

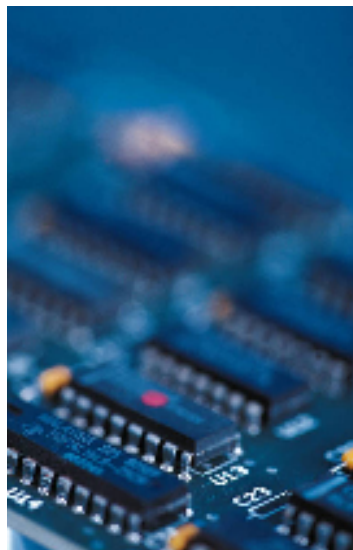
**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

Πτυχιακή Εργασία

Ηλεκτρονικό Φορτίο

Επιβλέπων:

Κος Μπακατσάκης Μιχαήλ, Καθηγητής Εφαρμογών



Μαλλιωτάκης Εμμανουήλ

AM 721

Χανιά 2008

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της διπλωματικής αυτής εργασίας είναι η κατασκευή ενός οργάνου με το οποίο θα μπορούμε να δοκιμάζουμε μία διάταξη με έξοδο ισχύος π.χ. ενός τροφοδοτικού η ενός ενισχυτή ισχύος. Το όργανο αυτό ονομάζεται ηλεκτρονικό φορτίο .

Συνήθως για τον έλεγχο μιας διάταξης ισχύος χρησιμοποιούμε αντιστάσεις. Οι αντιστάσεις αυτές έχουν σταθερή τιμή ωμικής αντίστασης και ισχύος και επιλέγονται κάθε φορά ανάλογα με τις απαιτήσεις της υπό έλεγχο διάταξης.

Με το ηλεκτρονικό φορτίο μπορούμε να ρυθμίσουμε την τιμή της αντίστασης πολύ πιο εύκολα παρά αν χρησιμοποιούσαμε αντιστάσεις ισχύος , τις οποίες θα πρέπει να συνδέσουμε σε σειρά η παράλληλα η και τα δύο για να πετύχουμε την επιθυμητή τιμή

Γενικά στο εμπόριο υπάρχουν όργανα τα οποία χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο διατάξεων ισχύος καθώς είναι απαραίτητο να γίνεται έλεγχος των διατάξεων ισχύος ειδικά όταν αυτές χρησιμοποιούνται σε κρίσιμες εφαρμογές.

Στο πρώτο κεφάλαιο κάνουμε μια εισαγωγή στο ηλεκτρονικό φορτίο και στα πλεονεκτήματά του.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναφέρουμε τους τρόπους λειτουργίας καθώς και τις το εφαρμογές του.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύουμε τα μέρη του ηλεκτρονικού φορτίου και στο τέταρτο κεφάλαιο αναφέρουμε την λειτουργία του.

ELECTRONIC LOAD

Abstract

Aim of this diplomatic work is the manufacture of a measurement instrument that is capable of testing a device which have high power output. This instrument is called electronic load.

Usually for the testing of a power device we use resistors. Resistors have a constant value rating of resistance and power and are selected each time, depending of the device under test requirements.

With the electronic load we can control the resistance value, much more easily despite if we used power resistances, connected, in serious or parallel or both, in order to achieve the desirable value.

Generally there are a lot of instruments of this kind in the market that are used for the power device control, as it becomes essential the testing of the power devices especially when they are used in critical applications.

In the first chapter we make an import in the electronic load and in his advantages.

In the second chapter we report the ways of operation as well as his applications.

In the third chapter we analyze the parts of electronic load and in the fourth chapter we report his operation.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή στο ηλεκτρονικό φορτίο	7
---------------------------------------	---

Κεφάλαιο 2

Ηλεκτρονικό φορτίο	11
--------------------------	----

2.1 Εισαγωγή	11
--------------------	----

2.2 Τρόποι λειτουργίας ηλεκτρονικού φορτίου	11
---	----

2.2.1 Μέθοδος σταθερού ρεύματος	11
---------------------------------------	----

2.2.2 Τρόπος λειτουργίας σταθερής αντίστασης	12
--	----

2.2.3 Τρόπος λειτουργίας σταθερής τάσης	13
---	----

2.2.4 Τρόπος λειτουργίας – δυναμικό φορτίο	13
--	----

2.3 Εφαρμογές ηλεκτρονικού φορτίου	14
--	----

2.3.1 Έλεγχος φορτιστή μπαταριών	14
--	----

2.3.2 Έλεγχος μπαταριών	15
-------------------------------	----

2.3.2.1 Έλεγχος εκφόρτισης	15
----------------------------------	----

2.3.2.2 Έλεγχος φόρτισης	16
--------------------------------	----

2.3.3 Έλεγχος τροφοδοτικών	16
----------------------------------	----

2.3.3.1 Χαρακτηριστικά τροφοδοτικών	17
---	----

2.4 Επίλογος	20
--------------------	----

Κεφάλαιο 3

Ενεργά στοιχεία ηλεκτρονικού φορτίου	21
--	----

3.1 Εισαγωγή	21
--------------------	----

3.2 Κύκλωμα τρανζίστορ	21
------------------------------	----

3.2.1 Δομή τρανζίστορ	21
-----------------------------	----

3.2.2 Αρχή λειτουργίας τρανζίστορ	23
3.2.3 Βασικές συνδεσμολογίες τρανζίστορ	24
3.2.3.1 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	25
3.2.4 Περιοχές λειτουργίας	28
3.2.5 Ισοδύναμο κύκλωμα	29
3.2.6 Πολώσεις.....	30
3.2.7 Ρεύμα κόρου του τρανζίστορ	32
3.2.8 Ρεύμα αποκοπής του τρανζίστορ	33
3.2.9 Επίδραση θερμοκρασίας στην πόλωση	34
3.2.10 Ανάγνωση τεχνικών χαρακτηριστικών	38
3.2.11 Ψύξη τρανζίστορ.....	44
3.3 Τελεστικοί Ενισχυτές.....	47
3.3.1 Γενικά για τους τελεστικούς ενισχυτές.....	47
3.3.2 Τελεστικοί ενισχυτές	48
3.3.2.1 Παράμετροι	50
3.3.2.2 Σφάλμα τάσης.....	56
3.3.3 Βασικά κυκλώματα τελεστικού ενισχυτή	60
3.3.3.1 Μη αναστρέφων ενισχυτής.....	60
3.3.3.2 Αναστρέφων ενισχυτής.....	63
3.3.4 Άλλα κυκλώματα τελεστικού ενισχυτή	66
3.3.4.1 Buffer	66
3.3.4.2 Διαφορικός ενισχυτής	67
3.3.4.3 Μετατροπή τάση σε ρεύματος	71
3.4 Ταλαντωτές.....	73
3.4.1 Είδη Ταλαντωτών	75
3.5 Επίλογος.....	76
Κεφάλαιο 4	
Η Κατασκευή	77

4.1 Εισαγωγή	77
4.2 Λειτουργίες του ηλεκτρονικού φορτίου	81
4.2.1 Ρύθμιση τα αντίστασης	81
4.2.2 Διαμόρφωση συνεχούς ρεύματος	82
4.2.3 Εξωτερική διαμόρφωση	83
4.2.4 Ρύθμιση συνεχούς ρεύματος	84
4.3 Μέγιστη ισχύ	84
4.4 Όρια λειτουργίας	84
4.5 Επίλογος	85
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	86
Μετρήσεις διάταξης σε λειτουργία σταθερής αντίστασης	86
Κύκλωμα	89
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β	90
Τροφοδοτικά κατασκευής ηλεκτρονικού φορτίου	90
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ	92
Μονάδα απεικόνισης τάσης ρεύματος τεχνικά χαρακτηριστικά	92
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ	97
Υλικά κατασκευής ηλεκτρονικού φορτίου	97
Διάγραμμα τοποθέτησης εξαρτημάτων (πλακέτες)	98
Πρόσοψη κατασκευής	99
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	100

Κεφάλαιο 1

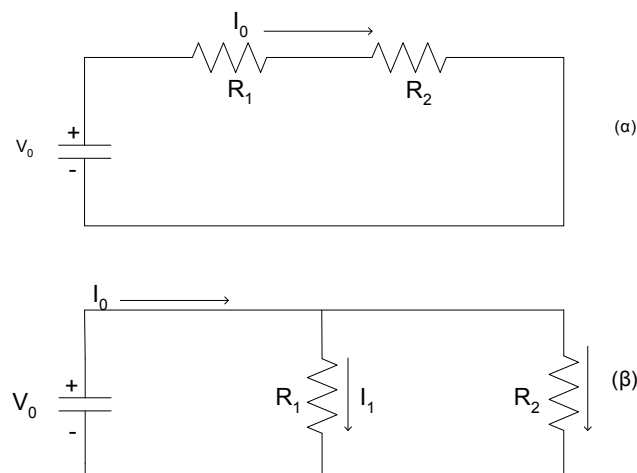
Εισαγωγή στο ηλεκτρονικό φορτίο

Πολλές φορές χρειαζόμαστε να ελέγξουμε μια διάταξη ισχύος πριν την τοποθετήσουμε σε λειτουργία καθώς μια δυσλειτουργία της μπορεί να προκαλέσει περισσότερα προβλήματα, ειδικά όταν οι απαιτήσεις του κυκλώματος είναι μεγάλες.

Διάταξη ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ένα τροφοδοτικό η ενισχυτής, καθώς και ένα σύστημα αδιάλειπτου παροχής ενέργειας (UPS). Οι δυνατότητες μιας τέτοιας διάταξης βασικά κρίνονται από το μέγιστο ρεύμα που μπορεί αυτό να δώσει στην έξοδο του σε σχέση με τη τάση εξόδου. Επίσης η σταθερότητα ή όχι των παραπάνω δεδομένων, η ικανότητα αυτοπροστασίας καθορίζουν τη ποιότητα της διάταξης μας

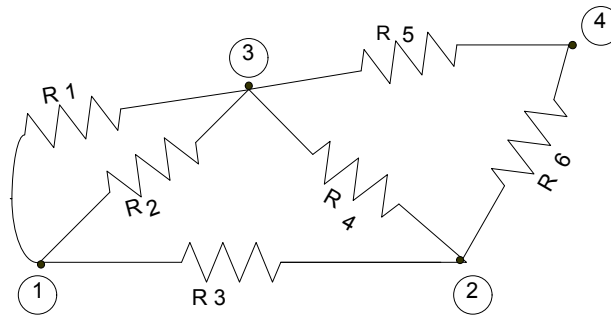
Για τη δοκιμή μιας οποιασδήποτε διάταξης ισχύος είναι απαραίτητος ένας ανάλογος καταναλωτής (φορτίο) ο οποίος να αντέχει σε δύσκολες συνθήκες.

Η πιο απλή μορφή φορτίου είναι οι αντιστάσεις ισχύος. Πολλές αντιστάσεις ισχύος τοποθετημένες σε σειρά (σχήμα 1.1.α) ή παράλληλα (1.1.β) δημιουργούν ένα φορτίο με την επιθυμητή τιμή αντίστασης. Το φορτίο αυτό ονομάζεται ψευδοφορτίο.



Σχήμα 1.1 (α) Αντιστάσεις σε σειρά, (β) Αντιστάσεις παράλληλα.

Τα ψευδοφορτία κατασκευάζονται συνήθως από αλυσίδες διασυνδεόμενων αντιστάσεων, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.2 Ψευδοφορτία.

Παρουσιάζουν ως πλεονέκτημα την ευκολία της κατασκευής αλλά δεν ικανοποιούν τις απαιτήσεις των δοκιμών καθώς παρουσιάζουν πάρα πολλά μειονεκτήματα όπως :

- Η τιμή της αντίστασης είναι σταθερή και ως εκ τούτου πρέπει να γίνονται συνέχεια επεμβάσεις στο δικτύωμα R ώστε να επιτύχουμε κάθε φορά την επιθυμητή τιμή .
- Για μεγάλα ρεύματα χρειαζόμαστε αντιστάσεις ισχύος ώστε να αντέχουν σε μεγάλες θερμοκρασίες , ειδικά όταν δοκιμάζουμε τη διάταξη για μεγάλο χρονικό διάστημα.
- Η τιμή των αντιστάσεων μεταβάλλεται με την θερμοκρασία και ειδικά σε περιπτώσεις όπου η αντίσταση έχει μικρή τιμή (κάτω από 1 Ωμ) .
- Η ανοχή των αντιστάσεων επηρεάζει τη συνολική τιμή.
- Σε περιπτώσεις λάθους στον υπολογισμό των αντιστάσεων θα έχουμε πιθανή καταστροφή της υπό ελέγχου διάταξης ειδικά αν αυτή δεν έχει προστασία.
- Στην περίπτωση που θέλουμε να έχουμε μεταβαλλόμενη αντίσταση φορτίου τότε θα πρέπει να βρεθούν ροοστάτες ή μεταγωγείς ισχύος, κάτι το οποίο θα ανεβάσει το κόστος σε υψηλά επίπεδα.

Τα παραπάνω μειονεκτήματα μπορούν να εξαλειφθούν πλήρως αν γίνει χρήση μιας ειδικής διάταξης.

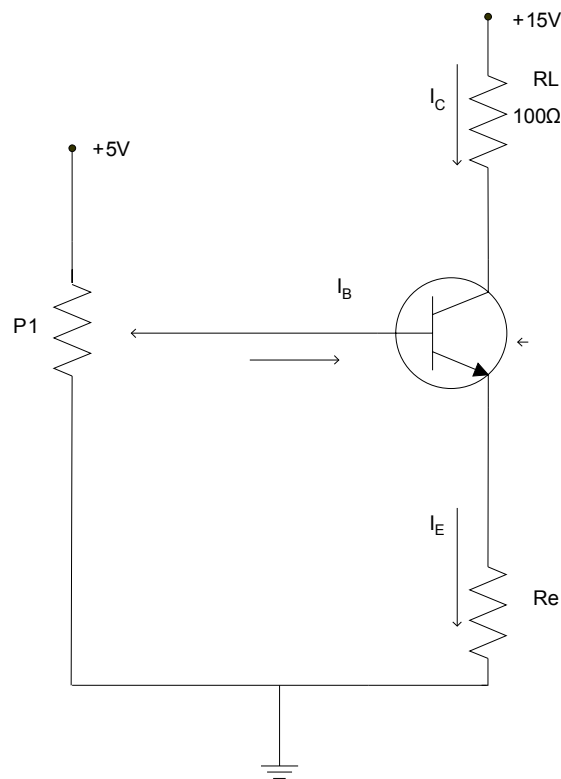
Η διάταξη αυτή θα είναι σε θέση να μπορεί να μεταβάλλει την αντίσταση της όπως εμείς επιθυμούμε , να αντέχει σε μεγάλες θερμοκρασίες και να παρέχει την απαραίτητη ασφάλεια στην υπό έλεγχο συσκευή.

Η διάταξη αυτή ονομάζεται ηλεκτρονικό φορτίο.

Το ηλεκτρονικό φορτίο μπορεί να υλοποιηθεί αν αντί του ψευδοφορτίου χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ ισχύος. Το ρεύμα του φορτίου μετατρέπεται σε ρεύμα συλλέκτη στα τρανζίστορ έχοντας έτσι τη δυνατότητα ,ελέγχοντας το ρεύμα βάσης, να ελέγξουμε το ρεύμα φορτίου.

Επίσης η επίδραση της θερμοκρασίας μπορεί να εξαλειφθεί καθώς τα τρανζίστορ μπορούν να ψυχθούν πιο εύκολα με την κατάλληλη ψήκτρα και ανεμιστήρα.

Αν στην θέση των αντιστάσεων χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ τότε χρησιμοποιούμε την παρακάτω διάταξη (σχήμα 1.3).



Σχήμα 1.3 Βασική διάταξη ηλεκτρονικού φορτίου.

Το ρεύμα φορτίου μετατρέπεται σε ρεύμα συλλέκτη I_c και μεταβάλλοντας το ρεύμα βάσεως I_b , με την βοήθεια του ροοστάτη P1 μεταβάλουμε το ρεύμα που διαρρέει το συλλέκτη του τρανζίστορ και κατά συνέπεια του ρεύμα που διαρρέει το φορτίο.

Το ρεύμα οδήγησης βάσεως μπορεί να δοθεί από μια ηλεκτρονική διάταξη η οποία αποτελείται από ένα τελεστικό ενισχυτή , ο οποίος καθορίζει ακριβώς το ρεύμα οδήγησης με βάση μια τιμή αναφοράς.

Κεφάλαιο 2

Ηλεκτρονικό φορτίο

2.1 Εισαγωγή

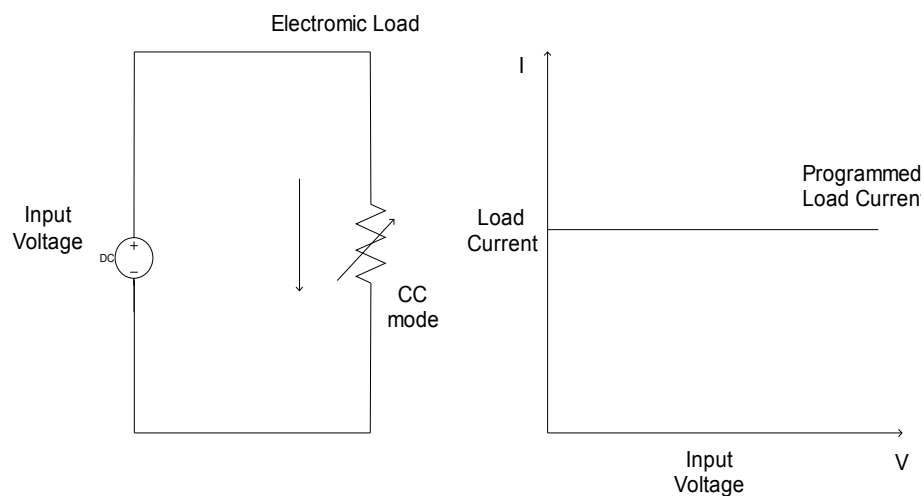
Οι υπό έλεγχο ηλεκτρονικές διατάξεις μπορούν να έχουν ωμική, επαγωγική ή χωρητική συμπεριφορά. Η πραγματική συμπεριφορά των διατάξεων αυτών είναι πιο πολύπλοκη.

Με την βοήθεια του ηλεκτρονικού φορτίου μπορούμε να μελετήσουμε την συμπεριφορά της ηλεκτρονικής διάταξης. Έτσι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τους παρακάτω τρόπους λειτουργίας του ηλεκτρονικού φορτίου.

2.2 Τρόποι λειτουργίας του ηλεκτρονικού φορτίου.

2.2.1 Μέθοδος σταθερού ρεύματος (CC mode).

Στον τρόπο αυτό λειτουργίας, το ηλεκτρονικό φορτίο θα χειριστεί ένα σταθερό ρεύμα, με τιμή προγραμματιζόμενη από εμάς, το οποίο δεν εξαρτάται από την τάση εισόδου.

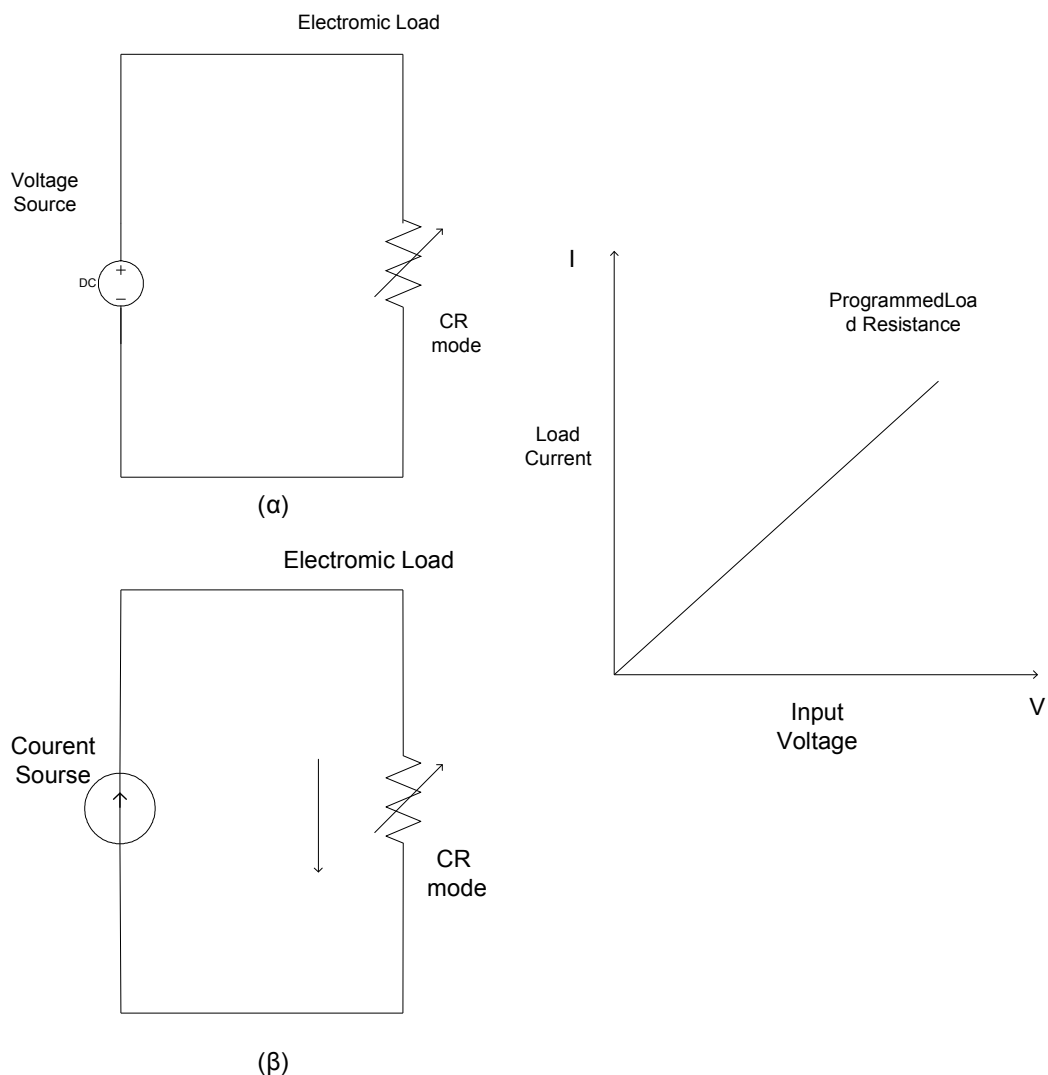


Σχήμα 2.2.1 Μέθοδος σταθερού ρεύματος (CC mode).

Ο τρόπος λειτουργίας αυτός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξουμε πηγές τάσης καθώς και τη σταθεροποίηση του φορτίου σε ένα τροφοδοτικό DC , AC.

2.2.2 Τρόπος λειτουργίας σταθερής αντίστασης (CR mode)

Στον τρόπο λειτουργίας του ηλεκτρονικού φορτίου ως σταθερή αντίσταση το ρεύμα που διαρρέει είναι ανάλογο της τάσης εισόδου σε συνδυασμό με την προγραμματισμένη αντίσταση.

