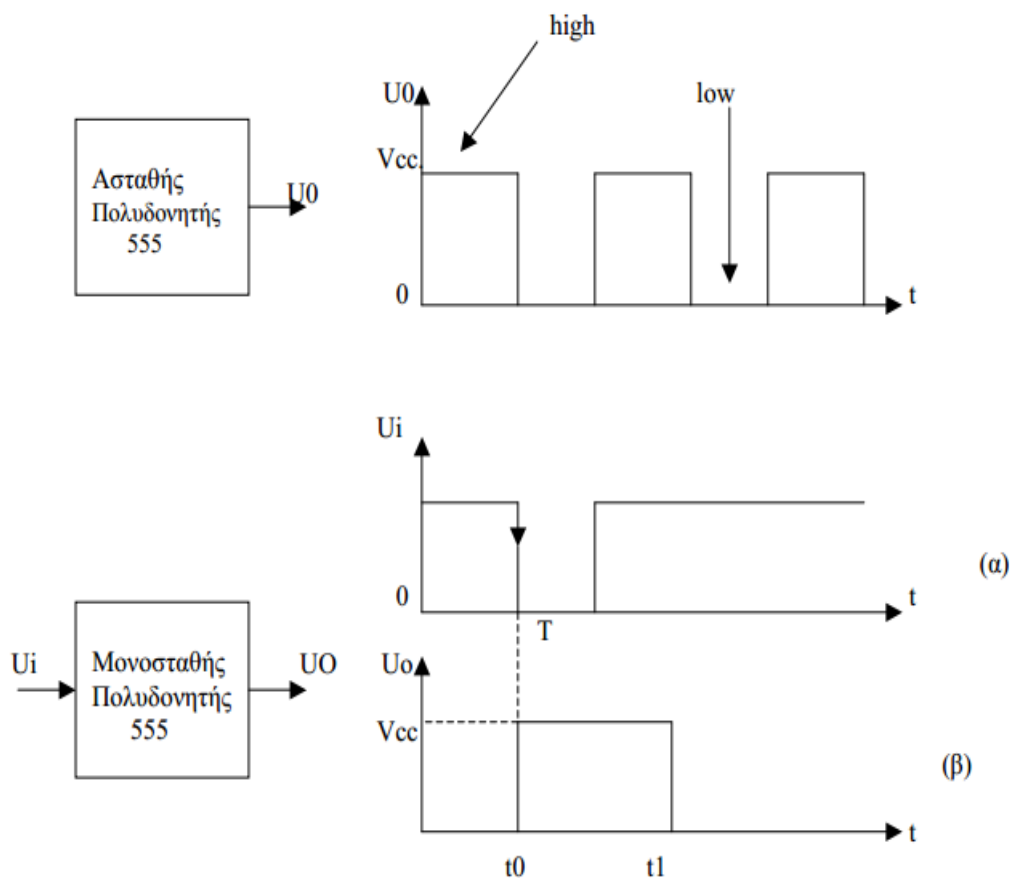


### ΤΡΟΠΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555

Το IC 555 έχει δύο τρόπους λειτουργίας, είτε σαν ασταθής πολυδονητής είτε σαν μονοσταθής πολυδονητής.

Στον ασταθή πολυδονητή, η τάση εξόδου του χρονιστή οδηγείται από την κατάσταση high στην low και αντίστροφα. Ο χρόνος στον οποίο η έξοδος είναι στην κατάσταση high ή low καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στο IC 555. Η τιμή high, της εξόδου, είναι λίγο πιο μικρή από την τάση  $V_{cc}$ . Η τιμή low, της εξόδου είναι περίπου 0.1V.

Στον πολυδονητή μιας βολής (μονοσταθής), η τάση εξόδου του χρονιστή είναι low μέχρις ότου ένα αρνητικό μέτωπο παλμού διεγείρει το σύστημα, οπότε η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση high. Ο χρόνος που η έξοδος είναι high, καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στον χρονιστή. Στο τέλος του χρονικού διαστήματος, η έξοδος επιστρέφει στην κατάσταση low.



Σχήμα 3.11 : Τρόποι λειτουργίας του χρονιστή 555

## 4<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### “ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ”

#### 4.1 Γενικά

Οι ανορθωτικές διατάξεις μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή. Χωρίζονται σε ελεγχόμενες και μη ελεγχόμενες ανορθώσεις. Στις μη ελεγχόμενες η έξοδος της διάταξης είναι απολύτως εξαρτώμενη από την τάση που εφαρμόζουμε, και παρακολουθεί την κάθε μεταβολή της επιβαλλόμενης τάσης. Ακόμη προκαλούν έναν σταθερό μετασχηματισμό στην τάση εισόδου, ο οποίος καθορίζεται συνήθως από τον χρόνο αγωγής των στοιχείων από τα οποία αποτελούνται.

Αντίθετα, οι ελεγχόμενες ανορθώσεις παρέχουν κάποιον έλεγχο στην τάση εξόδου. Εφαρμόζοντας κατάλληλα συγχρονισμένους παλμούς εναύσεως και σβέσης στα επιμέρους στοιχεία μπορούμε να παράγουμε συνεχή μεταβλητής τιμής. Ταυτόχρονα, παρέχεται η δυνατότητα να κρατάμε την τάση εξόδου σταθερή σε περίπτωση μεταβολής την τάσης εισόδου. Γενικά όμως παρά τον έλεγχο που έχουμε για την διαμόρφωση της εξόδου της διάταξης, αυτός δεν είναι απεριόριστος και υπόκεινται σε περιορισμούς σύμφωνα με την σχεδίαση και την κατασκευή του ανορθωτή.

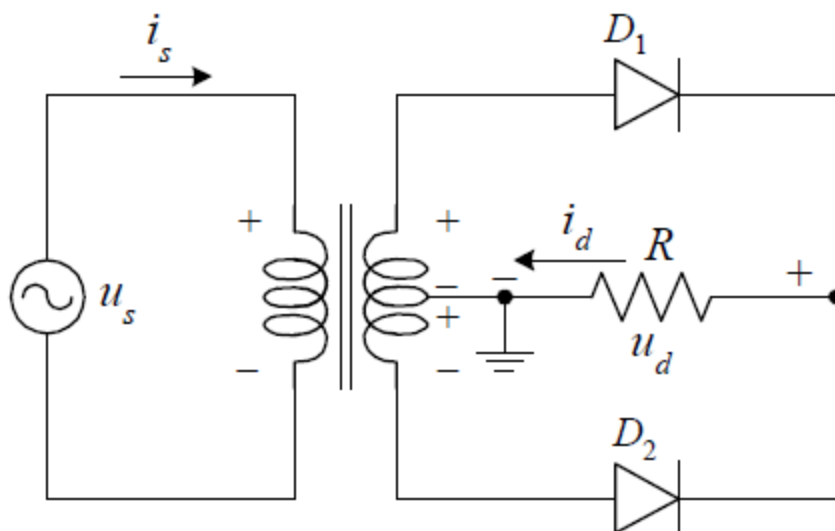
Ανορθωτικές διατάξεις βρίσκουν εφαρμογές στις ακόλουθες περιοχές :

- Φορτιστές συσσωρευτών.
- Τροφοδοσία ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συσκευών.
- Συστήματα ηλεκτρονικού ελέγχου κινητήρων συνεχούς ρεύματος.
- Συστήματα αδιαλείπτου παροχής ισχύος (UPS).
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.
- Διασυνδέσεις σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας.

## 4.2 Μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις

### 4.2.1 Ανόρθωση κοινού σημείου με μετασχηματιστή

Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται μια από τις πιο απλούστερες μη ελεγχόμενες πλήρεις ανορθώσεις.



Σχήμα 4.1 : Ανόρθωση κοινού σημείου με μετασχηματιστή

Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή με μετασχηματιστή, το δευτερεύον τύλιγμα του οποίου έχει μεσαία λήψη, περιλαμβάνει δύο διατάξεις απλής ανόρθωσης οι οποίες είναι παράλληλα συνδεδεμένες. Οι τάσεις στα δύο τυλίγματα του δευτερεύοντος έχουν διαφορά φάσης  $180^\circ$ . Έτσι, στη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου άγει η διόδος  $D_1$ , ενώ κατά την αρνητική ημιπερίοδο άγει η  $D_2$ . Το ρεύμα στο φορτίο  $i_d$ , έχει πάντα την ίδια φορά. Το ρεύμα στο πρωτεύον  $i_s$  αλλάζει φορά, όταν αλλάζει η ημιπερίοδος. Επομένως, η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος εισόδου είναι μηδέν. Το μειονέκτημα των ανορθωτών με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης είναι ότι, η τάση στο φορτίο είναι η μισή της τάσης στο δευτερεύον τύλιγμα. Οι ανορθωτές γέφυρας, αν και απαιτούν το διπλάσιο αριθμό διακοπών, είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι, καθώς η χρήση του ογκώδους μετασχηματιστή των 50Hz δεν είναι αναγκαία.

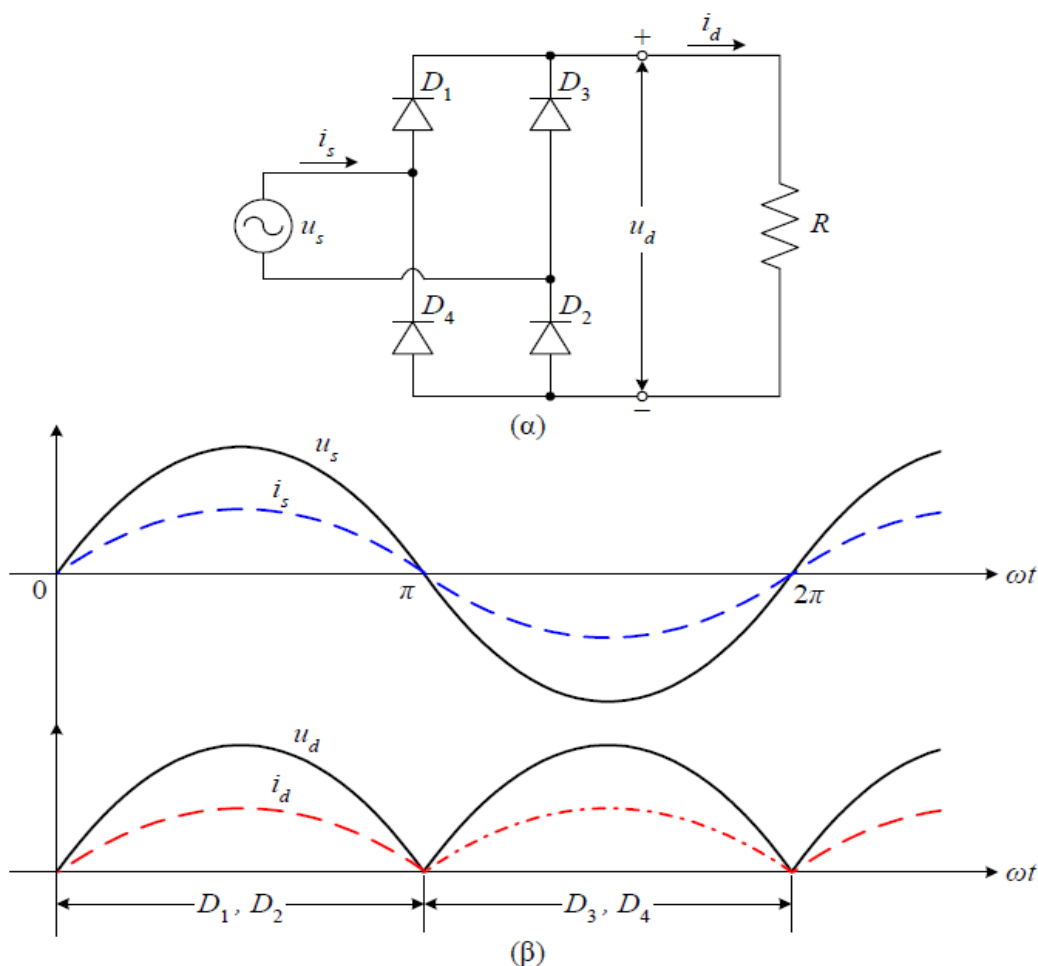
### 4.2.2 Μονοφασική μη ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης

Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή γέφυρας εικονίζεται στο σχήμα 4.2. Τα πλεονεκτήματα της διάταξης αυτής σε σχέση με την ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης είναι:

- Απαιτεί απλούστερη κατασκευή μετασχηματιστή.

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

Επομένως με το κόστος της χρησιμοποίησης δύο επιπλέον διόδων μπορεί να κατασκευαστεί μια πλήρης ανόρθωση με τα παραπάνω πλεονεκτήματα.



Σχήμα 4.2: α) Κυκλωματική διάταξη μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης,  
β) Κυματομορφή εισόδου-εξόδου

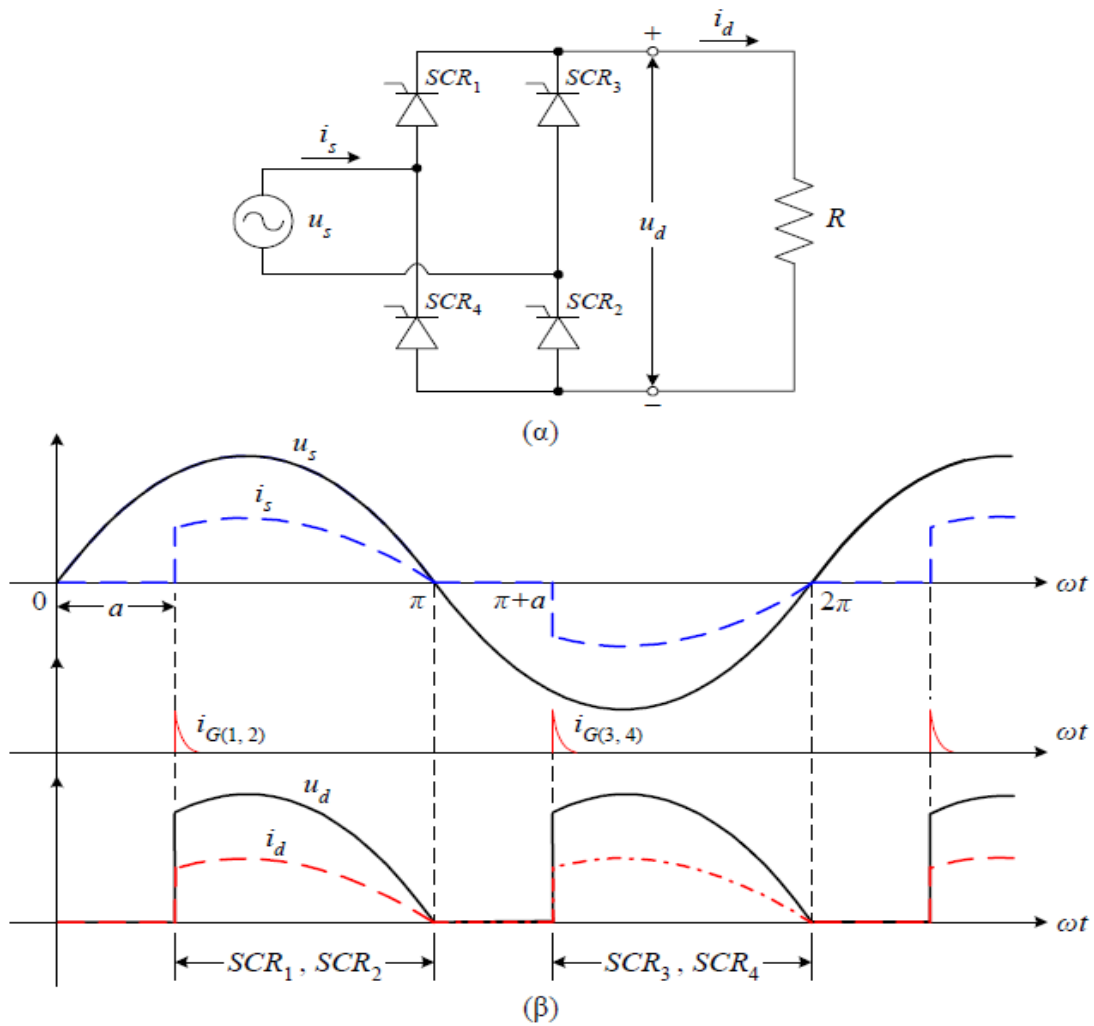
Κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου  $u_s$ , άγουν οι διόδοι  $D_1$  και  $D_2$ . Η τάση εξόδου είναι  $u_d = u_s$  και το ρεύμα εισόδου ισούται με το ρεύμα εξόδου,  $i_s = i_d$ . Οι διόδοι  $D_3, D_4$  είναι ανάστροφα πολωμένες. Στην αρνητική ημιπερίοδο της τάσης, το ρεύμα του φορτίου μεταβαίνει από τις διόδους  $D_1, D_2$  στις  $D_3$  και  $D_4$ . Τώρα η τάση εξόδου είναι  $u_d = -u_s$  και το ρεύμα εισόδου  $i_s = -i_d$ .

### 4.3 Ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις

#### 4.3.1 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). Η διάταξη αυτή είναι 2 τεταρτημορίων. Δηλαδή, με κατάλληλες προϋποθέσεις, εκτός από λειτουργία ανορθωτή (ροή ισχύος από το δίκτυο στο φορτίο), μπορούμε να έχουμε και λειτουργία αντιστροφέα (δίνοντας πλέον από την πλευρά του συνεχούς ρεύματος, ισχύ στο δίκτυο του εναλλασσομένου ρεύματος).

##### 4.3.1.1 Λειτουργία με ωμικό φορτίο



Σχήμα 4.3: α) Κυκλωματική διάταξη πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης, β) Κυματομορφές εισόδου-εξόδου (ωμικό φορτίο)

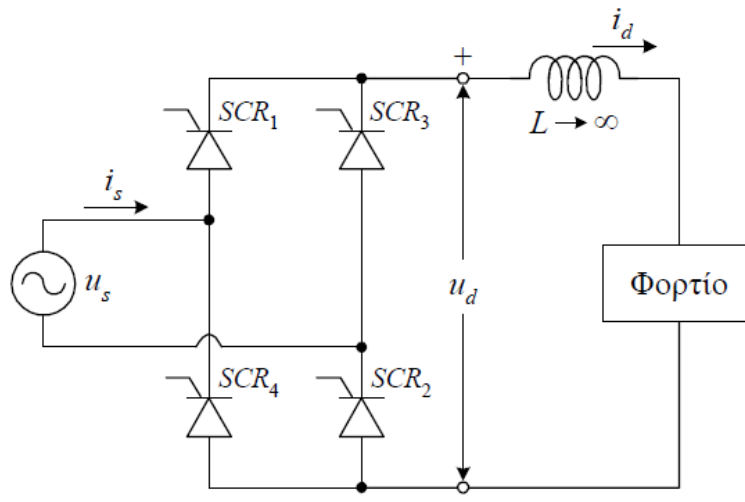
Στο διάστημα 0 έως  $a$  και  $\pi$  έως  $\pi+a$ , όπου  $a$  είναι η γωνία έναυσης των SCR, δεν άγει κανένας διακόπτης. Τα ρεύματα εισόδου και φορτίου είναι μηδέν. Στο διάστημα  $a$  έως  $\pi$  άγουν οι SCR1 και SCR2. Στο διάστημα  $\pi+a$  έως  $2\pi$  άγουν οι SCR3 και SCR4.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{aligned}
 U_{L,av} &= \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{2}{2\pi} \int_a^\pi U_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos \omega t]_a^\pi = \\
 &= \frac{U_m}{\pi} (\cos a - \cos \pi) \Rightarrow \boxed{U_{L,av} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos a)}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

#### 4.3.1.2 Λειτουργία με επαγωγικό φορτίο

Στην ανόρθωση με επαγωγικό φορτίο, θεωρούμε ότι η μετάβαση των SCR γίνεται με καθυστέρηση, σε σχέση με τη φυσική τους μετάβαση, με γωνία  $a$ . Επειδή το ρεύμα στο φορτίο  $i_d = Id$  ρέει συνεχώς, οι SCR1 και SCR2 άγουν στο διάστημα  $a$  έως  $\pi+a$ . Στο υπόλοιπο της περιόδου, άγουν οι SCR3 και SCR4.

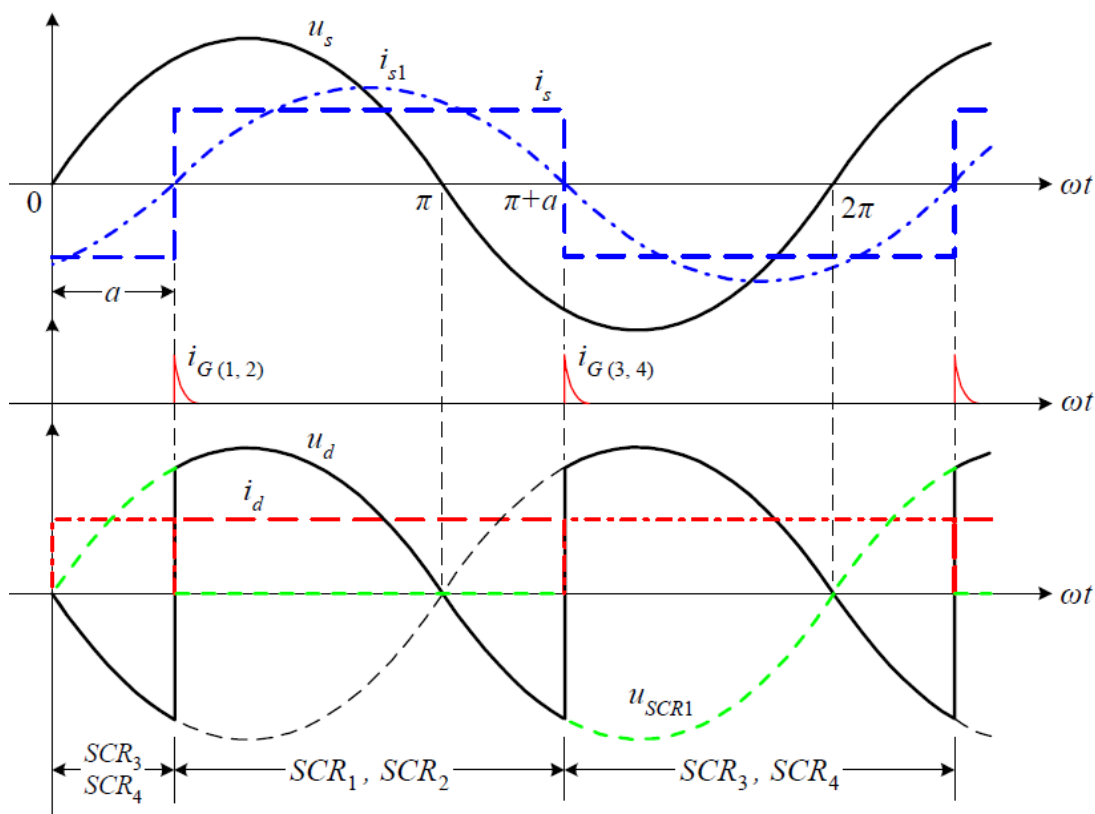


Σχήμα 4.4: Κυκλωματική διάταξη πλήρως ελεγχόμενης μονοφασικής γέφυρας ανόρθωσης

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο ορίζεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned}
 U_{L,av} &= \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} U_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_m}{\pi} [-\cos \omega t]_a^{\pi+a} = \frac{U_m}{\pi} [\cos a - \cos (\pi+a)] = \\
 &= \frac{U_m}{\pi} \left[ \cos a - \underbrace{\cos \pi}_{-1} \cos a + \underbrace{\sin \pi}_{0} \sin a \right] \Rightarrow \boxed{U_{L,av} = \frac{2U_m}{\pi} \cos a}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

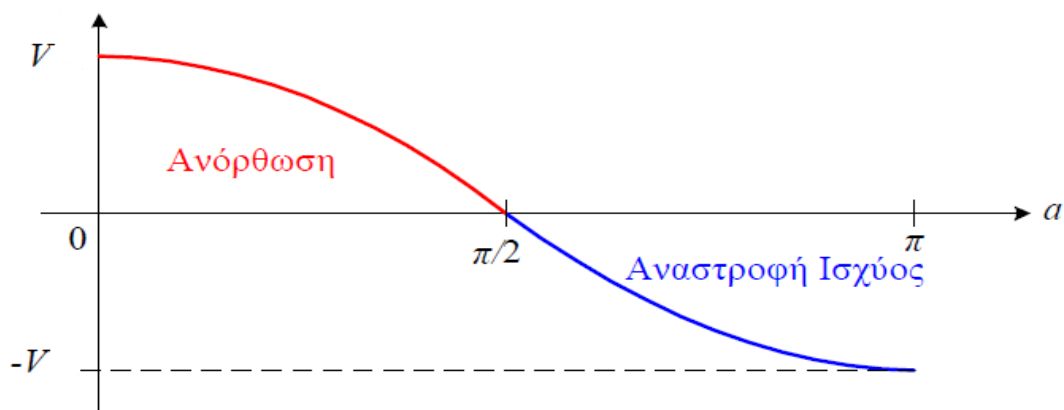




Σχήμα 4.5: Κυματομορφές εισόδου-εξόδου (επαγωγικό φορτίο)

Όταν η γωνία έναυσης  $a$  υπερβεί τις  $90^\circ$ , η τάση εξόδου όπως και η μέση τιμή της ισχύος εξόδου λαμβάνουν αρνητικές τιμές. Η αρνητική μέση ισχύς σημαίνει ότι ο μετατροπέας μεταφέρει ισχύ από την  $dc$  πλευρά του (έξοδο), προς την εναλλασσόμενη είσοδο.

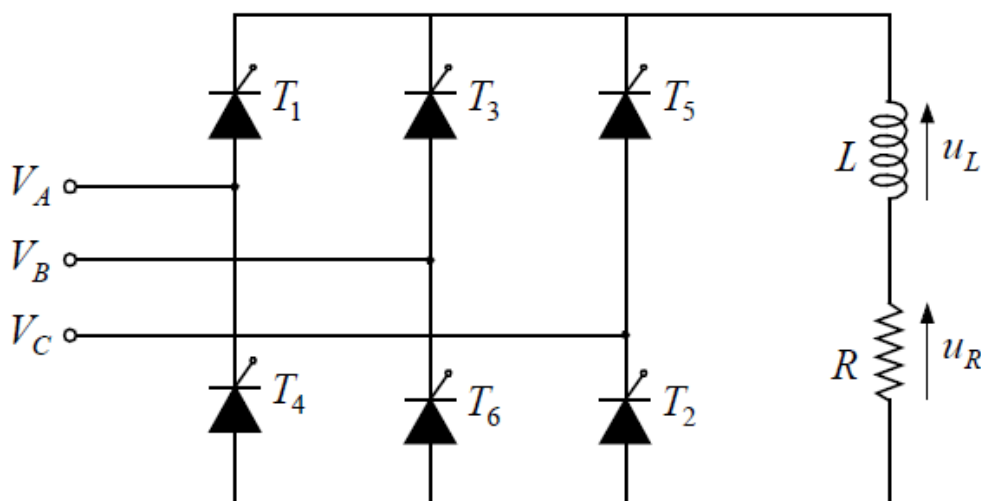
Επομένως, ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής όταν  $0 < a < 90^\circ$ , και ως αντιστροφέας όταν  $90^\circ < a < 180^\circ$ .



Σχήμα 4.6 : Λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα

### 4.3.2 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 ανορθωμένης τάσης. Είναι μετατροπέας δύο τεταρτημορίων, δηλαδή μπορεί με κατάλληλες συνθήκες εκτός από τη λειτουργία ανορθωτή να έχουμε και λειτουργία αντιστροφέα (γωνία έναυσης  $\alpha > 90^\circ$  και ενεργητικό φορτίο στη πλευρά του συνεχούς ρεύματος), πράγμα το οποίο σημαίνει ροή ισχύος από την πλευρά του εναλλασσομένου ρεύματος στην πλευρά του συνεχούς. Τα θυρίστορ που έχουμε επιλέξει για την κατασκευή της γέφυρας μας είναι θυρίστορ τύπου BT 152-600R με χαρακτηριστικά :  $V_{out}=600V$  και  $I_{out}=13A$ .