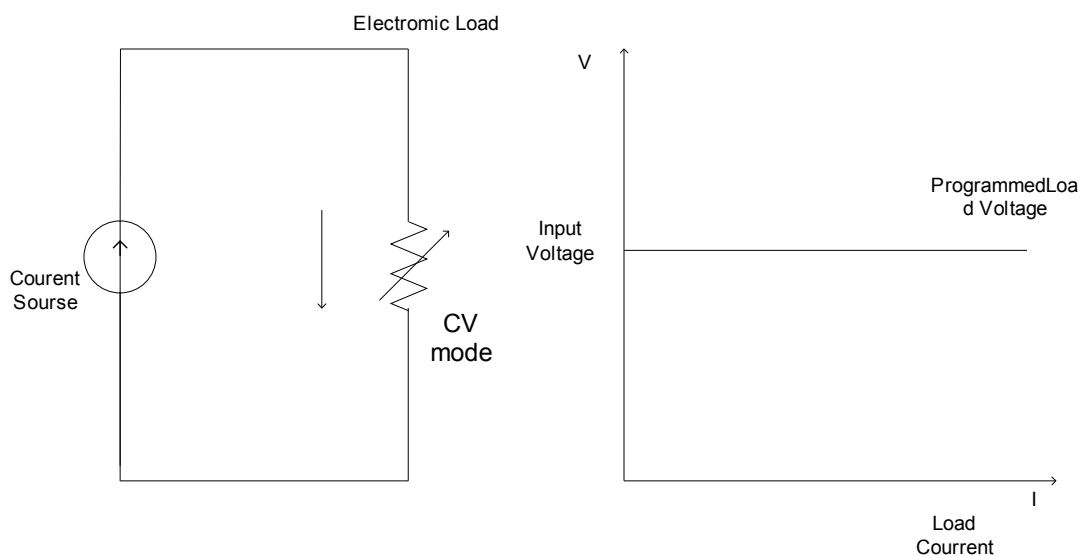


Σχήμα 2.2.2 Τρόπος λειτουργίας σταθερής αντίστασης (CR mode) α) με χρήση πηγής σταθερής τάσης β) με χρήση πηγής σταθερού ρεύματος.

Ο τρόπος λειτουργίας αυτός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξουμε πηγές ρεύματος ή τάσης ενώ συνήθως χρησιμοποιείται στον έλεγχο εκκίνησης τροφοδοτικών καθώς και στο όριο ρεύματος αυτών.

2.2.3 Τρόπος λειτουργίας-σταθερή τάση (CV mode)

Στον τρόπο λειτουργίας αυτό, το ηλεκτρονικό φορτίο θα τραβήξει όσο ρεύμα είναι αρκετό (αν είναι διαθέσιμο) ώστε να σταθεροποιήσουμε τη πηγή τάσης στην επιθυμητή τιμή. (σχήμα 2.2.3)



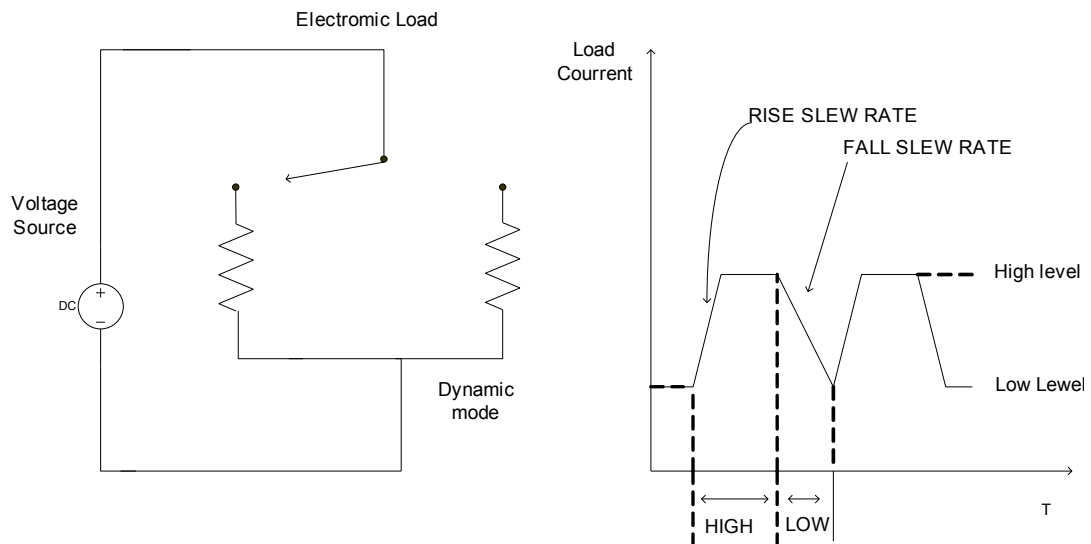
Σχήμα 2.2.3 Τρόπος λειτουργίας-σταθερή τάση (CV mode).

Ο συγκεκριμένος τρόπος λειτουργίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξουμε πηγές ρεύματος. Πολύ συχνά χρησιμοποιείται για να ελέγξουμε τα χαρακτηριστικά του μέγιστου ρεύματος ενός τροφοδοτικού. Επίσης μπορούμε να ελέγξουμε φορτιστές μπαταριών όπου το ηλεκτρονικό φορτίο μπορεί να εξομοιώσει τη τάση στα άκρα μιας μπαταρίας.

2.2.4 Τρόπος λειτουργίας – δυναμικό φορτίο

Στον συγκεκριμένο τρόπο λειτουργίας το ηλεκτρονικό φορτίο περιοδικά αλλάζει μεταξύ δύο φορτίων. Η σταθεροποίηση ενός τροφοδοτικού και η απόκριση

στις μεταβολές ρεύματος μπορούν να εξομοιωθούν παρακολουθώντας τη τάση εξόδου του κάτω από μεταβαλλόμενες συνθήκες φορτίου μεγάλου ή μικρού ρεύματος, μεγάλης ή μικρής διάρκειας ρεύματος.



Σχήμα 2.2.4 Τρόπος λειτουργίας – δυναμικό φορτίο.

Ο τρόπος λειτουργίας αυτός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξουμε τη συμπεριφορά, transient response, ενός τροφοδοτικού δηλαδή πόσο γρήγορα αυτό αντιδρά στις αλλαγές του φορτίου.

Τα περισσότερο χρησιμοποιούμενα φορτία είναι δυναμικά. Για παράδειγμα, σε έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή ο σκληρός δίσκος τραβάει μεταβαλλόμενη ποσότητα ρεύματος. Ο παραπάνω τρόπος μπορεί να εξομοιώσει αυτή τη κατάσταση.

2.3 Εφαρμογές ηλεκτρονικού φορτίου

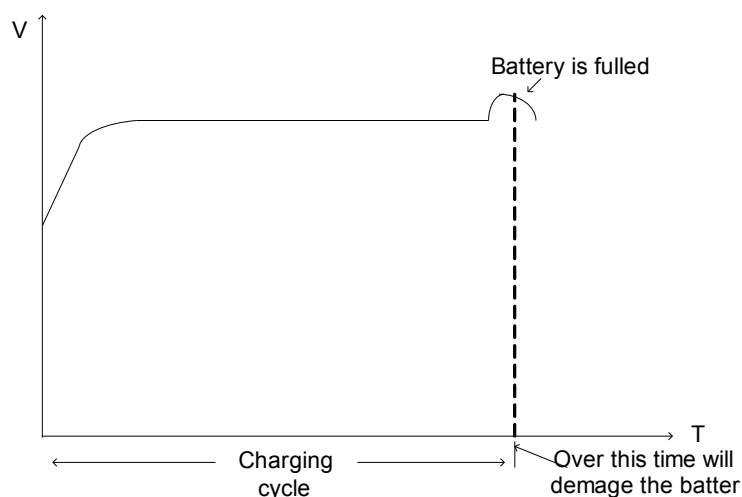
Το ηλεκτρονικό φορτίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις παρακάτω περιπτώσεις:

2.3.1 Έλεγχος φορτιστή μπαταριών.

Οι επαναφορτιζόμενες μπαταρίες χρειάζονται ένα φορτιστή μπαταριών. Ένας καλός φορτιστής πρέπει να παρέχει ένα σταθερό συνεχές ρεύμα και να κλείνει αυτόματα

όταν η μπαταρία είναι πλήρως φορτισμένη. Έτσι η μπαταρία διαρκεί για μεγάλο χρονικό διάστημα.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η χαρακτηριστική καμπύλη φόρτισης μπαταριών NI-CD .



Σχημα2.3.1 Χαρακτηριστική καμπύλη φόρτισης μπαταριών NI-CD.

Ο φορτιστής μπαταριών πρέπει να σταματήσει να φορτίζει όταν η τάση στα άκρα της μπαταρίας αρχίζει να πέφτει. Παραπέρα φόρτιση της μπαταρίας μπορεί να της προκαλέσει μόνιμη ζημιά. Θα μπορούσε στη περίπτωση αυτή να χρησιμοποιηθεί μια 2^η εναλλακτική μπαταρία για να ελέγξουμε το φορτιστή, πράγμα όμως που δεν είναι πρακτικό αλλά ούτε και οικονομικό.

Το ηλεκτρονικό φορτίο στη περίπτωση αυτή μπορεί να εξομοιώσει τη τάση μιας μπαταρίας. Για να ελέγξουμε το φορτιστή χρησιμοποιούμε το ηλεκτρονικό φορτίο στην κατάσταση CV και ρυθμίζουμε την επιθυμητή τάση ελέγχου (σχήμα 2.2.3).

2.3.2 Έλεγχος μπαταριών

2.3.2.1 Έλεγχος εκφόρτισης

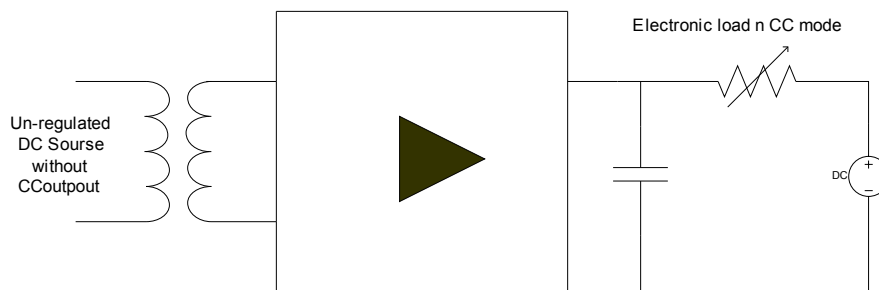
Μια μπαταρία μπορεί να εξομοιωθεί σαν μια πηγή ρεύματος. Η μονάδα μέτρησης για την αποθηκευμένη ενέργεια της είναι: mAh ή Ah. Για παράδειγμα μια μπαταρία 12Ah δίνει 12 A έξοδο για 1 ώρα ή 1A για 12 ώρες.

Για να ελέγξουμε τα χαρακτηριστικά εκφόρτισης μιας μπαταρίας χρησιμοποιούμε τη μέθοδο λειτουργίας σταθερού ρεύματος (CC). Η μπαταρία πρέπει να είναι ικανή να παράγει ένα ρεύμα ελέγχου για ορισμένη περίοδο, με ορισμένη τάση.

2.3.2.2 Έλεγχος φόρτισης

Το ηλεκτρονικό φορτίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση των χαρακτηριστικών φόρτισης μιας μπαταρίας.

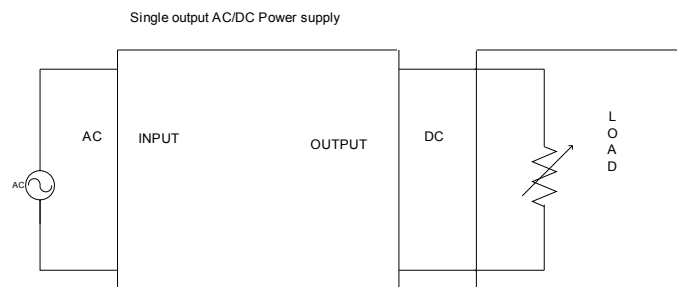
Ένα απλό τροφοδοτικό μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε σειρά με μία μπαταρία και το ηλεκτρονικό φορτίο όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα .



Σχήμα 2.3.2 Έλεγχος φόρτισης μπαταρίας

2.3.3 Έλεγχος τροφοδοτικών DC και AC .

Ένα τροφοδοτικό DC είναι μια διάταξη η οποία μετατρέπει την ενέργεια του εναλλασσομένου σε επιθυμητή DC τάση εξόδου. Η μέτρηση των χαρακτηριστικών ενός τροφοδοτικού γίνεται με την χρήση του ηλεκτρονικού φορτίου και ενός βοηθητικού κυκλώματος όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



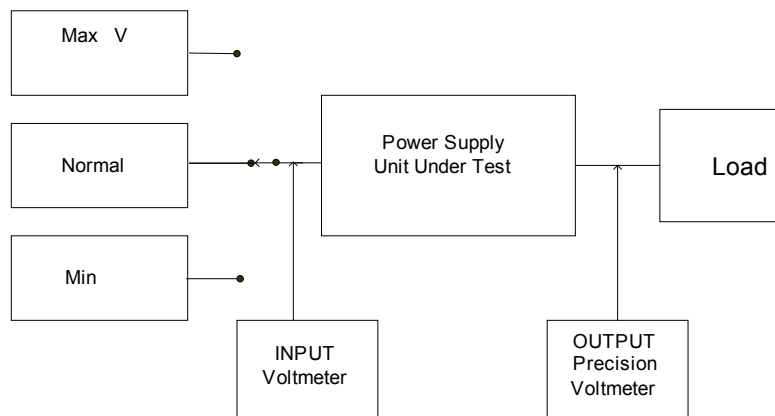
Τροφοδοτικά AC to DC

Σχήμα 2.3.3 Έλεγχος τροφοδοτικών DC και AC.

2.3.3.1 Χαρακτηριστικά τροφοδοτικού

Τα χαρακτηριστικά ενός τροφοδοτικού τα οποία μπορούμε να μετρήσουμε με την χρήση του ηλεκτρονικού φορτίου είναι τα παρακάτω:

- **Σταθεροποίηση τάσεως εξόδου.** Ορίζεται ως η ικανότητα του τροφοδοτικού να παρέχει σταθερή τάση εξόδου όταν μεταβάλλεται η τάση εισόδου. Ο έλεγχος γίνεται με βάση το παρακάτω κύκλωμα:



Σχήμα 2.3.4 Έλεγχος Σταθεροποίησης τάσεως εξόδου.

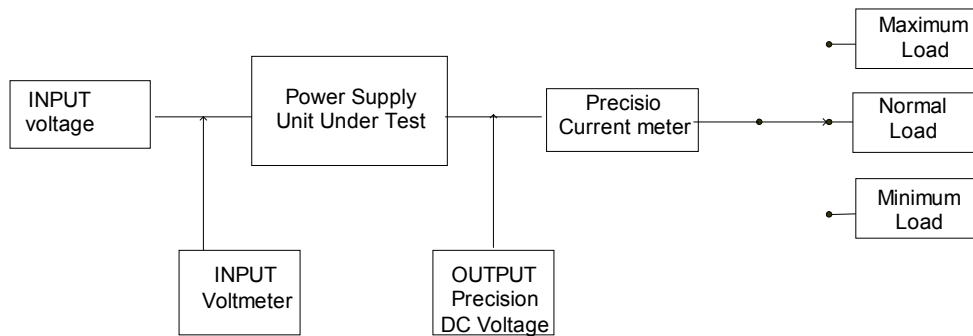
Το τροφοδοτικό υπό δοκιμή αρχικά εργάζεται με σταθερή τάση εισόδου και σταθερό φορτίο. Προσέχουμε ώστε το πολύμετρο το οποίο μετράει την έξοδο να είναι όργανο μεγάλης ακριβείας.. Έπειτα παίρνουμε μέτρηση της τάσεως εξόδου μετακινώντας τον διακόπτη στην θέση max min και normal. Η σταθεροποίηση της τάσεως εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$\% \text{LINE REGULATION} = \frac{V_{o(\max)} - V_{o(\min)}}{V_{o(\text{normal})}} \times 100 \quad (2.3.1)$$

Η σταθεροποίηση της τάσεως εξόδου μπορεί να οριστεί ως η απόλυτη τιμή της μεταβολής της dc τάσης εξόδου που δημιουργείται με την μεταβολή της τάσεως εισόδου.

- **Σταθεροποίηση φορτίου.** Η σταθεροποίηση φορτίου είναι η ικανότητα του

τροφοδοτικού να διατηρεί σταθερή την έξοδο ανεξάρτητα από τις μεταβολές του φορτίου. Χρησιμοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



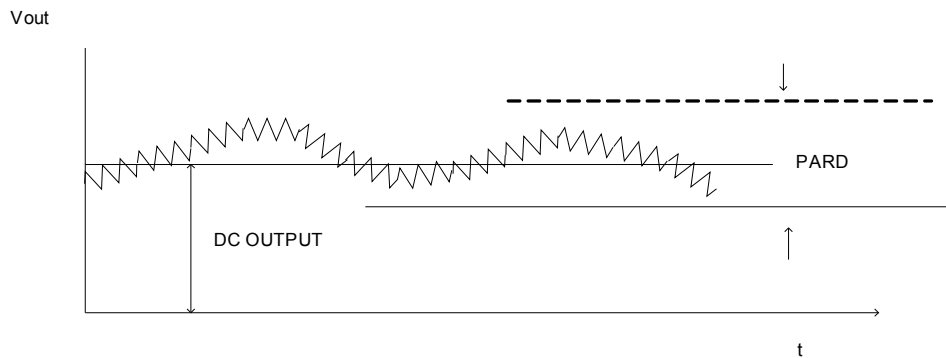
Σχήμα 2.3.5 Έλεγχος Σταθεροποίησης φορτίου.

Μετακινώντας τον διακόπτη παίρνουμε τιμές τάσεως εξόδου για τις θέσεις Normal , maximum minimum όπου έχουμε τις αντίστοιχες τιμές V_{normal} V_{max} V_{min} .

Η σταθεροποίηση φορτίου δίνεται από την σχέση:

$$\% \text{LOAD REGULATION} = \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{V_{\text{normal}}} \times 100 \quad (2.3.2)$$

- **Συνδυασμός σταθεροποίησης φορτίου και σταθεροποίησης τάσεως εξόδου.** Ο συνδυασμός σταθεροποίησης φορτίου και τάσεως εξόδου σε ένα τροφοδοτικό μας δίνει την ικανότητα του τροφοδοτικού να παρέχει σταθερή τάση εξόδου όταν μεταβάλετε η τάση εισόδου και το ρεύμα εξόδου.
- **Κυμάτωση και θόρυβος εξόδου PARD (periodic and random deviation).** PARD είναι η περιοδική και κυκλική απόκλιση της τάσης εξόδου του τροφοδοτικού από την μέση της τιμή μέσα σε συγκεκριμένο εύρος ζώνης που κυμαίνεται από 20Hz έως 20 MHz όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.3.6 Κυμάτωση και θόρυβος εξόδου PARD (periodic and random deviation).

Το PARD αποτελείται από ανεπιθύμητα σήματα που τοποθετούνται πάνω από την συνεχή τάση εξόδου του τροφοδοτικού. Για να κάνουμε την παραπάνω μέτρηση πρέπει το ηλεκτρονικό φορτίο να έχει πολύ μικρότερη τιμή PARD από το τροφοδοτικό.

- **Αποδοτικότητα (efficiency)** Η αποδοτικότητα ενός τροφοδοτικού είναι η αναλογία της συνολικής ισχύς εξόδου, προς την συνολική ισχύ εισόδου και ικανοποιείται από την σχέση

$$\text{EFFICIENCY} = \frac{\sum V_{\text{OUT}} \times I_{\text{OUT}}}{I_{\text{inputpower}}} \times 100\% \quad (2.3.3)$$

Η αποδοτικότητα ενός τροφοδοτικού μας δείχνει ότι το αυτό εργάζεται κανονικά.

- **Δυναμικό φορτίο (dynamic load or transient load)** Ένα τροφοδοτικό το οποίο διατηρεί σταθερή την τάση εξόδου έχει σχεδιαστεί με μια μονάδα ανατροφοδότησης με την βοήθεια της οποίας διατηρεί την τάση εξόδου σε σταθερό επίπεδο. Η ανατροφοδότηση έχει πεπερασμένο εύρος ζώνης το οποίο περιορίζει την δυνατότητα του τροφοδοτικού να αντιδράσει σε μια μεταβολή

του ρεύματος φορτίου. Αυτό σημαίνει ότι υπό τις κατάλληλες προϋποθέσεις το τροφοδοτικό θα γίνει ασταθές και θα μετατραπεί σε ταλαντωτή.

Η μεταβολή του ρεύματος φορτίου στις περισσότερες περιπτώσεις είναι δυναμική δηλ. έχουμε στιγμιαία μεταβολή του ρεύματος π.χ. κατά την εκκίνηση λειτουργίας του φορτίου έχουμε στιγμιαία μεγαλύτερο ρεύμα από το κανονικό. Συνεπώς η δυναμική απόκριση είναι ένας σημαντικός έλεγχος που πρέπει να γίνει σε ένα τροφοδοτικό.

2.4 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό είδαμε τον τρόπο λειτουργίας του ηλεκτρονικού φορτίου καθώς και περιληπτικά τις τυπικές εφαρμογές του.

Κεφάλαιο 3

Ενεργά στοιχεία ηλεκτρονικού φορτίου

3.1 Εισαγωγή

Όπως ήδη έχουμε αναφέρει με την κατάλληλη συνδεσμολογία μερικών τρανζίστορ ισχύος εξομοιώνουμε την αντίσταση φορτίου. Ρυθμίζοντας το ρεύμα βάσης των τρανζίστορ μεταβάλλουμε το ρεύμα συλλέκτη και αναγκάζουμε τα τρανζίστορ να εργαστούν σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση ή σαν ρυθμιζόμενος απαγωγέας ρεύματος. Αυτό γίνεται με την βοήθεια ενός κυκλώματος (κύκλωμα οδήγησης) το οποίο αποτελείται από τελεστικούς ενισχυτές. Με τη βοήθεια του κυκλώματος οδήγησης μπορούμε να εφαρμόσουμε ελεγχόμενη μεταβαλλόμενη τάση στην βάση των τρανζίστορ ισχύος, αναγκάζοντας τα τρανζίστορ να ανοιγοκλείνουν στο ρυθμό της τάσης αυτής. Η μεταβαλλόμενη τάση παράγεται από ένα κύκλωμα το οποίο ονομάζεται ταλαντωτής. Το κύκλωμα του ταλαντωτή μπορεί να αποτελείται από μικρά τρανζίστορ αλλά και από τελεστικούς ενισχυτές όπως είναι και στην κατασκευή μας. Με τα παραπάνω κυκλώματα μπορούμε να ελέγχουμε διάφορες διατάξεις ισχύος και να αντλήσουμε συμπεράσματα ως προς την συμπεριφορά τους.

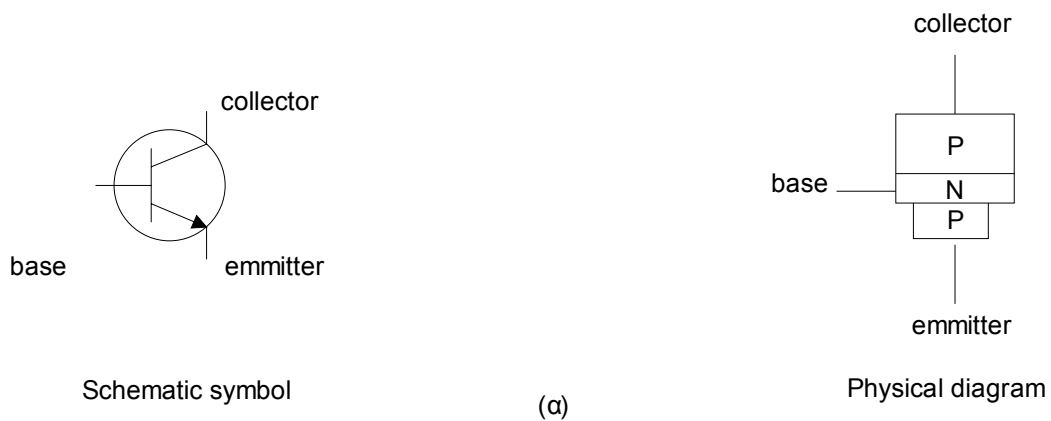
Τα τρανζίστορ ισχύος και οι τελεστικοί ενισχυτές αποτελούν τα ενεργά στοιχεία των παραπάνω κυκλωμάτων.

3.2 Τρανζίστορ

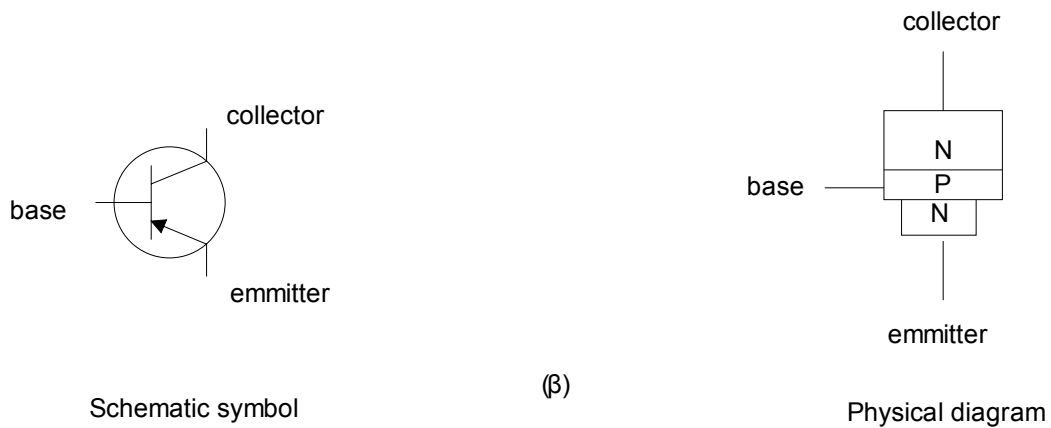
3.2.1 Δομή του τρανζίστορ

Το τρανζίστορ είναι ένας κρύσταλλος με τρεις περιοχές εμπλουτισμένες με προσμίξεις. Ανάλογα με τον τρόπο εμπλουτισμού, τα τρανζίστορ διακρίνονται σε δύο τύπους, το PNP και το NPN (σχήμα. 3.2.1(α),(β)) όπου η σειρά των γραμμάτων εκφράζει τον τύπο των ημιαγωγών κάθε περιοχής.

PNP transistor



NPN transistor



Σχήμα 3.2.1 Τύποι τρανζίστορ (α) PNP, (β) NPN.

Οι τρεις περιοχές ενός τρανζίστορ ονομάζονται ανάλογα με την λειτουργία τους εκπομπός (emitter), βάση (base) και συλλέκτης (collector).

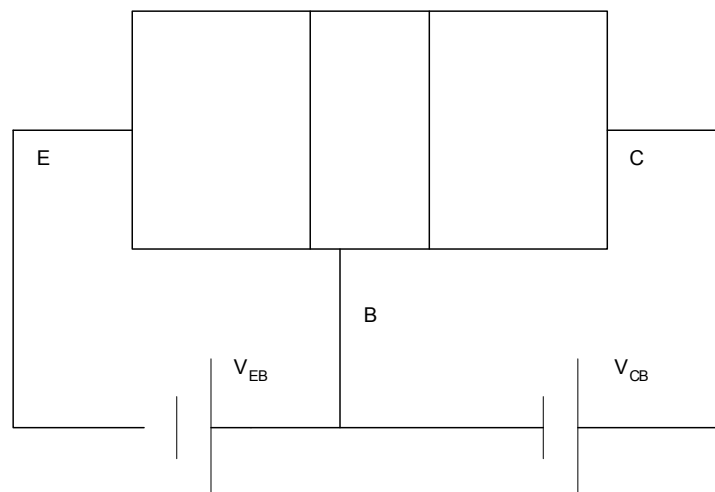
Σε κάθε τρανζίστορ χρησιμοποιούνται δύο δίοδοι, μια μεταξύ βάσης και εκπομπού και μια μεταξύ βάσης και συλλέκτη. Για αυτό το λόγο ένα τρανζίστορ μοιάζει να αποτελείται από δύο διόδους συνδεδεμένες σε αντίθετη φορά.

Το κυκλωματικό σύμβολο ενός τρανζίστορ δίδεται από στα παρακάτω σχήματα:



Σχήμα 3.2.2 Κυκλωματικό σύμβολο τρανζίστορ.

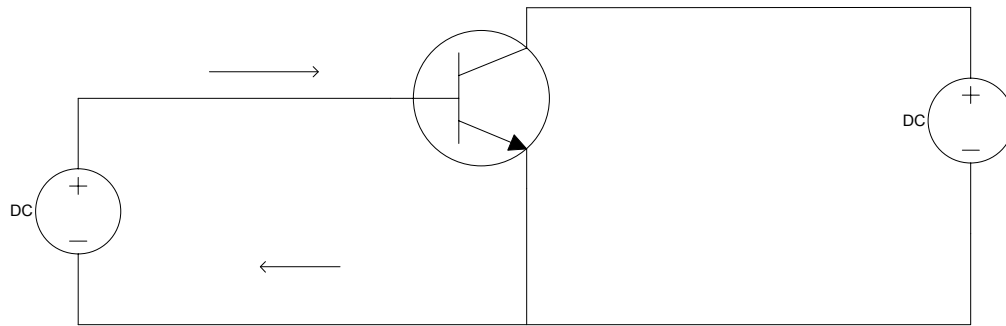
Ο προορισμός του εκπομπού είναι να εκπέμπει φορτία προς την βάση, οπότε για να είναι αυτό εφικτό πρέπει η δίοδο εκπομπού να είναι ορθά πολωμένη. Επίσης για να είναι δυνατή η συλλογή των φορτίων από το συλλέκτη πρέπει η δίοδος συλλέκτη να είναι ανάστροφα πολωμένη όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα. 3.2.3 Πολώσεις Τρανζίστορ.

3.2.2 Αρχή λειτουργίας του τρανζίστορ

Η λειτουργία ενός τρανζίστορ στην απλουστευμένη προσέγγιση της βασίζεται στην εκπομπή φορέων από τον εκπομπού και η συλλογή τους από τον συλλέκτη. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την συνδεσμολογία ενός τρανζίστορ NPN.

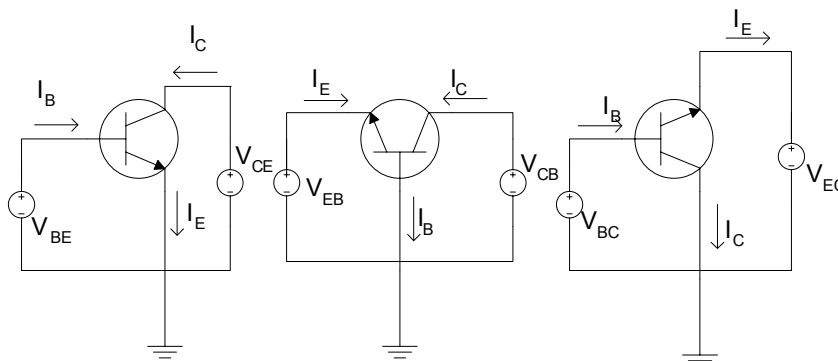


Σχήμα 3.2.4 Συνδεσμολογία τρανζίστορ NPN.

Αρχικά θεωρούμε ότι η διάοδος εκπομπού είναι ορθά πολωμένη .Όταν η τάση βάσης εκπομπού είναι μικρότερη από 0,7Volt (για τρανζίστορ πυριτίου) δεν διέρχεται πρακτικά ρεύμα από την βάση προς τον εκπομπό. Αν η τάση βάσης εκπομπού ξεπεράσει τα 0,7Volt θα υπάρχει αισθητή ροή ελεύθερων ηλεκτρονίων από τον εκπομπό προς την βάση και ελεύθερων οπών από την βάση προς τον εκπομπό.

3.2.3 Βασικές συνδεσμολογίες τρανζίστορ

Στην απλούστερη περίπτωση ,για την πόλωση ενός τρανζίστορ απαιτούνται δυο πηγές τάσης ,μια για το βρόχο ορθής πόλωσης της διάοδου του εκπομπού και μια για την ανάστροφη πόλωση του βρόχου της διάοδου του συλλέκτη. Επειδή στη συνδεσμολογία αυτή η βάση είναι το κοινό σημείο σύνδεσης των δυο βρόχων η συνδεσμολογία ονομάζεται συνδεσμολογία κοινής βάσης(Common Base).Η συνδεσμολογία κοινής βάσης περιγράφεται σύντομα ως CB ή KB και παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.5(β) όπου όπως βλέπουμε η βάση έχει γειωθεί .



Σχήμα 3.2.5 Βασικές συνδεσμολογίες τρανζίστορ (α) κοινού εκπομπού (CE) (β) κοινής βάσης (CB) και (γ) κοινού συλλέκτη (CC).

Οι πηγές χαρακτηρίζονται με δείκτες από το κοινό ηλεκτρόδιο και τον ακροδέκτη στον οποίο συνδέονται. Έτσι έχουμε τις V_{BE} και V_{CB} , οι οποίες συνδέονται μεταξύ βάσης και εκπομπού και συλλέκτη αντίστοιχα.

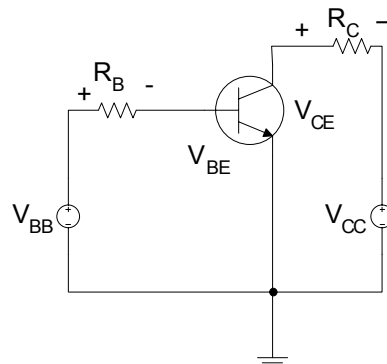
Μια άλλη περίπτωση σύνδεσης των πηγών είναι όταν οι βρόχοι έχουν ως κοινό τον εκπομπό. Αυτή η συνδεσμολογία ονομάζεται συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. (Common Emitter, CE ή ΚΕ), και παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.5 (α). Οι αντίστοιχες πηγές συμβολίζονται ως V_{BE} V_{CE} .

Στην τρίτη περίπτωση ανήκει η συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη (Common Collector, CC ή ΚΣ), στην οποία οι δυο βρόχοι έχουν ως κοινό σημείο τους το συλλέκτη. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.5γ. Οι δε πηγές συμβολίζονται ως V_{BC} V_{EC} .

Σε όλες τις συνδεσμολογίες θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο ότι, τουλάχιστον στα αναλογικά ηλεκτρονικά, η διάοδος εκπομπού πρέπει να είναι πάντα ορθά πολωμένη. Επιπλέον, θα πρέπει η διάοδος συλλέκτη να είναι ανάστροφα πολωμένη.

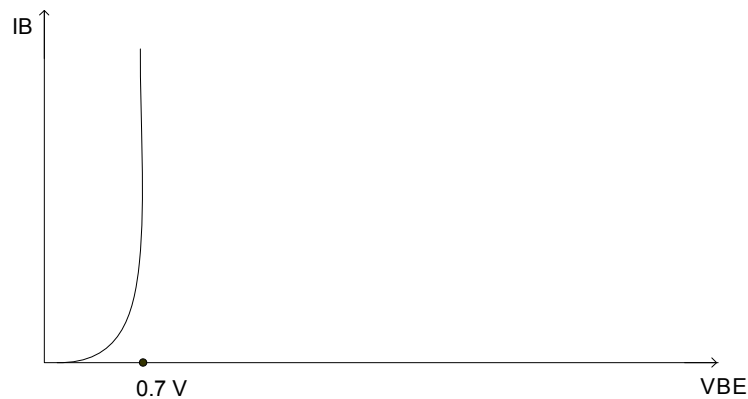
3.2.3.1 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Στο κύκλωμα αυτό υπάρχει η πηγή V_{BB} για τροφοδοσία του βρόγχου της διάοδου βάσης και η πηγή V_{CC} για τροφοδοσία του βρόγχου της διάοδου συλλέκτη. Η πηγή πρέπει να πολώνει ορθά την διάοδο εκπομπού και η V_{CC} την διάοδο συλλέκτη. Οι αντιστάσεις R_B και R_C χρησιμεύουν για τον περιορισμό των ρευμάτων σε κάθε βρόγχο. Μεταξύ των ακροδεκτών εμφανίζονται οι τάσεις βάσης-εκπομπού V_{be} και συλλέκτη-εκπομπού V_{ce} .



Σχήμα 3.2.6 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος βάσης και τάσης βάσης-εκπομπού λαμβάνεται όταν μεταβάλλεται η V_{BB} και μετράται το I_B . Η χαρακτηριστική ρεύματος βάσης μοιάζει με την αντίστοιχη χαρακτηριστική οποιασδήποτε διόδου διότι μεταξύ βάσης και εκπομπού σχηματίζεται το ισοδύναμο μιας απλής διόδου. Η σημαντικότερη συνδεσμολογία είναι αυτή του κοινού εκπομπού.



Σχήμα 3.2.7 Χαρακτηριστική ρεύματος βάσης.

Η διόδος αρχίζει να άγει όταν η τάση στα άκρα της V_{BE} υπερβεί τα $0,7V$, για τρανζίστορ πυριτίου (σχ.3.2.6) και ο έλεγχος αυτού του γεγονότος χρησιμοποιείται πολύ συχνά ως πρώτη διαπίστωση της ομαλής λειτουργίας ενός τρανζίστορ.

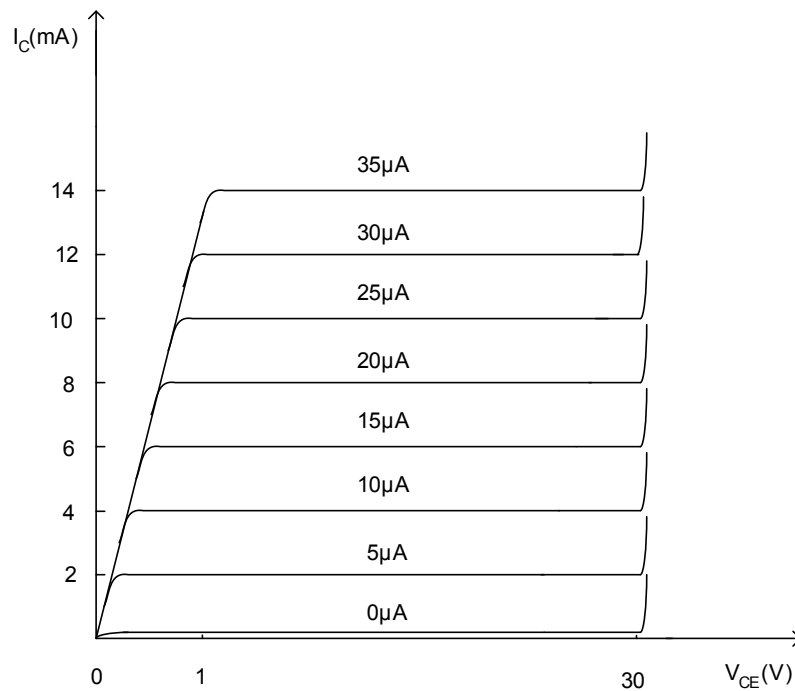
Επειδή το ρεύμα βάσης αυξάνεται απότομα για $V_{BB} > 0,7V$, θεωρούμε όπως και στην επαφή PN, ότι η τάση μεταξύ βάσης-εκπομπού παραμένει σταθερή, σε τιμή $V_{BE} = 0.7V$, όταν η διόδος άγει.

Το ρεύμα βάσης μπορεί να υπολογιστεί ότι δίδεται από την σχέση:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (3.2.1)$$

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες συλλέκτη λαμβάνονται όταν μεταβάλλεται η V_{CC} και μετράται το ρεύμα συλλέκτη I_C , διατηρώντας σταθερό το ρεύμα βάσης I_B σε όλη την διάρκεια της μέτρησης. Επειδή το ρεύμα βάσης αποτελεί μεταβλητή παράμετρο, το αποτέλεσμα είναι να έχουμε σμήνος καμπυλών όπως φαίνεται στο παρακάτω

σχήμα. Κάθε χαρακτηριστική καμπύλη αντιστοιχεί σε μια τιμή του I_B η οποία και αναγράφεται πάνω από την αντίστοιχη καμπύλη.



Σχήμα. 3.2.8 Χαρακτηριστικές καμπύλες συλλέκτη.

Κάθε χαρακτηριστική ρεύματος συλλέκτη για η μηδενικό ρεύμα βάσης , παρουσιάζει τα εξής γενικά χαρακτηριστικά:

- Όταν η τάση συλλέκτη εκπομπού είναι μηδέν ($V_{CE}=0$ V), η διόδος συλλέκτη δεν είναι ανάστροφα πολωμένη και το ρεύμα συλλέκτη είναι και αυτό μηδέν $I_C=0$ mA.
- Για τιμές τάσης συλλέκτη-εκπομπού μεταξύ 0 V και 1 V, το ρεύμα συλλέκτη αυξάνεται απότομα και στη συνέχεια αποκτά σχεδόν σταθερή τιμή.
- Για τιμές τάσης συλλέκτη-εκπομπού μεγαλύτερες του 1V, το ρεύμα συλλέκτη παραμένει πρακτικά σταθερό και δεν εξαρτάται από την τάση συλλέκτη εκπομπού. Σε αυτή την περιοχή το τρανζίστορ συμπεριφέρεται πλέον ως πηγή σταθερού ρεύματος.
- Όταν η τάση συλλέκτη εκπομπού υπερβεί κάποια τιμή, το ρεύμα συλλέκτη αυξάνεται απότομα. Αυτό οφείλεται στην διάσπαση της διόδου συλλέκτη με αποτέλεσμα η διάταξη να παύει να λειτουργεί ως τρανζίστορ. Η τιμή της

τάσης συλλέκτη εκπομπού για την οποία καταρρέει η δίοδος συλλέκτη ονομάζεται τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού.

3.2.4 Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ

Η πρώτη περιοχή είναι η περιοχή μικρών τάσεων V_{CE} στην οποία το ρεύμα συλλέκτη αυξάνεται απότομα (τάση συλλέκτη-εκπομπού μεταξύ 0V και περίπου 1V, (σχήμα 3.2.7). Αυτή η απότομα κεκλιμένη γραμμή της καμπύλης καλείται περιοχή κόρου (saturation region). Σ αυτήν την περιοχή η δίοδος συλλέκτη δεν είναι ανάστροφα πολωμένη και η τάση συλλέκτη-εκπομπού συμβολίζεται ως V_{ESAT} .

Η δεύτερη περιοχή είναι αυτή η οποία αντιστοιχεί σε τάση συλλέκτη μεταξύ 1V και 30V (σχήμα 3.2.8). Σ αυτή τη περίπτωση η δίοδος εκπομπού είναι ορθά πολωμένη ενώ η δίοδος συλλέκτη είναι ανάστροφα πολωμένη. Σε αυτή τη περιοχή ,που είναι η πλέον σημαντική ,το ρεύμα συλλέκτη καθορίζεται μόνο από το ρεύμα βάσης. Αυτή αντιπροσωπεύει την περιοχή κανονικής λειτουργίας της διάταξης και γι αυτό ονομάζεται ενεργός περιοχή (active region). Στην περιοχή αυτή, η διάταξη συμπεριφέρεται ως πηγή ρεύματος. ($I_C = \beta_{dc} \times I_B$).

Η τρίτη περιοχή είναι αυτή στην οποία η τάση συλλέκτη έχει υπερβεί την τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού. Στην περιοχή αυτή όπως προαναφέρθηκε η διάταξη παύει να λειτουργεί ως τρανζίστορ και ονομάζεται περιοχή διάσπασης. (breakdown region).

Τέλος, υπάρχει και η χαρακτηριστική η οποία αντιστοιχεί σε ρεύμα βάσης μηδέν. Σε αυτή το ρεύμα συλλέκτη είναι πολύ μικρό αλλά μηδενικό. Η απόκλιση αυτή οφείλεται στο ότι το τρανζίστορ δεν είναι ιδανική συσκευή ,οι δίοδοι του είναι πραγματικές και συνεπώς υπάρχουν ρεύματα διαρροής. Αυτή η χαρακτηριστική ρεύματος συλλέκτη καθορίζει το ρεύμα αποκοπής συλλέκτη (collector cutoff current, I_{CEO}) που προκύπτει από θερμικά παραγόμενους φορείς και διαρροές. Η περιοχή η οποία καθορίζεται από αυτή την χαρακτηριστική ονομάζεται περιοχή αποκοπής (cutoff region).

Το τρανζίστορ διαρρέετε από ένα πολύ μικρό ρεύμα συλλέκτη και στα άκρα του αναπτύσσεται μια τάση V_{CE} η οποία μπορεί να είναι σημαντική. Για το λόγο αυτό η ισχύς την οποία καταναλώνει δεν πρέπει να υπερβαίνει την μέγιστη τιμή.

Η ισχύς που καταναλώνει ένα τρανζίστορ δίδεται από την σχέση:

$$P_D = V_{CE} \times I_C \quad (3.2.2)$$

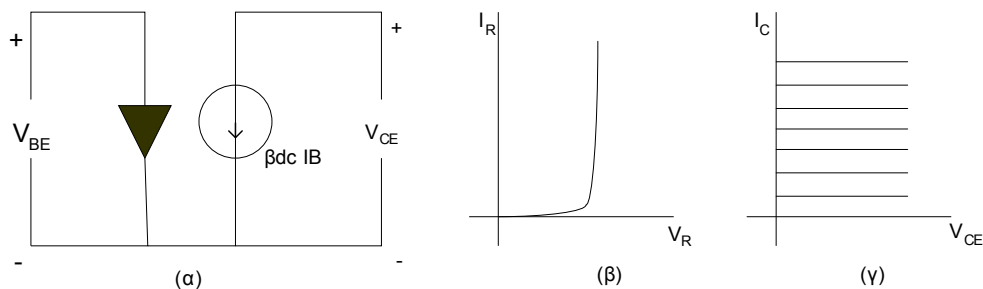
Στην παραπάνω σχέση δεν συμπεριλαμβάνεται η ισχύς που καταναλώνει το τρανζίστορ από το ρεύμα βρόγχου βάσης, η οποία λόγω της μικρής πτώσης τάσης στην δίοδο βάσης εκπομπού θεωρείται αμελητέα.

3.2.5 Ισοδύναμο κύκλωμα

Η ανάλυση και ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων με τρανζίστορ απαιτούν την γνώση των χαρακτηριστικών τους καθώς και την κατανόηση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ σε ένα κύκλωμα. Για την καλύτερη κατανόηση της συμπεριφοράς και την ευκολότερη υπολογιστική αντιμετώπιση ενός τρανζίστορ σε ένα κύκλωμα, χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του.