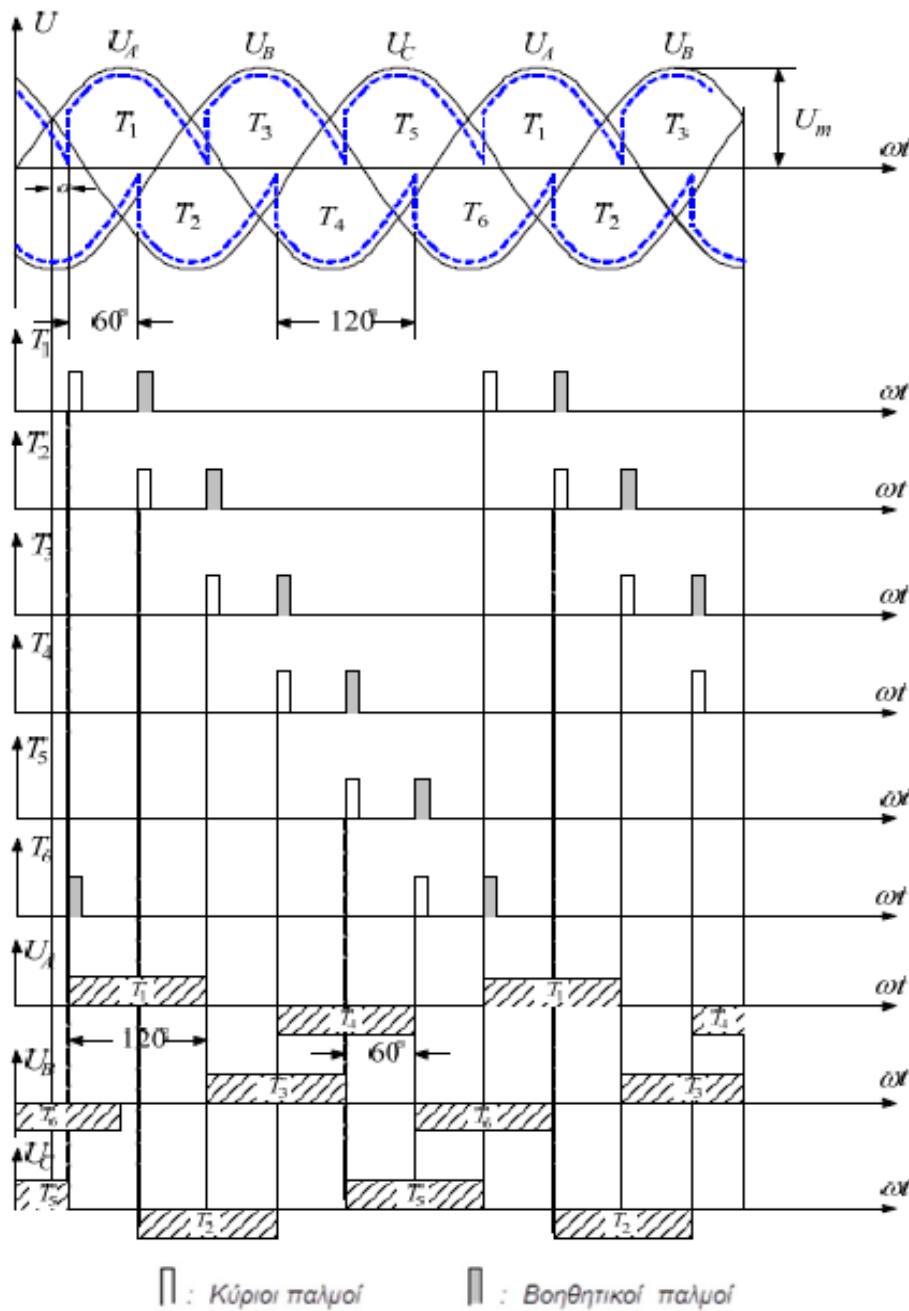


Σχήμα 4.7 : Τριφασική πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα

Η αρίθμηση των θυρίστορ γίνεται με βάση τη χρονική διαδοχή λειτουργίας τους. Στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής, κάθε θυρίστορ άγει για διάστημα  $120^\circ$ . Σε κάθε χρονική στιγμή άγουν δύο θυρίστορ, ένα από την πάνω και ένα από την κάτω ημιγέφυρα (T1, T3, T5 και T4, T6, T2 αντίστοιχα). Είναι προφανές ότι, τα δύο υπό αγωγή διακοπτικά στοιχεία δεν πρέπει να ανήκουν στον ίδιο κλάδο διότι θα έχουμε βραχυκύκλωμα του μετατροπέα. Τα θυρίστορ T1, T3 και T5 συνδέονται από κοινού στο θετικό ακροδέκτη του φορτίου, αλλά σε κάθε δεδομένη στιγμή άγει το ένα θυρίστορ που έχει τη θετικότερη τιμή φασικής τάσης ενώ τα υπόλοιπα δύο πολώνονται ανάστροφα. Κατά όμοιο τρόπο, τα θυρίστορ T4, T6 και T2 συνδέονται από κοινού στον αρνητικό ακροδέκτη του φορτίου και άγει επίσης μόνο αυτό με την αρνητικότερη τιμή φασικής 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  $U_A$ . Το ρεύμα ρέει προς το θετικό ακροδέκτη του φορτίου μέσω του T1 και επιστρέφει μέσω του T6. Στη συνέχεια ανάβει το thyristor T2 και το ρεύμα επιστρέφει μέσα από αυτό το thyristor. Η διαδικασία συνεχίζεται με το άναμμα και το σβήσιμο των αντίστοιχων thyristor καθώς οι φασικές τάσεις διαδέχονται η μία την άλλη μέχρι να ολοκληρωθεί η περίοδος.

Στο σχήμα 4.8 , παρουσιάζονται για τυχαία γωνία έναυσης “ $\alpha$ ”, τα διαστήματα αγωγής των thyristor σε σχέση με την τριφασική τάση εισόδου, καθώς και οι αντίστοιχοι παλμοί έναυσης του κυκλώματος οδήγησης.

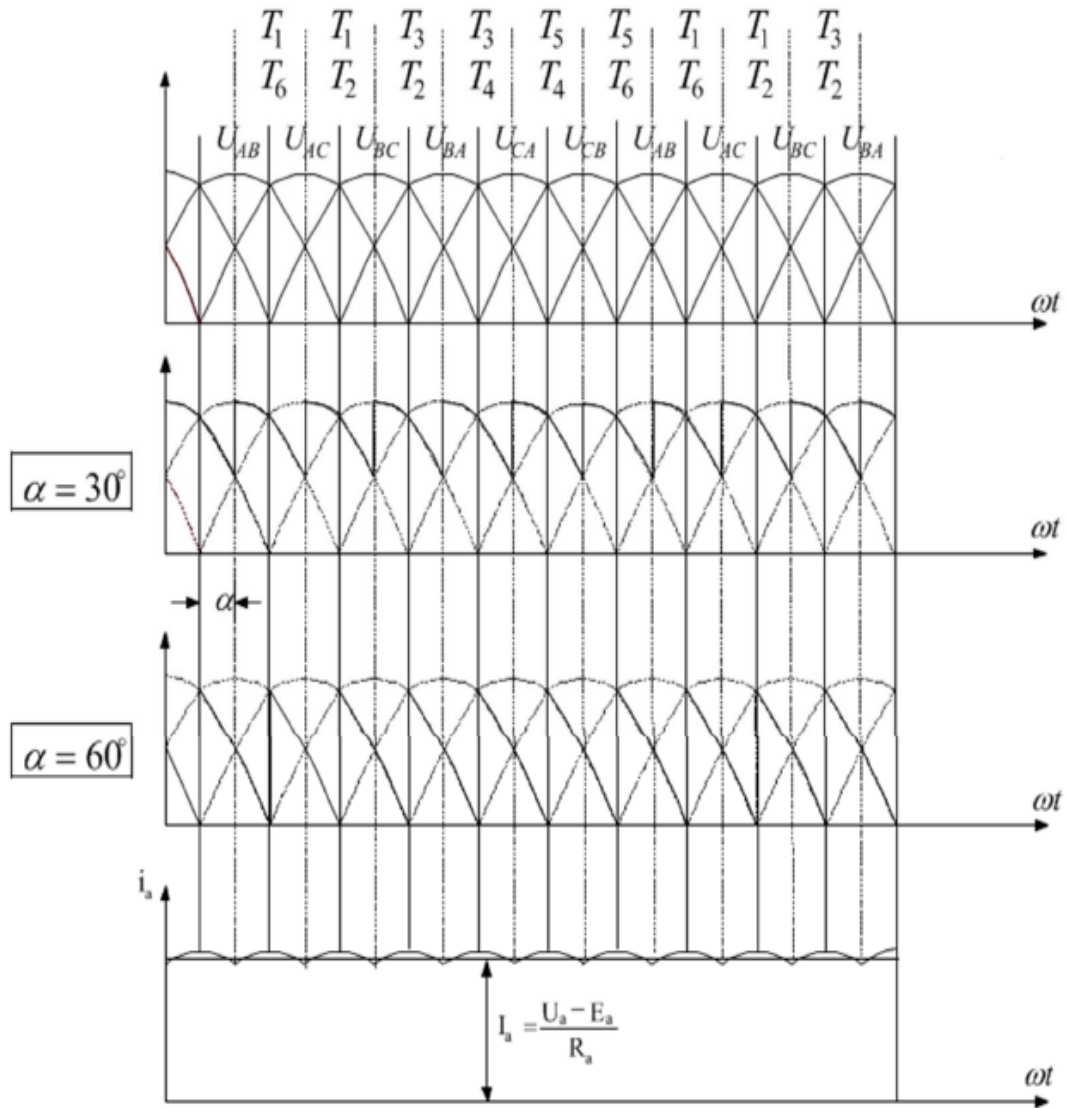


Σχήμα 4.8 : Κυματομορφές εισόδου-εξόδου για τυχαία γωνία έναυσης  $\alpha$  και παλμοί έναυσης

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 “ $\alpha$ ”), 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  $60^\circ$  ( $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ ) έχουμε ασυνεχή αγωγή καθ' όσον το ρεύμα στο απερχόμενο θυρίστορ μηδενίζεται προτού δοθεί παλμός στο επόμενο.

Στο σχήμα 4.9, παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος στο φορτίο, για γωνία έναυσης  $\alpha = 30^\circ$ .



Σχήμα 4.9 : Κυματομορφές τάσης-ρεύματος

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής, είναι:

$$V_{L,av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{\alpha+90^\circ} V_m \sin \omega t d\omega t = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cdot \sqrt{3} \cdot V_m \sin \left( \alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \Rightarrow \tag{4.3}$$

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

και η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

$$V_{L,rms} = \sqrt{3} \cdot V_m \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos 2\alpha \right]} \Rightarrow V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{\pi}} \quad (4.4)$$

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_{rms}$$

Όταν έχουμε φορτίο στην έξοδο ωμικό-επαγωγικό, τότε η αγωγή είναι ασυνεχής και ισχύουν οι παρακάτω κυματομορφές στην έξοδο.

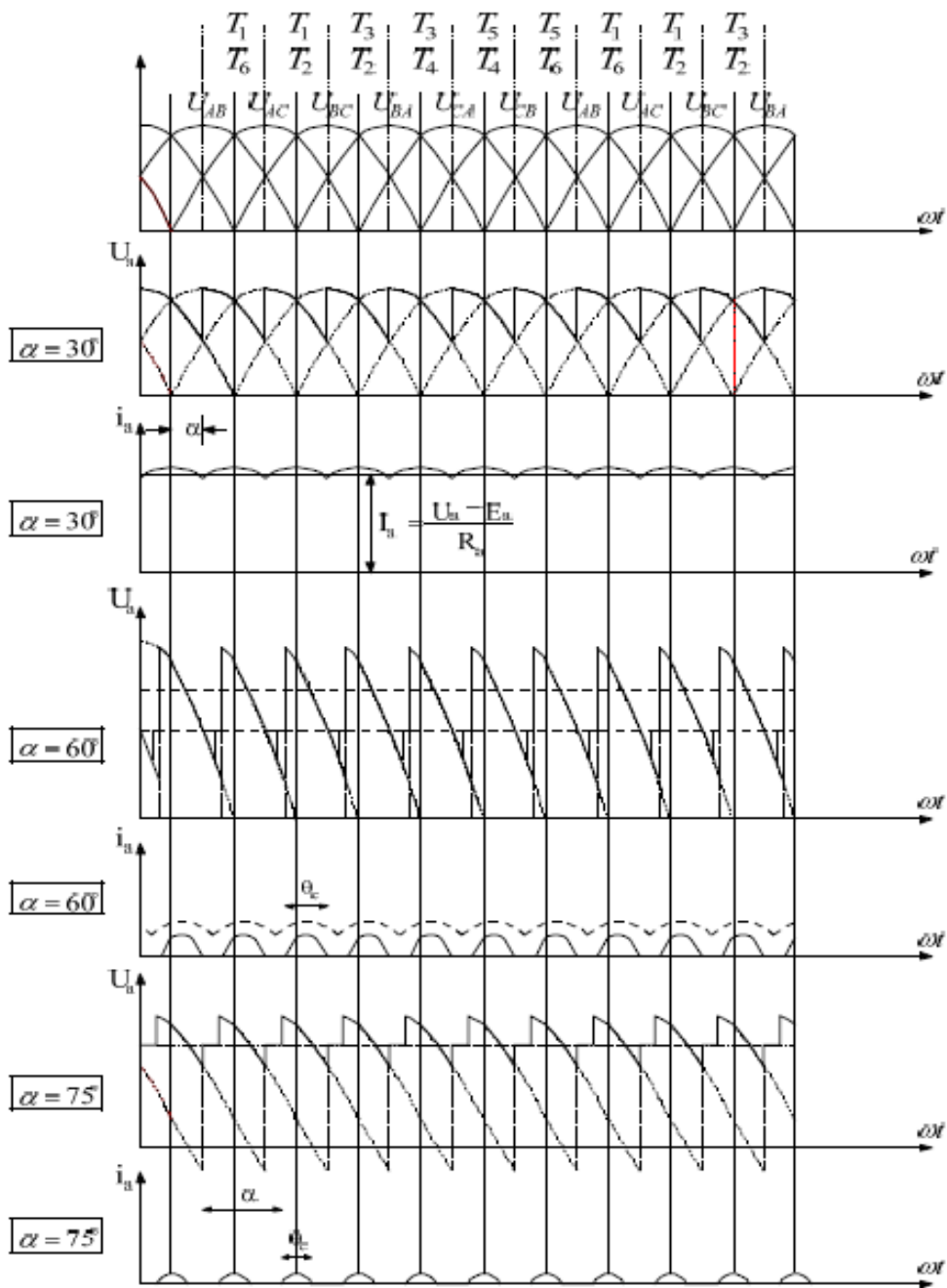
Η μέση τιμή της τάσης εξόδου για την ασυνεχή αγωγή είναι :

$$V_{L,av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{150^\circ} V_m \sin \omega t d\omega t \Rightarrow V_{L,av} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_m}{\pi} \left[ 1 + \cos(\alpha + 60^\circ) \right] \quad (4.5)$$

και η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

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

$$V_{L,rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - 60^\circ)}{\pi}} \quad (4.6)$$



Σχήμα 4.10 : Κομματομορφές εισόδου-εξόδου για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (ασυνεχής αγωγή)

## 5<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### “ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΥ”

#### 5.1 Ανάλυση κυκλώματος παλμού έναυσης των θυρίστρον

##### 5.1.1 Γενικά

Για την λειτουργία της τριφασικής πλήρως ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης πρέπει να δοθούν παλμοί έναυσης σε κάθε θυρίστρον ώστε να άγουν για να λειτουργήσει η γέφυρα. Για την κατασκευή του κυκλώματος πυροδότησης των θυρίστρον υπάρχουν κάποια βασικά χαρακτηριστικά που λαμβάνουμε ειπούν για την σχεδίαση του, τα οποία είναι τα παρακάτω :

- Για την παραγωγή των παλμών έναυσης, το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου.
- Η γωνία έναυσης, θα πρέπει να μπορεί να μεταβάλλεται σε όλο το εύρος της ημιπεριόδου της τάσης του δικτύου. Δηλαδή, από  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  .
- Να υπάρχει γαλβανική απομόνωση, μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του κυκλώματος ισχύος.
- Το κύκλωμα ελέγχου να λειτουργεί σε χαμηλές τάσεις (συνεχείς ή εναλλασσόμενες), συνήθως μικρότερες των 25V.

Με βάση τα παραπάνω χαρακτηριστικά η λογική του κυκλώματος ελέγχου που θα αναπτύξουμε δείχνεται στο σχήμα 5.1. ενώ στο σχήμα 5.2 παρουσιάζεται το κύκλωμα πυροδότησης των θυρίστρον το οποίο δίνει παλμούς έναυσης σε ένα ζεύγος θυρίστρον. Άρα συνολικά έχουν κατασκευαστεί τρία όμοια κυκλώματα τα οποία δίνουν παλμούς σε δυο θυρίστρον το καθένα, δηλαδή κάθε κύκλωμα έναυσης αντιστοιχεί σε μια φάση του κυκλώματος ισχύος.

##### 5.1.2 Συνοπτική ανάλυση κυκλώματος έναυσης

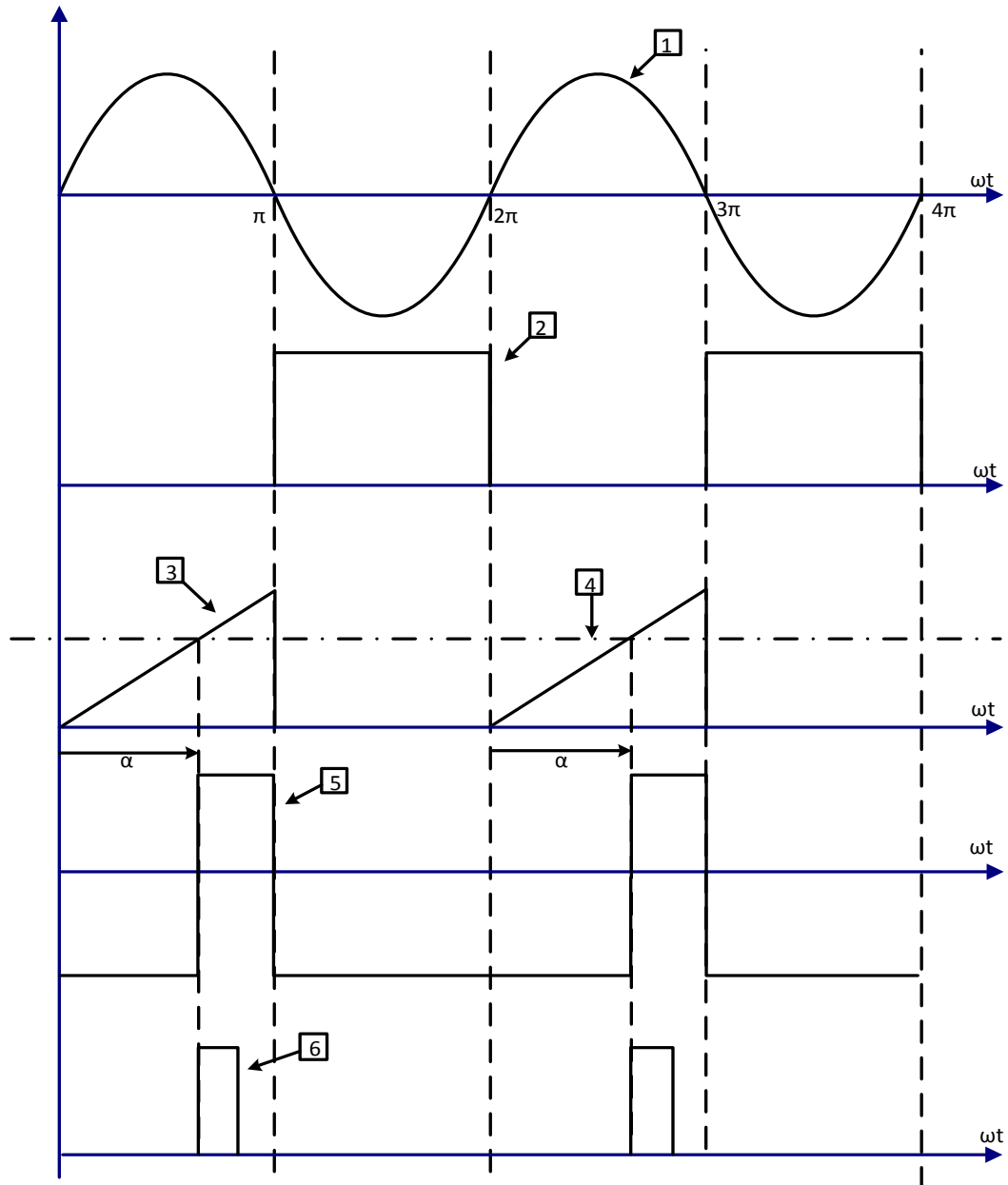
Η ανάλυση του κυκλώματος περιληπτικά είναι η εξής : η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου, μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται σε μέγεθος της τάξης των 5V και εισέρχεται στο



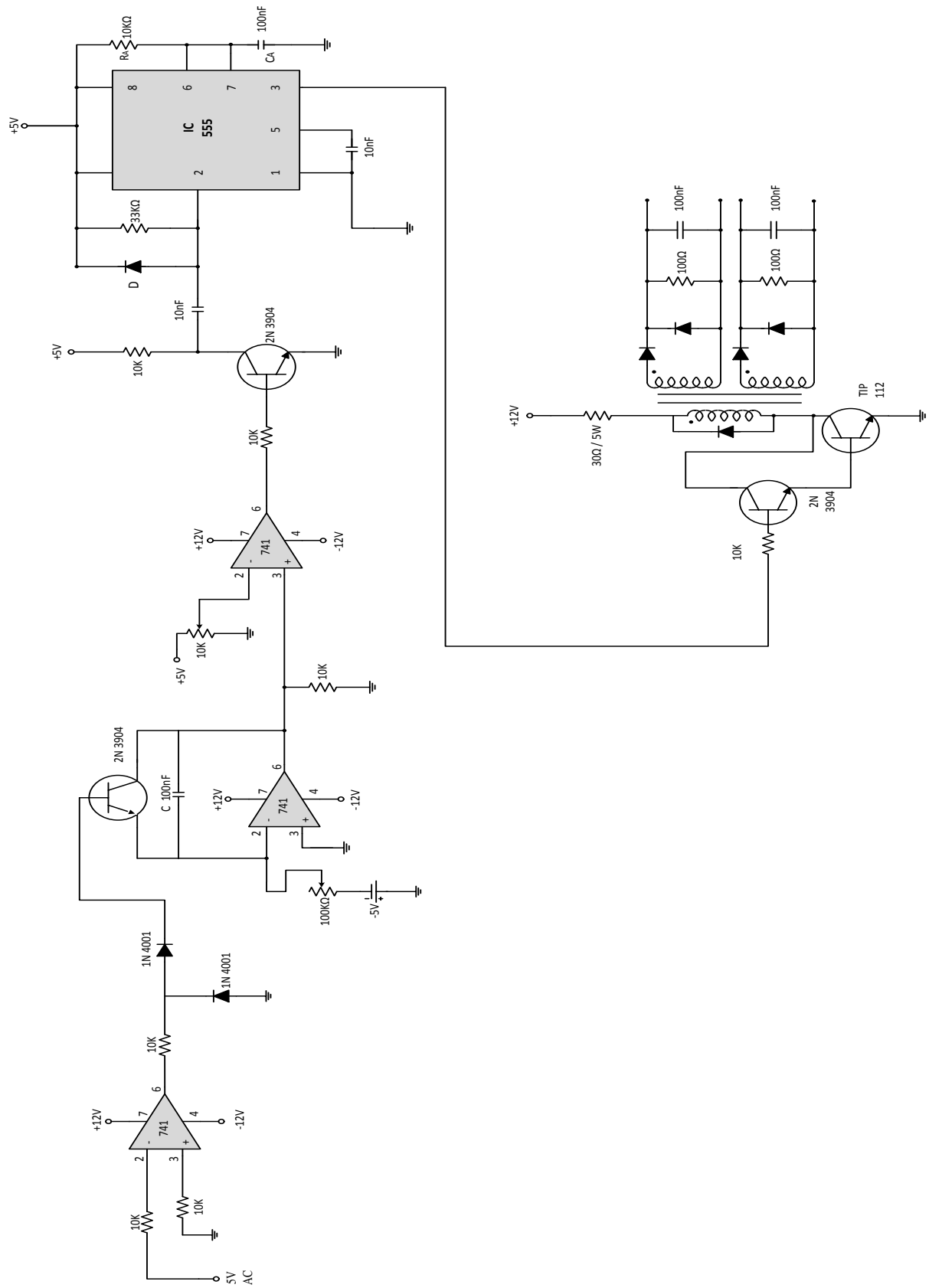
κύκλωμα έλεγχου. Ως αρχή μέτρησης των γωνιών έναυσης, λαμβάνουμε τα σημεία μηδενισμού της τάσης του δικτύου. Υπό αυτή την έννοια λέγοντας ότι το κύκλωμα θα πρέπει να συγχρονιστεί με το δίκτυο Ε.Ρ. εννοούμε ότι, θα πρέπει να γνωρίζει τα σημεία μηδενισμού της εναλλασσόμενης τάσης. Για το σκοπό αυτό η κυματομορφή 1 του σχήματος 5.1, μετατρέπεται μέσω κατάλληλου κυκλώματος ανιχνευτή διέλευσης του μηδενός και ενός ψαλιδιστή τάσης, σε τετραγωνικό παλμό, όπως φαίνεται στην κυματομορφή 2.

Στη συνέχεια μέσω μιας βαθμίδας ολοκλήρωσης, ο τετραγωνικός παλμός μετατρέπεται στην πριονωτή κυματομορφή 3. Από τη σύγκριση της κυματομορφής αυτής με μια συνεχή τάση, η οποία μπορεί να μεταβάλλεται μέσω ποτενσιόμετρου ακριβείας, από το μηδέν μέχρι και την μέγιστη τιμή της πριονωτής κυματομορφής, προκύπτει η γωνία έναυσης. Προφανώς η γωνία έναυσης μπορεί να μεταβάλλεται από  $0^\circ$  έως και  $180^\circ$ , δηλαδή σε όλη την ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου. Από την σύγκριση των δυο προαναφερθέντων τάσεων, προκύπτει στην έξοδο του συγκριτή η κυματομορφή της οποίας το πλάτος είναι μεταβαλλόμενο και άμεσα εξαρτώμενο από την τιμή της γωνίας έναυσης. Το θυρίστορ για την πυροδότηση του απαιτεί στην πύλη ένα παλμό της τάξης των 1-3V και ένα αντίστοιχο ρεύμα της τάξης των 100-300mA. Η χρονική διάρκεια του παλμού έναυσης, μπορεί να είναι της τάξης των 0,1-0,5 ms, για συχνότητα τροφοδοσίας 50Hz.

Η επίτευξη παλμού έναυσης σταθερής διάρκειας επιτυγχάνεται μέσω ενός πολυδονητή μιας βολής (κυματομορφή 6). Στη συνέχεια, επειδή ο παλμός αυτός προέρχεται από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα στο οποίο το ρεύμα δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερο από 20mA, ενισχύεται μέσω κατάλληλης διάταξης Darlington και μέσω μετασχηματιστή παλμών οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ.