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τρανζίστορ προσεγγίζει την συμπεριφορά της διάταξης στο κύκλωμα. Ένα απλό ισοδύναμο κύκλωμα καλύπτει ικανοποιητικά τις απλές λειτουργίες της διάταξης του κυκλώματος. Όσο αυξάνονται οι απαιτήσεις δηλαδή όσο περισσότερο θέλουμε το ισοδύναμο κύκλωμα να προσεγγίζει την πραγματική λειτουργία της διάταξης (π.χ. την απόκριση σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες, το θόρυβο καθώς και την μεταβατική συμπεριφορά) τόσο πιο πολύπλοκο είναι το ισοδύναμο κύκλωμα του τρανζίστορ.

Η απλούστερη προσέγγιση ενός τρανζίστορ φαίνεται στο σχήμα 3.2.9 . Το κύκλωμα αυτό περιλαμβάνει την δίοδο βάσης εκπομπού και την πηγή ρεύματος συλλέκτη.



Σχήμα 3.2.9 (α) Ισοδύναμο κύκλωμα ενός τρανζίστορ και ιδανικές χαρακτηριστικές ρεύματος **(β)** Βάσης και **(γ)** Συλλέκτη

Η ισοδύναμη δίοδος βάσης εκπομπού παρουσιάζει συμπεριφορά όμοια με αυτή του ισοδύναμου κυκλώματος της διόδου δηλαδή αρχίζει να άγει όταν η τάση στα άκρα της υπερβεί τα $0,7V$ και το ρεύμα βάσης αυξάνει εντελώς απότομα σχήμα 3.2.9(β). Η παραπάνω συμπεριφορά μας εξυπηρετεί όταν αναλύομε το κύκλωμα στο συνεχές καθώς δεχόμαστε ότι η τάση βάσης εκπομπού είναι $0,7\text{volt}$.

Η ισοδύναμη πηγή ρεύματος συλλέκτη προσεγγίζεται με την βοήθεια των ιδανικών χαρακτηριστικών του σχήμα 3.2.9(γ). Αυτές απεικονίζουν ικανοποιητικά την περιοχή αποκοπής και την ενεργό περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ, δεν καλύπτουν όμως την περιοχή κόρου και περιοχή αποκοπής.

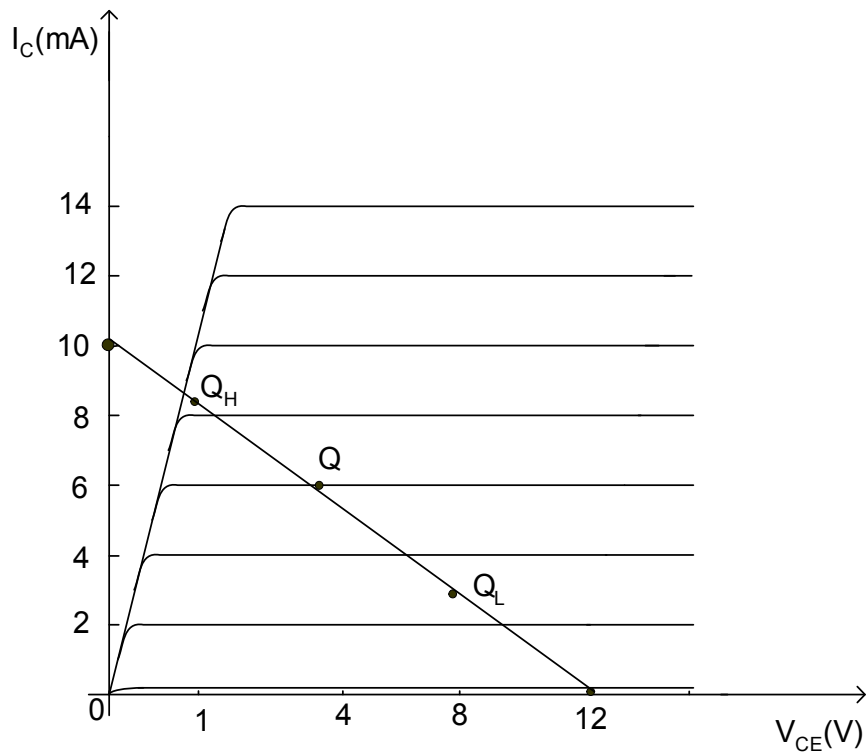
3.2.6 Πολώσεις του τρανζίστορ

Με τον όρο πόλωση (bias), εννοούμε την κατάλληλη συνεχή dc τάση (ή τάσεις) που πρέπει να εφαρμόσουμε στο κύκλωμα ενός ηλεκτρονικού στοιχείου, άρα και ενός τρανζίστορ, ώστε να εξασφαλίσουμε την ομαλή λειτουργία του στο συνεχές άλλα και στην περίπτωση που θα εφαρμόζαμε και εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο του κυκλώματος.

Βασική προϋπόθεση για την λειτουργία ενός τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή αποτελεί η εφαρμογή ορθής πόλωσης στην δίοδο εκπομπού και ανάστροφης στην δίοδο συλλέκτη. Για την επίτευξη αυτού του σκοπού απαιτείται η εφαρμογή κατάλληλων τάσεων μεταξύ των ακροδεκτών βάσης εκπομπού V_{be} και συλλέκτη-εκπομπού V_{ce} .

Στο σχήμα 3.2.6 χρησιμοποιήθηκαν δύο εξωτερικές πηγές οι V_{bb} και V_{cc} και τα ρεύματα σε κάθε βρόγχο περιορίστηκαν με την βοήθεια των αντιστάσεων R_B και R_C . Η χρησιμοποίηση δύο πηγών για την πόλωση ενός τρανζίστορ χαρακτηρίζεται με τον όρο άμεση πόλωση βάσης και είναι ο απλούστερος τρόπος πόλωσης ενός τρανζίστορ.

Για να προσδιοριστεί το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ μεταβάλουμε την τάση της πηγής V_{bb} και την αντίσταση R_B στο κύκλωμα του σχήμα 3.2.6. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα την μεταβολή του ρεύματος συλλέκτη I_C και συνεπώς την μεταβολή της τάσης συλλέκτη-εκπομπού V_{ce} . Το σύνολο των ζευγών (I_C, V_{ce}) ορίζει, στο διάγραμμα των χαρακτηριστικών ρεύματος συλλέκτη, την DC ευθεία φόρτου.



Σχήμα. 3.2.10 Ευθεία φόρτου και επιλογές σημείου λειτουργίας του τρανζίστορ.

Όταν λειτουργεί ένα τρανζίστορ και μεταβάλλεται το ρεύμα βάσης, το σημείο λειτουργίας Q αλλάζει συνεχώς θέση, κινούμενο πάνω στην ευθεία φόρτου ικανοποιώντας την σχέση:

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c * R_c \quad (3.2.3)$$

$$\text{όπου } I_c = \beta_{dc} * I_B \quad (3.2.4)$$

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου λύνουμε την παραπάνω σχέση 3.2.3 ως προς I_c

$$I_c = -\frac{V_{CE}}{R_c} + \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (3.2.5)$$

Η εξίσωση αυτή σε διάγραμμα με άξονες $V_{ce} \rightarrow x$ και $I_c \rightarrow y$, είναι γραμμική σχέση της μορφής $y=m*x+l$ και συνεπώς παριστάνει μια ευθεία γραμμή. Η ευθεία αυτή ονομάζεται ευθεία φόρτου στο συνεχές.

Για να χαράξουμε την παραπάνω ευθεία φόρτου πρέπει να προσδιορίσουμε δύο σημεία της ή ένα σημείο και την κλίση της που είναι ίση με :

$$m = -\frac{1}{R_C} \quad (3.2.6)$$

Σαν τέτοια σημεία λαμβάνουμε συνήθως τα σημεία τομής τους με τους άξονες. Οπότε για το ένα σημείο έχουμε $I_c=0$ και $V_{ce}=V_{cc}$. Έτσι με το V_{cc} γνωστό, καθορίζεται το ένα σημείο. για το άλλο σημείο έχουμε $V_{ce}=0$ άρα έπεται:

$$I_c = \frac{V_{cc}}{R_c} \quad (3.2.7)$$

Έτσι ην R_c γνωστή καθορίζεται και το άλλο σημείο. Η τελική χάραξη της ευθείας φόρτου φαίνεται στο σχήμα 3.2.10

3.2.7 Ρεύμα κόρου του τρανζίστορ

Για την κανονική λειτουργία του τρανζίστορ χωρίς τον κίνδυνο καταστροφής του και επιπλέον με πιστή απόδοση του σήματος εισόδου στην έξοδο (δηλαδή χωρίς την εισαγωγή παραμόρφωσης), πρέπει το ρεύμα συλλέκτη I_C να μην είναι πολύ μεγάλο, δηλαδή να μην υπερβαίνει μια μέγιστη τιμή I_{CS} .

Το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη I_C βρίσκεται από την εξίσωση 3.2.5 και είναι

$$I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (3.2.8)$$

Το ρεύμα αυτό επιτυγχάνεται όταν:

$$V_{CE} = V_{CES} = 0 \quad (3.2.9)$$

Το ρεύμα αυτό που λέγεται ρεύμα κόρου του τρανζίστορ, αντιστοιχεί στο επάνω ακρότατο σημείο της ευθείας φόρτου. Για παρόμοιο λόγο, η τάση V_{CES} με την

οποία επιτυγχάνεται το ρεύμα αυτό, λέγεται τάση κόρου. Στη πράξη η τάση V_{CES} είναι της τάξης μερικών δεκάδων του volt.

Όταν το I_C είναι πολύ μεγάλο, η επαφή του συλλέκτη του τρανζίστορ θερμαίνεται υπερβολικά και το τρανζίστορ καταστρέφεται. Επίσης στη περίπτωση που το κύκλωμα εργάζεται ως ενισχυτής, όταν το I_C είναι πολύ μεγάλο, δεν έχουμε πιστή αναπαραγωγή του σήματος εισόδου στην έξοδο. Δηλαδή έχουμε παραμόρφωση του σήματος στην έξοδο. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι το κύκλωμα εργάζεται στα μη γραμμικά τμήματα των χαρακτηριστικών καμπυλών του σχήματος 3.2.10

Για την βέλτιστη λοιπόν λειτουργία δηλαδή για να έχουμε γραμμική περιοχή, θα πρέπει να ισχύει με προσέγγιση:

$$V_{CE} \approx 0,5V \quad (3.2.10)$$

οπότε και

$$I_C \approx I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (3.2.11)$$

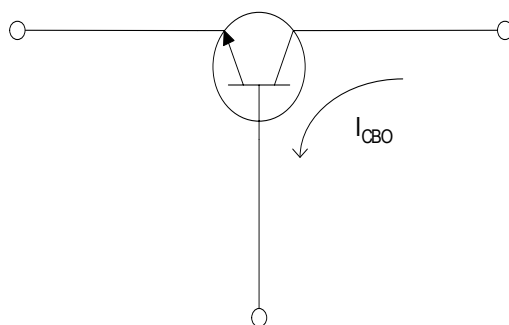
3.2.8 Ρεύμα αποκοπής του τρανζίστορ

Με βάση την εξίσωση 3.2.4 για να αποκοπεί ένα τρανζίστορ, δηλαδή για να γίνει το ρεύμα συλλέκτη μηδέν, θα γίνει (περίπου) μηδέν και το I_B . Το ρεύμα αυτό $I_B(=0)$ για το οποίο $I_C=0$ ονομάζεται ρεύμα αποκοπής του τρανζίστορ.

Στην πράξη το ρεύμα συλλέκτη δεν μηδενίζεται και η εξάρτηση του από το ρεύμα βάσης δίδεται από την σχέση:

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_o} + \beta_o I_B = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_o} + \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} I_B \quad (3.2.12)$$

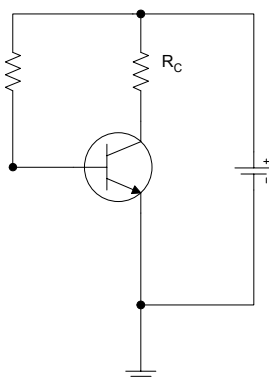
Το μέγεθος I_{CO} αποτελεί μια νέα παράμετρο του τρανζίστορ και ονομάζεται ανάστροφο ρεύμα κόρου. το ρεύμα αυτό ορίζεται ως το ρεύμα που ρέει από το συλλέκτη στη βάση του τρανζίστορ, όταν η είσοδος είναι ανοικτή δηλαδή $I_E=0$ σε συνδεσμολογία κοινής βάσης. για το λόγο αυτό το ρεύμα I_{CO} συμβολίζεται με του I_{CBO} όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 3.2.11 Ανάστροφο ρεύμα κόρου

3.2.9 Επίδραση της θερμοκρασίας στην πόλωση

Στην συνδεσμολογία κοινού εκπομπού ο εκπομπός είναι κοινός στο κύκλωμα εσόδου κα εξόδου. Ένα κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.2.12 Κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE το οποίο επηρεάζεται από την θερμοκρασία.

Το παραπάνω κύκλωμα σταθερής πόλωσης μπορεί να δώσει μεγάλη απολαβή αν εργαστεί ως ενισχυτής. Υπάρχουν όμως δυσκολίες στο να διατηρείται η πόλωση σταθερή π.χ. για να μείνει αμετάβλητο το σημείο ηρεμίας Q . Αυτό οφείλεται στο ότι το I_C μεταβάλλεται με την θερμοκρασία. Συγκεκριμένα το I_C μεταβάλλεται, επειδή μεταβάλλονται με την θερμοκρασία τα τρία παρακάτω μεγέθη:

- Το ανάστροφο ρεύμα κόρου I_{C0} το οποίο διπλασιάζεται σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας κατά 10°C .
- Η τάση πόλωσης βάσης εκπομπού V_{BE} η οποία, με αύξηση της θερμοκρασίας κατά 1°C ελαττώνεται κατά $2,2\text{mV}$. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μια συνεχή αύξηση του ρεύματος βάσης κα κατά συνέπεια του ρεύματος συλλέκτη όταν αυξάνεται η θερμοκρασία.

- Η απολαβή β_0 του τρανζίστορ η οποία αυξάνει με την θερμοκρασία.

Οι τιμές των μεγεθών αυτών, ως συνάρτηση της θερμοκρασίας, για ένα τυπικό τρανζίστορ πυριτίου φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

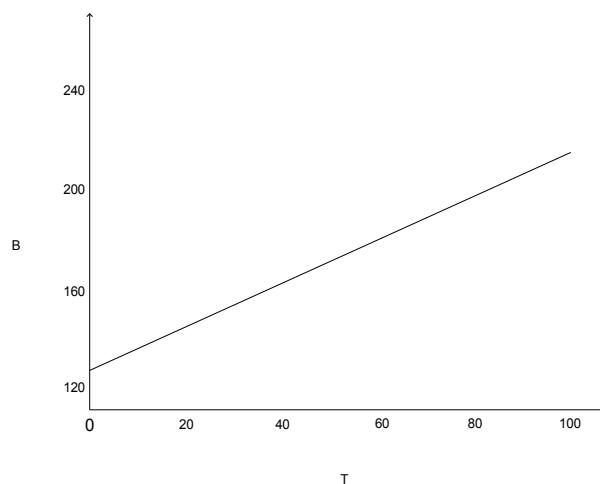
Πίνακας 3.2.2 Μεταβολή των I_{CO} , β_0 και V_{BE} , ως συνάρτηση της θερμοκρασίας σε τρανζίστορ SI

$T \rightarrow ^\circ C$	$I_{CO} \rightarrow nA$	β_0	$V_{BE} \rightarrow V$
-65	$0,2 \times 10^{-3}$	20	0,85
25	0,1	50	0,65
100	20	80	0,48
175	$3,3 \times 10^3$	120	0,3

Το ρεύμα I_c καθώς και οι συνθήκες πόλωσης γενικά μεταβάλλονται, όταν μεταβληθεί η θερμοκρασία, επειδή μεταβάλλονται κυρίως τα I_{CO} , V_{BE} , β_0 . Με την σύγχρονη όμως τεχνική κατασκευής των τρανζίστορ η παράμετρος I_{CO} τείνει να είναι μηδαμινή. Με τον τρόπο αυτό ακόμα και σε υψηλότερες θερμοκρασίες μπορεί να θεωρηθεί ότι το I_{CO} έχει ελάχιστη επίδραση στις αρχικές συνθήκες πόλωσης.

Η παράμετρος β αυξάνει με την θερμοκρασία και όταν μεταβληθεί η τιμή της μεταβάλει σημαντικά της συνθήκες πόλωσης. Η παραπάνω παράμετρος μπορεί να είναι διαφορετική ακόμα και για τρανζίστορ που έχουν καταχωρηθεί με τον ίδιο αριθμό στους καταλόγους του κατασκευαστή.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η μεταβολή του β σε σχέση με την θερμοκρασία



Σχήμα 3.2.13 Μεταβολή του β σε σχέση με την θερμοκρασία.

Η αληθινή παράμετρος β του τρανζίστορ μπορεί να κυμαίνεται από μια ελάχιστη τιμή που είναι ίση με το 50% της τυπική τιμής του κατασκευαστή και από μια μέγιστη τιμή που είναι ίση με το 100% της τυπικής τιμής. Για παράδειγμα ένα τρανζίστορ με τυπική τιμή $\beta=150$ έχει ελάχιστη τιμή β_{Min}

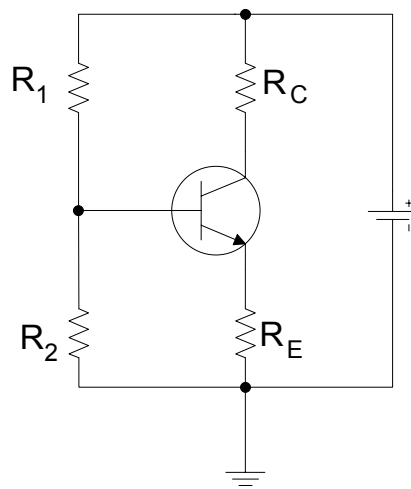
$$\beta_{\text{Min}} = \beta_{\text{typical}} - (\beta_{\text{typical}} \times 50\%) = 150 - (150 \times 50\%) = 75 \quad (3.2.13)$$

και μέγιστη τιμή β_{max}

$$\beta_{\text{max}} = \beta_{\text{typical}} + (\beta_{\text{typical}} \times 100\%) = 150 + (150 \times 100\%) = 300 \quad (3.2.14)$$

Το παραπάνω τρανζίστορ με $\beta=150$ υπολογίζεται σαν καλό αν η πραγματική τιμή του βρίσκεται μεταξύ 75-300.

Τα προβλήματα αυτά, καθώς και η επιθυμία για μείωση του αριθμού των πηγών αντιμετωπίζονται με το παρακάτω κύκλωμα, στο οποίο ο εκπομπός έχει γειωθεί μέσω μιας αντίστασης στον εκπομπό του τρανζίστορ την R_E . Στο κύκλωμα αυτό έχουμε πόλωση του τρανζίστορ με διαιρέτη τάσης.



Σχήμα 3.2.14 Κύκλωμα πόλωσης *ce* ανεξάρτητο από την θερμοκρασία.

Οι αντιστάσεις R_{B1} R_{B2} σχηματίζουν διαιρέτη τάσης και η τάση V_B δίδεται από την σχέση :

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \quad (3.2.15)$$

Αν τώρα η V_E παριστάνει την τάση στα άκρα της R_E και η V_{BE} την τάση μεταξύ βάσης-εκπομπού, θα έχουμε::

$$V_E = I_E R_E = V_B - V_{BE} \quad (3.2.16)$$

Το ρεύμα I_E υπολογίζεται από την τάση αυτή ως εξής:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \quad (3.2.17)$$

Επειδή δε $I_B \cong 0$, έπεται ότι:

$$I_C \cong I_E \quad (3.2.18)$$

Η τάση V_{RC} στα άκρα της R_C θα είναι:

$$V_{RC} = I_C R_C \quad (3.2.19)$$

Η τάση μεταξύ συλλέκτη-γείωσης θα είναι:

$$V_C = V_{CC} - V_{RC} = V_{CC} - I_C R_C \quad (3.2.20)$$

Η τάση V_{CE} μεταξύ συλλέκτη- εκπομπού, θα είναι:

$$V_E = V_C - V_E \quad (3.2.21)$$

ή

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (3.2.22)$$

Από την προηγούμενη ανάλυση βλέπουμε ότι η παράμετρος β δεν χρησιμοποιήθηκε. Συνεπώς το παραπάνω κύκλωμα είναι ανεξάρτητο του β του τρανζίστορ, καθώς και των μεταβολών της θερμοκρασίας, οι οποίες δεν επηρεάζουν ούτε την V_B ούτε την V_E . Η τάση της βάσης V_B καθορίζεται μόνο από τις R_{B1} , R_{B2} και από την τάση της πηγής V_{CC} .

Το παραπάνω κύκλωμα ονομάζεται και κύκλωμα πόλωσης με διαιρέτη τάσης και αντίστασης στον εκπομπό.

3.2.10 Ανάγνωση τεχνικών χαρακτηριστικών

Στο τεχνικό φυλλάδιο των κατασκευαστών αναφέρεται ο κωδικός αριθμός και ο τύπος των τρανζίστορ. Στη συνέχεια αναφέρονται κάποιες βασικές εφαρμογές για τις οποίες έχει κατασκευαστεί η διάταξη π.χ. ενισχυτές υψηλής συχνότητας, ταλαντωτές κ.τ.λ.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι απόλυτες μέγιστες εκτιμήσεις οι οποίες αναφέρονται σε συνήθως σε θερμοκρασία 25 °C, εκτός αν επισημαίνεται αλλιώς. Παρακάτω φαίνονται, από το φυλλάδιο του κατασκευαστή (Motorola), τα τεχνικά καθώς και τα θερμικά χαρακτηριστικά του τρανζίστορ 2N3055 το οποίο χρησιμοποιούμε στην κατασκευή μας.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 2N3055D

Complementary Silicon Power Transistors

... designed for general purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain $\beta_{DC} = 20 - 70$ @ $I_C = 4$ A dc
- Collector-Limiter Saturation Voltage $V_{CL(sat)} = 1.1$ Vdc (Max) @ $I_C = 4$ A dc
- Excellent Safe Operating Area

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Limiter Voltage	V_{CE0}	60	Vdc
Collector-Limiter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	15	A dc
Base Current	I_B	7	A dc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	115 0.65/W	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to 175	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	°C/W

NPN
2N3055*
PNP
MJ2955*

Motorola Preferred Device

15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60 VOLTS
115 WATTS



CASL 1 07
10 2044A
(TO-3)

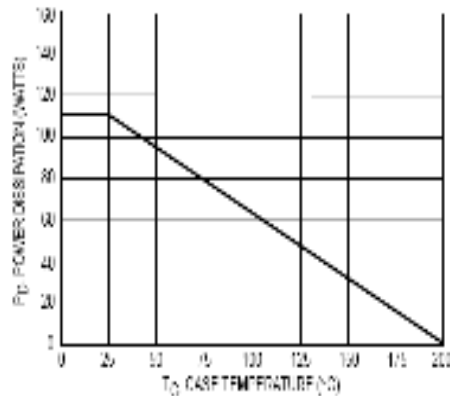


Figure 1. Power Derating

Preferred Devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.



Στο παραπάνω τεχνικό φυλλάδιο βλέπουμε επίσης το διάγραμμα της μέγιστης ισχύς του τρανζίστορ, σε σχέση με την θερμοκρασία κελύφους. Σε αυτό βλέπουμε ότι το τρανζίστορ αποδίδει την μέγιστη ισχύ του όταν η θερμοκρασία του είναι από 0-25 °C και ελαττώνεται καθώς ανεβαίνει η θερμοκρασία.

Κάθε επιπλέον θερμική επιβάρυνση του σώματος του τρανζίστορ οδηγεί σε αναγκαστική ελάττωση της μέγιστης ανεκτής ισχύος κατά 0,65W περίπου για κάθε βαθμό °C, όποτε για θερμοκρασία σώματος 80°C η μέγιστη επιτρεπόμενη κατανάλωση είναι 80W, ενώ για θερμοκρασία σώματος 140°C η μέγιστη επιτρεπόμενη κατανάλωση γίνεται 40W.

Όσο αναφορά την τάση, τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ δίδονται από τα μεγέθη:

V_{CB} : τάση διάσπασης διόδου συλλέκτη-βάσης

V_{CEO} : τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού

V_{EB} : τάση διάσπασης διόδου βάσης-εκπομπού

Σε ότι αφορά το μέγιστο ρεύμα και καταναλισκόμενη ισχύ δίνονται από τα μεγέθη:

I_C : μέγιστο ρεύμα συλλέκτη για θερμοκρασία περιβάλλοντος (T_A)

P_D : μέγιστη καταναλισκόμενη ισχύς για θερμοκρασία περιβάλλοντος
($T_c = 25^\circ C$)

$R_{\theta JC}$: θερμική αντίσταση.

Επίσης, ο κατασκευαστής δίδει και άλλα χαρακτηριστικά για το τρανζίστορ αυτό όπως τις μέγιστες και ελάχιστες τιμές, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο και όταν βρίσκεται σε αποκοπή. Παρακάτω φαίνονται οι τιμές αυτές.

2N3055 MJ2955

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
*OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 200 \text{ mA dc}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	60	—	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 200 \text{ mA dc}$, $R_{BE} = 100 \text{ Ohms}$)	$V_{CER(sus)}$	70	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.7	mA dc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 100 \text{ Vdc}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 100 \text{ Vdc}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CEX}	—	1.0 5.0	mA dc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 7.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	5.0	mA dc
*ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain ($I_C = 4.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 10 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	20 5.0	70 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 4.0 \text{ Adc}$, $I_B = 400 \text{ mA dc}$) ($I_C = 10 \text{ Adc}$, $I_B = 3.3 \text{ Adc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 3.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 4.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.5	Vdc
SECOND BREAKDOWN				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased ($V_{CE} = 40 \text{ Vdc}$, $t = 1.0 \text{ s}$, Nonrepetitive)	$I_{S/B}$	2.87	—	Adc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain — Bandwidth Product ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	2.5	—	MHz
*Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	15	120	—
*Small-Signal Current Gain Cutoff Frequency ($V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 1.0 \text{ Adc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	f_{hfe}	10	—	kHz

* Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)
(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

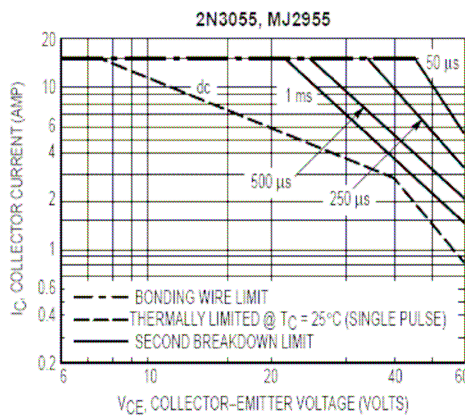


Figure 2. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 2 is based on $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_{J(pk)}$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 1.

Στο παραπάνω τεχνικό φυλλάδιο βλέπουμε το διάγραμμα ασφαλούς περιοχής λειτουργίας (SOA=Safe Operating Area) του τρανζίστορ 2N3055. Το διάγραμμα αυτό μας δείχνει την ασφαλή περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ, δηλαδή την περιοχή στην οποία αυτό πρέπει να εργαστεί για να μην καταστραφεί. Τα δεδομένα αυτά πρέπει να εκτιμούνται σε σχέση με την θερμοκρασία λειτουργίας του τρανζίστορ για την σωστή επιλογή του στα διάφορα κυκλώματα.

Στο ίδιο διάγραμμα παρατηρούμε ότι το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη πρέπει να είναι μικρότερο από 15 A σε όλες τις περιπτώσεις όπου η τάση συλλέκτη-εκπομπού υπερβαίνει τα 8 V περίπου. Αντίστροφα, όταν απαιτείται ρεύμα συλλέκτη ίσο με 15A, η μέγιστη ανεκτή τάση συλλέκτη-εκπομπού είναι 8V . Έτσι οι μέγιστες τιμές τάσεως και ρεύματος δεν μπορούν να αποτελέσουν παραμέτρους για τη σχεδίαση, διότι πρέπει να ληφθεί υπόψη η κατανάλωση ισχύος πάνω στο τρανζίστορ ,η οποία δεν πρέπει σε καμία περίπτωση να υπερβεί τα 115W. Όμως ακόμα και αυτή η τιμή πρέπει να περιορισθεί, ανάλογα με τη θερμοκρασία λειτουργίας του τρανζίστορ.

Επίσης στην κατασκευή μας χρησιμοποιούμε το τρανζίστορ BD239C (T1 T2 πάνω στο κύκλωμα)

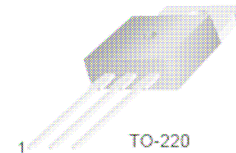
Το τρανζίστορ αυτό είναι ένα μεσαίου τύπου τρανζίστορ από άποψη ισχύος και χρησιμοποιείται στο κύκλωμα μας σαν βαθμίδα ενίσχυσης ρεύματος ώστε να έχουμε ικανοποιητική οδήγηση των τρανζίστορ ισχύος .Παρακάτω φαίνεται το τεχνικό φυλλάδιο του τρανζίστορ BD239C.



BD239/A/B/C

Medium Power Linear and Switching Applications

- Complement to BD240/A/B/C respectively



1.Base 2.Collector 3.Emmitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage		
	: BD239	45	V
	: BD239A	60	V
	: BD239B	80	V
V_{CER}	Collector-Emitter Voltage		
	: BD239	55	V
	: BD239A	70	V
	: BD239B	90	V
	: BD239C	115	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	2	A
I_{CP}	*Collector Current (Pulse)	4	A
I_B	Base Current	0.6	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	30	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	*Collector-Emitter Sustaining Voltage					
	: BD239	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	45			V
	: BD239A		60			V
	: BD239B		80			V
	: BD239C		100			V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current					
	: BD239/A	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$			0.3	mA
	: BD239B/C	$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$			0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current					
	: BD239	$V_{CE} = 45\text{V}, V_{BE} = 0$			0.2	mA
	: BD239A	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{BE} = 0$			0.2	mA
	: BD239B	$V_{CE} = 80\text{V}, V_{BE} = 0$			0.2	mA
	: BD239C	$V_{CE} = 100\text{V}, V_{BE} = 0$			0.2	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$			1	mA
h_{FE}	*DC Current Gain					
	: BD239	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 0.2\text{A}$	40			
	: BD239A/B/C	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$	15			
$V_{CE(sat)}$	*Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 1\text{A}, I_B = 0.2\text{A}$			0.7	V
$V_{BE(on)}$	*Base-Emitter ON Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$			1.3	V

* Pulse Test: PW=350μs, duty Cycles≤2.0% Pulsed

Τεχνικό φυλλάδιο για το BD239

3.2.11 Ψύξη των τρανζίστορ

Ένας σημαντικός παράγοντας στη σταθερή λειτουργία ενός τρανζίστορ είναι η θερμοκρασία.

Αν καταφέρουμε να διατηρήσουμε την θερμοκρασία ενός τρανζίστορ μέσα σε ορισμένα πλαίσια τότε θα έχουμε μικρότερη μεταβολή των παραμέτρων β , V_{BE} , I_{CO} . Επίσης το τρανζίστορ μπορεί να καταστραφεί αν λειτουργεί συνεχόμενα και η θερμοκρασία ανέβει πάνω από το μέγιστο όριο που ορίζει ο κατασκευαστής.

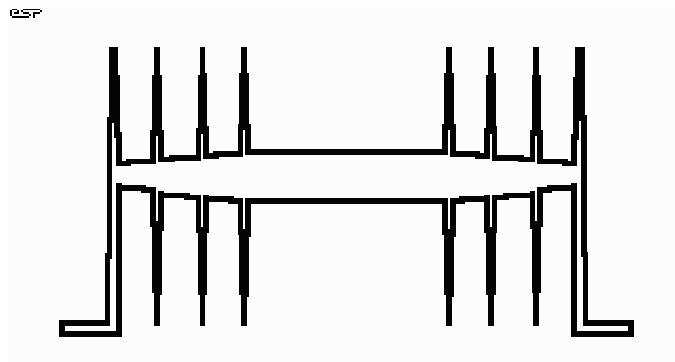
Ο βαθμός της απώλειας θερμότητας του τρανζίστορ ονομάζεται thermal power P . Το ρεύμα βάσης είναι πάρα πολύ μικρό για να παράγει θερμότητα οπότε η θερμική ισχύς ορίζεται από το ρεύμα συλλέκτη I_C και την τάση συλλέκτη εκπομπού V_{CE} . Δίδεται από την σχέση:

$$P = I_C \times V_{CE} \quad (3.2.23)$$

Η θερμότητα δεν αποτελεί πρόβλημα όταν το ρεύμα συλλέκτη είναι πολύ μικρό ή όταν το τρανζίστορ λειτουργεί σαν διακόπτης καθώς όταν το τρανζίστορ άγει στον κόρο η V_{CE} είναι σχεδόν μηδενική. Τρανζίστορ ισχύος που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπως ενισχυτές η τάση V_{CE} έχει σημαντική τιμή και μπορεί να είναι περίπου η μισή της τάσης τροφοδοσίας στην περισσότερη ώρα της λειτουργίας. Τα τρανζίστορ αυτά χρειάζονται μια ψήκτρα ώστε να τα προστατεύσουμε από την υπερθέρμανση.

Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε τους απαγωγείς θερμότητας – ψήκτρες -

Οι ψήκτρες βοηθούν ώστε να διαχέεται η θερμότητα που αναπτύσσεται στο τρανζίστορ στην ατμόσφαιρα. Παρακάτω φαίνεται μια τυπική μονάδα ψήκτρας.



Σχήμα 3.2.15 Τυπική μονάδα ψήκτρας

Οι ψήκτρες χαρακτηρίζονται από την θερμική τους αντίσταση R_{th} η οποία δίδεται σε βαθμούς Κελσίου ανά βατ $^{\circ}C/W$. Για παράδειγμα μια ψήκτρα με θερμική αντίσταση $2^{\circ}C/W$ σημαίνει ότι το τρανζίστορ που βρίσκεται πάνω σε αυτή θα είναι 2 βαθμούς ζεστότερο από την θερμοκρασία του περιβάλλοντος για κάθε 1 W θερμοκρασίας που αναπτύσσει. Όσο μικρότερη είναι η τιμή της θερμικής αντίστασης τόσο καλύτερη ψήκτρα έχουμε.

Η θερμική αντίσταση μιας ψήκτρας καθορίζεται από:

Το μέγεθος

Τον αριθμό των πτερυγίων

Η συνολική επιφάνεια .(Για την ίδια θερμική αντίσταση ένα ραβδωτό σχέδιο πτερυγίων θα έχει μικρότερο μέγεθος από ένα σχέδιο με επίπεδα πτερύγια).

Το πάχος του υλικού και το κράμα του χρησιμοποιούμενου υλικού.

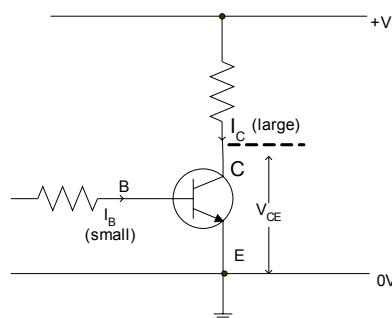
Το χρώμα (το μεταλλικό μαύρο είναι πολύ καλύτερο)

Ο προσανατολισμός των πτερυγίων (ο κατακόρυφος είναι καλύτερος ενώ οποιαδήποτε οριζόντια θέση δεν είναι καλή.)

Και την δυνατότητα να υπάρχει ροή αέρα από τα πτερύγια.

Οι κατασκευαστές δίδουν μια τιμή θερμικής αντίστασης η οποία είναι συνήθως για χρήση σε ανοικτό περιβάλλον , στον αέρα. Στην πράξη επειδή η θερμοκρασία περιβάλλοντος δεν πάντα η δεδομένη από τον κατασκευαστή, καλό θα είναι κατά τον υπολογισμό μίας ψήκτρας να προσθέσουμε 10% έως 50% παραπάνω στην τιμή του κατασκευαστή παίρνοντας υπόψη και το σημείο που θα τοποθετηθεί δηλαδή αν υπάρχει ανεμιστήρας, αν είναι κλειστός χώρος κ.τ.λ.

Έστω ότι έχουμε το παρακάτω κύκλωμα.:



Σχήμα 3.2.16 Κύκλωμα για τον υπολογισμό της θερμικής αντίστασης ψήκτρας

Για να βρούμε την ψήκτρα που χρειάζεται σε ένα τρανζίστορ εργαζόμαστε ως εξής:

Βρίσκουμε την θερμική ισχύ από την σχέση :

$$P = I_C \times V_{CE} \quad (3.2.24)$$

- Χρησιμοποιούμε ως I_C την μέγιστη τιμή ρεύματος και ως V_{CE} την μισή της τάσεως τροφοδοσίας δηλαδή:

$$P = I_{C \max} \times \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.2.25)$$

Έστω ότι $I_C=1A$ και $V_{cc}=12V$ τότε:

$$P = 1 \times \frac{12}{2} = 6W \quad (3.2.26)$$

- Βρίσκουμε την μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του τρανζίστορ από τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κατασκευαστή αλλιώς υποθέτουμε ότι $T_{\max}=100$ °C.
- Υπολογίζουμε την μέγιστη θερμοκρασία περιβάλλοντος (T_{air}) στην οποία το τρανζίστορ θα εργαστεί. Αν η ψήκτρα δεν θα βρίσκεται κλεισμένη σε κάποιο κουτί μπορούμε να πάρουμε $T_{air}=25$ °C , αλλιώς αν την τοποθετήσουμε σε κάποιο κλειστό σημείο μπορούμε να δεχθούμε $T_{air}=40$ °C.
- Βρίσκουμε την μέγιστη θερμική αντίσταση R_{TH} για την ψήκτρα από την σχέση:

$$R_{TH} = \frac{T_{\max} - T_{air}}{P} = \frac{100 - 25}{6} = 12.5 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.2.27)$$

- Επιλέγουμε μια αντίσταση με τιμή μικρότερη από αυτήν που υπολογίσαμε προηγουμένως .Μια τιμή 5 °C/W είναι μια λογική τιμή. Με ψήκτρα με τιμή 5

$^{\circ}\text{C}/\text{W}$ και θερμική ισχύ 6W θα έχουμε μια διαφορά θερμοκρασίας $5*6=30^{\circ}\text{C}$ δηλ η θερμοκρασία του τρανζίστορ θα ανέβει $25 + 30=55^{\circ}\text{C}$ σε ασφαλή επίπεδα.

Στους παραπάνω υπολογισμούς δεχόμαστε ότι το τρανζίστορ είναι στην ίδια θερμοκρασία με την ψήκτρα Αυτό δεν συμβαίνει στην πράξη γιατί το τρανζίστορ έχει μεγαλύτερη θερμοκρασία από την ψήκτρα. θα χρειαστεί να απομονώσουμε ηλεκτρικά την ψήκτρα από τα τρανζίστορ και να χρησιμοποιήσουμε ειδική αλοιφή πάστα για την απαγωγή της θερμότητας. Στην περίπτωση αυτή, στον υπολογισμό της θερμικής αντίστασης θα αφαιρέσουμε $2c/w$ ώστε να μην βρεθούμε σε λάθος μετρήσεις

3.3 Τελεστικοί ενισχυτές

3.3.1 Γενικά για τους ενισχυτές

Γενικά ένας ενισχυτής στην απλούστερη μορφή του έχει στην είσοδο δύο ακροδέκτες , στα άκρα των οποίων εφαρμόζεται η τάση (σήμα) εισόδου . Έχει επίσης στην έξοδο δύο ακροδέκτες , στα άκρα των οποίων λαμβάνεται η τάση (σήμα) εξόδου.

Από τις σημαντικές παραμέτρους ενός ενισχυτή είναι η απολαβή τάσης η ρεύματος , η σύνθετη αντίσταση εισόδου, η σύνθετη αντίσταση εξόδου και η απόκριση συχνότητας.

Η απολαβή η κέρδος τάσης (voltage gain) ορίζεται ως το πηλίκο της τάσης εξόδου U_0 προς την τάση εισόδου δηλ.:

$$A_v = \frac{U_o}{U_i} \quad (3.3.1)$$

Εκτός από την απολαβή τάσης υπάρχει και η απολαβή η κέρδος ρεύματος (current gain) καθώς και η απολαβή η κέρδος ισχύος (power gain) οι οποίες ορίζονται αντίστοιχα.

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου (input impedance) η απλώς αντίσταση εισόδου, είναι αντίσταση την οποία παρουσιάζει στην είσοδο του ο ενισχυτής. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου συμπεριφέρεται ως αντίσταση φόρτου σε οποιαδήποτε πηγή σήματος συνδεθεί στην είσοδο του ενισχυτή και επηρεάζει την μεταφορά σήματος από την πηγή αυτή στον ενισχυτή.

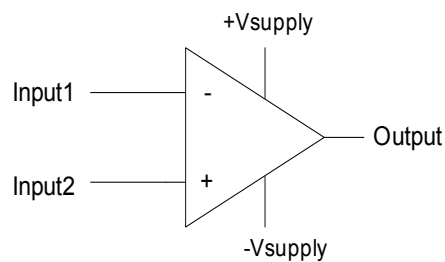
Η σύνθετη αντίσταση εξόδου (output impedance) η απλώς αντίσταση εξόδου είναι η αντίσταση την οποία εκδηλώνει στην έξοδο του ο ενισχυτής όταν συνδέεται με μια αντίσταση φόρτου η επόμενη βαθμίδα. Η σύνθετη αντίσταση εξόδου επηρεάζει την δυνατότητα διοχέτευσης ρεύματος στο κύκλωμα εξόδου.

Η απόκριση συχνότητας (frequency response) περιγράφει την απολαβή τάσης του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας του σήματος εισόδου.

3.2.2 Ο τελεστικός ενισχυτής

Στην κατασκευή μας χρησιμοποιούμε ένα είδος ενισχυτή τον τελεστικό ενισχυτή,

Ο τελεστικός ενισχυτής αποτελεί τη βασική μονάδα των περισσότερων αναλογικών κυκλωμάτων. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή.

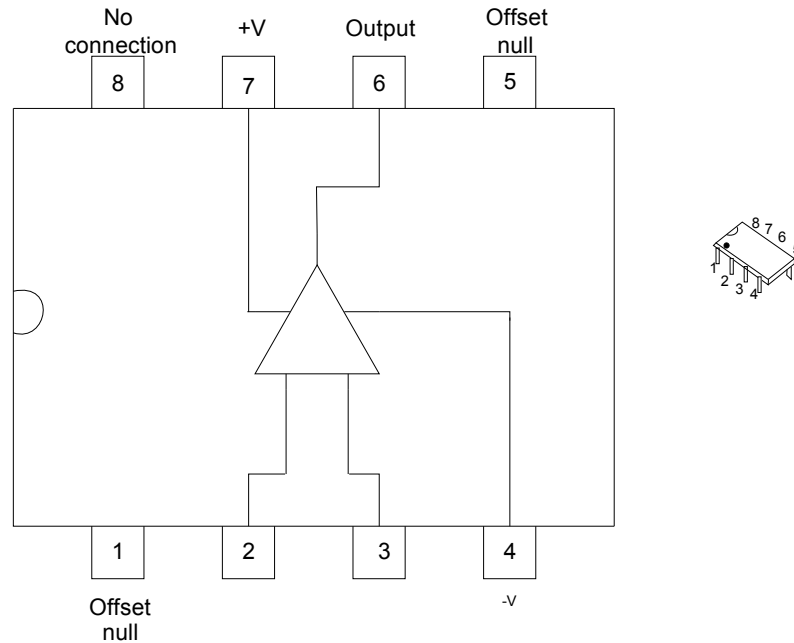


Σχήμα 3.3.1 Σύμβολο Τελεστικού ενισχυτή.

Ένας τελεστικός ενισχυτής έχει δύο εισόδους και μια έξοδο. Απαιτούνται επίσης δύο επιπλέον ακροδέκτες για την τροφοδοσία του.

Η τροφοδοσία ενός τελεστικού ενισχυτή μπορεί να γίνει είτε με την βοήθεια μιας μόνο πηγής τάσης είτε με την βοήθεια δύο πηγών, οπότε η τάσεις οι οποίες τροφοδοτούν τους αντίστοιχους ακροδέκτες θα είναι συμμετρικές ως προς την "γή" του κυκλώματος. Επιπλέον μπορεί να υπάρχουν και άλλοι ακροδέκτες οι οποίοι να επιτρέπουν την προσπέλαση στο εσωτερικό κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή. Έτσι

στην ελάχιστη μορφή του ένας τελεστικός ενισχυτής απαιτεί πέντε ακροδέκτες και τοποθετείται σε ένα κέλυφος οκτώ ακροδεκτών, οι οποίοι είναι διατεταγμένοι σε δύο σειρές (Dual in line , DIL8) όπως φαίνεται στα παρακάτω σχήματα.

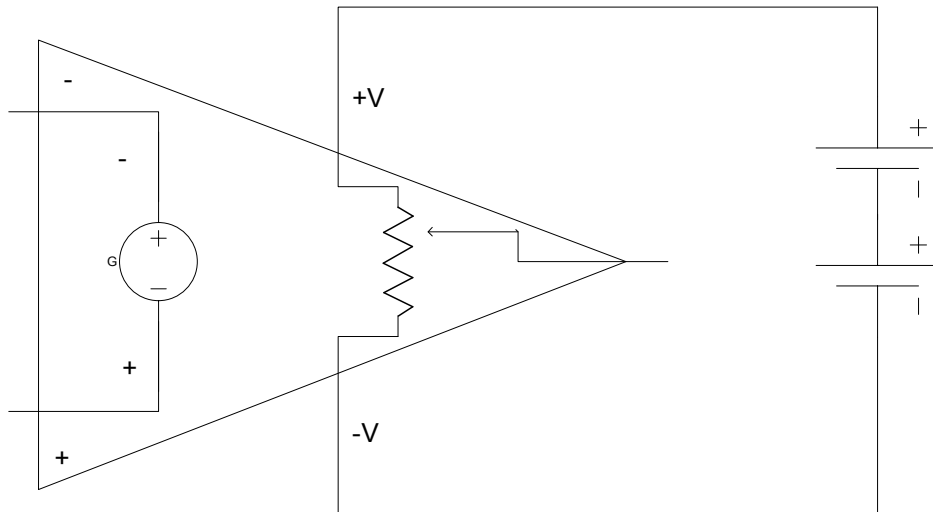


Σχήμα 3.3.2 Μορφή και ακροδέκτες τελεστικού ενισχυτή.