Σχήμα 5.1 : Κυματομορφές βαθμίδων του κλήματος παλμού έναυσης



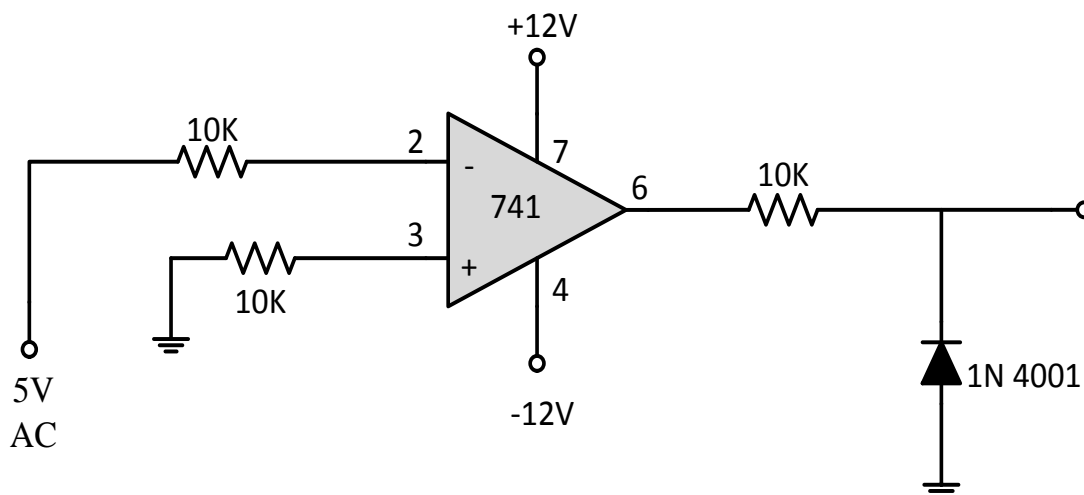
Σχήμα 5.2 : Κύκλωμα παλμού έναυσης

### 5.1.3 Ανάλυση κυκλώματος σε βαθμίδες

Το παραπάνω κύκλωμα αναλύεται σε βαθμίδες όπου κάθε μια εξυπηρετεί έναν σκοπό, και όλες μαζί μας δίνουν το τελικό αποτέλεσμα ,τον παλμό για την πυροδότηση των θυρίστρον.

#### 1η Βαθμίδα : Συγκριτή –Ψαλιδιστή τάσης

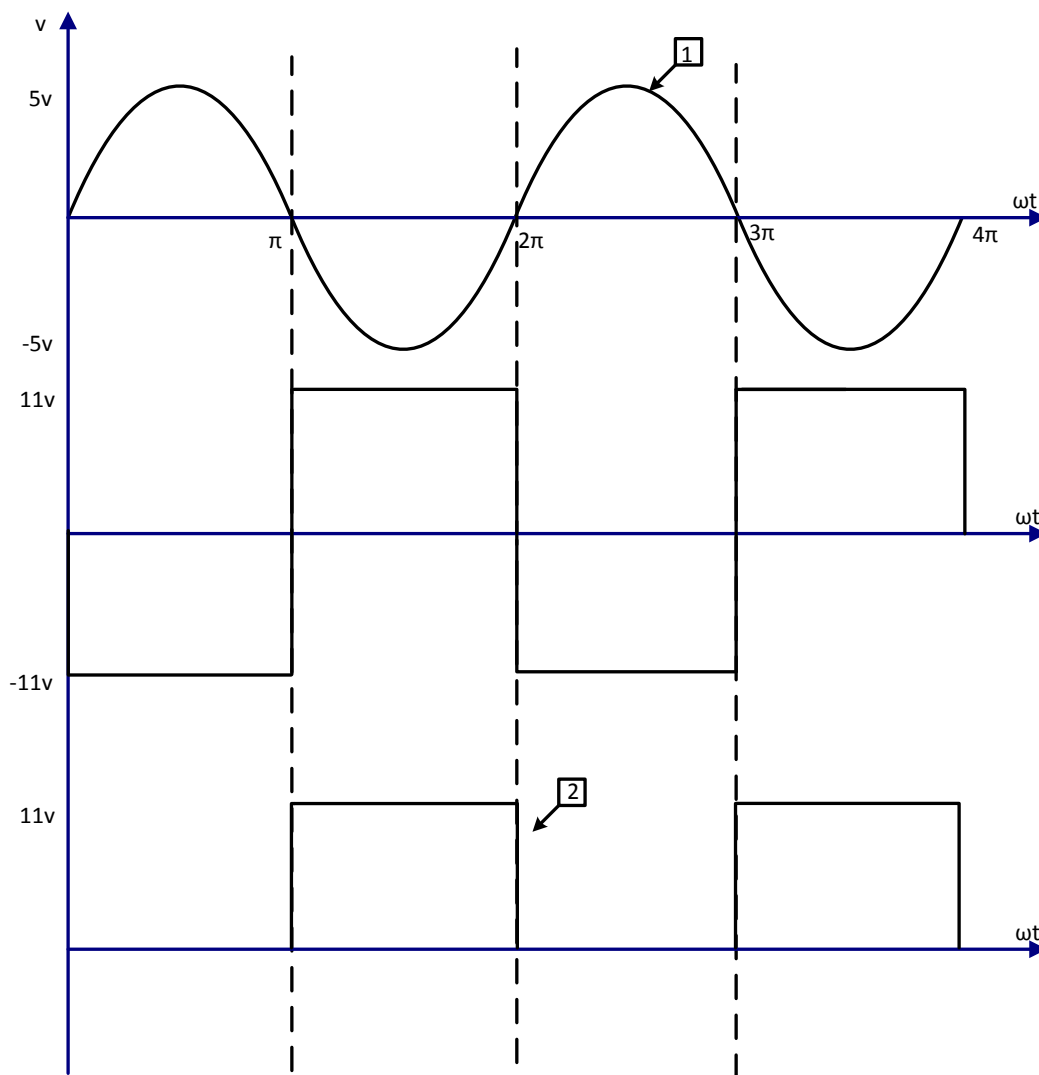
Η πρώτη βαθμίδα (σχήμα 5.3) περιλαμβάνει έναν τελεστικό ενισχυτή , μια δίοδο και μια αντίσταση στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 5.3 : Συγκριτής –Ψαλιδιστής τάσης

Η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου υποβιβάζεται στα 5V με τη χρήση κατάλληλου μετασχηματιστή και εισέρχεται στο κύκλωμα. Όταν η τάση είναι στην θετική υποπερίοδο τότε στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή έχουμε -12V ,ενώ στην αρνητική υποπερίοδο έχουμε στην έξοδο του +12V με αποτέλεσμα η εναλλασσόμενη τάση να μετατρέπεται σε ένα συμμετρικό τετραγωνικό παλμό (πλάτους  $\pm 11V$ ), δηλαδή ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται σαν ένας συγκριτής τάσης. Στην έξοδο του συγκριτή υπάρχει ένα κύκλωμα ψαλιδιστή το οποίο αποκόπτει τους αρνητικούς παλμούς και μια αντίσταση 10K η οποία περιορίζει το ρεύμα του Τ.Ε. στα διαστήματα αγωγής της διόδου σε τιμές μικρότερες από το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα.

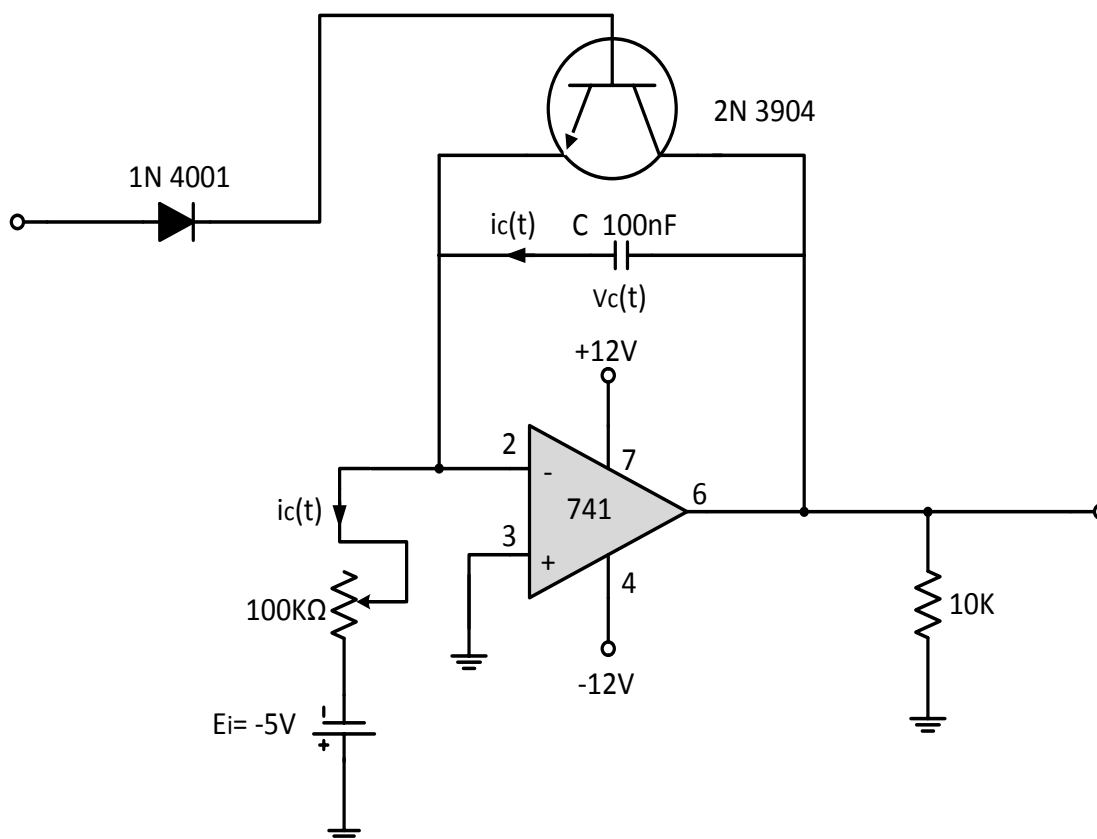
Η πορεία της τάσης μέσα από όλες τις μετατροπές της στην πρώτη βαθμίδα του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 5.4 που ακολουθεί.



Σχήμα 5.4 : Κυματομορφή εξόδου 1<sup>ης</sup> βαθμίδας

## **2<sup>η</sup> Βαθμίδα : Μετατροπή της τετραγωνικής μορφής σε τριγωνική**

Η δεύτερη βαθμίδα του κυκλώματος (σχήμα 5.5) αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή 741, έναν πυκνωτή, μια δίοδο και ένα τρανζίστορ. Σκοπός της βαθμίδας αυτής είναι η μετατροπή του τετραγωνικού παλμού σε τριγωνική μορφή.



Σχήμα 5.5: Μετατροπή του τετραγωνικού παλμού σε τριγωνική μορφή

Με βάση το παραπάνω κύκλωμα, στο χρονικό διάστημα που η τάση στην είσοδο της βαθμίδας και κατ' επέκταση η τάση στην βάση του τρανζίστορ είναι μηδενική, το τρανζίστορ είναι σε αποκοπή. Στο διάστημα αυτό, ο πυκνωτής  $C$  φορτίζεται μέσω της πηγής τάσης  $E_i$  με σταθερό ρεύμα  $i_c = I$  (με φορά που δείχνεται στο σχήμα 5.5) και το οποίο δίνεται από τη σχέση :

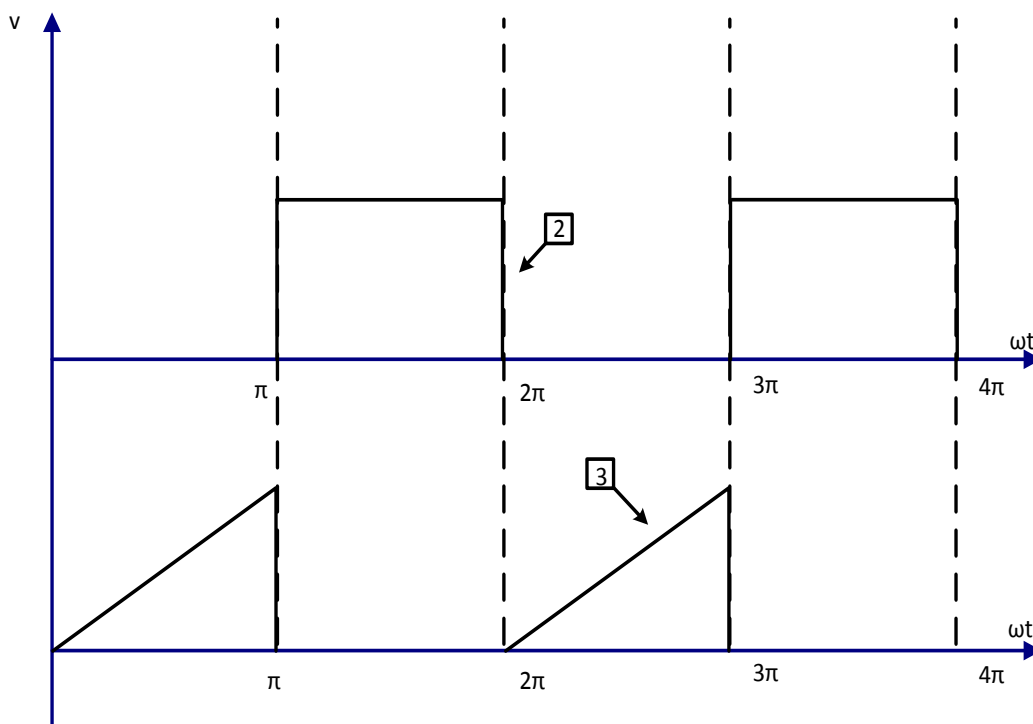
$$i_c(t) = I = \frac{E_i}{R} = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (5.1)$$

Αφού το ρεύμα είναι σταθερό, η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι:

$$V_c(t) = \frac{E_i}{RC} t \quad (5.2)$$

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

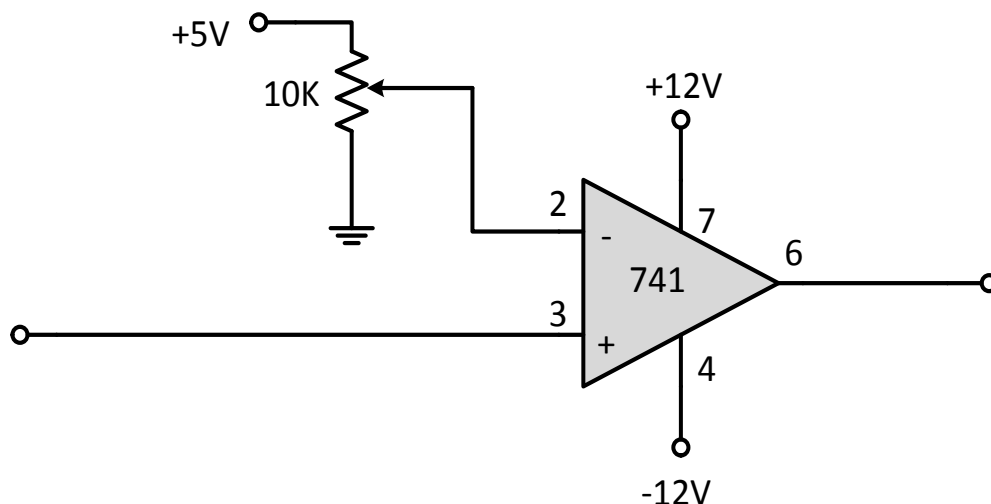
Στο διάστημα τώρα που η είσοδος της βαθμίδας είναι θετική, το τρανζίστορ οδηγείται στον κορεσμό, με αποτέλεσμα το βραχυκύκλωμα του πυκνωτή και ως εκ τούτου την ταχεία εκφόρτωση του. Στο σχήμα 5.6 που ακολουθεί φαίνεται η φόρτιση του πυκνωτή στα διαστήματα μη αγωγής του και η εκφόρτιση του στα διαστήματα αγωγής του τρανζίστορ, η οποία είναι και η τάση εξόδου της βαθμίδας.



Σχήμα 5.6 : Κυματομορφή εξόδου 2<sup>ης</sup> βαθμίδας

### **3<sup>η</sup> Βαθμίδα: Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4**

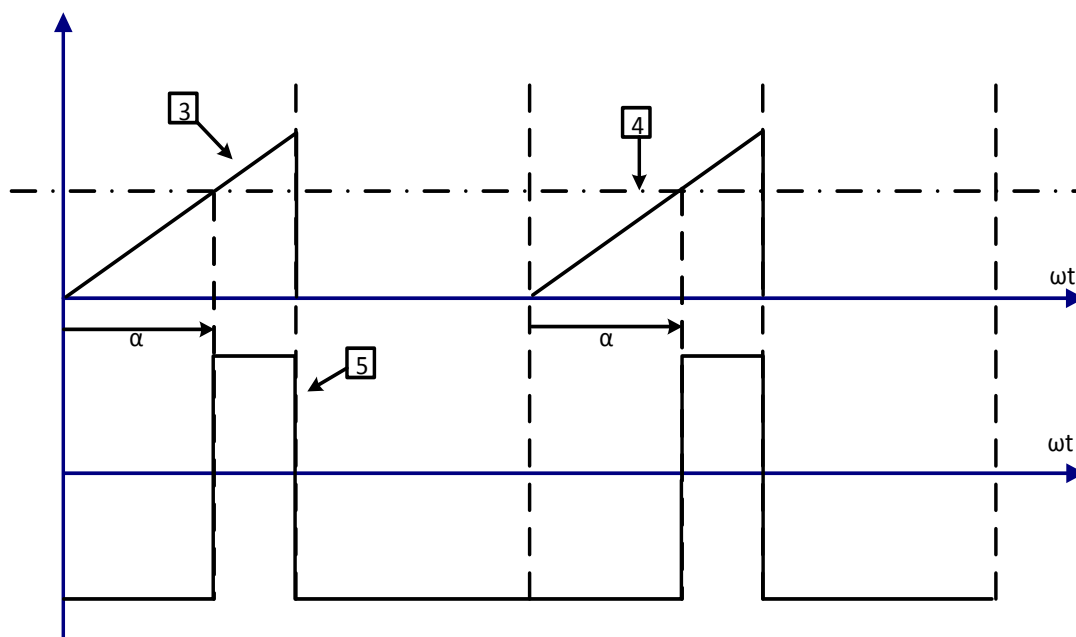
Σε αυτή τη βαθμίδα έχουμε έναν συγκριτή που συγκρίνει την έξοδο της 2<sup>ης</sup> βαθμίδας με ένα σήμα συνεχούς τάσης, το οποίο το παίρνουμε από ένα τροφοδοτικό των 5V και μπορούμε να το ρυθμίσουμε με τη βοήθεια ενός ποτενσιόμετρου.



Σχήμα 5.7: Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4

Ο συγκριτής του σχήματος 5.7 συγκρίνει την έξοδο της προηγούμενης βαθμίδας, που είναι ένα τριγωνικό σήμα, με ένα συνεχές σήμα. Το συνεχές αυτό σήμα ρυθμίζεται μέσω ενός ποτενσιόμετρου 10K το οποίο είναι ακριβείας για να έχουμε ακριβή ρύθμιση της γωνίας έναυσης, δηλαδή πολύστροφο. Ο παλμός της κυματομορφής 5, είναι μεταβλητού πλάτους (εξαρτώμενο από την τιμή της DC τάσης).

Η κυματομορφή της εξόδου αυτής της βαθμίδας φαίνεται στο σχήμα 5.8 που ακολουθεί.



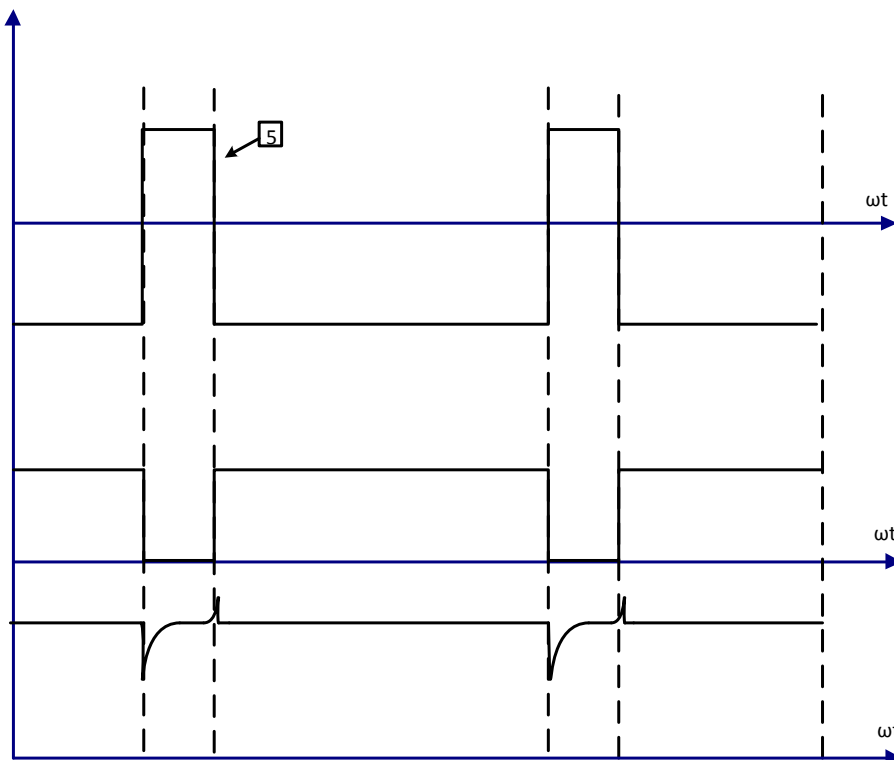
Σχήμα 5.8 : Κυματομορφή εξόδου 3<sup>ης</sup> βαθμίδας



#### **4<sup>η</sup> βαθμίδα : Τροποποίηση παλμού της 3<sup>ης</sup> βαθμίδας για σκανδαλισμό του 555**

Για να οδηγηθεί ο παλμός στην πύλη του θυρίστορ, θα πρέπει να έχει σταθερό παλμό της τάξης του 0.1-0.5ms. Για να επιτευχτεί αυτό , οδηγούμε την έξοδο της βαθμίδας του συγκριτή σε ένα μονοσταθί πολυδονητή μιας βολής. Για τη λειτουργία του μονοσταθούς πολυδονητή, απαιτείται η κυματομορφή να δοθεί ανάστροφα (μέσω ενός inverter) στην είσοδο του διότι διεγείρεται στην κάθοδο του παλμού. Άρα στην είσοδο του πολυδονητή θα δοθεί το σήμα που φαίνεται στο σχήμα 5.9.

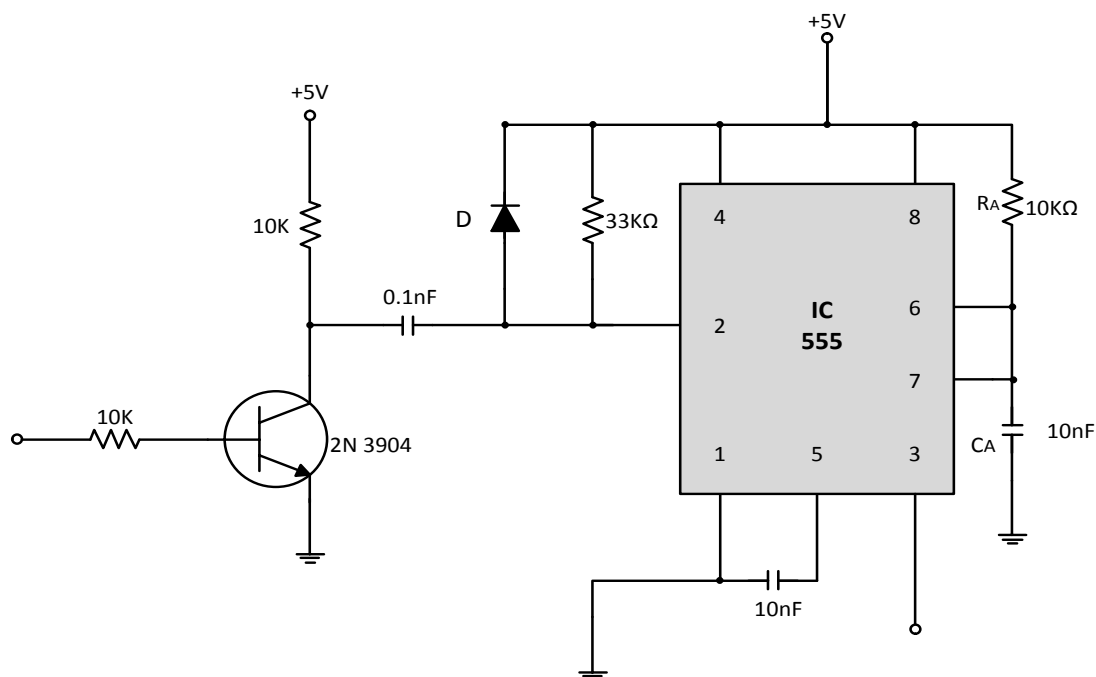
Το ένα άκρο του δικτύωματος τροφοδοτείται με τάση +5V , ενώ το άλλο άκρο δέχεται την έξοδο της τέταρτης βαθμίδας. Όσο διαρκεί το σήμα της τέταρτης βαθμίδας +12V η τάση στην επαφή 2 του χρονιστή 555 είναι +5V γιατί η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και μεταφέρει το δυναμικό των +5V και ο πυκνωτής είναι επίσης φορτισμένος. Όταν η τάση από τη βαθμίδα 4 μηδενιστεί τότε μεταφέρεται στιγμιαία στην είσοδο του 555 το δυναμικό του πυκνωτή που ήταν φορτισμένος αρνητικά, ενώ παράλληλα φορτίζεται και ο πυκνωτής με +5V πολύ γρήγορα. Όταν πάρουμε πάλι τάση από την 4<sup>η</sup> βαθμίδα +12V τότε αυτά προστίθενται στα +5V και έχουμε αύξηση της τάσης , στιγμιαία όμως, γιατί η δίοδος θα τα αποκόψει.



Σχήμα 5.9 : Κυματομορφή εξόδου 4<sup>ης</sup> βαθμίδας

**5η βαθμίδα: Παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους**

Η συγκεκριμένη βαθμίδα περιλαμβάνει τον χρονιστή 555 ο οποίος λειτουργεί σαν μονοσταθής πολυδονητής μιας βολής.



Σχήμα 5.10 : Παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους

Η λειτουργία του χρονιστή στη μονοσταθή λειτουργία έχει ως εξής : ο χρονιστής είναι σταθερός στη χαμηλή κατάσταση μέχρι να λάβει σκανδαλισμό , ο οποίος θα μεταβάλλει την έξοδο προσωρινά σε υψηλή κατάσταση. Ωστόσο , η υψηλή κατάσταση δεν είναι σταθερή, επειδή η έξοδος επιστρέφει στη χαμηλή κατάσταση όταν τελειώσει ο παλμός. Η διάρκεια του παλμού εξόδου μπορεί να ελέγχει με ακρίβεια με μια εξωτερική αντίσταση κι έναν πυκνωτή.

Ο χρονιστής 555 είναι ένα IC-8 ακροδεκτών. Ο ακροδέκτης 1 συνδέεται στη γείωση , και ο 8 στη θετική τάση τροφοδοσίας. Ο σκανδαλιστής συνδέεται στον ακροδέκτη 2 και η έξοδος βγαίνει απο τον ακροδέκτη 3. Στους ακροδέκτες 6 και 7 συνδέονται αντιστάσεις και πυκνωτές που καθορίζουν το εύρος του παλμού εξόδου. Οι ακροδέκτες 4 και 5 απενεργοποιούνται με την σύνδεση του πρώτου στην θετική τάση και του δεύτερου με την παράκαμψη του στη γείωση μέσω ενός πυκνωτή.