Ο τελεστικός ενισχυτής ενισχύει και επεξεργάζεται την διαφορά των σημάτων που εφαρμόζεται στις δύο εισόδους και για αυτό το λόγο λέμε ότι ο τελεστικός ενισχυτής έχει διαφορική είσοδο (differential input).

Οι εισοδοί ξεχωρίζουν μεταξύ τους με τα σημεία (+) που συμβολίζει τη μη αναστρέφουσα είσοδο (non-inverting input NI) και (-) που συμβολίζει τη αναστρέφουσα είσοδο (inverting input I). Σχήμα (3.3.2)

Η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι συνδεδεμένη σε μια πηγή τάσης ελεγχόμενη από την διαφορά τάσης των δύο εισόδων όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.3.3 Ισοδύναμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.

3.3.2.1 Παράμετροι τελεστικού ενισχυτή

Βασικές χαρακτηριστικές παράμετροι ενός τελεστικού ενισχυτή είναι:

- **αντίσταση εισόδου.** Ορίζεται ως το πηλίκο τη τάσης σήματος, η οποία εφαρμόζεται στην είσοδο, προς το ρεύμα το οποίο αυτή επάγει.
- **αντίσταση εξόδου.** Ορίζεται από το κατά thevenin κύκλωμα εξόδου, δηλ είναι η αντίσταση η οποία συνδέεται σε σειρά με την "γεννήτρια" σήματος εξόδου.
- **απολαβή τάσης.** Ορίζεται ως το πηλίκο της τάσης εξόδου προς την διαφορά των τάσεων των εισόδων.
- **απόκριση συχνότητας.** Η εύρος ζώνης ορίζει την εξάρτηση της απολαβής από την συχνότητα και καθορίζει την περιοχή συχνοτήτων (εύρος ζώνης) στην οποία ο τελεστικός ενισχυτής είναι πρακτικά χρήσιμος.

Στα περισσότερα κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές, θεωρούμε τον τελεστικό ενισχυτή ιδανικό και μελετάμε το κύκλωμα αγνοώντας τις παραμέτρους του τελεστικού ενισχυτή. Το σφάλμα της προσέγγισης είναι συνήθως πολύ μικρό καθώς η υπόθεση ότι προσεγγίζει τον ιδανικό, γίνεται με βάση τις απαιτήσεις του κυκλώματος στο οποίο πρόκειται να τοποθετηθεί και να λειτουργήσει, καθώς και τις τιμές των παραμέτρων.

Έτσι υπάρχουν τελεστικοί ενισχυτές των οποίων η αντίσταση εισόδου είναι 1TΩ δηλ. 10^{12} Ω (π.χ κωδικός LF351) και άλλοι οι οποίοι μπορούν να παρέχουν στην έξοδο τους ρεύματα της τάξης των 13A (κωδικός LM12), άρα η αντίσταση εξόδου να θεωρείται αμελητέα καθώς και άλλοι οι οποίοι έχουν πολύ μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων π.χ. 1200MHZ (κωδικός MCLC449).

Σε ένα ιδανικό ενισχυτή οι τιμές των παραπάνω παραμέτρων είναι αυτές που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 3.3.1 Παράμετροι ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

Χαρακτηριστική παράμετρος	Σύμβολο	Μέγεθος
Αντίσταση εισόδου	R_i	∞
Αντίσταση εξόδου	R_o	0
Απολαβή τάσης	A_v	∞
Απόκριση συχνότητας (εύρος ζώνης)	BW	∞
Τέλεια ισοστάθμιση	$V_Q=0$ όταν $V_+ = V_-$	

Τα χαρακτηριστικά δεν μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία

Τα χαρακτηριστικά του πραγματικού τελεστικού ενισχυτή ποικίλουν σημαντικά από τύπο σε τύπο δηλ από κωδικό σε κωδικό), ανάλογα με την έμφαση που έχει δώσει σε ορισμένα από αυτά ο κατασκευαστής. Γενικά σε ένα πραγματικό τελεστικό ενισχυτή η απολαβή είναι πεπερασμένη όπως και η αντίσταση εισόδου, το εύρος ζώνης και όλα τα υπόλοιπα στοιχεία του όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα που αναφέρεται σε ένα συνηθισμένο τελεστικό ενισχυτή.

Πίνακας 3.3.2 Παράμετροι πραγματικού τελεστικού ενισχυτή.

Χαρακτηριστική παράμετρος	Σύμβολο	Μέγεθος
Αντίσταση εισόδου	R_i	2MΩ
Αντίσταση εξόδου	R_o	~75Ω
Απολαβή τάσης	A_v	200.000
Απόκριση συχνότητας (εύρος ζώνης)	BW	1,5MHz

Τα χαρακτηριστικά μεταβάλλονται λίγο με τη θερμοκρασία

Στην κατασκευή μας χρησιμοποιούμε για την οδήγηση των τρανζίστορ ισχύος τον τελεστικό LM358. Παρακάτω φαίνεται το τεχνικό φυλλάδιο του κατασκευαστή.



Dual Low Power Operational Amplifiers

Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} , 3) single supply or split supply operation and 4) pinouts compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM258 LM358	LM2904 LM2904V	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 16	26 ± 13	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +105	
LM2904V		-	-40 to +125	

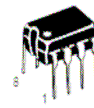
NOTES: 1. Split Power Supplies.
2. For Supply Voltages less than 32 V for the LM258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Order this document by LM358/D

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

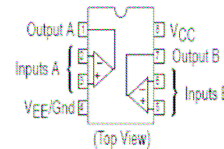


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2904D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904N		Plastic DIP
LM2904VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904VN		Plastic DIP
LM258D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM258N		Plastic DIP
LM358D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM358N		Plastic DIP

© Motorola, Inc. 1996

Rev 2

Επιπλέον χαρακτηριστικές παράμετροι ενός πραγματικού τελεστικού ενισχυτή είναι:

- **το ρεύμα πόλωσης εισόδων** (input bias current) I_B . Αυτό ισούται με το ημιάθροισμα των ρευμάτων πόλωσης των δύο εισόδων του τελεστικού.
- **το ρεύμα αποστάθμισης εισόδων** (input offset current) I_0 αυτό ισούται με τη διαφορά των ρευμάτων πόλωσης των δύο εισόδων.
- **Η τάση αποστάθμισης εισόδου** (input offset voltage) V_{os} . Εκφράζεται από το μέτρο της τάσης που πρέπει να εφαρμοστεί μεταξύ των εισόδων για να μηδενιστεί η τάση εισόδου.
- **Λόγος απόρριψης κοινού τρόπου** (CMRR), (Common Mode Rejection Ratio). Μετράται από την απολαβή τάσης που εκδηλώνεται όταν ένα σήμα εφαρμόζεται ταυτόχρονα και στις δύο εισόδους δηλαδή εκφράζει έμμεσα τι κατά πόσο απέχει ο τελεστικός ενισχυτής από την συνθήκη $V_0=0$ όταν $V_+=V_-$.
- **Ο ρυθμός μεταβολής της τάσης εξόδου** (slew rate) δηλώνει τη μέγιστη συχνότητα με την οποία μπορεί να μεταβάλλεται η τάση εξόδου.

Μια σύγκριση μεταξύ των ομοειδών χαρακτηριστικών παραμέτρων ενός πραγματικού και ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 3.3.3 Συγκριτικός πίνακας Ιδανικού και πραγματικού τελεστικού ενισχυτή.

Χαρακτηριστική παράμετρος	Ιδανικός	Πραγματικός	Μονάδες
Αντίσταση εισόδου	∞	2	MΩ
Αντίσταση εξόδου	0	75	Ω
Απολαβή τάσης	∞	200.000	-
Απόκριση συχνότητας (εύρος ζώνης)	∞	1,5	MHz
Ρεύμα πόλωσης εισόδου	0	80	nA
Ρεύμα αποστάθμισης εισόδου	0	20	nA
Τάση αποστάθμισης εισόδου	0	2	mV
Λόγος απόρριψης κοινού τρόπου	∞	90	dB
Ρυθμός μεταβολής τάσης εξόδου	∞	0,5	V/μs

Το κέρδος τάσης A_v ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πεπερασμένο και κυμαίνεται μεταξύ 10^5 και 10^6 .Το περιορισμένο κέρδος τάσης επηρεάζει το τελικό κέρδος του

κυκλώματος στο οποίο συμμετέχει ο τελεστικός ενισχυτής. Σε ένα ιδανικό τελεστικό ενισχυτή το κέρδος τάσης είναι άπειρο.

Για λόγους ευστάθειας των κυκλωμάτων που κατασκευάζονται με τελεστικούς ενισχυτές υπάρχει ένας επικρατών πόλος σε αρκετά χαμηλή συχνότητα (10Hz). Έτσι το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή σε συνάρτηση με την συχνότητα δίδεται από την σχέση:

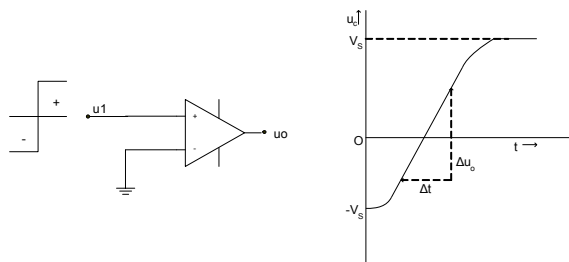
$$A_{v(s)} = \frac{A_v}{1 + s/\omega_p} \quad (3.3.2)$$

Η συχνότητα ω_T στην οποία το κέρδος ανοικτού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή γίνεται μοναδιαίο ονομάζεται εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους (unity gain bandwidth) και ισούται με $A_v \cdot \omega_p$. Το εύρος ζώνης του τελεστικού ενισχυτή με ανάδραση δεν μπορεί να ξεπερνά το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους και εξαρτάται από τον παράγοντα ανάδρασης β είναι κατά προσέγγιση $\beta \cdot \omega_T$.

Η ταχύτητα μεταβολής της τάσης εξόδου σε ένα τελεστικό ενισχυτή, όπως και σε όλα τα ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα, είναι πεπερασμένη. Αυτό οφείλεται στις υπάρχουσες χωρητικότητες μέσα στο κύκλωμα και στην αδυναμία παροχής μεγάλων ρευμάτων φόρτισης για μεγάλα σήματα εισόδου. Γενικά ο ενισχυτής παρουσιάζει διαφορετική απόκριση στα μικρά και διαφορετική στα μεγάλα σήματα εισόδου επειδή η μεταβολή του ρεύματος μειώνεται όταν φτάσει στα όρια του κόρου.

Μια παράμετρος που επηρεάζει σημαντικά την απόκριση συχνότητας στους τελεστικούς είναι η μεταβολή της τάσεως εξόδου ή διαφορετικά ρυθμός ανόδου (slew rate SR) η καθόδου της τάσης εξόδου. Μονάδα μέτρησης είναι v/μs ή V/ms. Τυπική τιμή της παραμέτρου αυτής είναι 1 volt/μs.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται γραφικά ο ρυθμός ανόδου του τελεστικού ενισχυτή



Σχήμα 3.3.4 Ρυθμός ανόδου του τελεστικού ενισχυτή.

Ο ρυθμός ανόδου είναι ο ρυθμός αλλαγής στην τάση εξόδου η οποία προκαλείται από ένα παλμό της τάσης εισόδου. Ο μέγιστος ρυθμός μεταβολής της τάσης εξόδου ορίζεται από το μέγιστο της κλίσης που παρουσιάζει η καμπύλη του σχήματος 3.3.4 και δίδεται από την παρακάτω σχέση:

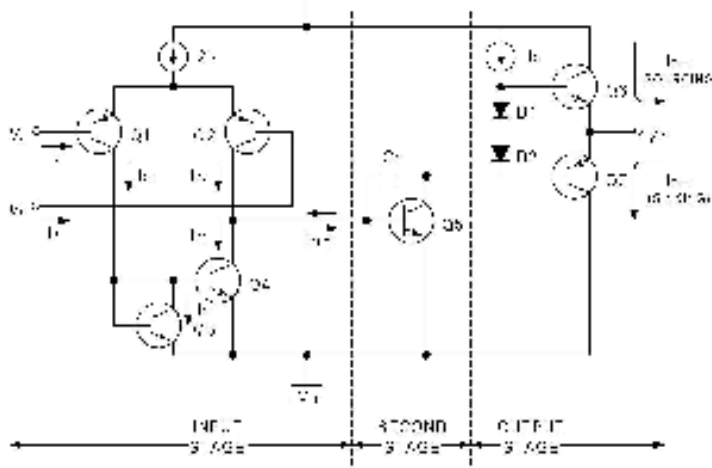
$$SR = \left[\frac{\Delta u_o}{\Delta t} \right]_{\max} \quad \text{σχέση 3.3.3}$$

Όταν η έξοδος του ενισχυτή κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα και η κλίση της τάσης εξόδου δεν ξεπερνά το slew rate το κύκλωμα ανταποκρίνεται στην συχνότητα με βάση τον παράγοντα ανάδρασης και την συχνότητα ω_T . Αν όμως η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη τότε περιορίζεται από το slew rate.

Το εύρος ζώνης συχνοτήτων που ο τελεστικός μπορεί να έχει έξοδο μεγάλου σήματος ονομάζεται full power bandwidth και δίδεται από την σχέση:

$$FM = \frac{SR}{2\pi * V_{o\max}} \quad \text{σχέση 3.3.4}$$

Ο ρυθμός ανόδου στους περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές ελέγχεται από ένα εσωτερικό πυκνωτή C_c (σχήμα 3.3.5) ο οποίος τοποθετείται από τον κατασκευαστή ώστε να κρατά το unity gain σταθερό.



Σχήμα 3.3.5 Εσωτερικό διάγραμμα τελεστικού ενισχυτή.

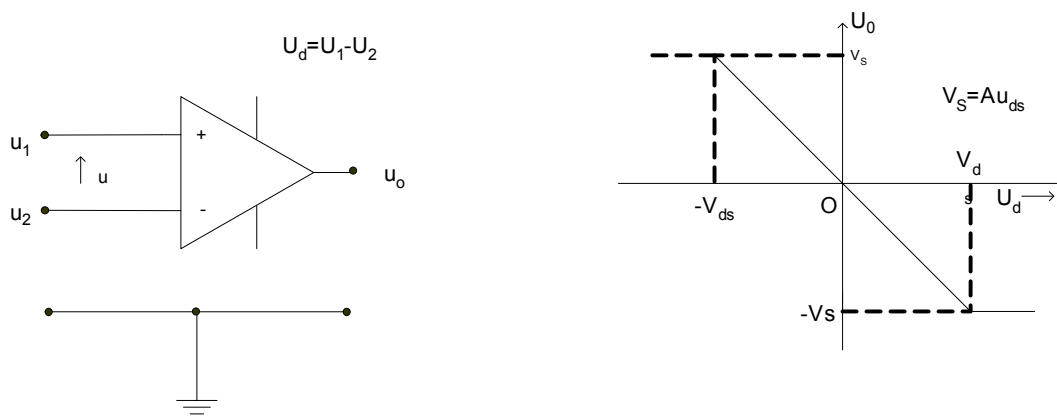
Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα η αλλαγή τάσης στην δεύτερη βαθμίδα (second stage) περιορίζεται από την φόρτιση και εκφόρτιση του ενσωματωμένου πυκνωτή C_c . Ο μέγιστος βαθμός αλλαγής συμβαίνει όταν είτε η αρνητική είτε η θετική είσοδος του τελεστικού ενισχυτή παράγει ρεύμα $2I_E$. Εξάρτηση του slew rate από τον πυκνωτή δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$SR = \frac{2I_E}{C_c} \quad \text{σχέση 3.3.5}$$

Δεν έχουν όλοι οι ενισχυτές ενσωματωμένους πυκνωτές, οπότε ο ρυθμός ανόδου σε αυτούς τους ενισχυτές επηρεάζεται από τις παρασιτικές χωρητικότητες του ενισχυτή.

3.3.3.2 Σφάλμα τάσης εισόδου

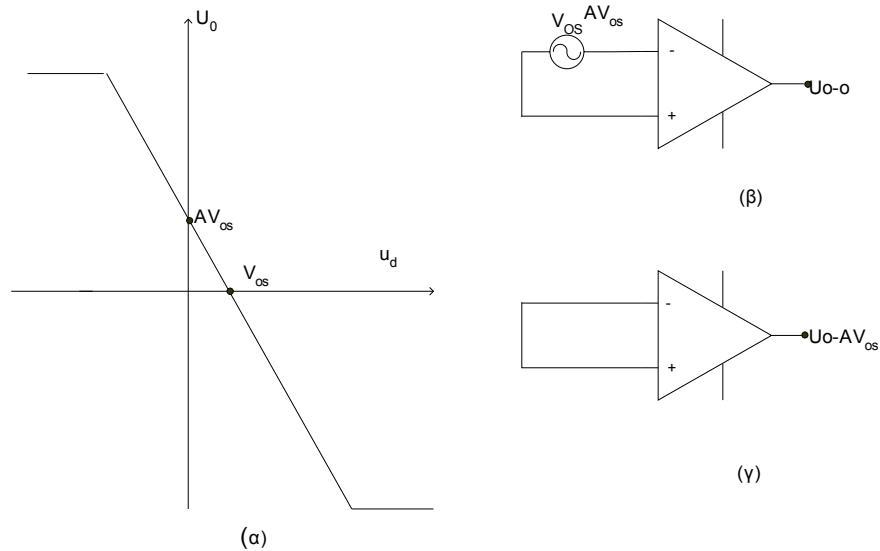
Η χαρακτηριστική διαφορικής τάσης εισόδου και εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.3.6 Χαρακτηριστική διαφορικής τάσης εισόδου και εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή.

Η χαρακτηριστική παρουσιάζει ένα θετικό όριο V_S και ένα αρνητικό $-V_S$ όριο κόρου. Αυτά τα όρια δεν είναι πάντα συμμετρικά επειδή κάποια από τα στοιχεία του δεν είναι ακριβώς ίδια με τα συμμετρικά τους (κυρίως τρανζίστορ). Επειδή η ενίσχυση A είναι πάρα πολύ μεγάλη, η περιοχή $(-V_{ds} \ V_{ds})$ του άξονα X είναι πάρα πολύ στενή.

Στην πραγματικότητα η στατική χαρακτηριστική του τελεστικού ενισχυτή δεν περνάει από την αρχή των αξόνων αλλά παρουσιάζει μια απόκλιση μηδενός όπως φαίνεται στο σχήμα.



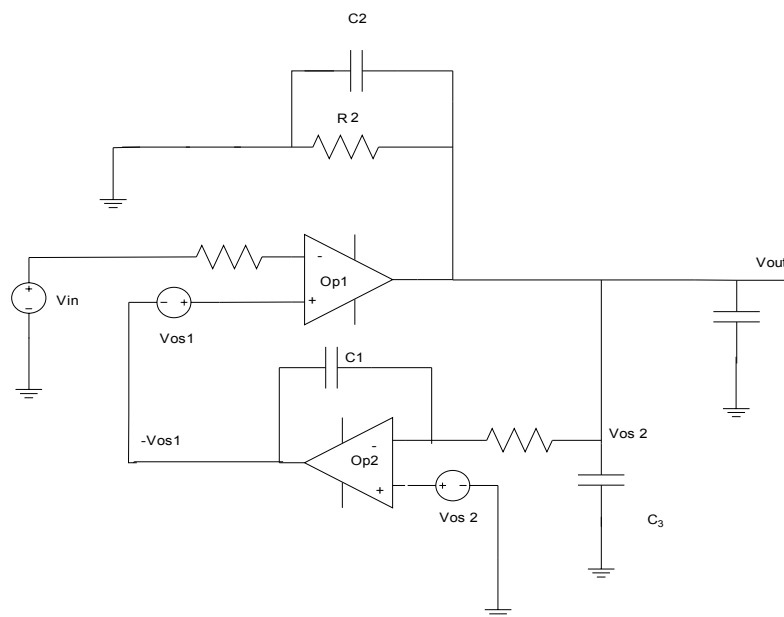
Σχήμα 3.3.7 Σφάλμα τάσης εισόδου V_{os} .

Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι η χαρακτηριστική εισόδου εξόδου του τελεστικού ενισχυτή δεν περνάει από την αρχή των αξόνων αλλά παρουσιάζει μια απόκλιση του μηδενός. Έτσι για μηδενική έξοδο δηλαδή $V_{out}=0$ υπάρχει είσοδος V_{os} που αποτελεί την απόκλιση μηδενός της τάσης εισόδου (input offset voltage). Επίσης παρατηρούμε ότι υπάρχει και η απόκλιση μηδενός της τάσης εξόδου $A \cdot V_{os}$ όπου για αυτή την τάση η είσοδος είναι μηδέν.

Το σφάλμα τάσης εισόδου είναι μια παρασιτική πηγή τάσης που εμφανίζεται σε ένα από τους ακροδέκτες εισόδου. Η τάση αυτή μεταβάλλεται με την θερμοκρασία και με τον χρόνο και δεν μπορεί να θεωρηθεί σταθερή. Η μεταβολή της V_{os} σε σχέση με τη θερμοκρασία είναι γνωστή ως TCV_{os} ή drift. Τιμές για την προηγούμενη παράμετρο για το σύνολο των τελεστικών ενισχυτών κυμαίνονται από 1 έως $10\mu V/OC$. Σε πολλούς τελεστικούς ενισχυτές δεν δίνεται η τιμή του TCV_{os} αλλά η μέγιστη τιμή του V_{os} η οποία είναι σταθερή μέσα σε ορισμένα όρια θερμοκρασίας. Αυτό βέβαια δεν είναι τόσο χρήσιμο καθώς δεν γνωρίζουμε αν η TCV_{os} είναι σταθερή. Επίσης η μεταβολή της V_{os} σε σχέση με το χρόνο επισημαίνεται σε $\mu V/month$ ή $\mu V/1000h$.

Επειδή η τάση αυτή είναι της τάξης των μερικών εκατοντάδων μVolt μπορεί εύκολα να εξαλειφθεί ειδικά αν ο ενισχυτής δεν χρησιμοποιείται για την ενίσχυση μικρών DC σημάτων.

Η τάση V_{os} δημιουργεί σοβαρά προβλήματα στους ενισχυτές που πρέπει να ενισχύσουν χαμηλά DC σήματα. Υπάρχουν αρκετές διατάξεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εξάλειψη της V_{os} . Μια τέτοια διάταξη δίδεται στο παρακάτω σχήμα και χρησιμοποιείται για να εξαλείψει τελείως το V_{os} από ένα ολοκληρωτή ο οποίος είναι πολύ ευαίσθητος στην ασυμμετρία της τάσης εισόδου

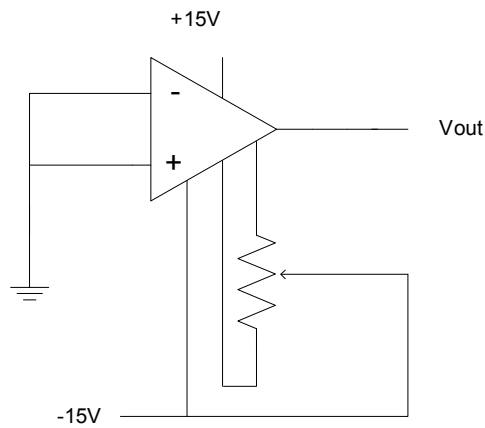


Σχήμα 3.3.8 Διάταξη εξάλειψης της παρασιτικής τάσης V_{os}

Εκτός την χρήση βοηθητικού κυκλώματος για την εξάλειψη της V_{os} μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε δύο μεθόδους για την ρύθμιση της.