Το πλάτος του παλμού δίνεται από τη σχέση :

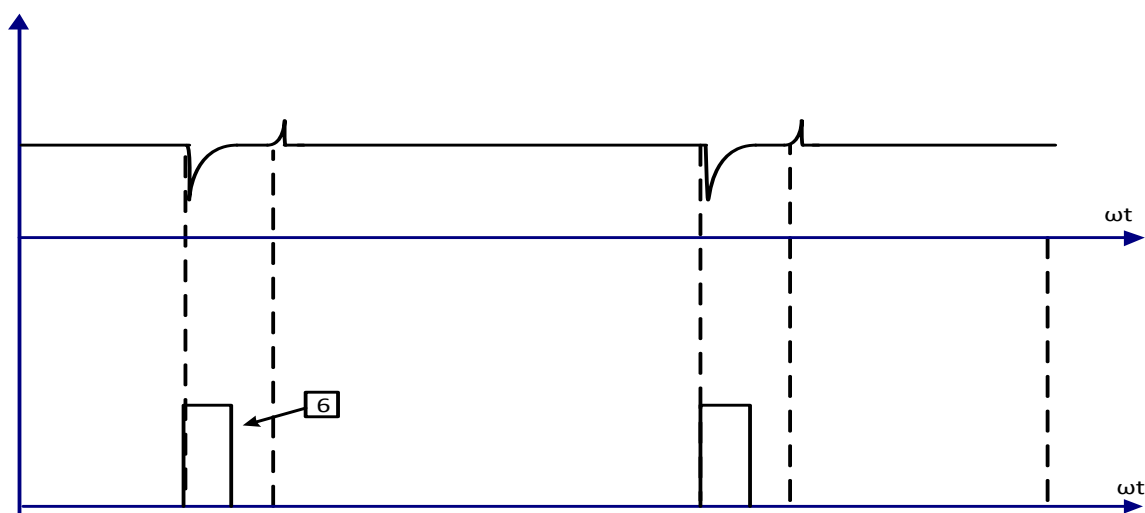
$$\Delta t = t_{high} = 1.1R_A C_A \quad (5.3)$$

Για την επιθυμητή διάρκεια του παλμού, έστω  $\Delta t = 0.1 \text{ ms}$  και έστω  $R_A = 10 \text{ K}$ , σύμφωνα με την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι

$$C_A = \frac{\Delta t}{1.1 R_A} = \frac{10^{-4} \text{ s}}{1.1 \times 10^4 \Omega} = 10 \text{ nF} \quad (5.4)$$

Οι τιμές των  $R_i$ ,  $C_i$ , επιλέγονται έτσι ώστε η σταθερά χρόνου  $\tau_i = R_i C_i$ , να είναι τουλάχιστον 10 φορές μικρότερη της αντίστοιχης που ορίζεται από τα στοιχεία  $R_A$ ,  $C_A$ . Επομένως εάν  $\tau_i = 0.001 \text{ ms} = 10^{-6} \text{ s}$  και έστω  $R_i = 10 \text{ K}$ , θα είναι

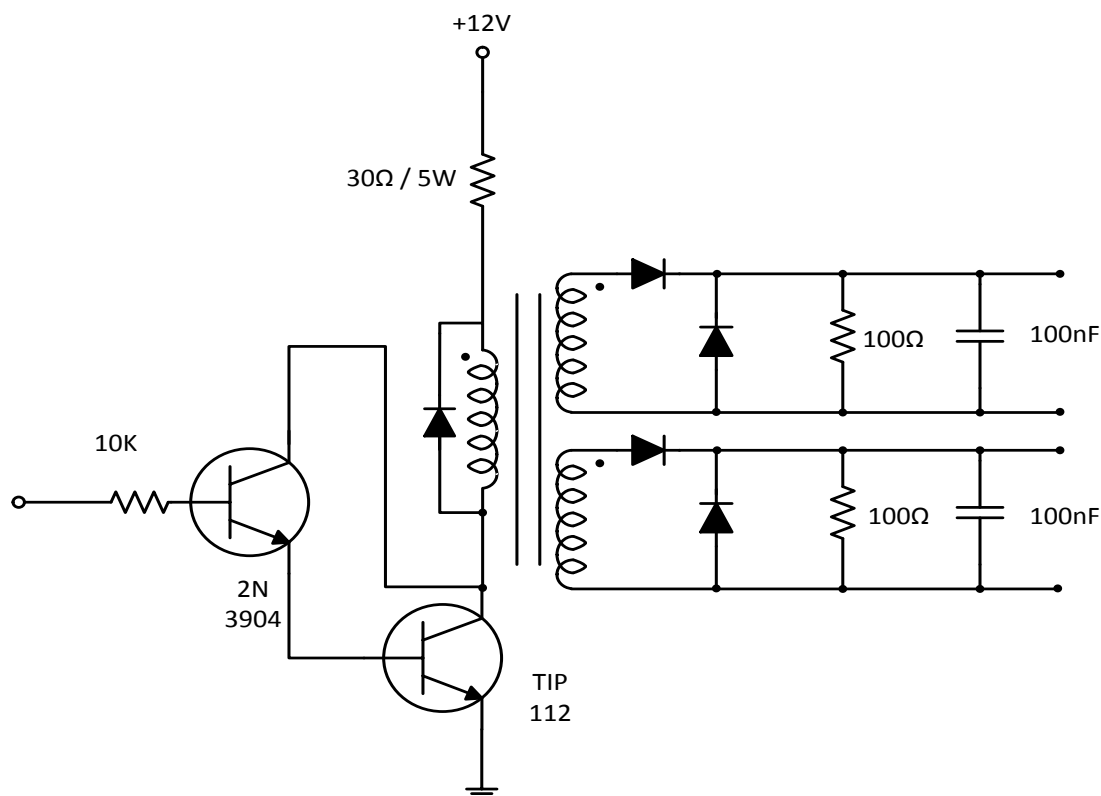
$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{10^{-6}}{10^{-4}} = 0.1 \text{ nF} \quad (5.5)$$



Σχήμα 5.11: Κυματομορφή εξόδου 5<sup>ης</sup> βαθμίδας

### 6<sup>η</sup> Βαθμίδα : Ενίσχυση και γαλβανική απομόνωση του παλμού έναυσης

Η κυματομορφή 6, έχει τη μορφή του παλμού έναυσης, αλλά για να δοθεί στο θυρίστορ χρειάζεται ενίσχυση καθώς και γαλβανική απομόνωση, τα οποία επιτυγχάνονται μέσω της παρακάτω βαθμίδας (σχήμα 5.12).

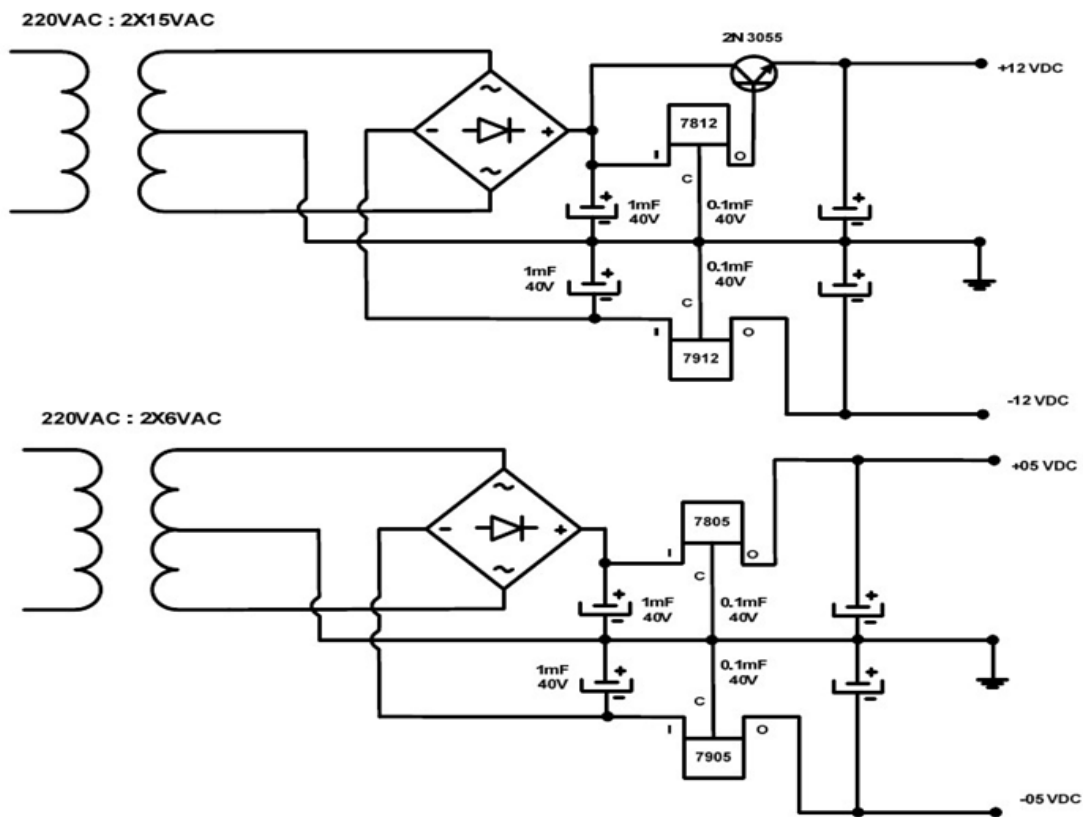


Σχήμα 5.12: Ενίσχυση και γαλβανική απομόνωση του παλμού έναυσης

Ο παλμός έναυσης από την έξοδο του μονοσταθί πολυδονητή, οδηγείται σε μια διάταξη Darlington για την ενίσχυση του και στη συνέχεια, μέσω μετασχηματιστή παλμών για τη γαλβανική απομόνωση, οδηγείται σε ένα κύκλωμα προστασίας της πύλης των θυριστορ. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από δυο διόδους έναν πυκνωτή και μια αντίσταση. Οι διόδοι εξυπηρετούν ώστε να περνούν από το κύκλωμα μόνο οι θετικοί παλμοί και την προστασία από αρνητικές τάσεις, ενώ η αντίσταση ώστε να ελαττώσει το χρόνο σβέσης και να αυξήσει τα ρεύματα συγκράτησης και ο πυκνωτής να αυξήσει την ικανότητα του θυριστορ στο ρυθμό μεταβολής της τάσης.

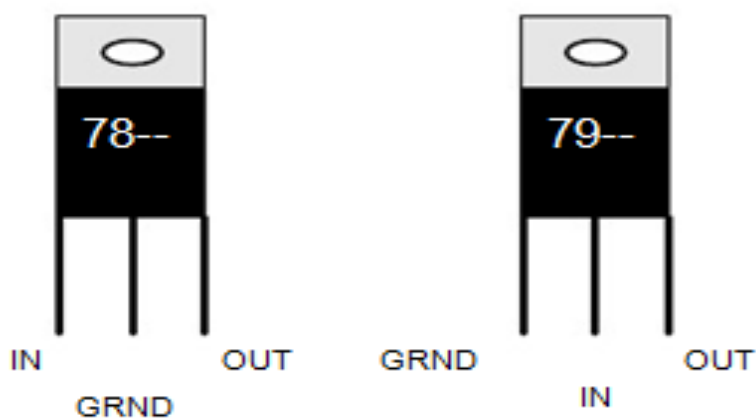
## 5.2 Τροφοδοτικά συνεχούς τάσης

Το κύκλωμα έναυσης που αναλύσαμε παραπάνω βλέπουμε ότι χρησιμοποιεί κάποιες τροφοδοτήσεις για τη λειτουργία του όπως είναι τα  $\pm 12V$  DC,  $\pm 5V$  DC,  $5V$  AC. Τις τροφοδοτήσεις αυτές τις παρέχει το τροφοδοτικό όπου τα κυκλώματα του παρουσιάζονται στο σχήμα 5.13.



Σχήμα 5.13: Κυκλώματα τροφοδοτικών  $\pm 12V DC$  ,  $\pm 5V DC$

Το κύκλωμα αποτελείται από μια γέφυρα η οποία λαμβάνει την απαιτούμενη τάση από τον ανάλογο μετασχηματιστή και οδηγείται μέσω πυκνωτών στους σταθεροποιητές 7805-7905 και 7812-7912. Οι πυκνωτές είναι απαραίτητοι για τον περιορισμό των ταλαντώσεων.



Εικόνα 1: Σταθεροποιητές τάσης 78XX – 79XX

Ο 7905 δημιουργεί σταθεροποιημένη τάση εξόδου -5V και ο 7912 δημιουργεί σταθεροποιημένη τάση εξόδου -12V, ενώ ο 7805 δημιουργεί σταθεροποιημένη τάση εξόδου

+5V και ο 7812 δημιουργεί σταθεροποιημένη τάση εξόδου +12V. Συνδυάζοντας τον 78XX και τον 79XX πετυχαίνουμε σταθεροποίηση στην έξοδο του διπλού μας τροφοδοτικού. Οι πυκνωτές εξόδου βελτιώνουν την μεταβατική απόκριση.

### 5.3 Επιλογή απαγωγού θερμότητας

Για να αποφευχθεί η καταστροφή των στοιχείων λόγω υπερθέρμανσης πρέπει να εξασφαλίζεται η ροή της θερμότητας από το στοιχείο προς το περιβάλλον, αυτό γίνεται μέσω των απαγωγών θερμότητας. Οι απαγωγοί θερμότητας είναι κατασκευασμένοι από αλουμίνιο και η θερμότητα απάγεται με φυσική μεταφορά, η επιλογή δε του κατάλληλου απαγωγού γίνεται με βάση τη μέγιστη θερμοκρασία που μπορεί να αντέξει η επαφή.

Ο κάθε απαγωγός θερμότητας χαρακτηρίζεται από την «θερμική αντίσταση απαγωγού-περιβάλλοντος»  $R_{th}$ .

Ο υπολογισμός της θερμικής αντίστασης θα γίνει με βάση το ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα του διακόπτη. Σε κατάσταση θερμικής ισορροπίας η διαφορά θερμοκρασίας στα άκρα ενός υλικού έχει ως αποτέλεσμα τη ροή ενέργειας διαμέσου αυτού με σταθερό ρυθμό σύμφωνα με τη σχέση

$$P = \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{R} \Delta T \quad (5.6)$$

Όπου

$P$ , η ισχύς απωλειών του διακόπτη, W

$\Delta T = T_j - T_a$ , η διαφορά θερμοκρασίας, °C

$R$ , η ισοδύναμη θερμική αντίσταση, K/W

$T_j$ , θερμοκρασία ένωσης (junction temperature), °C ή K

$T_a$ , θερμοκρασία περιβάλλοντος (ambient temperature), °C ή K

Ορίζουμε ότι η έξοδος της γέφυρας θα είναι  $P_{out} = 3000W$  με βαθμό απόδοσης  $\eta = 0.9$ .

Άρα στο κύκλωμα μας έχουμε απώλειες 10%, που σημαίνει ότι η συνολική ισχύς που χάνεται είναι

$$P_{losses} = 0.10 \times 3000 = 300W.$$

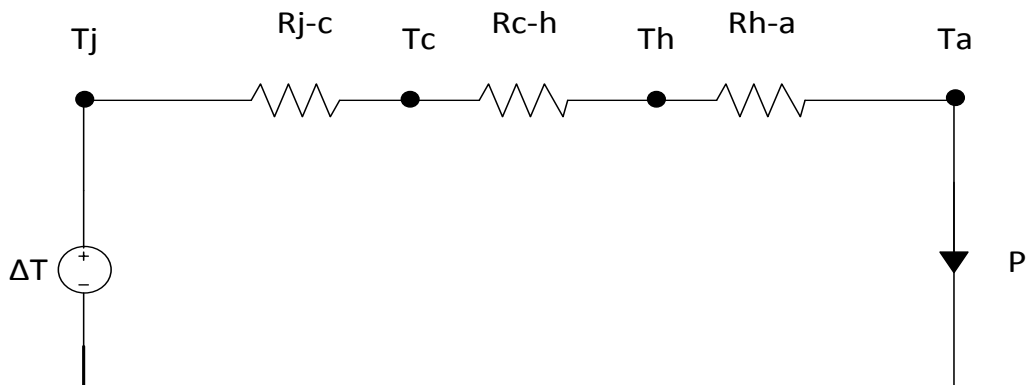
Και συγκεκριμένα ανά θυρίστορ

$$P_{losses/SCR} = \frac{300}{6} = 50W.$$

Από τον κατασκευαστή μας δίνεται ότι  $T_{jmax} = 125^{\circ}C$  και εμείς ορίζουμε μια θερμοκρασία ασφαλείας  $T_j = 110^{\circ}C$  και θερμοκρασία περιβάλλοντος  $T_{amp} = 35^{\circ}C$ .

Επίσης έχουμε ότι  $R_{jC} = 1.1 K/W$  (αντίσταση ένωσης - περιβλήματος) και  $R_{CH} = 0.3 K/W$  (αντίσταση περιβλήματος - ψύκτρας).

Σύμφωνα με την 5.6, υπάρχει πλήρης αναλογία με τον νόμο του Ohm, όπου η διαφορά θερμοκρασίας αντιστοιχεί στη διαφορά δυναμικού, η θερμική αντίσταση στην ηλεκτρική αντίσταση και η ισχύς (θερμικό ρεύμα) στο ηλεκτρικό ρεύμα. Επομένως ο θερμικός υπολογισμός του διακόπτη για την κατάλληλη επιλογή του θερμοαπαγωγού στοιχείου, μπορεί να πραγματοποιηθεί πολύ απλά με βάση το ηλεκτρικό ανάλογο του θερμικού κυκλώματος του σχήματος 5.14.



Σχήμα 5.14 : Θερμικό ισοδύναμο κύκλωμα διακόπτη

Σύμφωνα με την σχέση 5.6 και το σχήμα 5.14, θα ισχύει ότι

$$\Delta T = T_j - T_a = P(R_{j-c} + R_{c-h} + R_{h-a}) \quad (5.7)$$

Άρα έχουμε

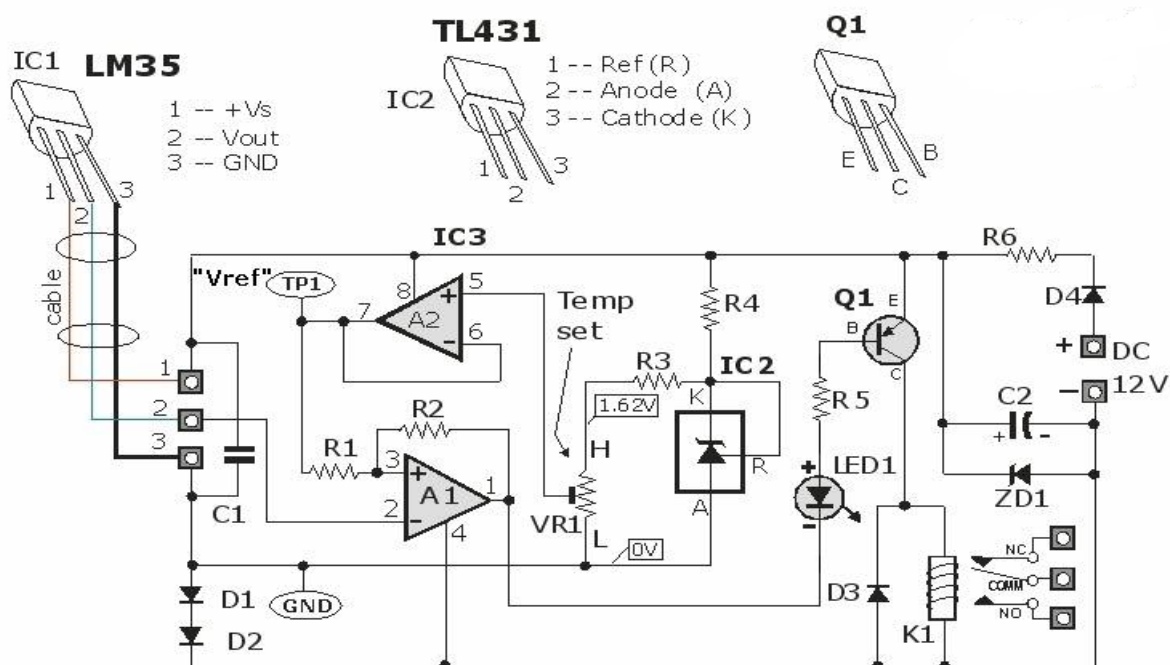
$$R_{h-a} \leq \frac{T_j - T_a}{P} - R_{j-c} - R_{c-h} = \frac{110 - 35}{50} - 1,1 - 0,3 = 1,5 - 1,1 - 0,3 = 0,1 K/W$$

Η ψύκτρα που έχουμε επιλέξει για τα θυρίστορ της γέφυρας έχει  $R_{h-a} = 0,1 K/W$ .

### 5.4 Κύκλωμα θερμικής προστασίας της κατασκευής

Για την ασφάλεια της κατασκευής μας από υπερβολικές θερμοκρασίες που έχουν ως αποτέλεσμα την υπερθέρμανση των κυκλωμάτων και άρα και την καταστροφή τους, εφαρμόζουμε δυο κυκλώματα θερμικής προστασίας τα οποία ελέγχουν την θερμοκρασία των θυρίστωρ και αναλόγως θέτουν σε λειτουργία δυο ανεμιστηράκια ,τα οποία έχουν ως στόχο την περαιτέρω ψύξη των απαγωγών θερμότητας των θυρίστωρ, ή θέτουν το κύκλωμα εκτός λειτουργίας ενεργοποιώντας ένα ρελέ το οποίο αποκόπτει την τροφοδοσία του κυκλώματος.

Το κύκλωμα του θερμικού κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 5.15 : Κύκλωμα θερμικής προστασίας

Η τάση εξόδου (στον ακροδέκτη 2) μεταβάλλεται γραμμικά με τη θερμοκρασία από 0V (0 °C) έως τα 1000mV (100 °C). Αυτό απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό το σχεδιασμό του κυκλώματος καθώς χρειαζόμαστε μόνο την παροχή μιας τάσης αναφοράς ( TL431 ) και μια τάση σύγκρισης (A1), προκειμένου να κατασκευάσουμε ένα πλήρες διακόπτη θερμικής προστασίας. Η προκαθορισμένη (VR1) και η αντίσταση (R3) από μια μεταβλητή τάση, καθορίζουν μία τάση αναφοράς ( Vref ) της μορφής 0V ~ 1.62V. Ο op-amp (A2) ρυθμίζει την τάση αναφοράς, έτσι ώστε να αποφευχθεί η φόρτωση του δικτύου (VR1 & R3). Ο συγκριτής (A1) συγκρίνει την τάση αναφοράς Vref ( που καθορίζεται από VR1) με την τάση εξόδου



του LM35 και αποφασίζει εάν θα ενεργοποιήσει ή να απενεργοποιήσει το ρελέ (LED1 ON ή OFF αντίστοιχα) .

Ο σκοπός της R2 είναι να παρέχει ένα κομμάτι της υστέρησης η οποία βοηθά στην πρόληψη για το ανοιγόκλεισμα του ρελέ. Η υστέρηση είναι αντιστρόφως ανάλογη προς την τιμή του R2. Χαμηλότερη τιμή του R2 δίνει μεγαλύτερη υστέρηση.

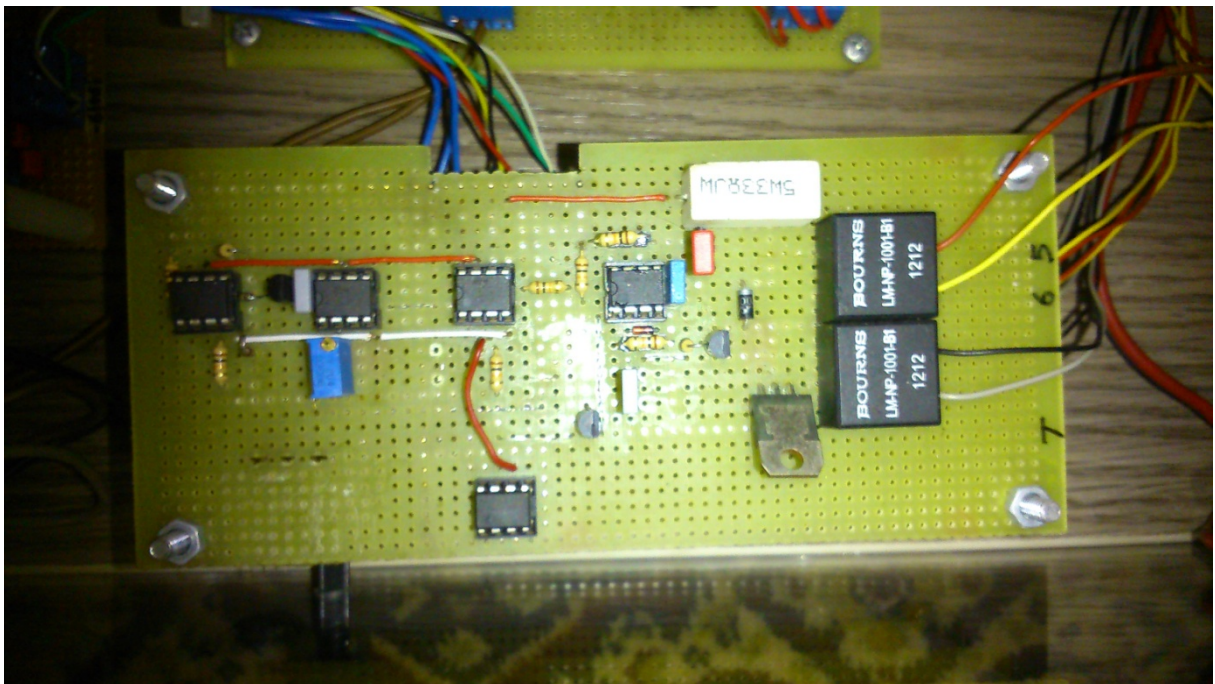
## 6<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### “ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ”

#### 6.1 Πορεία της κατασκευής της γέφυρας

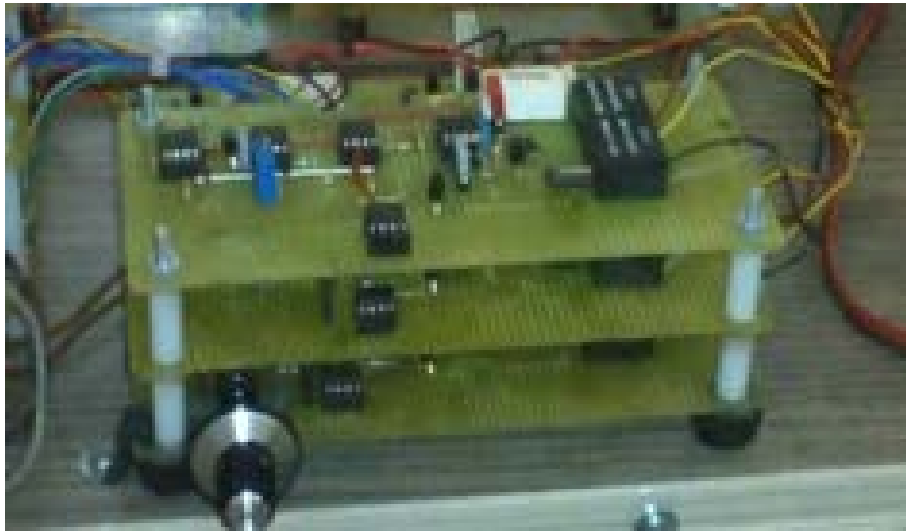
Η κατασκευή της πτυχιακής αποτελείται από δυο μέρη : το κομμάτι του ελέγχου και το κομμάτι ισχύος της γέφυρας.

Για το κομμάτι του ελέγχου έχουν χρησιμοποιηθεί 3 ξεχωριστές πλακέτες οι οποίες δίνουν παλμούς έναυσης σε ένα ζευγάρι θυριστορ η καθεμία. Κάθε πλακέτα τροφοδοτείται από ξεχωριστή φάση η καθεμία και δίνει παλμό έναυσης στα θυρίστορ που τροφοδοτούνται από την ίδια φάση (εικόνα 2).