- Ρύθμιση της V_{os} με την βοήθεια εσωτερικού κυκλώματος

Εχει γίνει πρόβλεψη από τον κατασκευαστή του τελεστικού ενισχυτή ώστε με την βοήθεια εξωτερικής ρύθμισης να μηδενίσουμε την V_{os} . Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται δύο έχτρα ακροδέκτες τοποθετημένες από τον κατασκευαστή στις οποίες συνδέουμε εξωτερικά ένα μικρό ποντασιόμετρο. Οι ακροδέκτες αυτοί ονομάζονται offset null points και χρησιμοποιούνται όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

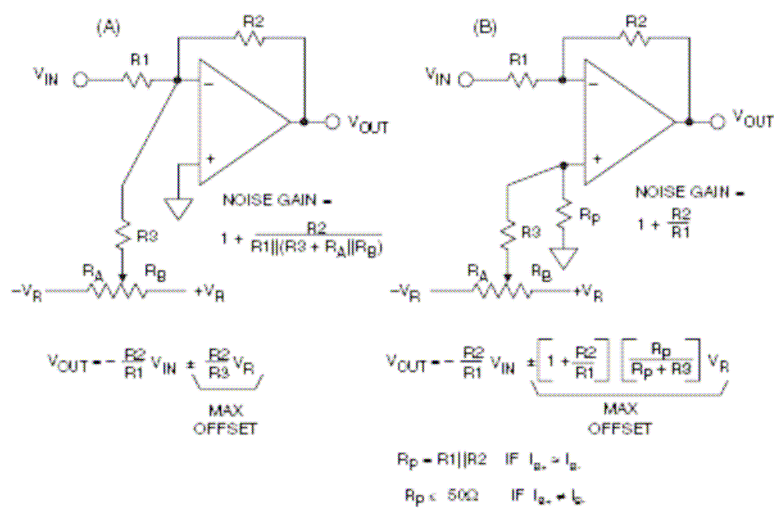


Σχήμα 3.3.9 Εσωτερική μέθοδος εξάλειψης V_{os} .

Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε ότι έχοντας βραχυκυκλωμένους του δύο εισόδους ρυθμίζουμε το ποτασιόμετρο έτσι ώστε $V_{out}=0$ Volt.

- Χρήση εξωτερικού κυκλώματος

Σε ορισμένους τελεστικούς ενισχυτές δεν υπάρχουν οι ακροδέκτες ώστε να μπορέσουμε να ρυθμίσουμε την V_{os} . Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Σχήμα 3.3.10 Κύκλωμα ρύθμισης offset voltage με εξωτερική μέθοδο.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα τροφοδοτούμε την μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή με ένα μικρό ρεύμα μέσω ενός ποντασιομέτρου R4.

Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι η παραπάνω συνδεσμολογία εισάγει θόρυβο στον ενισχυτή .

Η παρασιτική τάση V_{os} μεταβάλλεται με το χρόνο και την θερμοκρασία

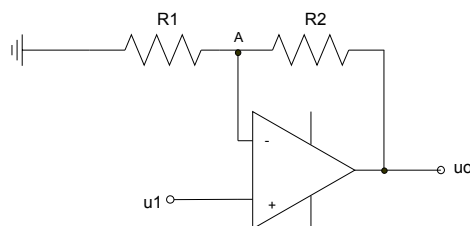
3.3.3 Βασικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών

Η υψηλή απολαβή τάσης (ανοικτού βρόγχου), η άπειρη αντίσταση εισόδου και η μηδενική αντίσταση εξόδου ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή επιτρέπουν την σχεδίαση μεγάλης ποικιλίας κυκλωμάτων για την επιτέλεση διαφόρων ηλεκτρονικών λειτουργιών.

Τα περισσότερα από τα κυκλώματα βασίζονται στην εφαρμογή αρνητικής ανατροφοδότησης μεταξύ εξόδου και της αναστρέφουσας εισόδου του τελεστικού ενισχυτή. Αφού οι τελεστικοί ενισχυτές έχουν δύο εισόδους την αναστρέφουσα και την μη-αναστρέφουσα, ο συνδυασμός εφαρμογής σήματος εισόδου και ανατροφοδότησης του σήματος εξόδου δίδουν την δυνατότητα σχεδίασης δύο βασικών κατηγοριών κυκλωμάτων, που είναι τα κυκλώματα με μη-αναστρέφουσα ανατροφοδότηση και κυκλώματα με αναστρέφουσα ανατροφοδότηση. Οι τυπικοί ενισχυτές που κατασκευάζονται με αυτό τον τρόπο ονομάζονται αντίστοιχα μη-αναστρέφων ενισχυτής και αναστρέφων ενισχυτής.

3.3.3.1 Μη αναστρέφων ενισχυτής

Το κύκλωμα ενός μη-αναστρέφοντος ενισχυτή παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.3.11 Μη αναστρέφων ενισχυτής.

Βασικό χαρακτηριστικό αυτού του κυκλώματος είναι η εφαρμογή του προς ενίσχυση σήματος στη μη αναστρεφουσα είσοδο και η ανατροφοδότηση ποσοστού του σήματος εξόδου στην αναστρέφουσα είσοδο. Η ανατροφοδότηση είναι αρνητική διότι το ανατροφοδοτούμενο σήμα αφαιρείται από το σήμα εισόδου. Ο όρος μη αναστρέφων ενισχυτής (non inverting amplifier) προκύπτει από το ότι η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εξόδου και σήματος εισόδου είναι 0° , άρα η κυματομορφή εισόδου δεν αναστρέφεται στην έξοδο. Επίσης η εφαρμοζόμενη ανατροφοδότηση ονομάζεται μη αναστρέφουσα (non inverting feedback). Κατ' αυτήν την ανατροφοδότηση η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εξόδου και σήματος εισόδου είναι $0A$.

Όπως είδαμε στα προηγούμενα, η απολαβή τάσης ανοιχτού βρόχου, δηλ. χωρίς ανατροφοδότηση, ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ μεγάλη. (τυπικά, $A_{OL} \approx (100\ 000)$). Για τον προσδιορισμό της απολαβής τάσης του μη αναστρέφοντα ενισχυτή, η οποία είναι ίση με τη λεγόμενη απολαβή κλειστού βρόχου A_{CL} του τελεστικού, μπορούμε να ακολουθήσουμε τη μεθοδολογία που συνηθίζεται στους ενισχυτές με ανατροφοδότηση εργαζόμενοι ως εξής: Αφού η τάση της μίας εισόδου (U_1) και η τάση της άλλης εισόδου U_2 είναι ίση με την τάση της ανατροφοδότησης, η τάση μεταξύ των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή είναι $U_e = U_1 - U_2$. Η τάση αυτή ονομάζεται τάση ή σήμα σφάλματος (error voltage ή signal). Η τάση εξόδου είναι ανάλογη αυτής.

Άρα στην μη αναστρεφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή η τάση θα είναι:

$$U_1 = U_i \quad (3.3.6)$$

Ενώ βάσει του διαιρέτη τάσης (R_1, R_2) στην αναστρεφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή η τάση θα είναι:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_0 \quad (3.3.7)$$

Από τις εξισώσεις προκύπτει ότι η απολαβή τάσης του αναστρεφοντος ενισχυτή θα είναι:

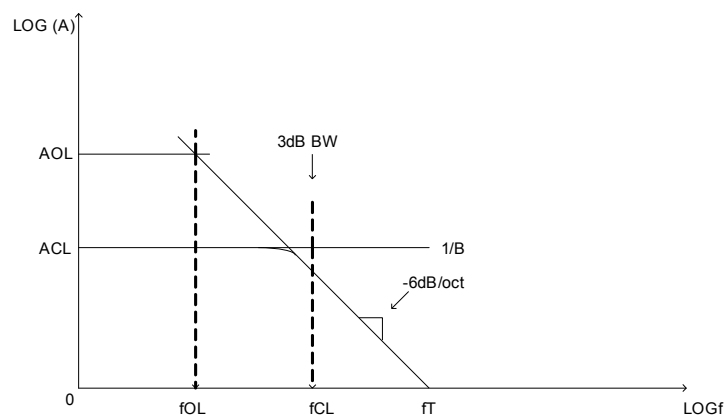
$$A_v = A_{CL} = \frac{U_0}{U_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{1 + R_2}{R_2} \quad (3.3.8)$$

- A_{CL} =απολαβή τάσης κλειστού βρόχου

Ένα σημαντικό συμπέρασμα που εξάγεται από την παραπάνω εξίσωση είναι ότι στο μη αναστρέφοντα ενισχυτή η απολαβή τάσης αυτού A_v είναι μεγαλύτερη ή το πολύ ίση της μονάδας. Η A_v θα προσεγγίζει τη μονάδα μόνο αν η R_2 είναι πολύ μεγαλύτερη από την R_1 και θα γίνει ίση προς τη μονάδα αν η R_2 απομακρυνθεί ή αποσυνδεθεί από το κύκλωμα ($R_2=\infty$ ή η R_1 βραχυκυκλωθεί ($R_1=0$)). όταν η απολαβή τάσης είναι ίση προς τη μονάδα το κύκλωμα ονομάζεται ακολουθητής τάσης (voltage follower), διότι η τάση εξόδου παρακολουθεί συνεχώς σε τιμή την τάση εισόδου

Τέλος σημειώνουμε ότι ο μη αναστρέφον ενισχυτής έχει όλες τις ιδιότητες που οφείλονται στη μη αναστρέφουσα ανατροφοδότηση. Αυτό σημαίνει :

- Μείωση της απολαβής (από A_{OL} σε A_{CL}).
- Αύξηση της σύνθετης αντίστασης εισόδου.
- Ελάττωση της σύνθετης αντίστασης εξόδου.
- Αύξηση του εύρους ζώνης.



Σχήμα 3.3.12 Διάγραμμα ανατροφοδότησης- εύρους ζώνης.

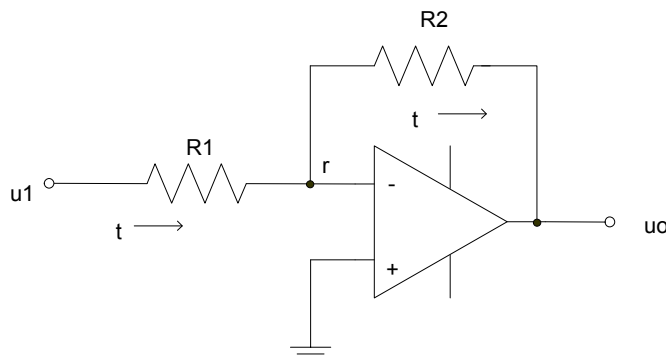
Η αυξημένη τιμή του εύρους ζώνης συχνοτήτων ενός αναστρέφοντος ενισχυτή οφείλεται στην επίδραση της ανατροφοδότησης στο εύρος ζώνης του τελεστικού ενισχυτή όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3.12. Σημειώστε ότι η απολαβή τάσης ανοιχτού βρόχου ενός τελεστικού ενισχυτή παραμένει σταθερή έως μια συχνότητα f_{OL} στη συνέχεια δε αρχίζει να ελαττώνεται με ρυθμό περίπου 6Db/oct. Αυτό σημαίνει ότι η απολαβή υποδιπλασιάζεται για κάθε διπλασιασμό της συχνότητας. Η f_{OL} ονομάζεται συχνότητα κατωφλίου ή αποκοπής (cut off frequency) και εκφράζει περίπου το εύρος ζώνης της απολαβής ανοιχτού βρόχου του ΤΕ. Σ αυτή τη συχνότητα η απολαβή έχει ελαττωθεί στο 0.707 (-3Db) της αρχικής τιμής της. Η συχνότητα για την οποία η απολαβή γίνεται ίση με τη μονάδα συμβολίζεται με f_T . Όταν εφαρμόζετε ανατροφοδότηση η απολαβή κλειστού βρόχου ελαττώνεται ενώ αυξάνετε η αντίστοιχη συχνότητα αποκοπής f_{CL} , ητοι του εύρους ζώνης της απολαβής. Σε κάθε περίπτωση το γινόμενο της απολαβής x την συχνότητα αποκοπής είναι ίσο με f_T δηλ.:

$$A_{CL} \cdot f_{ol} = A_{CL} \cdot f_{CL} = f_T \quad (3.3.9)$$

Αυτό αποτελεί κανόνα εκτίμησης της επίδρασης της επιλογής κάποιας απολαβής στο εύρος ζώνης του κυκλώματος.

3.3.3.2 Αναστρέφων ενισχυτής

Το κύκλωμα ενός αναστρέφοντος ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.3.13



Σχήμα 3.3.13 Αναστρεφων ενισχυτής.

Βασικό χαρακτηριστικό αυτού του κυκλώματος είναι η εφαρμογή του σήματος στην αναστρέφουσα είσοδο μέσω μιας αντίστασης R_2 (αντίσταση εισαγωγής). Η ανατροφοδότηση από το σήμα εξόδου μεταφέρετε και αυτή στην αναστρέφουσα είσοδο μέσω μιας άλλης αντίστασης R_1 (αντίσταση ανατροφοδότησης). Η ανατροφοδότηση και σ αυτή τη περίπτωση είναι αρνητική.

Ο όρος αναστρέφων ενισχυτής (inverting amplifier) προκύπτει από το ότι η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εξόδου και σήματος εισόδου είναι 180° μοίρες. Στο κύκλωμα ασκείται αναστρέφουσα ανατροφοδότηση (inverting feedback). Ο όρος προκύπτει από το ότι κατ' αυτή την ανατροφοδότηση η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εξόδου και σήματος ανατροφοδότησης εισόδου είναι 180° μοίρες.

Η απολαβή τάσης στον αναστρέφοντα ενισχυτή (απολαβή κλειστού βρόχου) υπολογίζετε πολύ εύκολα με βάση τη παρατήρηση ότι με την (αρνητική) ανατροφοδότηση ο τελεστικός ενισχυτής προσπαθεί να μηδενίζει τη διαφορά δυναμικού μεταξύ των δυο εισόδων του. Άρα επειδή η μη αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, θα πρέπει και η αναστρέφουσα είσοδος να συμπεριφέρεται σα να βρίσκετε στο δυναμικό της γης.

Ο υπολογισμός της απολαβής γίνεται ως εξής: αν εφαρμοστεί μια τάση εισόδου u_i μεταξύ του ελεύθερου άκρου της R_2 και της γης, θα διέλθει από τη R_2 ένα ρεύμα i . Το ρεύμα θα δίδετε από τη σχέση :

$$i = \frac{U_i - 0}{R_2} = \frac{U_i}{R_2} \quad (3.3.10)$$

Επειδή η αντίστασης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ μεγάλη (θεωρητικά άπειρη), ο πρώτος κανόνας του Kirchhoff επιβάλλει ότι το ρεύμα το οποίο θα διέλθει από τη R_1 θα είναι ίσο με αυτό το οποίο διέρχεται από τη R_2 . συνεπώς η τάση εξόδου V_0 θα πρέπει να έχει τέτοια τιμή ώστε να ικανοποιεί την εξίσωση:

$$i = \frac{0 - u_0}{R_1} = \frac{u_0}{R_1} \quad (3.3.11)$$

Αφού το ρεύμα i στις εξισώσεις είναι το ίδιο, τα δεύτερα μέλη θα είναι ίσα οπότε προκύπτει ότι η απολαβή κλειστού βρόχου του αναστρεφονος ενισχυτή θα δίδεται από την έκφραση:

$$A_{CL} = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_1}{R_2} \quad (3.3.12)$$

Το αρνητικό πρόσημο δηλώνει διαφορά φάσης 180° μεταξύ τάσης εισόδου και τάσης εξόδου

Προσεκτική παρατήρηση της εξίσωση μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι ο αναστρέφων ενισχυτής έχει απολαβή τάσης η οποία ,κατ' απόλυτη τιμή μπορεί να είναι είτε μεγαλύτερη της μονάδος ή και μικρότερη της μονάδος Με άλλα λόγια ο αναστρέφων ενισχυτής μπορεί να ενισχύει το σήμα ή να εξασθενίσει το σήμα ,ανάλογα την επιλογή των αντιστάσεων R_1 και R_2 . Τέλος η απολαβή τάσης μπορεί να γίνει μηδενική αν έχουμε $R_1=0\Omega$

Αυτή η συμπεριφορά είναι αρκετά διαφορετική από εκείνη του μη αναστρέφων ενισχυτή, στον οποίο η απολαβή τάσης είναι μεγαλύτερη ή ίση της μονάδας, δηλ ο ενισχυτής δεν μπορεί να εξασθενίσει το σήμα.

Τέλος σημειώνομε ότι ο αναστρέφων ενισχυτής έχει όλες τις ιδιότητες που οφείλονται στην αναστρέφουσα ανατροφοδότηση αυτό σημαίνει :

- Σύνθετη αντίσταση εισόδου ίση με τη R_2 .
- Ελάττωση της σύνθετης αντίστασης εξόδου.
- Αύξηση του εύρους ζώνης.

3.3.4 Άλλα κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές

Στα κυκλώματα που αναλύσαμε στις προηγούμενες παραγράφους ο τελεστικός λειτουργεί ως αναστρέφων και ως μη αναστρέφων ενισχυτής.

Κοινό στοιχείο των δύο κυκλωμάτων είναι η χρησιμοποίηση μιας εισόδου για την εφαρμογή του σήματος. Εκτός από τα παραπάνω υπάρχουν και άλλα κυκλώματα στα οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο τελεστικός ενισχυτής ανάλογα με την χρήση του.

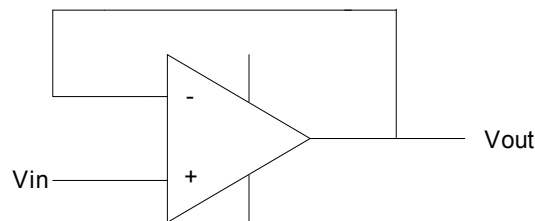
Κάποια από αυτά είναι τα παρακάτω:

3.3.4.1 Buffer

Ο Buffer ή απομονωτής χρησιμοποιείται για την απομόνωση αναλογικών βαθμίδων.

Τα σημαντικά χαρακτηριστικά του είναι:

- Μοναδιαίο κέρδος.
- Μεγάλη αντίσταση εισόδου.
- Μικρή αντίσταση εξόδου.



Σχήμα 3.3.14 Κύκλωμα Buffer

Το κύκλωμα έχει μοναδιαία ανάδραση από την έξοδο στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ενώ η είσοδος είναι η μη αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή.

Ας υποθέσουμε ότι η τάση μεταξύ των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή είναι U_i . τότε η τάση εξόδου θα είναι:

$$V_{out} = A_v \cdot U_i \quad (3.3.13)$$

Μπορούμε να γράψουμε την τάση U_i σαν τη διαφορά των τάσεων των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή:

$$U_I = V_I - V_{OUT} \quad (3.3.14)$$

Αντικαθιστώντας έχουμε::

$$V_{out} = A_V \cdot (V_i - V_{out}) \quad (3.3.15)$$

$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{A_V}{A_V + 1} \quad (3.2.16)$$

Είναι προφανές ότι όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή τόσο το κέρδος του Buffer πλησιάζει τη μονάδα.

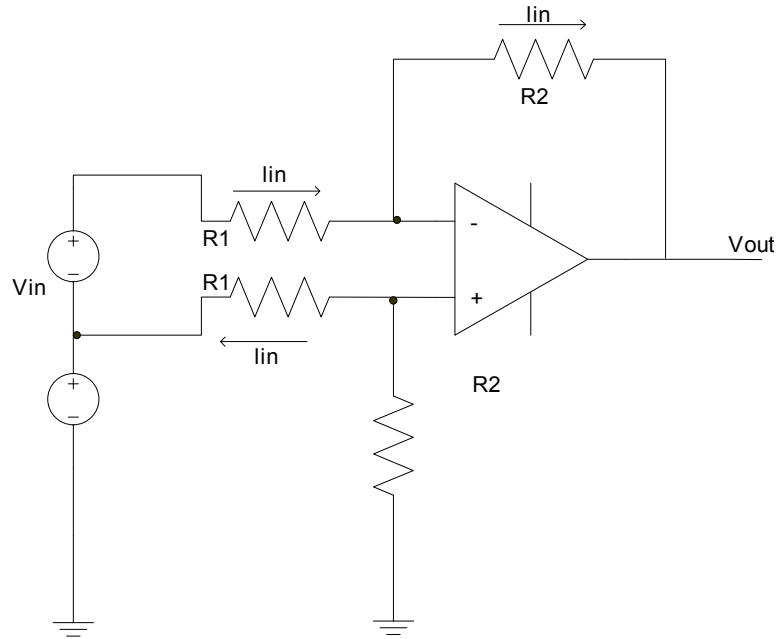
Σ αυτό το σημείο πρέπει να τονίσουμε ότι το χαμηλό κέρδος του τελεστικού ενισχυτή μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την απόδοση ενός συστήματος

μέτρησης A_V για παράδειγμα χρησιμοποιήσουμε έναν τελεστικό ενισχυτή με κέρδος 10 5 τότε το κέρδος του Buffer θα είναι 0,999990 και θα έχουμε ένα σφάλμα της τάξης του 2-16. προφανώς δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αυτόν τον τελεστικό ενισχυτή για μετρήσεις με ακρίβεια μεγαλύτερη από 14-15 bits. Στο παρακάτω σχήμα δείχνεται ελάχιστο απαιτούμενο κέρδος του τελεστικού ενισχυτή σε συνάρτηση με την ακρίβεια της μέτρησης σε bits.

3.3.4.2 Διαφορικός ενισχυτής

Ο διαφορικός ενισχυτής χρησιμοποιείται για να ενισχύσει την διαφορά τάσης των δύο σημείων απορρίπτοντας ταυτόχρονα το κοινό σήμα. Έχει ευρεία εφαρμογή σε όργανα μέτρησης και για αυτό η εναλλακτική του ονομασία είναι ενισχυτής οργάνων μέτρησης (instrumentation Amplifier).

Παρακάτω βλέπουμε το κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή.



Σχήμα3.3.15 Διαφορικός ενισχυτής.

Η τάση μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου είναι μηδενική , συνεπώς το ρεύμα I_{in} δίδεται από την σχέση:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{2R_1} \quad (3.3.17)$$

Από την παραπάνω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου του κυκλώματος.