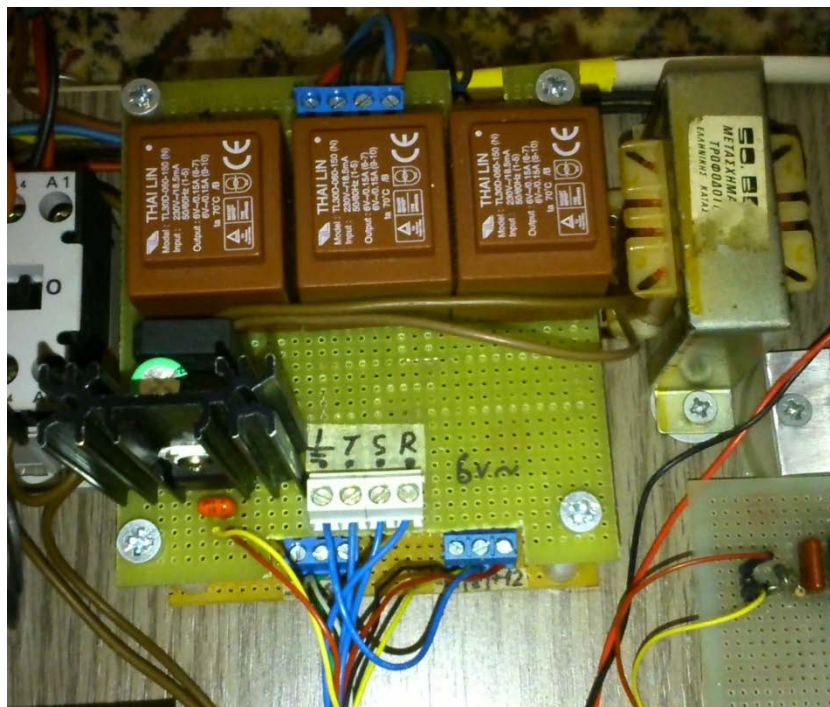
Εικόνα 2: Πλακέτα παλμών έναυσης

Στην εικόνα 2 βλέπουμε την σύνδεση της πλακέτας παλμών , ενώ οι υπόλοιπες πλακέτες έχουν τοποθετηθεί η μια πάνω στην άλλη όπως φαίνεται στην εικόνα 3.



Εικόνα 3: Πλακέτες παλμών έναυσης (πρόσοψη)

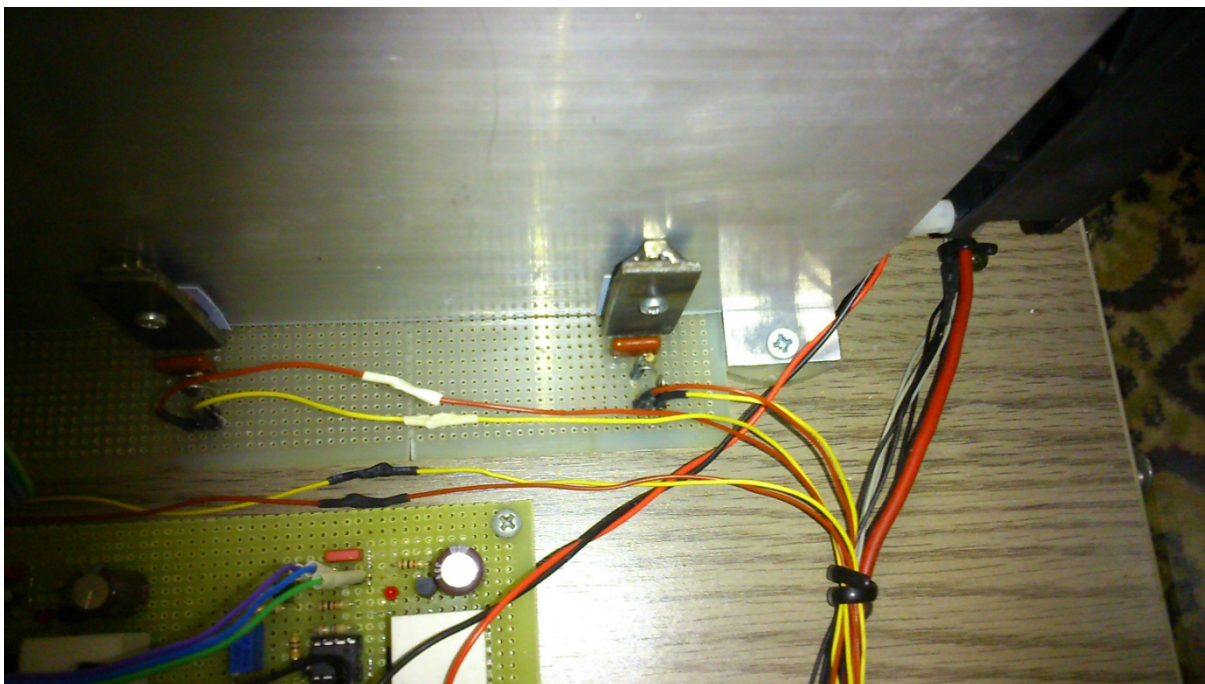
Για τα κυκλώματα των παλμών απαιτούνται οι τάσεις  $\pm 5VDC$ ,  $\pm 12VDC$  και  $5VAC$ . Την εναλλασσόμενη τάση των  $5V$  μας την παρέχουν 3 απλά τροφοδοτικά (ένα τροφοδοτικό για κάθε φάση του κυκλώματος) τα οποία μέσω κατάλληλου μετασχηματιστή  $230V/5V$  τροφοδοτούν τις πλακέτες του παλμού έναυσης (εικόνα 4).



Εικόνα 4: Πλακέτα τροφοδοτικών  $\pm 5VDC$ ,  $\pm 12VDC$ ,  $5VAC$

Στην εικόνα 4 φαίνεται η πλακέτα με τα 3 τροφοδοτικά των 5VAC τα οποία τροφοδοτούν το καθένα μια ξεχωριστή πλακέτα. Κάτω από την πλακέτα αυτή είναι βιδωμένη η πλακέτα η οποία παρέχει τις τροφοδοτήσεις των  $\pm 5VDC$ ,  $\pm 12VDC$  στο κύκλωμα του παλμού έναυσης. Η πλακέτα αυτή έχει συνδεθεί ως εξής: η μεσαία λήψη του μετασχηματιστή οδηγείται στην γείωση, ενώ τα δυο άκρα του συνδέονται σε μια γέφυρα 4 διόδων. Οι έξοδοι της γέφυρας οδηγούνται σε πυκνωτές των 1mF για να εμποδίζουν τις ταλαντώσεις. Στη συνέχεια παρεμβάλουμε 2 σταθεροποιητές τάσης 7812 και 7912 στο κύκλωμα των 12V, ενώ στο κύκλωμα των 5V παρεμβάλουμε δυο σταθεροποιητές 7805 και 7905.

Η έξοδος από τα κυκλώματα των παλμών οδηγείται σε ένα κύκλωμα προστασίας της πύλης των θυρίστωρ το οποίο αποτελείται από δυο διόδους έναν πυκνωτή και μια αντίσταση και κατόπιν οδηγούνται στα θυρίστωρ. Τα θυρίστωρ είναι τοποθετημένα κατάλληλα πάνω στις ψήκτρες (εικόνα 5).

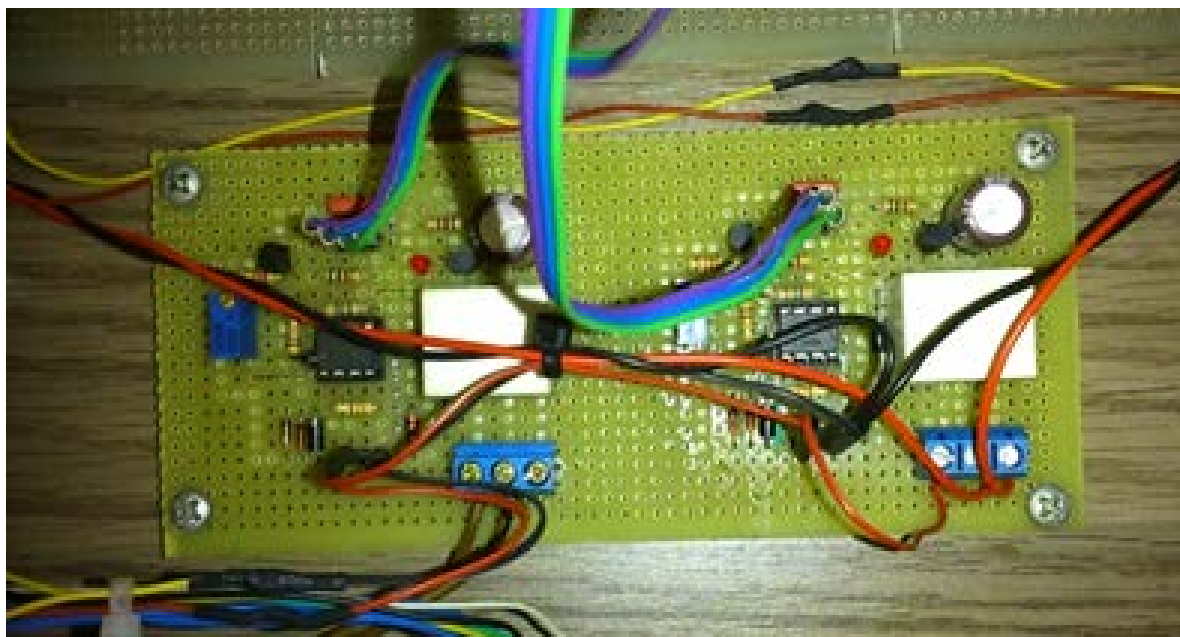


Εικόνα 5: Θυρίστωρ και κύκλωμα προστασίας τους

Για την θερμική προστασία του κυκλώματος έχουμε τοποθετήσει στη διάταξη δυο κυκλώματα θερμικού τα οποία τροφοδοτούνται από μια οποιαδήποτε φάση του δικτύου μέσω μετασχηματιστή 230/12V, ώστε να λάβουν την τάση των 12V που απαιτείται για τη λειτουργία τους. Η πλακέτα των θερμικών παρουσιάζεται στην εικόνα 6 παρακάτω.

Οι είσοδοι των θερμικών είναι συνδεδεμένοι στις ψήκτρες και οι έξοδοι είναι τοποθετημένοι ο ένας στο ρελέ του κυκλώματος και ο άλλος στα ανεμιστηράκια της διάταξης.

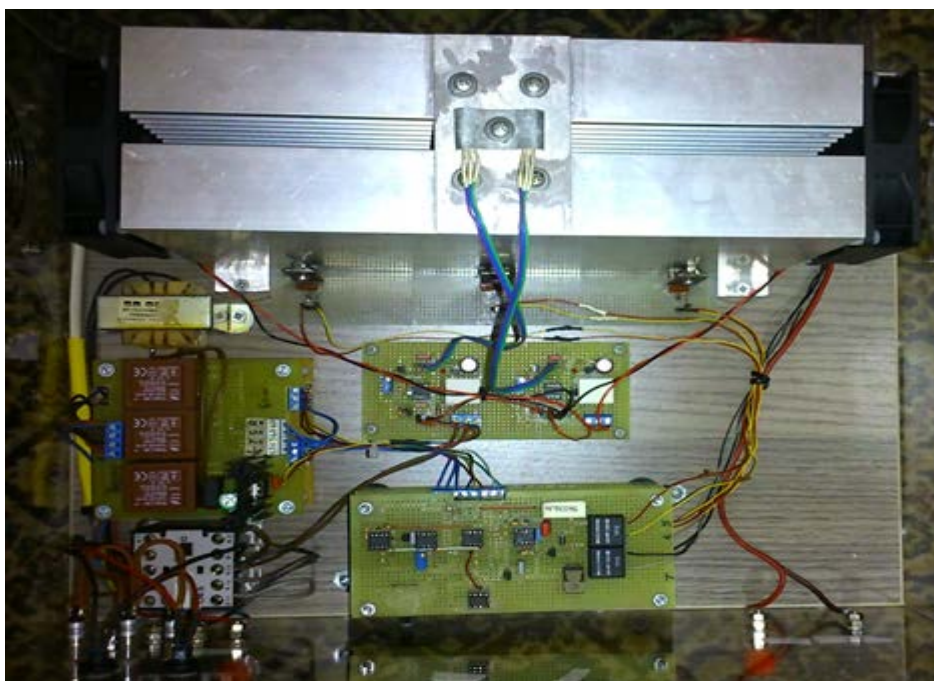




Εικόνα 6: Πλακέτα θερμικού κυκλώματος

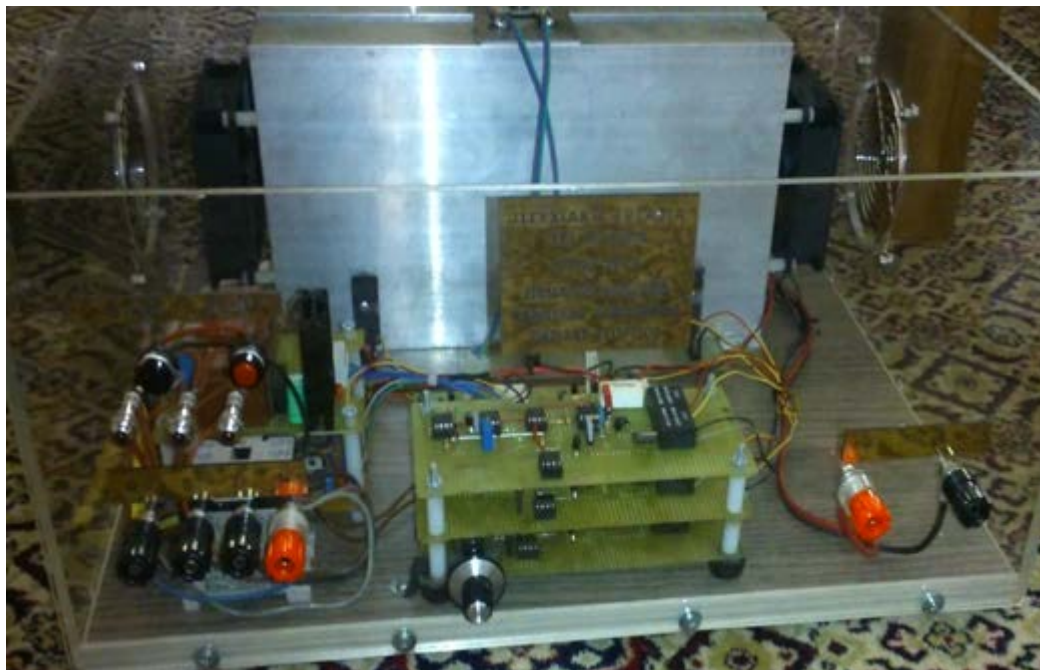
Το ένα θερμικό έχει ρυθμιστεί όταν η θερμοκρασία των θυρίστορ φτάσει στους  $60^{\circ}\text{C}$  να δίνει σήμα στα ανεμιστηράκια να λειτουργήσουν, για περαιτέρω ψύξη, ενώ όταν η θερμοκρασία φτάσει τους  $80^{\circ}\text{C}$  το άλλο θερμικό δίνει σήμα στο ρελέ ώστε να διακόψει την τροφοδοσία του κυκλώματος, για ασφάλεια από υπερθέρμανση των εξαρτημάτων.

Παρακάτω παρουσιάζεται η άνω όψη της κατασκευής (εικόνα 7) όπου φαίνεται η σύνδεση όλων των πλακετών μεταξύ τους και η πρόσοψη της (εικόνα 8).



Εικόνα 7: Άνω όψη κατασκευής

Στο εξωτερικό κουτί βλέπουμε τις τέσσερις μπόρνες όπου συνδέονται οι φάσεις και η γείωση, παρατηρούμε επίσης το ποτενσιόμετρο μέσω του οποίου γίνεται ρύθμιση της γωνίας  $\alpha$  και τις εξόδους όπου συνδέεται το φορτίο στην γέφυρα και τρεις ενδείξεις LED που χρησιμεύουν στο να βλέπουμε αν έχουν όλες οι φάσεις τάση. Επίσης υπάρχουν και δυο μπουτόν μαύρο-κόκκινο με τα οποία ενεργοποιούμε – απενεργοποιούμε το ρελέ.

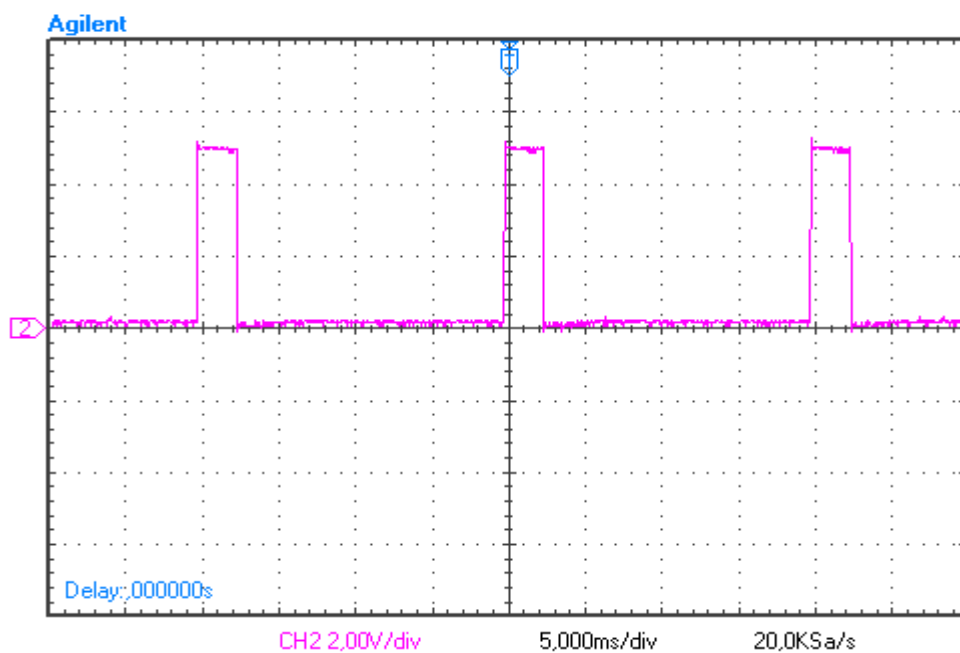


Εικόνα 8: Πρόσωση κατασκευής

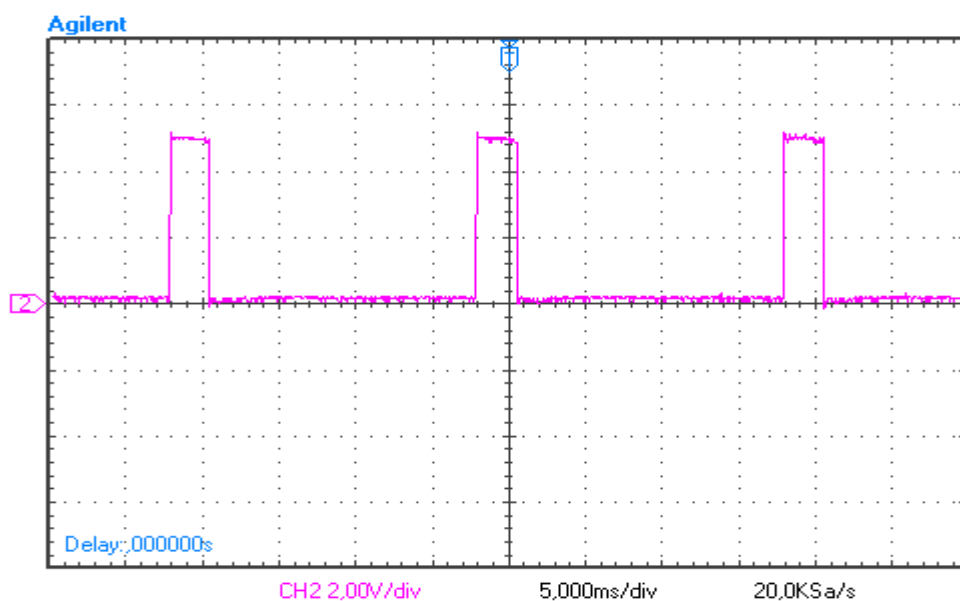
## 6.2 Μετρήσεις

Μετά την ολοκλήρωση της κατασκευής της πτυχιακής θέσαμε σε λειτουργία τη γέφυρα για να επαληθευτεί η λειτουργία της και λάβαμε μετρήσεις για διαφορές τιμές της γωνίας έναυσης.

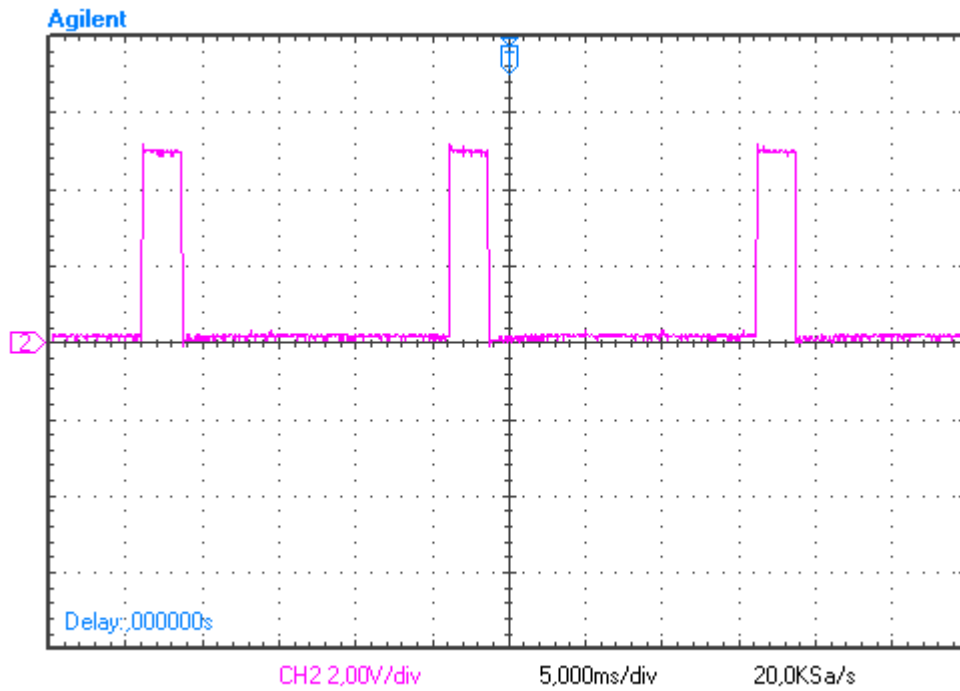
Θέτουμε σε λειτουργία τη γέφυρα και με τη βοήθεια ενός πολυμέτρου αποτυπώνουμε το γράφημα του παλμογράφου για είσοδο 100V. Η ρύθμιση της τάσης γίνεται με το πολύστροφο ποτενσιόμετρο.



Εικόνα 9: Γράφημα στην είσοδο των θυρίστωρ για τάση 100V



Εικόνα 10: Γράφημα στην είσοδο των θυρίστωρ για τάση 230V

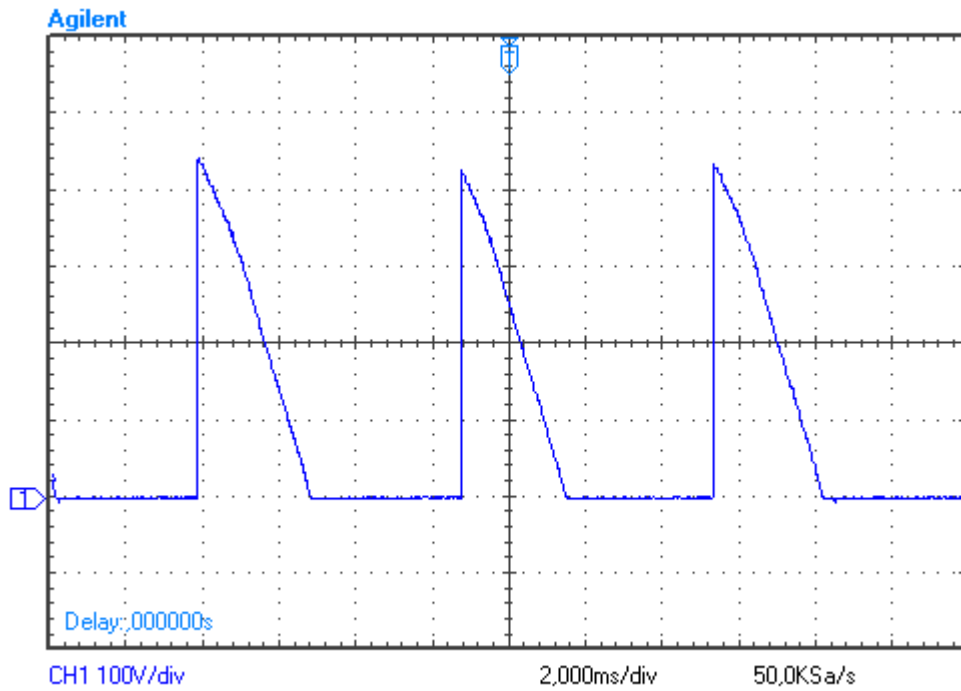


Εικόνα 11: Γράφημα στην είσοδο των θυρίστωρ για τάση 390V

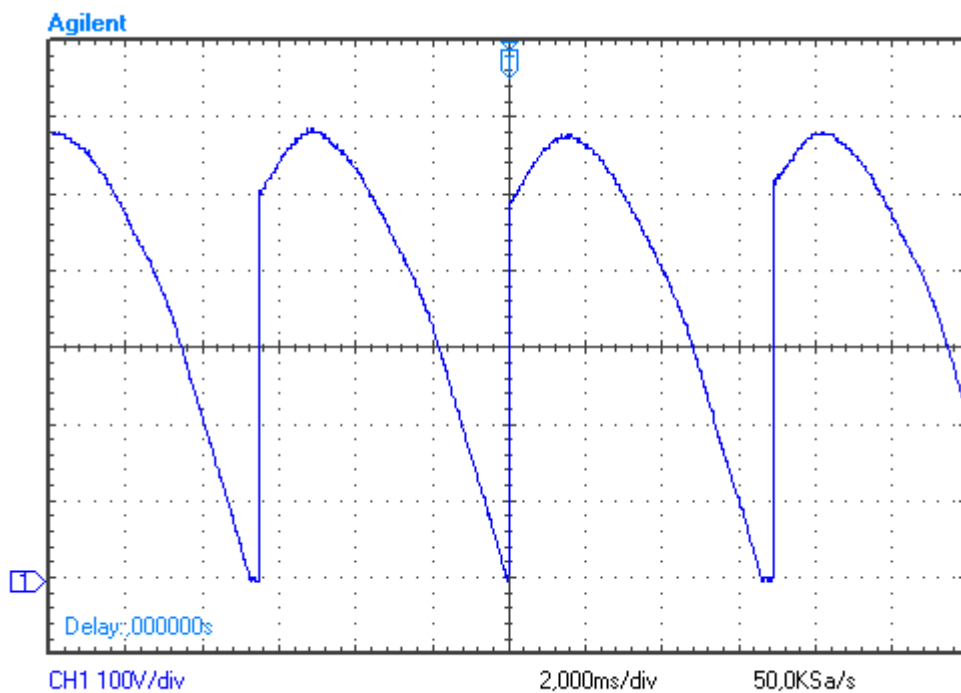
Από τα παραπάνω παλμογραφήματα παρατηρούμε ότι όσο προσπαθούμε να μεταβάλλουμε την τάση έχουμε και μετακίνηση των παλμών.

Στη συνέχεια λαμβάνουμε μετρήσεις στην έξοδο της γέφυρας ενώ δεν έχουμε συνδέσει ακόμα κάποιο φορτίο. Η μεταβολή της τάσης γίνεται με το πολύστροφο ποτενσιόμετρο όπου μεταβάλλει την γωνία έναυσης (τάση).





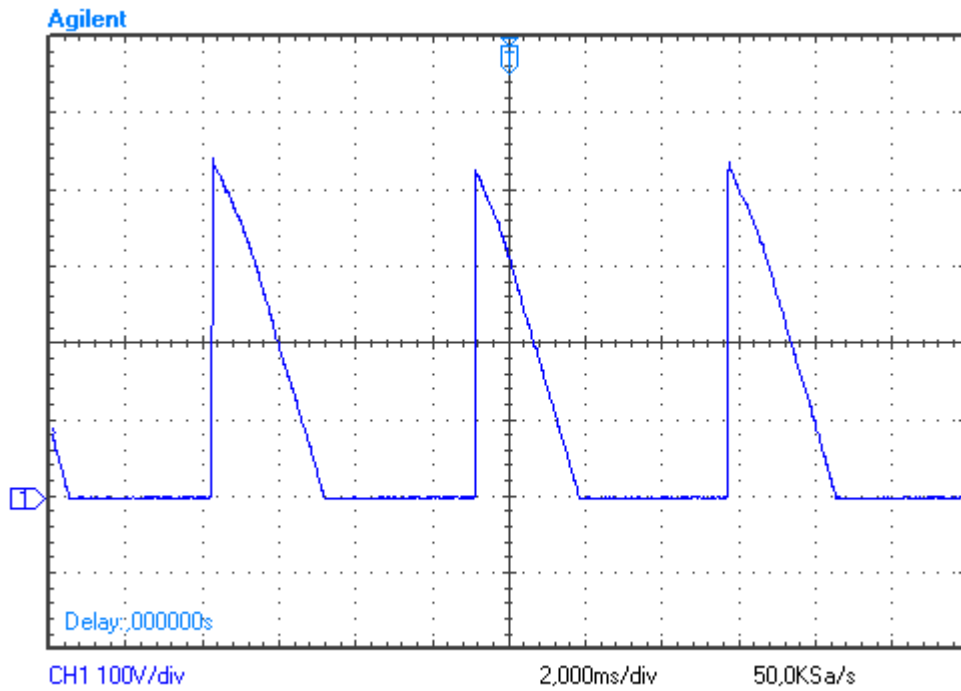
Εικόνα 12: Γράφημα στην έξοδο της γέφυρας για τάση 100V



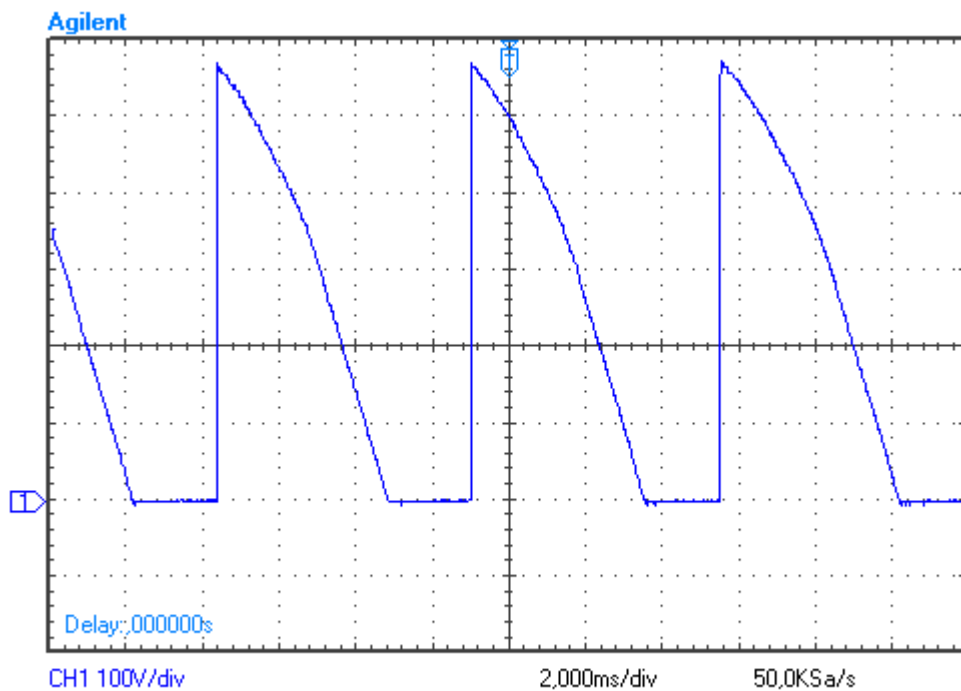
Εικόνα 13: Γράφημα στην έξοδο της γέφυρας για τάση 390V

Από τα παραπάνω γραφήματα παρατηρούμε ότι στα 390V έχουμε ασυνεχή αγωγή στο κύκλωμα.

Τέλος συνδέουμε στο κύκλωμα ωμικό φορτίο 193Ω και παίρνουμε πάλι μετρήσεις.



Εικόνα 14: Γράφημα στην έξοδο της γέφυρας για τάση 100V και ωμικό φορτίο 193Ω



Εικόνα 15 : Γράφημα στην έξοδο της γέφυρας για τάση 230V και ωμικό φορτίο 193Ω

Από τα παραπάνω γραφήματα παρατηρούμε ότι με την σύνδεση του φορτιού στο κύκλωμα δεν παρατηρείται κάποια ιδιαίτερη μεταβολή στις χαμηλές τάσεις , ενώ στα 230V φαίνεται να καταπονείται περισσότερο.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Ηλεκτρονικά Ισχύος, Στέφανος Μανιάς Εκδόσεις Σημαιοτών 2000.
- [2] Power Electronics handbook, Muhammad H. Rashid, Academic Press 2001.
- [3] High Voltage Direct Current Transmission 2<sup>nd</sup> Edition, Jos Arrilaga, The Institution of Electrical Engineers, London UK 1998.
- [4] Φροντιστηριακές ασκήσεις Ηλεκτρονικών Ισχύος, Στέφανος, Μανιάς, Εκδόσεις Σημαιοτών 1990.
- [5] Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος, Στέφανος Μανιάς Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1997
- [6] Ανάλυση Κυκλωμάτων με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα SPICE, Στέφανος Μανιάς, Εκδόσεις Σημαιοτών 1991.
- [7] Βιομηχανικά ηλεκτρονικά, Εκδόσεις Συμμεών ,Στέφανος Ν.Μανιάς-Αθανάσιος Καλετσάνος
- [8] Μικροηλεκτρικά κυκλώματα, Sedra –Smith , Εκδόσεις Παπασωτηρίου
- [9] Ηλεκτρονική , Albert Malvino – David J.Bates , εκδόσεις Τζιόλα 2011

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 1

Philips Semiconductors

Product specification

## Thyristors

## BT152 series

### GENERAL DESCRIPTION

Glass 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.

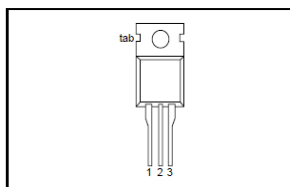
### QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltages	400R	600R	800R	V
$V_{RRM}$		450	650	800	
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	13	13	13	A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	20	20	20	A
$I_{TSM}$	Non-repetitive peak on-state current	200	200	200	A

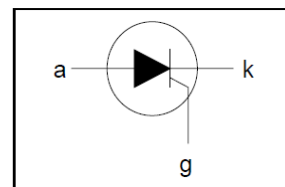
### PINNING - TO220AB

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
				-400R 450 <sup>1</sup>	-600R 650 <sup>1</sup>	-800R 800	
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltages		-				V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mb} \leq 103^\circ\text{C}$	-		13		A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-		20		A
$I_{TSM}$	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge	-		200		A
$I^2t$	$I^2t$ for fusing	$t = 10\text{ ms}$	-		220		A
$di_T/dt$	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$t = 10\text{ ms}$	-		200		A <sup>2</sup> s
$I_{GM}$	Peak gate current	$I_{TM} = 50\text{ A}; I_G = 0.2\text{ A}; di_G/dt = 0.2\text{ A}/\mu\text{s}$	-		5		A
$V_{GM}$	Peak gate voltage		-		5		V
$V_{RGM}$	Peak reverse gate voltage		-		5		V
$P_{GM}$	Peak gate power		-		20		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		$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> 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/ $\mu\text{s}$ .

March 1997

1

Rev 1.200

## Thyristors

## BT152 series

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	in free air	-	-	1.1	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W

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

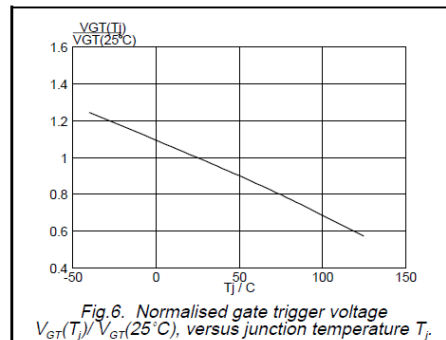
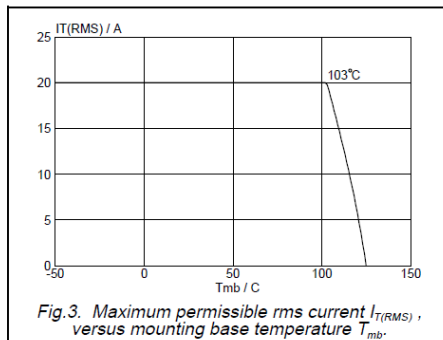
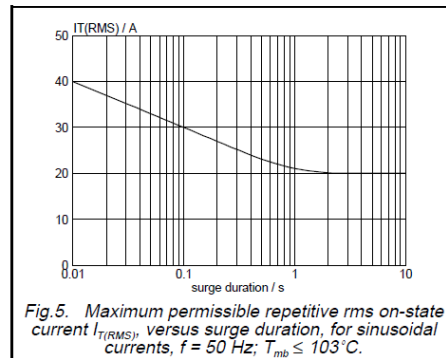
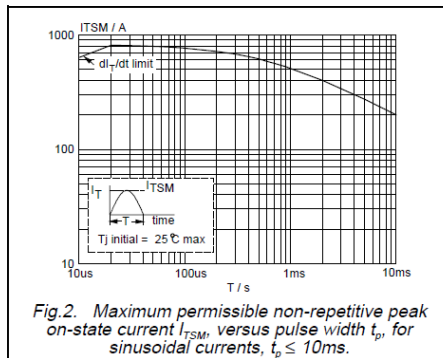
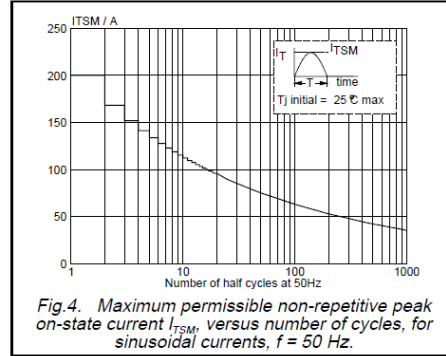
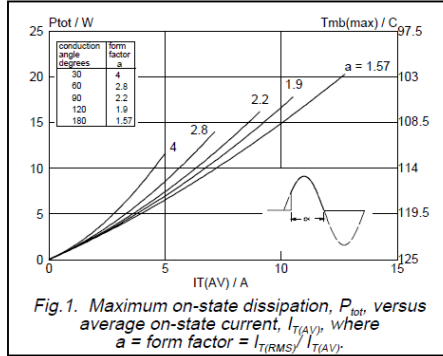
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_{GT}$	Gate trigger current	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$	-	3	32	mA
$I_L$	Latching current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	25	80	mA
$I_H$	Holding current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	15	60	mA
$V_T$	On-state voltage	$I_T = 40\text{ A}$	-	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
		$V_D = V_{DRM(max)}; V_R = V_{RRM(max)}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.2	1.0	mA

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$dV_G/dt$	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	200	300	-	V/ $\mu\text{s}$
$t_{gt}$	Gate controlled turn-on time	$V_D = V_{DRM(max)}; I_G = 0.1\text{ A}; dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s};$ $I_{TM} = 40\text{ A}$	-	2	-	$\mu\text{s}$
$t_q$	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C};$ $I_{TM} = 50\text{ A}; V_R = 25\text{ V}; dI_{TM}/dt = 30\text{ A}/\mu\text{s};$ $dV_G/dt = 50\text{ V}/\mu\text{s}; R_{GK} = 100\ \Omega$	-	70	-	$\mu\text{s}$

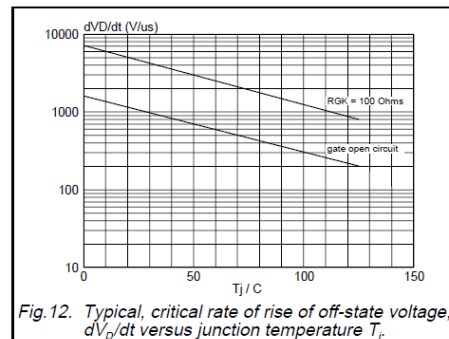
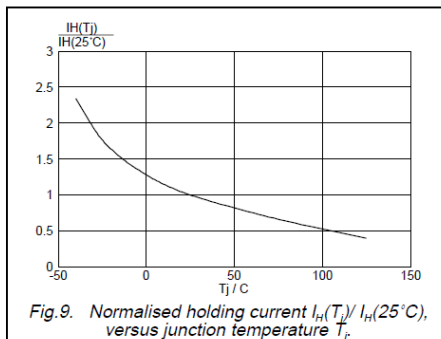
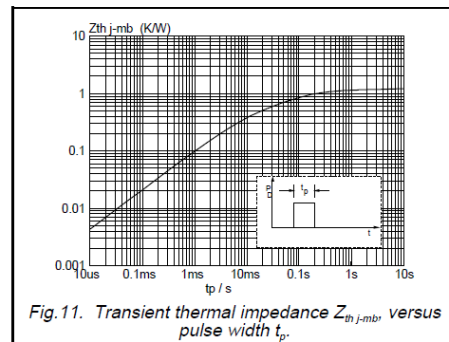
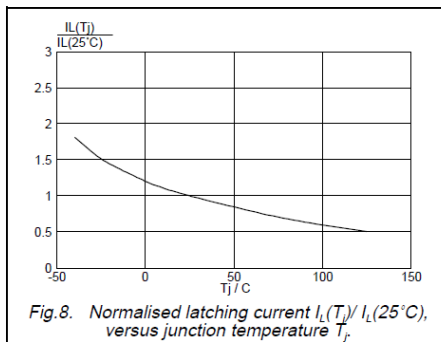
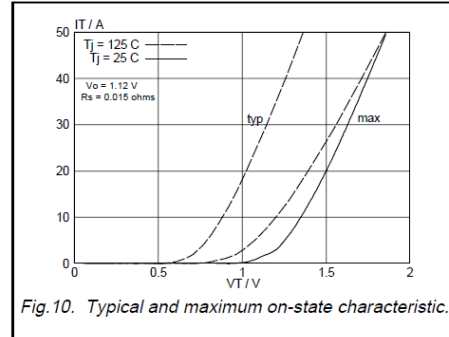
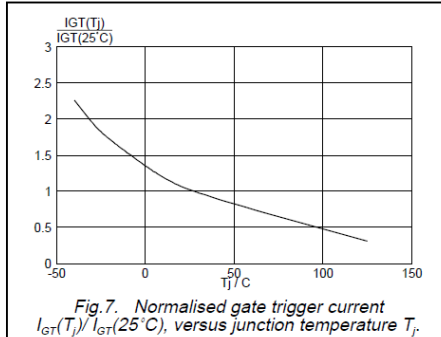
Thyristors

BT152 series

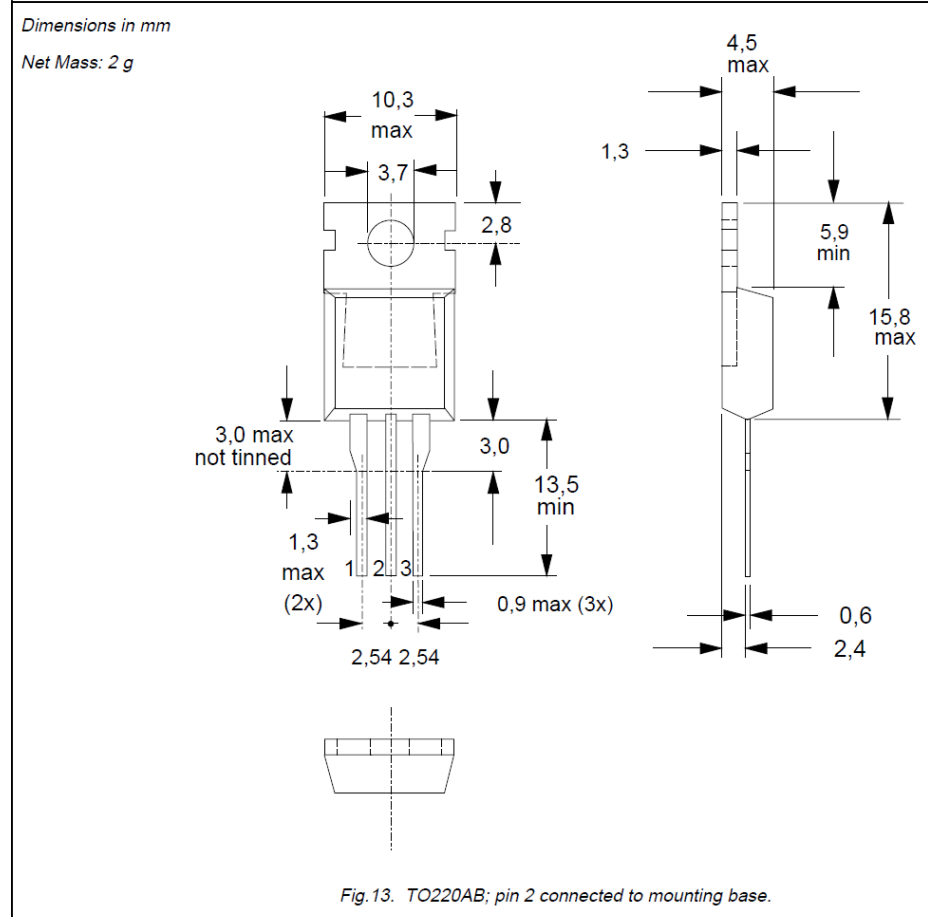


Thyristors

BT152 series



**MECHANICAL DATA**



**Notes**

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



## Thyristors

BT152 series

**DEFINITIONS**

<b>Data sheet status</b>	
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.
<b>Limiting values</b>	
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.	
<b>Application information</b>	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1997	
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.

**Timers for Timing Delays and Oscillator Applications in Commercial, Industrial and Military Equipment**

The CA555 and CA555C are highly stable timers for use in precision timing and oscillator applications. As timers, these monolithic integrated circuits are capable of producing accurate time delays for periods ranging from microseconds through hours. These devices are also useful for astable oscillator operation and can maintain an accurately controlled free running frequency and duty cycle with only two external resistors and one capacitor.

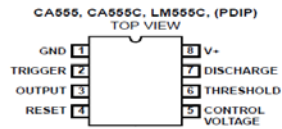
The circuits of the CA555 and CA555C may be triggered by the falling edge of the waveform signal, and the output of these circuits can source or sink up to a 200mA current or drive TTL circuits.

These types are direct replacements for industry types in packages with similar terminal arrangements e.g. SE555 and NE555, MC1555 and MC1455, respectively. The CA555 type circuits are intended for applications requiring premium electrical performance. The CA555C type circuits are intended for applications requiring less stringent electrical characteristics.

**Part Number Information**

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA0555E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA0555CE	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
LM555CN	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3

**Pinout**



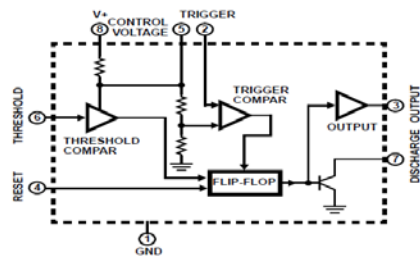
**Features**

- Accurate Timing From Microseconds Through Hours
- Astable and Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- Output Capable of Sourcing or Sinking up to 200mA
- Output Capable of Driving TTL Devices
- Normally ON and OFF Outputs
- High Temperature Stability ..... 0.005%/°C
- Directly Interchangeable with SE555, NE555, MC1555, and MC1455

**Applications**

- Precision Timing
- Sequential Timing
- Time Delay Generation
- Pulse Generation
- Pulse Detector
- Pulse Width and Position Modulation

**Functional Block Diagram**



**CA555, CA555C, LM555C**

**Absolute Maximum Ratings**

DC Supply Voltage ..... 18V

**Operating Conditions**

Temperature Range  
 CA555 ..... -55°C to 125°C  
 CA555C, LM555C ..... 0°C to 70°C

**Thermal Information**

Thermal Resistance (Typical, Note 1)     $\theta_{JA}$  (°C/W)     $\theta_{JC}$  (°C/W)  
 PDIP Package ..... 100    N/A  
 Maximum Junction Temperature (Plastic Package) ..... 150°C  
 Maximum Storage Temperature Range ..... -65°C to 150°C  
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) ..... 300°C

*CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.*

**NOTE:**

- $\theta_{JA}$  is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

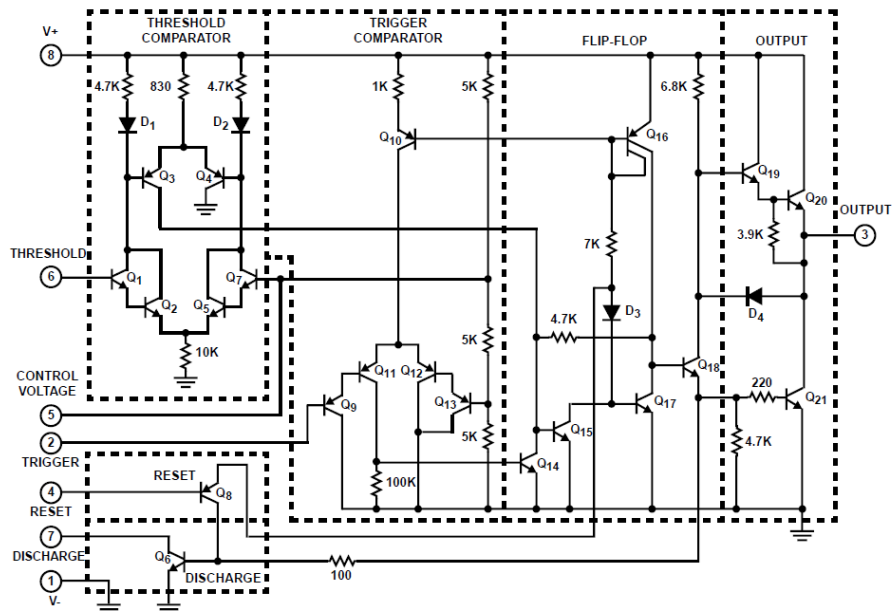
**Electrical Specifications**     $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_+ = 5\text{V}$  to  $15\text{V}$  Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA555			CA555C, LM555C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DC Supply Voltage	V+		4.5	-	18	4.5	-	16	V
DC Supply Current (Low State) (Note 2)	I+	V+ = 5V, R <sub>L</sub> = ∞	-	3	5	-	3	6	mA
		V+ = 15V, R <sub>L</sub> = ∞	-	10	12	-	10	15	mA
Threshold Voltage	V <sub>TH</sub>		-	( <sup>2</sup> / <sub>3</sub> )V+	-	-	( <sup>2</sup> / <sub>3</sub> )V+	-	V
Trigger Voltage		V+ = 5V	1.45	1.67	1.9	-	1.67	-	V
		V+ = 15V	4.8	5	5.2	-	5	-	V
Trigger Current			-	0.5	-	-	0.5	-	μA
Threshold Current (Note 3)	I <sub>TH</sub>		-	0.1	0.25	-	0.1	0.25	μA
Reset Voltage			0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current			-	0.1	-	-	0.1	-	mA
Control Voltage Level		V+ = 5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
		V+ = 15V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
Output Voltage Low State	V <sub>OL</sub>	V+ = 5V, I <sub>SINK</sub> = 5mA	-	-	-	-	0.25	0.35	V
		I <sub>SINK</sub> = 8mA	-	0.1	0.25	-	-	-	V
		V+ = 15V, I <sub>SINK</sub> = 10mA	-	0.1	0.15	-	0.1	0.25	V
		I <sub>SINK</sub> = 50mA	-	0.4	0.5	-	0.4	0.75	V
		I <sub>SINK</sub> = 100mA	-	2.0	2.2	-	2.0	2.5	V
		I <sub>SINK</sub> = 200mA	-	2.5	-	-	2.5	-	V
Output Voltage High State	V <sub>OH</sub>	V+ = 5V, I <sub>SOURCE</sub> = 100mA	3.0	3.3	-	2.75	3.3	-	V
		V+ = 15V, I <sub>SOURCE</sub> = 100mA	13.0	13.3	-	12.75	13.3	-	V
		I <sub>SOURCE</sub> = 200mA	-	12.5	-	-	12.5	-	V
Timing Error (Monostable)		R <sub>1</sub> , R <sub>2</sub> = 1kΩ to 100kΩ, C = 0.1μF Tested at V+ = 5V, V+ = 15V	-	0.5	2	-	1	-	%
Frequency Drift with Temperature			-	30	100	-	50	-	ppm/°C
Drift with Supply Voltage			-	0.05	0.2	-	0.1	-	%/V
Output Rise Time	t <sub>R</sub>		-	100	-	-	100	-	ns
Output Fall Time	t <sub>F</sub>		-	100	-	-	100	-	ns

**NOTES:**

- When the output is in a high state, the DC supply current is typically 1mA less than the low state value.
- The threshold current will determine the sum of the values of R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub> to be used in Figure 4 (astable operation); the maximum total R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub> = 20MΩ.

**Schematic Diagram**



NOTE: Resistance values are in ohms.

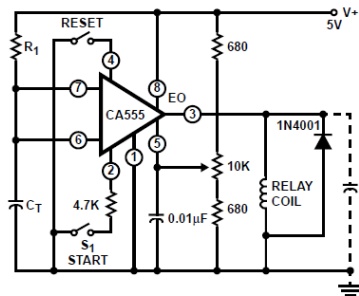
**Typical Applications**

**Reset Timer (Monostable Operation)**

Figure 1 shows the CA555 connected as a reset timer. In this mode of operation capacitor  $C_T$  is initially held discharged by a transistor on the integrated circuit. Upon closing the "start" switch, or applying a negative trigger pulse to terminal 2, the integral timer flip-flop is "set" and releases the short circuit across  $C_T$  which drives the output voltage "high" (relay energized). The action allows the voltage across the capacitor to increase exponentially with the constant  $t = R_1 C_T$ . When the voltage across the capacitor equals  $2/3 V_+$ , the comparator resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor rapidly and drives the output to its low state.

Since the charge rate and threshold level of the comparator are both directly proportional to  $V_+$ , the timing interval is relatively independent of supply voltage variations. Typically, the timing varies only 0.05% for a 1V change in  $V_+$ .

Applying a negative pulse simultaneously to the reset terminal (4) and the trigger terminal (2) during the timing cycle discharges  $C_T$  and causes the timing cycle to restart. Momentarily closing only the reset switch during the timing interval discharges  $C_T$ , but the timing cycle does not restart.



NOTE: All resistance values are in ohms.

FIGURE 1. RESET TIMER (MONOSTABLE OPERATION)

Figure 2 shows the typical waveforms generated during this mode of operation, and Figure 3 gives the family of time delay curves with variations in  $R_1$  and  $C_T$ .

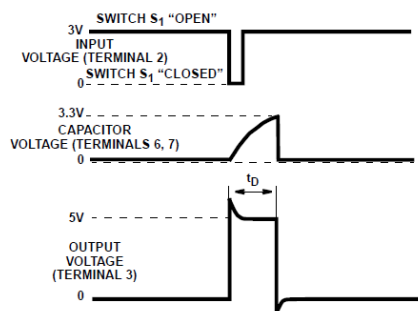


FIGURE 2. TYPICAL WAVEFORMS FOR RESET TIMER

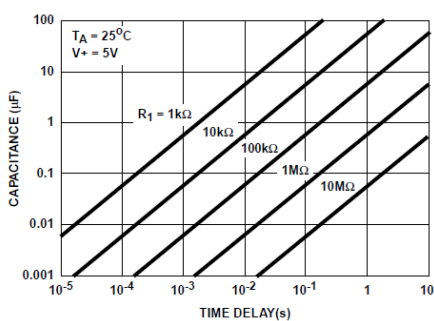


FIGURE 3. TIME DELAY vs RESISTANCE AND CAPACITANCE

**Repeat Cycle Timer (Astable Operation)**

Figure 4 shows the CA555 connected as a repeat cycle timer. In this mode of operation, the total period is a function of both  $R_1$  and  $R_2$ .



FIGURE 4. REPEAT CYCLE TIMER (ASTABLE OPERATION)

$$T = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_T = t_1 + t_2$$

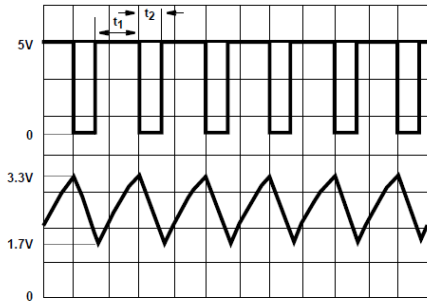
where  $t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_T$

and  $t_2 = 0.693 (R_2) C_T$

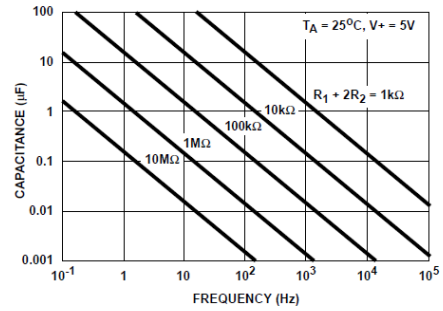
the duty cycle is:

$$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$$

Typical waveforms generated during this mode of operation are shown in Figure 5. Figure 6 gives the family of curves of free running frequency with variations in the value of  $(R_1 + 2R_2)$  and  $C_T$ .

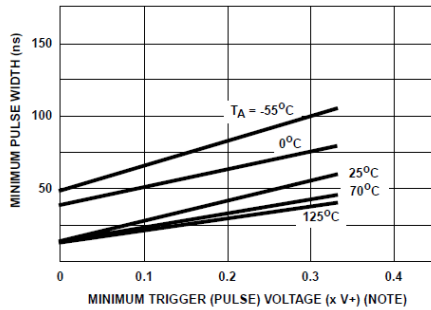


Top Trace: Output voltage (2V/Div. and 0.5ms/Div.)  
 Bottom Trace: Capacitor voltage (1V/Div. and 0.5ms/Div.)  
**FIGURE 5. TYPICAL WAVEFORMS FOR REPEAT CYCLE TIMER**

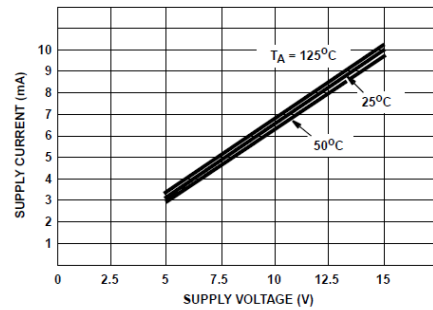


**FIGURE 6. FREE RUNNING FREQUENCY OF REPEAT CYCLE TIMER WITH VARIATION IN CAPACITANCE AND RESISTANCE**

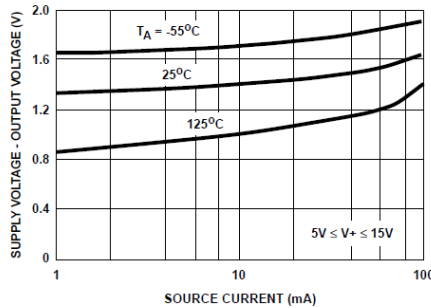
**Typical Performance Curves**



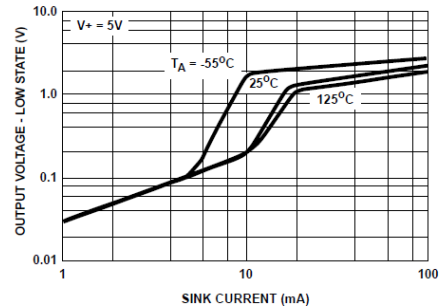
NOTE: Where x is the decimal multiplier of the supply voltage.  
**FIGURE 7. MINIMUM PULSE WIDTH vs MINIMUM TRIGGER VOLTAGE**



**FIGURE 8. SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE**



**FIGURE 9. OUTPUT VOLTAGE DROP (HIGH STATE) vs SOURCE CURRENT**



**FIGURE 10. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT**

Typical Performance Curves (Continued)

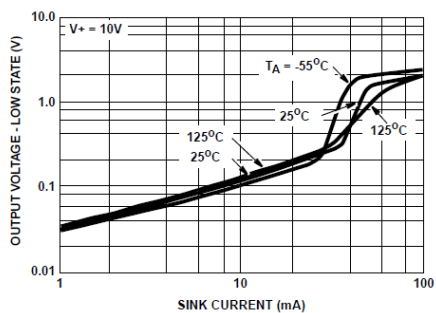


FIGURE 11. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT

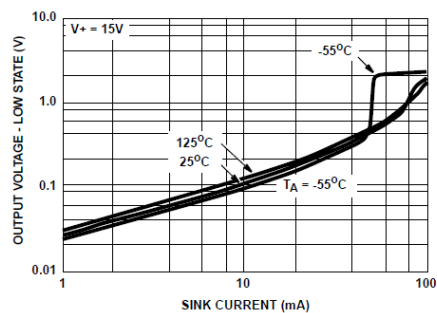


FIGURE 12. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT

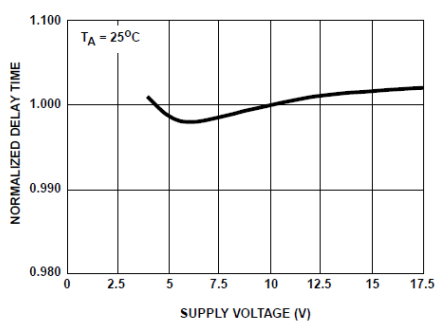


FIGURE 13. DELAY TIME vs SUPPLY VOLTAGE

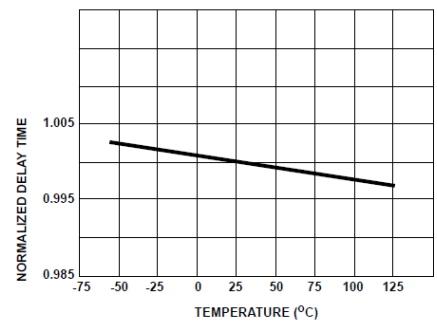
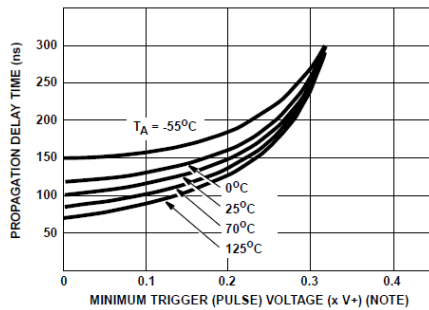


FIGURE 14. DELAY TIME vs TEMPERATURE



NOTE: Where x is the decimal multiplier of the supply voltage.  
FIGURE 15. PROPAGATION DELAY TIME vs TRIGGER VOLTAGE

# LM78XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

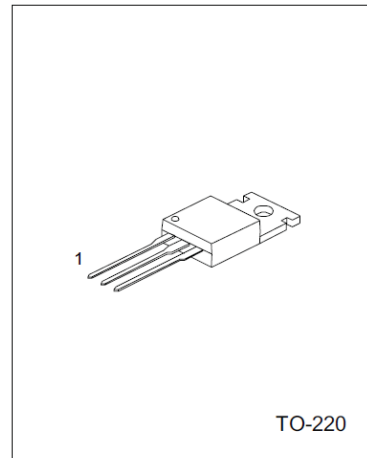
## 3-TERMINAL 1A POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

### DESCRIPTION

The Contek 78XX family is monolithic fixed voltage regulator integrated circuit. They are suitable for applications that required supply current up to 1 A.

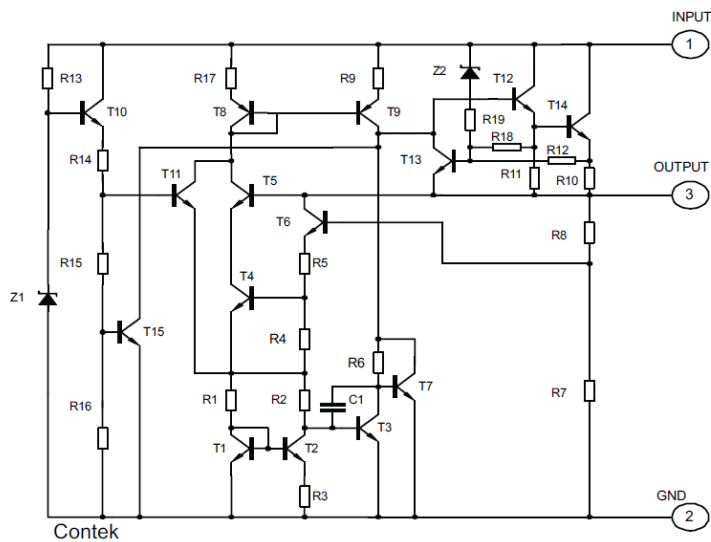
### FEATURES

- \*Output current up to 1.5 A
- \*Fixed output voltage of 5V, 6V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V and 24V available
- \*Thermal overload shutdown protection
- \*Short circuit current limiting
- \*Output transistor SOA protection



1:Input 2:GND 3:Output

### TEST CIRCUIT



Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com



# LM78XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

( Operating temperature range applies unless otherwise specified )

PARAMETER	SYMBOL	RATING	UNIT
Input voltage(for $V_o=5\sim 18V$ ) (for $V_o=24V$ )	$V_I$	35	V
		40	V
Output Current	$I_o$	1	A
Power Dissipation	PD	Internally Limited	W
Operating Junction Temperature Range	TOPR	-20 +150	C
Storage Temperature Range	TSTG	-55 +150	C

## Contek LM7805 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(  $V_I=10V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified )(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	4.8	5.0	5.2	V
		$V_I=7.5V$ to $20V$ , $I_o=5mA - 1.0A$ , $PD<15W$	4.75		5.25	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			50	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			25	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=7V$ to $25V$ , $T_j=25\text{ C}$			50	mV
		$V_I=7.5V$ to $20V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o=1A$			50	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o<1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=7.5V$ to $20V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		40		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-0.6		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=8V - 18V$ , $f=120Hz$ , $T_j=25\text{ C}$	62	80		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I=35V$ , $T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V

## Contek LM7806 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(  $V_I=11V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified )(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	5.75	6.0	6.26.2	V
		$V_I=8.5V$ to $21V$ , $I_o=5mA - 1.0A$ , $PD<15W$	5.7		6.3	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			60	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			30	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=8V$ to $25V$ , $T_j=25\text{ C}$			60	mV
		$V_I=8.5V$ to $21V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o=1A$			60	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o<1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=8.5V$ to $21V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		45		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-0.7		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=9V - 19V$ , $f=120Hz$ , $T_j=25\text{ C}$	59	75		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A



CONTEK

Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com

2

# LM78XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Short-Circuit Current	Isc	VI=35V, Tj=25 C		250		mA
Dropout Voltage	Vd	Tj=25 C		2.0		V

## Contek LM7808 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( VI=14V, Io=0.5A, Tj= 0 C - 125 C, C1=0.33uF, Co=0.1uF, unless otherwise specified )(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	Vo	Tj=25 C, Io=5mA - 1.0A	7.7	8.0	8.3	V
		Vi =10.5V to 23V, Io=5mA - 1.0A, PD<15W	7.6		8.4	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	Tj=25 C, Io=5mA - 1.5A			80	mV
		Tj=25 C, Io=0.25A - 0.75A			40	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	Vi =10.5V to 25V, Tj=25 C			80	mV
		Vi =10.5V to 23V, Tj=25 C, Io=1A			80	mV
Quiescent Current	Iq	Tj=25 C, Io=<1A			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	Vi =10.5V to 23V			1.0	mA
	$\Delta I_q$	Io=5mA - 1.0A			0.5	mA
Output Noise Voltage	VN	10Hz<=f<=100kHz		58		$\mu$ V
Temperature coefficient of Vo	$\Delta V_o/\Delta T$	Io=5mA		-0.9		mV/ C
Ripple Rejection	RR	Vi =11.5V to 21.5V, f=120Hz, Tj=25 C	56	72		dB
Peak Output Current	IPK	Tj=25 C		1.8		A
Short-Circuit Current	Isc	VI=35V, Tj=25 C		250		mA
Dropout Voltage	Vd	Tj=25 C		2.0		V

## Contek LM7809 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( VI=15V, Io=0.5A, Tj= 0 C - 125 C, C1=0.33uF, Co=0.1uF, unless otherwise specified )(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	Vo	Tj=25 C, Io=5mA - 1.0A	8.65	9.00	9.35	V
		Vi =11.5V to 24V, Io=5mA - 1.0A, PD<15W	8.6		9.4	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	Tj=25 C, Io=5mA - 1.5A			90	mV
		Tj=25 C, Io=0.25A - 0.75A			45	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	Vi =11.5V to 25 V, Tj=25 C, PD<15W			90	mV
		Vi =11.5V to 24V, Tj=25 C, Io<=1A			90	mV
Quiescent Current	Iq	Tj=25 C, Io=<1A			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	Vi =11.5V to 24V			1.0	mA
	$\Delta I_q$	Io=5mA 1.0A			0.5	mA
Output Noise Voltage	VN	10Hz<=f<=100kHz		58		$\mu$ V
Temperature coefficient of Vo	$\Delta V_o/\Delta T$	Io=5mA		-1.1		mV/ C
Ripple Rejection	RR	Vi =12.5V to 22.5V, f=120Hz, Tj=25 C	56	72		dB
Peak Output Current	IPK	Tj=25 C		1.8		A
Short-Circuit Current	Isc	VI=35V, Tj=25 C		250		mA
Dropout Voltage	Vd	Tj=25 C		2.0		V



Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com

3

# LM78XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

## Contek LM7810 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_I=16V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified)(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	9.6	10.0	10.4	V
		$V_I=12.5V$ to $25V$ , $I_o=5mA - 1.0A$ , $P_D \leq 15W$	9.5		10.5	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			100	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			50	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=13V$ to $25V$ , $T_j=25\text{ C}$			100	mV
		$V_I=13V$ to $25V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o \leq 1A$			100	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o < 1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=12.6V$ to $25V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		58		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-1.1		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=13V - 23V$ , $f=120Hz$ , $T_j=25\text{ C}$	56	72		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I=35V$ , $T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V

## Contek LM7812 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_I=19V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified)(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	11.5	12.0	12.5	V
		$V_I=14.5V$ to $27V$ , $I_o=5mA - 1.0A$ , $P_D < 15W$	11.4		12.6	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			120	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			60	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=14.5V$ to $30V$ , $T_j=25\text{ C}$			120	mV
		$V_I=14.6V$ to $27V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o=1A$			120	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o < 1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=14.5V$ to $30V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		75		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-1.5		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=15V - 25V$ , $f=120Hz$ , $T_j=25\text{ C}$	55	72		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I=35V$ , $T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V



Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com

4

# LM78XX

# LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

## Contek LM7815 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_I=23V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified)(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	14.4	15.0	15.6	V
		$V_I=17.5V$ to $30V$ , $I_o=5mA - 1.0A, PD<15W$	14.25		15.75	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			150	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			75	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=18.5V$ to $30V, T_j=25\text{ C}$			150	mV
		$V_I=17.7V$ to $30V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o=1A$			150	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o<1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=17.5V$ to $30V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		90		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-1.8		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=18.5V$ to $28.5V$ $f=120Hz, T_j=25\text{ C}$	54	70		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{sc}$	$V_I=35V, T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V

## Contek LM7818 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_I=27V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 125\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified)(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	17.3	18.0	18.7	V
		$V_I=21V$ to $33V, I_o=5mA - 1.0A$	17.1		18.9	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			180	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			90	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=21V$ to $33V, T_j=25\text{ C}$			180	mV
		$V_I=21V$ to $33V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o \leq 1A, PD<15W$			180	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o<1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=21.5V$ to $33V$			1.0	mA
	$\Delta I_q$	$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		110		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-2.2		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=22V - 32V, f=120Hz, T_j=25\text{ C}$	53	69		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{sc}$	$V_I=35V, T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V



Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com

5

# LM78XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

## Contek LM7824 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

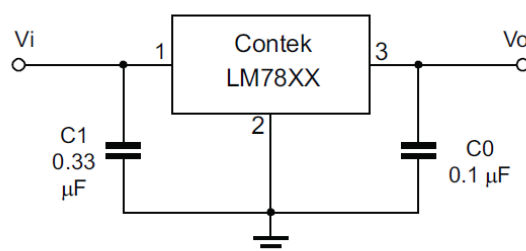
( $V_I=33V$ ,  $I_o=0.5A$ ,  $T_j=0\text{ C} - 12\text{ C}$ ,  $C_1=0.33\mu F$ ,  $C_o=0.1\mu F$ , unless otherwise specified)(Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	$V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.0A$	23.0	24.0	25.0	V
		$V_I=27V$ to $38V$ , $I_o=5mA - 1.0A$	22.8		25.2	V
Load Regulation	$\Delta V_o$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=5mA - 1.5A$			240	mV
		$T_j=25\text{ C}$ , $I_o=0.25A - 0.75A$			120	mV
Line regulation	$\Delta V_o$	$V_I=27V$ to $38V$ , $T_j=25\text{ C}$			240	mV
		$V_I=27V$ to $38V$ , $T_j=25\text{ C}$ , $I_o=1A$			240	mV
Quiescent Current	$I_q$	$T_j=25\text{ C}$ , $I_o<1A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_q$	$V_I=28V$ to $38V$			1.0	mA
		$I_o=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	$V_N$	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		170		$\mu V$
Temperature coefficient of $V_o$	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5mA$		-2.8		mV/ C
Ripple Rejection	RR	$V_I=28V - 38V$ , $f=120Hz$ , $T_j=25\text{ C}$	50	66		dB
Peak Output Current	$I_{PK}$	$T_j=25\text{ C}$		1.8		A
Short-Circuit Current	$I_{sc}$	$V_I=35V$ , $T_j=25\text{ C}$		250		mA
Dropout Voltage	$V_d$	$T_j=25\text{ C}$		2.0		V

Note 1: The Maximum steady state usable output current are dependent on input voltage, heat sinking, lead length of the package and copper pattern of PCB. The data above represents pulse test conditions with junction temperatures specified at the initiation of test.

Note 2: Power dissipation < 0.5W

## APPLICATION CIRCUIT



Note 1: To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX".

Note 2: Bypass capacitors are recommended for optimum stability and transient response and should be located as close as possible to the regulators.



Contek Microelectronics Co.,Ltd.

<http://www.contek-ic.com> E-mail:sales@contek-ic.com

6

## LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

### General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of  $-5V$ ,  $-8V$ ,  $-12V$ , and  $-15V$ . These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current drain of

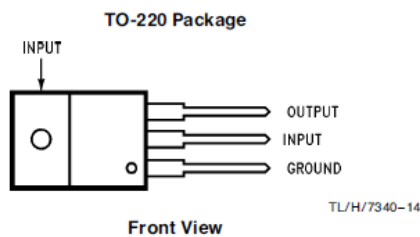
these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

### Features

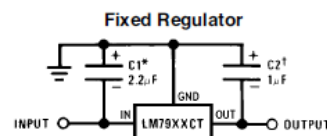
- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

### Connection Diagrams



Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT  
See NS Package Number TO3B

### Typical Applications



\*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25  $\mu F$  aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25  $\mu F$  aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100  $\mu F$ , a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

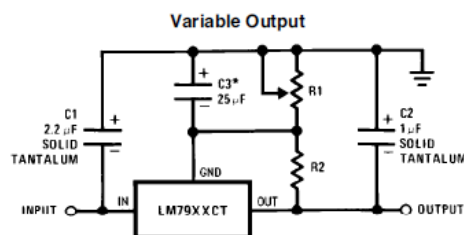
Input Voltage  
 $(V_o = -5V)$  -25V  
 $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$  -35V

Input-Output Differential  
 $(V_o = -5V)$  25V  
 $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$  30V  
 Power Dissipation (Note 2) Internally Limited  
 Operating Junction Temperature Range 0°C to +125°C  
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 230°C

**Electrical Characteristics** Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1 \mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation  $\leq 1.5\text{W}$ .

Part Number			LM7905C			Units	
Output Voltage			-5V				
Input Voltage (unless otherwise specified)			-10V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max		
$V_o$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $P \leq 15\text{W}$	-4.8	-5.0	-5.2	V	
			-4.75		-5.25	V	
			$(-20 \leq V_{IN} \leq -7)$				
$\Delta V_o$	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3)		8	50	mV	
			$(-25 \leq V_{IN} \leq -7)$				V
				2	15	mV	
		$(-12 \leq V_{IN} \leq -8)$			V		
$\Delta V_o$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3) $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{A}$ $250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$		15	100	mV	
				5	50	mV	
$I_Q$	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1	2	mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	With Line			0.5	mA	
		With Load, $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$		$(-25 \leq V_{IN} \leq -7)$	0.5	V	
$V_n$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ Hz}$		125		$\mu\text{V}$	
	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	54	66		dB	
			$(-18 \leq V_{IN} \leq -8)$			V	
	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{A}$		1.1		V	
$I_{OMAX}$	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A	
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		0.4		$\text{mV}/^\circ\text{C}$	

### Typical Applications (Continued)



TL/H/7340-2

\*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50  $\mu\text{F}$ .

$$V_{OUT} = V_{SET} \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 as follows:  
 LM7905CT 300 $\Omega$   
 LM7912CT 750 $\Omega$   
 LM7915CT 1k



**Electrical Characteristics** (Continued) Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500\text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2\ \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1\ \mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation = 1.5W.

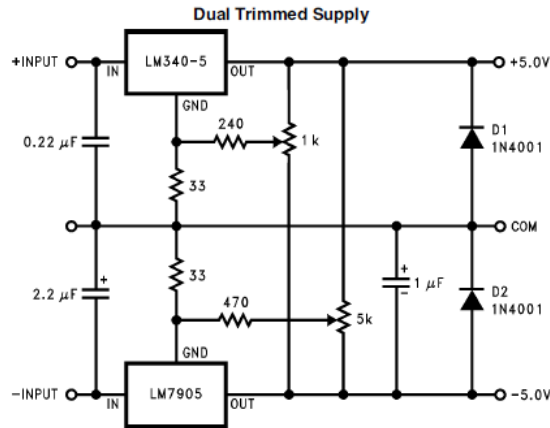
Part Number			LM7912C			LM7915C			Units
Output Voltage			-12V			-15V			
Input Voltage (unless otherwise specified)			-19V			-23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_O$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$ , $P \leq 15\text{ W}$	-11.5 -11.4 (-27 $\leq V_{IN} \leq$ -14.5)	-12.0 -12.6 (-14.5 $\leq V_{IN} \leq$ -17.5)	-12.5 -12.6 (-17.5 $\leq V_{IN} \leq$ -20)	-14.4 -14.25 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -17.5)	-15.0 -15.0 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -20)	-15.6 -15.75 (-20 $\leq V_{IN} \leq$ -16)	V V V
$\Delta V_O$	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3)		5 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -14.5) 3 (-22 $\leq V_{IN} \leq$ -16)	80 -12.6 30 (-16 $\leq V_{IN} \leq$ -20)		5 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -17.5) 3 (-26 $\leq V_{IN} \leq$ -20)	100 -15.75 50 (-20 $\leq V_{IN} \leq$ -16)	mV V mV V
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3) $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$		15 5	200 75		15 5	200 75	mV mV
$I_Q$	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3	mA
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	With Line With Load, $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$			0.5 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -14.5) 0.5			0.5 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -17.5) 0.5	mA V mA
$V_n$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		300			375		$\mu\text{V}$
	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54 (-25 $\leq V_{IN} \leq$ -15)	70		54 (-30 $\leq V_{IN} \leq$ -17.5)	70		dB V
	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1			1.1		V
$I_{OMAX}$	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2			2.2		A
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		-0.8			-1.0		mV/ $^\circ\text{C}$

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee Specific Performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

**Note 2:** Refer to Typical Performance Characteristics and Design Considerations for details.

**Note 3:** Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

**Typical Applications** (Continued)



TL/H/7340-4



## Design Considerations

The LM79XX fixed voltage regulator series has thermal overload protection from excessive power dissipation, internal short circuit protection which limits the circuit's maximum current, and output transistor safe-area compensation for reducing the output current as the voltage across the pass transistor is increased.

Although the internal power dissipation is limited, the junction temperature must be kept below the maximum specified temperature (125°C) in order to meet data sheet specifications. To calculate the maximum junction temperature or heat sink required, the following thermal resistance values should be used:

Package	Typ $\theta_{JC}$ °C/W	Max $\theta_{JC}$ °C/W	Typ $\theta_{JA}$ °C/W	Max $\theta_{JA}$ °C/W
TO-220	3.0	5.0	60	40

$$P_{D\text{ MAX}} = \frac{T_{J\text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}} \text{ or } \frac{T_{J\text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JA}}$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \text{ (without heat sink)}$$

Solving for  $T_J$ :

$$T_J = T_A + P_D(\theta_{JC} + \theta_{CA}) \text{ or}$$

$$= T_A + P_D\theta_{JA} \text{ (without heat sink)}$$

Where:

$T_J$  = Junction Temperature

$T_A$  = Ambient Temperature

$P_D$  = Power Dissipation

$\theta_{JA}$  = Junction-to-Ambient Thermal Resistance

$\theta_{JC}$  = Junction-to-Case Thermal Resistance

$\theta_{CA}$  = Case-to-Ambient Thermal Resistance

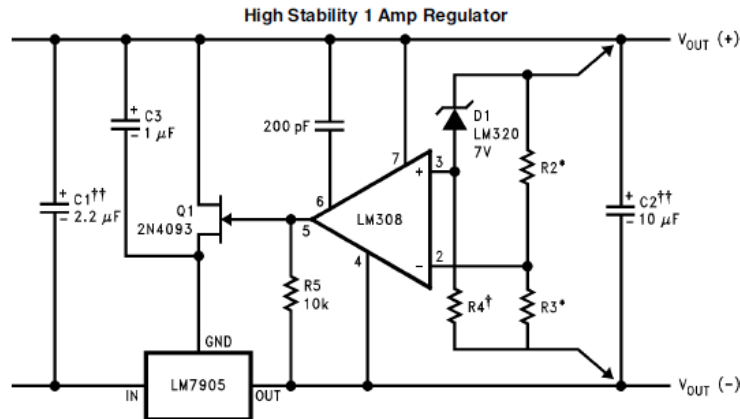
$\theta_{CS}$  = Case-to-Heat Sink Thermal Resistance

$\theta_{SA}$  = Heat Sink-to-Ambient Thermal Resistance

## Typical Applications (Continued)

Bypass capacitors are necessary for stable operation of the LM79XX series of regulators over the input voltage and output current ranges. Output bypass capacitors will improve the transient response by the regulator.

The bypass capacitors, (2.2  $\mu\text{F}$  on the input, 1.0  $\mu\text{F}$  on the output) should be ceramic or solid tantalum which have good high frequency characteristics. If aluminum electrolytics are used, their values should be 10  $\mu\text{F}$  or larger. The bypass capacitors should be mounted with the shortest leads, and if possible, directly across the regulator terminals.



TL/H/7340-5

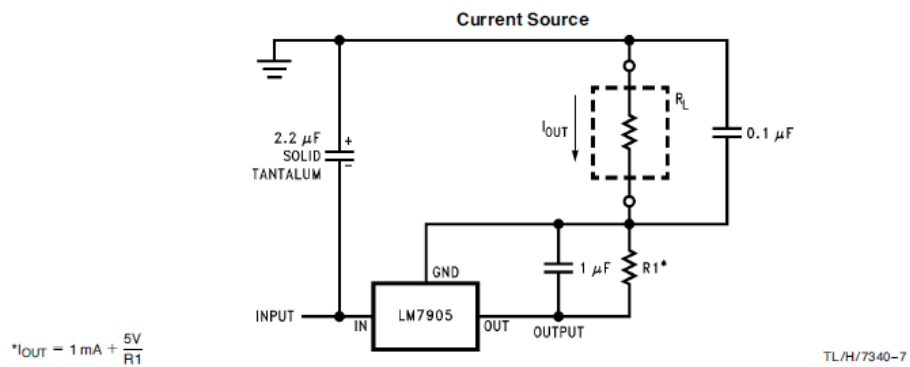
Load and line regulation < 0.01% temperature stability ≤ 0.2%

†Determine Zener current

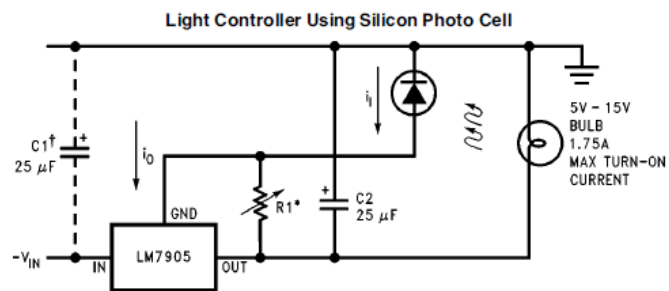
††Solid tantalum

\*Select resistors to set output voltage. 2 ppm/°C tracking suggested

## Typical Applications (Continued)



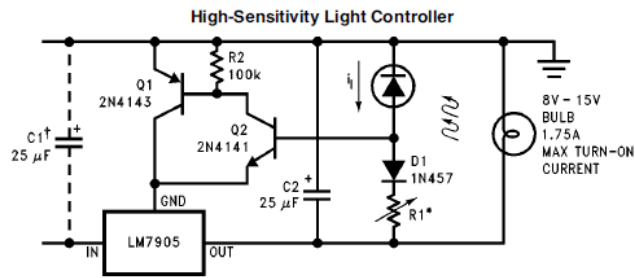
$$*I_{OUT} = 1 \text{ mA} + \frac{5V}{R1}$$



\*Lamp brightness increase until  $i_j = i_Q (\approx 1 \text{ mA}) + 5V/R1$ .

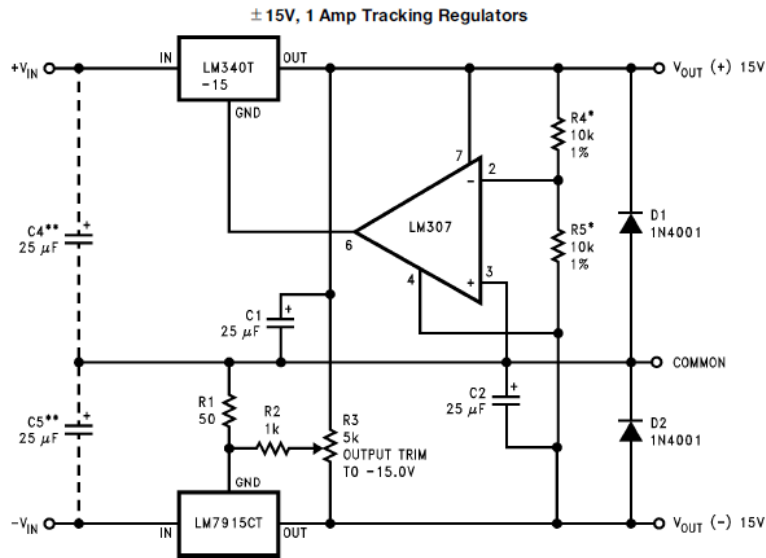
†Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT

Typical Applications (Continued)



TL/H/7340-9

\*Lamp brightness increases until  $I_L = 5V/R1$  ( $I_L$  can be set as low as  $1 \mu A$ )  
 †Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905



TL/H/7340-1

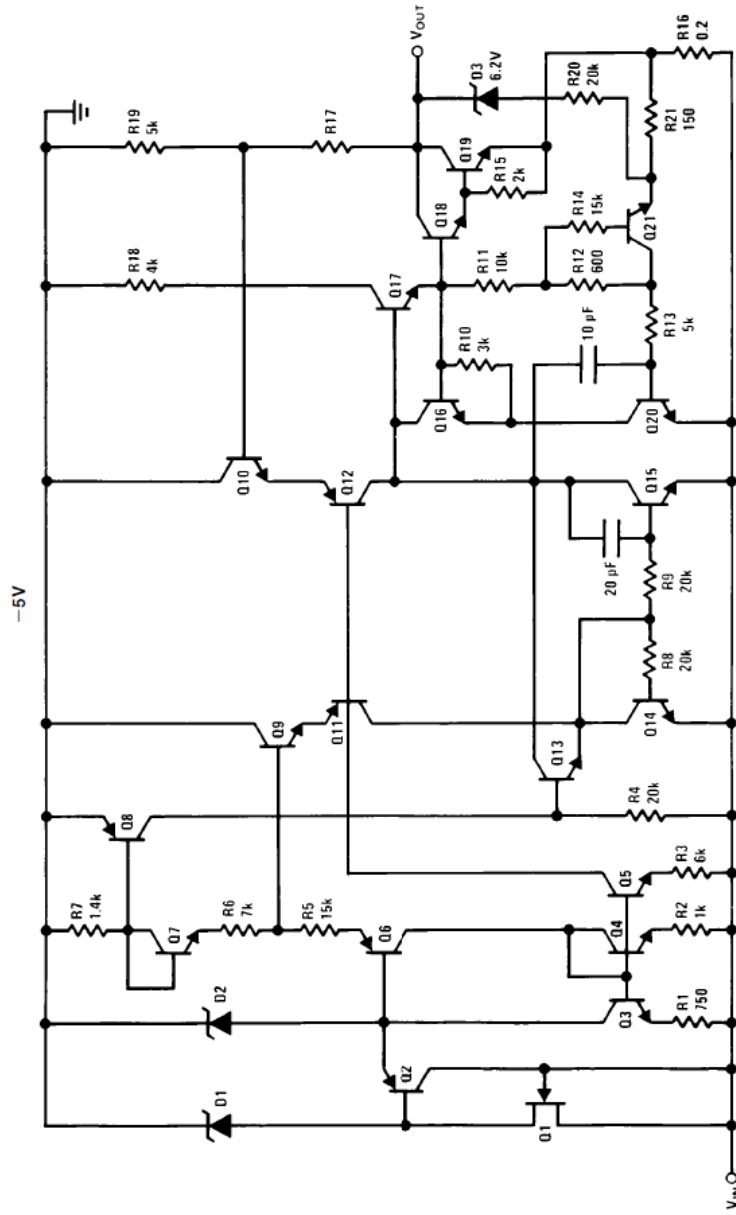
	(-15)	(+15)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40 mV	2 mV
Output Ripple, $C_{IN} = 3000 \mu F, I_L = 1A$	100 $\mu V_{rms}$	100 $\mu V_{rms}$
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq 10$ kHz	150 $\mu V_{rms}$	150 $\mu V_{rms}$

\*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs.

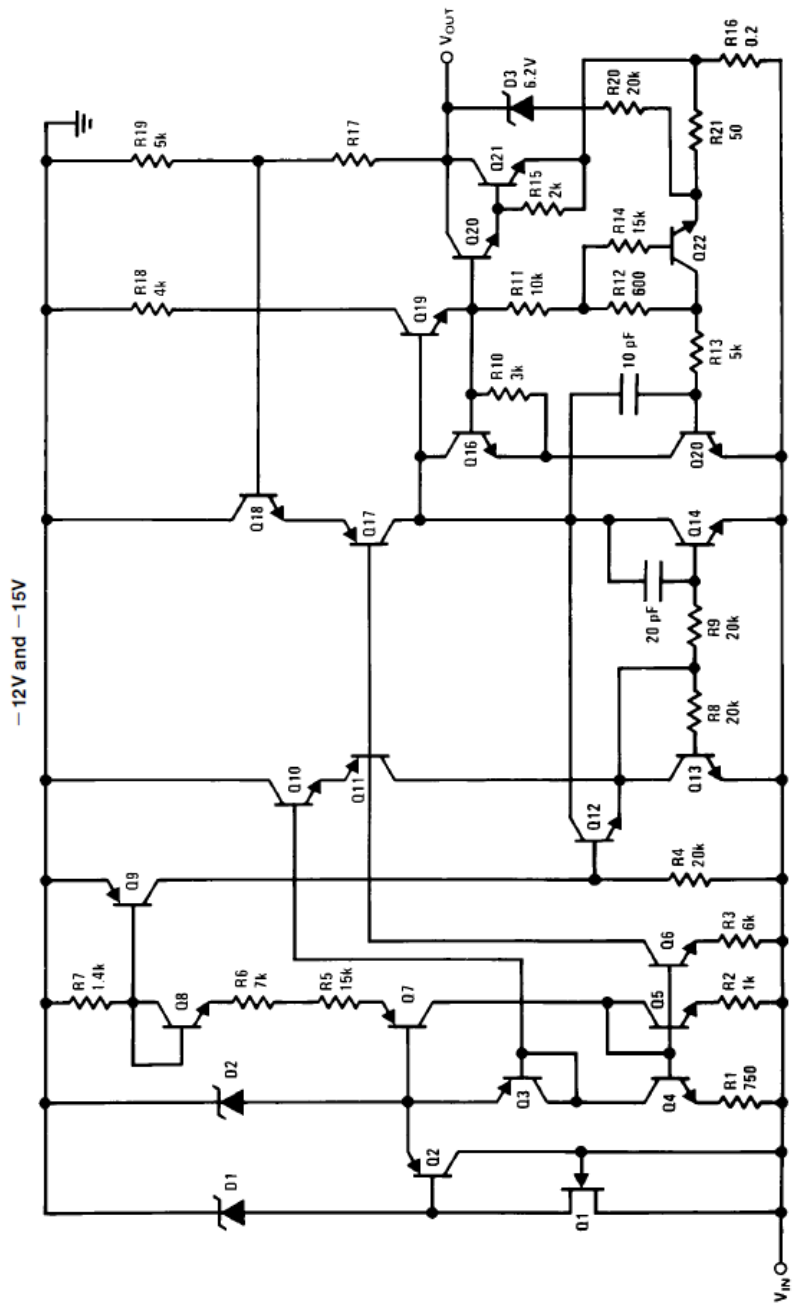
\*\*Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators.

# Schematic Diagrams

TL/H/7340-12

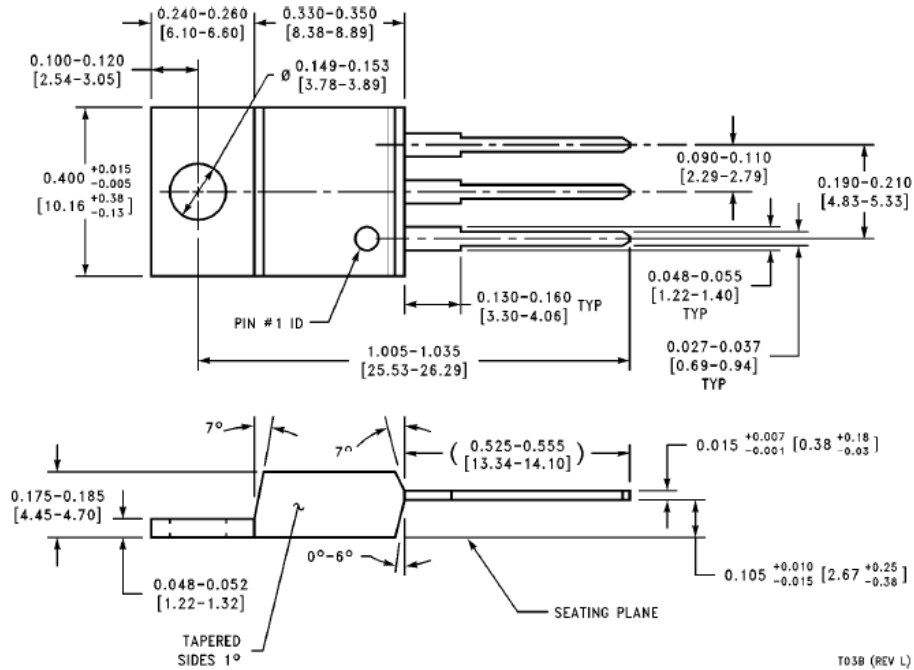


Schematic Diagrams (Continued)



TL/H/7340-13

**Physical Dimensions** inches (millimeters)



**TO-220 Outline Package (T)**  
**Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT**  
**NS Package Number T03B**

T03B (REV L)

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation**  
 1111 West Bardin Road  
 Arlington, TX 76017  
 Tel: 1(800) 272-9959  
 Fax: 1(800) 737-7018

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: (+49) 0-180-530 85 86  
 Email: cnjwge@tevm2.nsc.com  
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85  
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32  
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58  
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

**National Semiconductor Hong Kong Ltd.**  
 13th Floor, Straight Block,  
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.  
 Tsimshatsui, Kowloon  
 Hong Kong  
 Tel: (852) 2737-1600  
 Fax: (852) 2736-9960

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-043-299-2309  
 Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

# LM741 Operational Amplifier

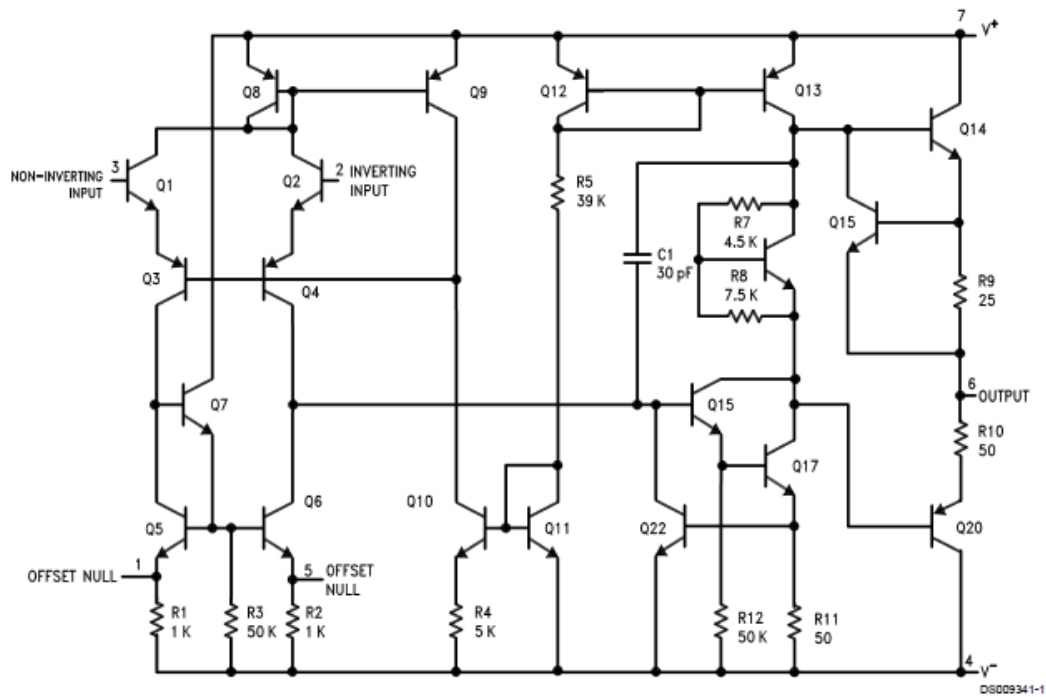
## General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

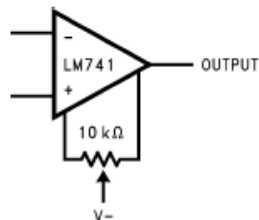
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

## Schematic Diagram



Offset Nulling Circuit



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

(Note 6)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 3)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 7)	400V	400V	400V	400V

## Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
	Average Input Offset Voltage Drift			15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V



<b>Electrical Characteristics</b> (Note 4) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_S = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	10									V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_O = \pm 2\text{V}$										V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$ $\pm 15$									V V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB dB
	$R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$										dB dB
	$R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	Rise Time		0.25	0.8		0.3		0.3		$\mu\text{s}$
		Overshoot		6.0	20		5		5		%
Bandwidth (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150							mW mW
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

**Note 1:** "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

## Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

**Note 2:** For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and  $T_J$  max. (listed under "Absolute Maximum Ratings").  $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_D)$ .

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
$\theta_{JA}$ (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
$\theta_{JC}$ (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

**Note 3:** For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

**Note 4:** Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_D = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ .

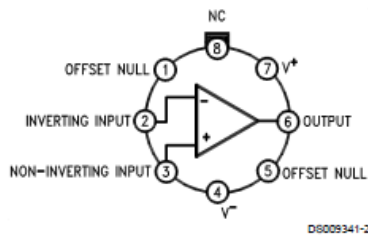
**Note 5:** Calculated value from:  $BW$  (MHz) =  $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$ .

**Note 6:** For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

**Note 7:** Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

## Connection Diagram

Metal Can Package

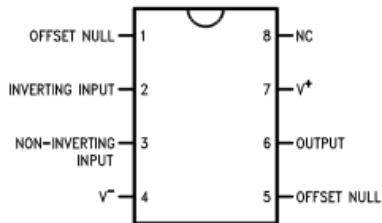


DS009341-2

**Note 8:** LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 8),  
LM741AH/883 or LM741CH  
See NS Package Number H08C

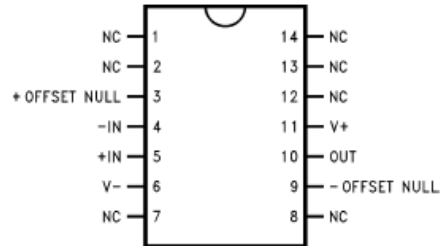
Dual-In-Line or S.O. Package



DS009341-3

Order Number LM741J, LM741J/883,  
LM741CM, LM741CN or LM741EN  
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Dual-In-Line Package



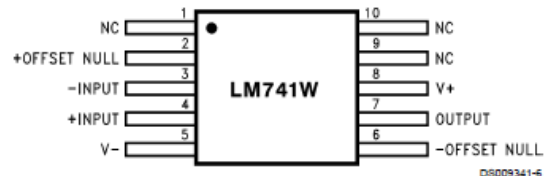
DS009341-5

**Note 9:** also available per JM38510/10101

**Note 10:** also available per JM38510/10102

Order Number LM741J-14/883 (Note 9),  
LM741AJ-14/883 (Note 10)  
See NS Package Number J14A

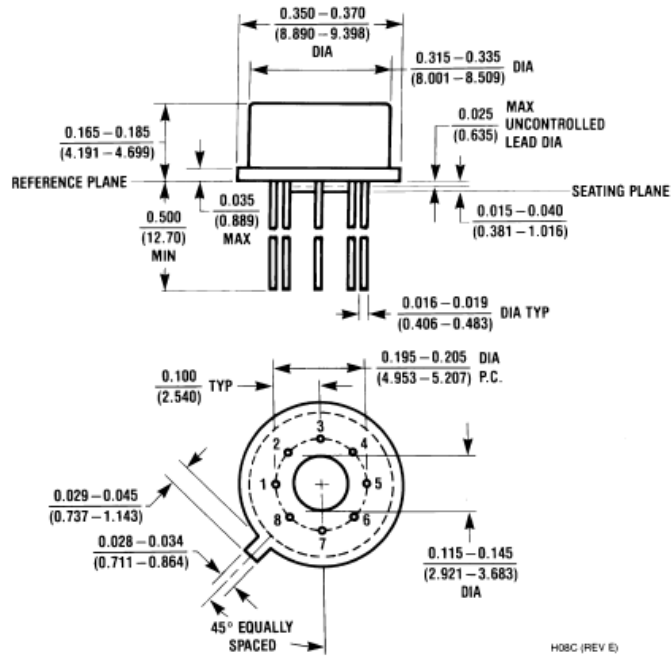
Ceramic Flatpak



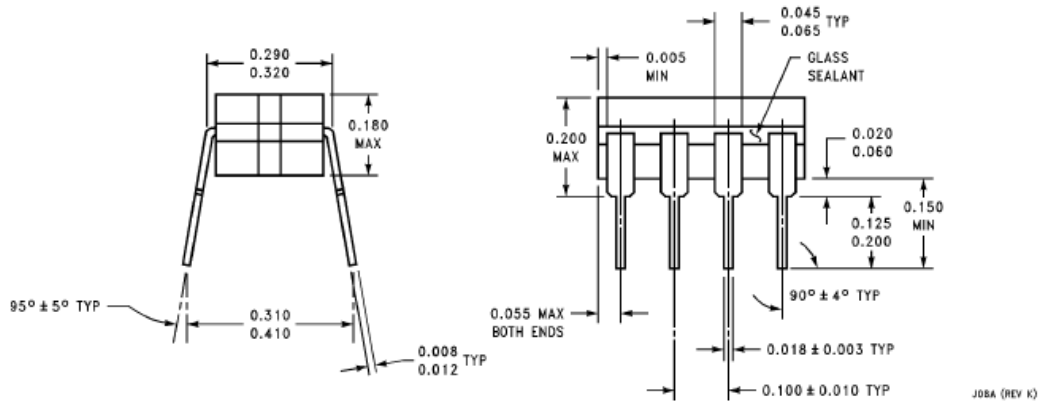
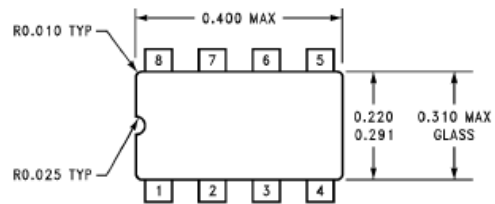
DS009341-6

Order Number LM741W/883  
See NS Package Number W10A

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted

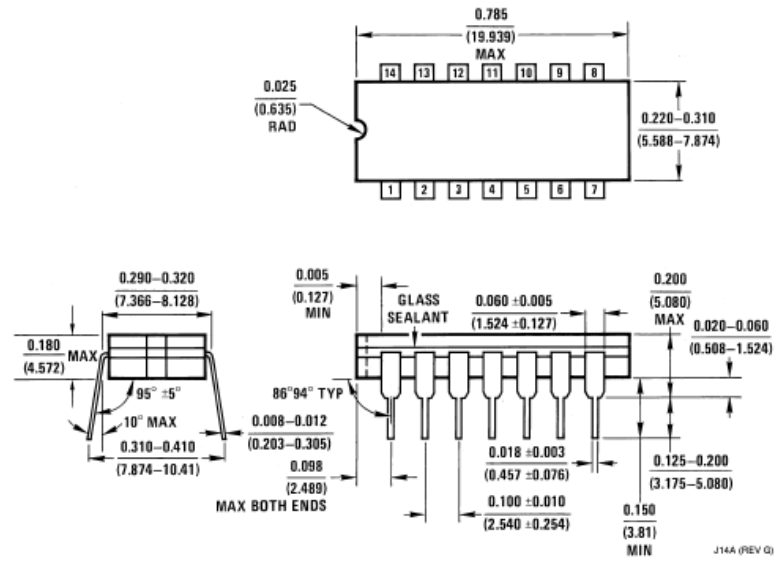


**Metal Can Package (H)**  
 Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741CH or LM741EH  
 NS Package Number H08C

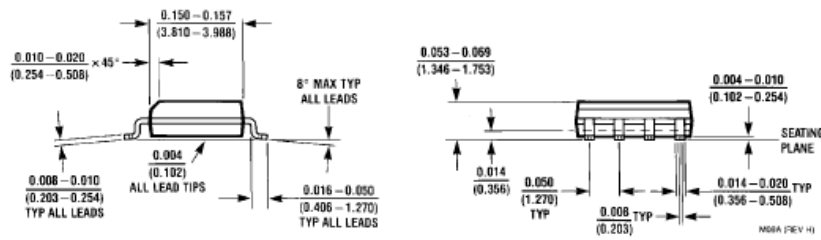
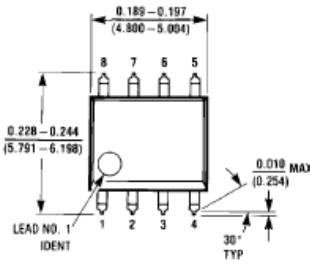


**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
 Order Number LM741CJ or LM741J/883  
 NS Package Number J08A

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

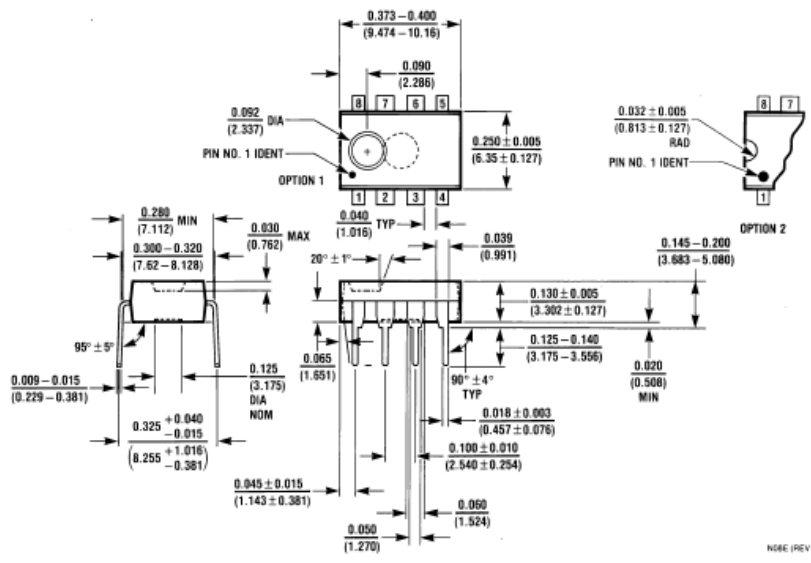


**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
 Order Number LM741J-14/883 or LM741AJ-14/883  
 NS Package Number J14A



**Small Outline Package (M)**  
 Order Number LM741CM  
 NS Package Number M08A

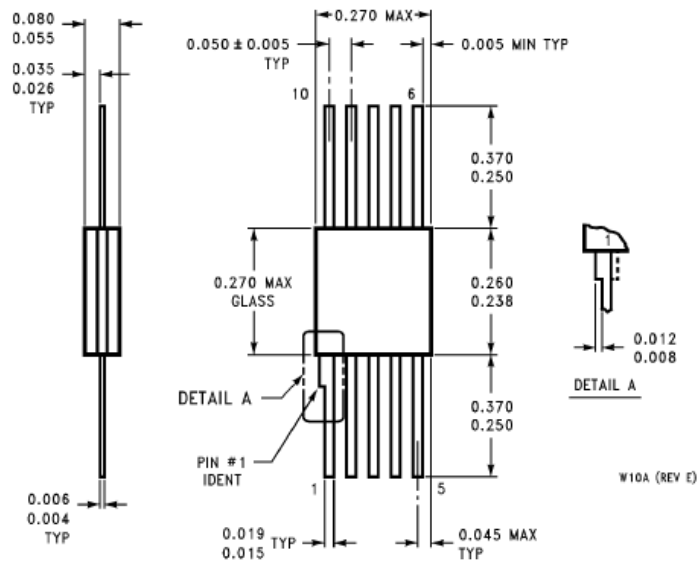
**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-In-Line Package (N)  
Order Number LM741CN or LM741EN  
NS Package Number N08E

N08E (REV F)

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)




**10-Lead Ceramic Flatpak (W)**  
**Order Number LM741W/883**  
**NS Package Number W10A**

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 **National Semiconductor Corporation**  
 Americas  
 Tel: 1-800-272-9959  
 Fax: 1-800-737-7018  
 Email: support@nsc.com

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86  
 Email: europe.support@nsc.com  
 Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85  
 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32  
 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58  
 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
 Tel: 65-2544466  
 Fax: 65-2504466  
 Email: sea.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-3-5639-7560  
 Fax: 81-3-5639-7507

www.national.com

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**Αιγάλεω**

**Ιούνιος - 2014**