Η τάση εξόδου είναι ίση με το άθροισμα της τάσης στον θετικό ακροδέκτη εισόδου του τελεστικού ενισχυτή και της πτώσης τάσης στην αντίσταση ανάδρασης R_2 :

$$V_{out} = V_{(+)} - I_{in} * R_2 = - V_{in} * \frac{R_2}{R_1} \quad (3.3.18)$$

Το κέρδος τάσης για την πηγή τάσης V_C είναι μηδενικό. Στην πράξη εξαρτάται από τον CMRR (Common Mode Rejection Ratio) (λόγος απόρριψης κοινού σήματος) συντελεστή του ενισχυτή

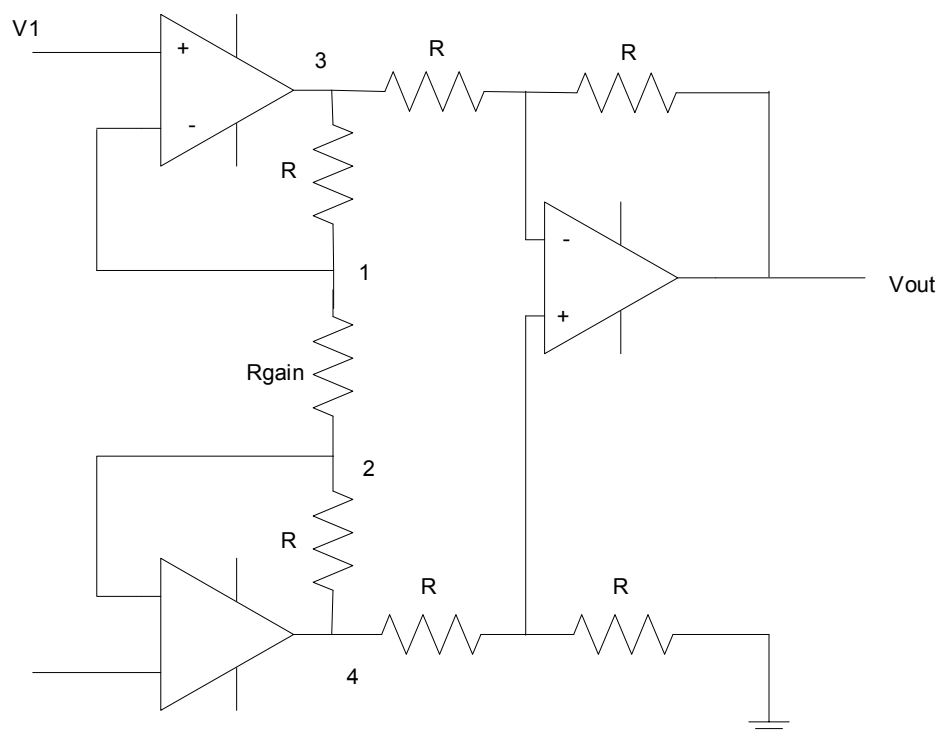
Τα βασικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος είναι.

-Πεπερασμένη αντίσταση εισόδου.

-Μεγάλη απόρριψη του κοινού σήματος εισόδου.

-Μικρή αντίσταση εξόδου.

Είναι φανερό ότι είναι βασικό μειονέκτημα για ένα ενισχυτή οργάνου μέτρησης τάσης να έχει πεπερασμένη αντίσταση εισόδου. Επιπλέον η ρύθμιση του κέρδους του διαφορικού ενισχυτή είναι δύσκολη αφού πρέπει ταυτόχρονα να ρυθμίσουμε δύο αντιστάσεις (R_2). Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε ένα βελτιωμένο διαφορικό ενισχυτή που έχει μεγάλη αντίσταση εισόδου και ταυτόχρονα δίδει την δυνατότητα να ρυθμίσουμε το κέρδος του μεταβάλλοντας μόνο μια αντίσταση.



Σχήμα 3.3.16 Βελτιωμένος διαφορικός ενισχυτής.

Στο παραπάνω κύκλωμα έχουμε ένα διαφορικό ενισχυτή ο οποίος έχει στις εισόδους του δύο απομονωτές οι οποίοι συνδέονται μεταξύ τους με τρεις αντιστάσεις. Θεωρούμε ότι όλες οι αντιστάσεις είναι όμοιες εκτός της R_{gain}

Η αρνητική ανάδραση του πάνω αριστερά τελεστικού ενισχυτή δημιουργεί μια πτώση τάσης στο σημείο 1 του σχήματος η οποία είναι ίση με V_1 . Το ίδιο συμβαίνει με το κάτω αριστερά ενισχυτή και η τάση στο σημείο 2 είναι ίση με V_2 . Έτσι έχουμε μια πτώση τάσης στα άκρα της R_{gain} και ισχύει:

$$VR_{\text{gain}} = V_2 - V_1 \quad (3.3.19)$$

Το ρεύμα που διαρρέει την R_{gain} είναι το ίδιο που διαρρέει τις δύο αντιστάσεις πάνω και κάτω από την R_{gain} . Έτσι έχουμε μια πτώση τάσης στα σημεία 3 και 4 και ισχύει:

$$V_{3-4} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R}{R_{\text{gain}}} \right) \quad (3.3.20)$$

Ο διαφορικός τελεστικός ενισχυτής (δεξιά του κυκλώματος) δέχεται στην είσοδο του την παραπάνω τάση και την ενισχύει με απολαβή $A_V=1$.

Η συνολική απολαβή του παραπάνω κυκλώματος δίδεται από την σχέση:

$$A_V = \left(1 + \frac{2R}{R_{\text{gain}}} \right) \quad (3.3.21)$$

Παρατηρούμε ότι η απολαβή εξαρτάται άμεσα από την αντίσταση R_{gain} .

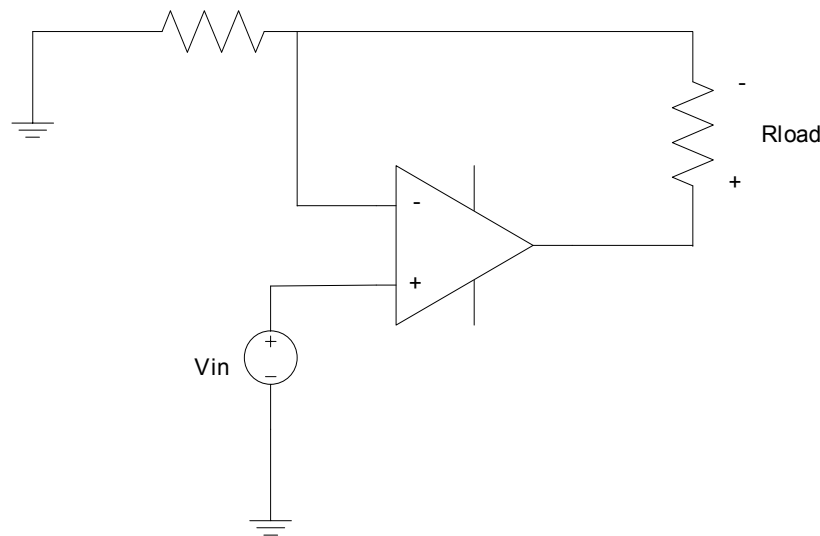
Ο παραπάνω ενισχυτής είναι ένας βελτιωμένος διαφορικός ενισχυτής και παρουσιάζει:

-Υψηλή αντίσταση εισόδου

-Μεταβλητή απολαβή η οποία ρυθμίζεται από μια μοναδική αντίσταση.

3.3.4.3 Μετατροπή τάση σε ρεύματος

Ένα άλλο ενδιαφέρον κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή είναι η μετατροπή τάση σε ρεύμα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχημα3.3.17 Μετατροπή τάση σε ρεύματος.

Πολλές φορές σε κυκλώματα οργάνων μέτρησης χρησιμοποιούμε αισθητήρες για την μέτρηση διαφόρων μεγεθών όπως θερμοκρασία πίεση βάρος κ.τ.λ.

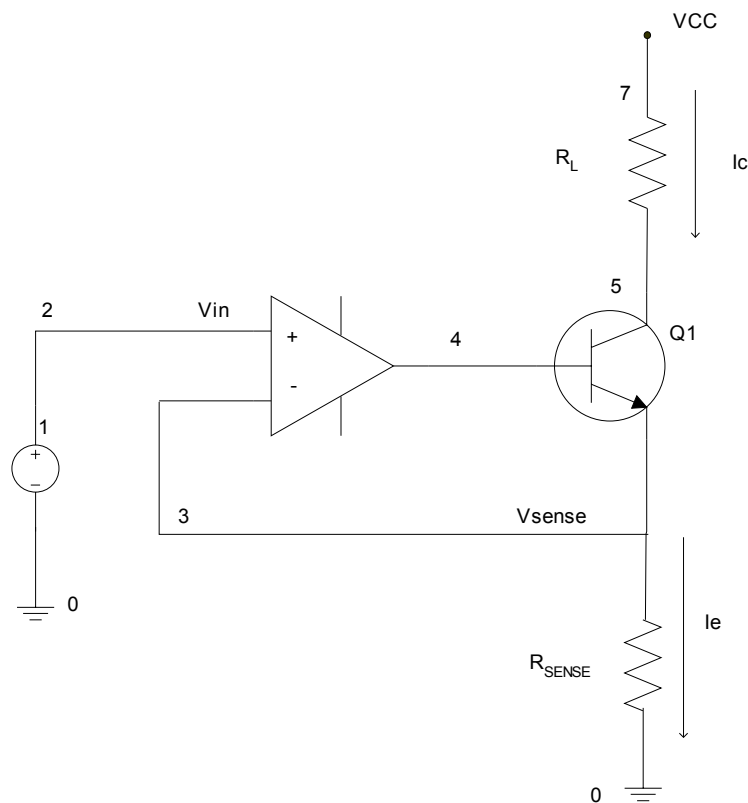
Η έξοδος που παίρνουμε από αυτό τον αισθητήρα είναι ένα σήμα σταθερού πλάτους το οποίο το χρησιμοποιούμε και με το κατάλληλο κύκλωμα έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα.

Είναι προτιμότερο για την έξοδο του αποτελέσματος στις παραπάνω μετρήσεις να έχουμε σήματα σταθερού ρεύματος αντί σταθερής τάσης, για το λόγο ότι τα σήματα σταθερού ρεύματος αντιπροσωπεύουν καλύτερα τα υπό μέτρηση μεγέθη.

Τα σήματα σταθερής τάσης μεταβάλλονται μέσα στο κύκλωμα από την μια πλευρά του κυκλώματος έως την άλλη, λόγω απωλειών των καλωδίων, ενώ τα σήματα σταθερού ρεύματος δίδουν ένα σταθερό ολικό ρεύμα μέσα στο κύκλωμα ξεκινώντας από την πηγή (υπό μέτρηση συσκευή) έως στο φορτίο (καταγραφέας).

Επίσης τα όργανα που χρησιμοποιούν και εκμεταλλεύονται σήματα σταθερού ρεύματος έχουν χαμηλή αντίσταση (σε αντίθεση με αυτά που χρησιμοποιούν σήματα σταθερής τάσης και έχουν μεγάλη αντίσταση) και είναι πιο ανεκτικά στον θόρυβο.

Για να γίνει εφικτό το παραπάνω πρέπει να έχουμε ένα κύκλωμα το οποίο να μετατρέπει την έξοδο του αισθητήρα σε ένα σταθερό ρεύμα το οποίο δεν θα εξαρτάται από το φορτίο. για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του παρακάτω σχήματος:



Σχήμα 3.3.18 Μετατροπέας τάσεως σε ρεύμα.

Το παραπάνω κύκλωμα είναι ένας μετατροπέας τάσεως σε ρεύμα, και αποτελείται από ένα τελεστικό ενισχυτή με αρνητική ανάδραση.

Η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδέν, επομένως το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_{SENSE} δίδεται από τη σχέση :

$$I = \frac{V_{in}}{R_{SENSE}} \quad (3.3.22)$$

Το ρεύμα που ρέει στην αντίσταση φορτίου R_L (αντίσταση ανατροφοδότησης στο κύκλωμα) είναι ίσο με το ρεύμα που διαρρέει την R_{SENSE} .

Ο εκπομπός του τρανζίστορ συνδέεται με την R_{SENSE} και ο συλλέκτης τροφοδοτείται μέσω της αντίστασης R_L με τάση V_{CC} .

Ο τελεστικός ενισχυτής αυτόματα ρυθμίζει την έξοδο του ώστε η αναστρέφων είσοδος του να γίνει ίση με την μη αναστρέφουσα. αυτό σημαίνει ότι $V_{SENSE}=V_{in}$ το τρανζίστορ διαρρέετε από ρεύμα συλλέκτη το οποίο είναι περίπου το ίδιο με το ρεύμα εκπομπού δηλ. $I_C=I_e$.

Μεταβάλλοντας την τάση εισόδου του κυκλώματος έχουμε ανάλογη μεταβολή του ρεύματος εξόδου.

Η αντίσταση του παραπάνω κυκλώματος είναι άπειρη για μικρά ρεύματα.

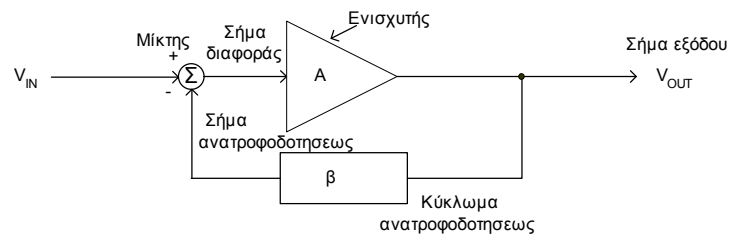
Η τάση εισόδου V_{in} πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερη του μηδενός και πολύ μεγαλύτερη από την V_{os} καθώς και τα I_o πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερο από το I_{bia}

3.4 Ταλαντωτές

Με τον όρο ταλαντωτή εννοούμε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα το οποίο μας δίδει ένα επαναλαμβανόμενο σήμα, πολύ συχνά ένα ημιτονοειδές ή ένα παλμικό σήμα. Στο κύκλωμα αυτό δεν εφαρμόζουμε εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του, καθώς η μόνη είσοδος που απαιτείται είναι η συνεχής τάση τροφοδοτήσεως, η οποία χρειάζεται για να πολώσει τα ενεργά στοιχεία.

Σε γενικές γραμμές ένας ταλαντωτής είναι ένας ενισχυτής με θετική ανατροφοδότηση.

Παρακάτω βλέπουμε το γενικό κύκλωμα ενός ταλαντωτή. Αποτελείται από ένα ενισχυτή και χαρακτηρίζεται από μια αρνητική απολαβή τάσεως A_v , μια σύνθετη αντίσταση εξόδου R_O και μια εξαιρετικά μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου R_i



Σχήμα 3.4.1 Κύκλωμα ταλαντωτή.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα η έξοδος του ενισχυτή συνδέεται με την είσοδο μέσω ενός κυκλώματος ανάδρασης. Στο παραπάνω κύκλωμα το πηλίκο της τάσεως εξόδου προς την τάση εισόδου μας δίνει την απολαβή του κυκλώματος όπου A είναι η απολαβή του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση και β ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως, οπότε έχουμε :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (3.4.1)$$

Για να έχουμε ταλάντωση πρέπει να υπάρχει μια ασταθής συμπεριφορά του ενισχυτή η οποία προέρχεται από το κύκλωμα ανάδρασης. Από την παραπάνω εξίσωση αυτό μπορεί να συμβεί όταν ο παρανομαστής γίνει ίσος με το 0 δηλ.:

$$(1 + A\beta) = 0 \quad \text{ή} \quad \text{όταν} \quad A\beta = -1 \quad \text{και η φασική γωνία του } (A\beta) = 0 \quad \text{ή} \quad -180^\circ \quad (3.4.2)$$

Η φασική γωνία του $(A\beta)$ είναι 0 όταν έχουμε θετική ανατροφοδότηση και -180° στην περίπτωση που έχουμε αρνητική ανατροφοδότηση.

Το γινόμενο $A\beta$ ονομάζεται απολαβή βρόγχου, και η παραπάνω συνθήκη ταλάντωσης ονομάζεται συνθήκη του Barkhausen.

3.4.1 Είδη ταλαντωτών

Μπορούμε να κατατάξουμε τους ταλαντωτές ανάλογα με την έξοδο τους σε δύο κατηγορίες:

A) Σε ταλαντωτές στους οποίους η τάση εξόδου είναι ημιτονοειδείς

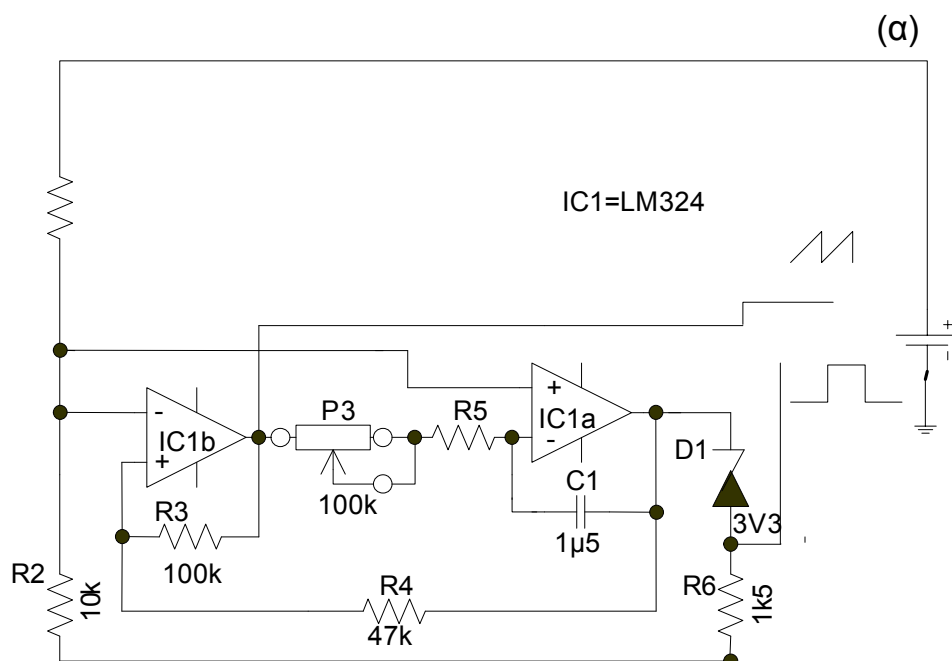
και

B) σε αυτούς που η τάση εξόδου είναι τετραγωνικός ή τριγωνικός παλμός.

Οι ταλαντωτές οι οποίοι παράγουν ημιτονοειδή τάση ονομάζονται αρμονικοί ταλαντωτές.

Οι ταλαντωτές μπορούν να χρησιμοποιήσουν ενεργά στοιχεία όπως τρανζίστορ καθώς και τελεστικούς ενισχυτές σε συνδυασμό με αντιστάσεις και πυκνωτές και με την κατάλληλη συνδεσμολογία να σχηματίσουν ένα κύκλωμα ταλάντωσης δηλαδή ένα ταλαντωτή.

Στην κατασκευή μας το κύκλωμα ταλάντωσης χρησιμοποιεί τον τελεστικό ενισχυτή LM324 και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα .



Σχήμα 3.4.2 Κύκλωμα ταλαντωτή με τον τελεστικό LM324

Ο τελεστικός LM324 είναι ένας τετραπλός τελεστικός ενισχυτής. Από την έξοδο του IC1b έχουμε τριγωνικό παλμό και από την έξοδο του IC1a τετραγωνικό παλμό.

3.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύσαμε τα ενεργά στοιχεία από τα οποία αποτελείται το ηλεκτρονικό φορτίο δηλαδή τα τρανζίστορ και τους τελεστικούς ενισχυτές.

Αναφερθήκαμε σε κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ ανεξάρτητο από την θερμοκρασία και από τον συντελεστή β του τρανζίστορ, είδαμε τεχνικά χαρακτηριστικά και τρόπο υπολογισμού ψήκτρας για τρανζίστορ ισχύος.

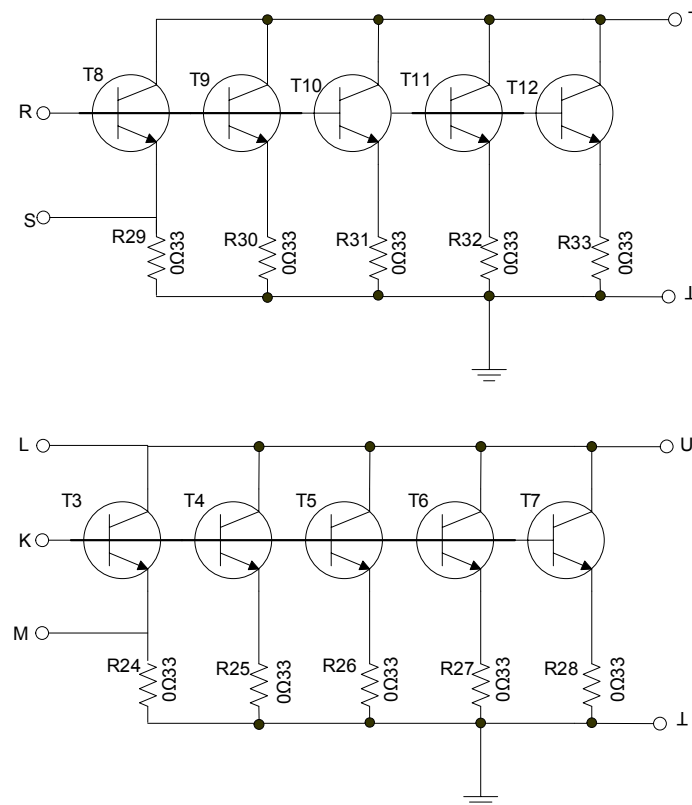
Επίσης αναφερθήκαμε σε κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές όπως μετατροπέας τάσεως σε ρεύμα και είδαμε και τα γενικά χαρακτηριστικά τους.

Κεφάλαιο 4

Η κατασκευή

4.1 Εισαγωγή

Στην κατασκευή μας χρησιμοποιούμε δύο ομάδες τρανζίστορ κάθε μία από την οποία διαθέτει πέντε τρανζίστορ σε παράλληλη συνδεσμολογία. Οι δύο αυτές ομάδες συνθέτουν μια και μόνο αντίσταση φορτίου εφόσον οδηγούνται παράλληλα και ταυτόχρονα παραλληλίζονται και οι συλλέκτες τους μέσω μια σύνδεσης μεταξύ των σημείων T και U της πρώτης και της δεύτερης ομάδας αντίστοιχα όπως φαίνεται στο σχήμα .



Σχήμα 4.1.1 Κύκλωμα τρανζίστορ ισχύος

Ο διαχωρισμός της ενιαίας αντίστασης φορτίου γίνεται μόνο για λόγους αξιόπιστης οδήγησης ώστε να επιτυγχάνεται επαρκές ρεύμα εισόδου και ισοκατανομή του ρεύματος φορτίου μεταξύ των δύο πεντάδων τρανζίστορ.

Με κανονική ψύξη του κάθε τρανζίστορ μπορεί να αντέξει σε ρεύματα συλλέκτη μέχρι 2 A , επομένως χωρίς την προσαρμογή ιδιαίτερα μεγάλων ψυκτικών στοιχείων το συνολικά επαγόμενο από την μονάδα ρεύμα μπορεί να φτάσει τα 20 A.

Κάθε ένα από τα τρανζίστορ ισχύος 2N3055 που χρησιμοποιούνται παρουσιάζει διαφορετική τάση ορθής πόλωσης της ένωσης εκπομπού βάσης λόγω κατασκευαστικών ανοχών. Οι διαφορές βέβαια από τρανζίστορ σε τρανζίστορ είναι μικρές αλλά μπορούν να οδηγήσουν σε μεγάλες διαφορές ρευμάτων αν τα τρανζίστορ συνδεσμοποιηθούν παράλληλα.

Για το λόγο αυτό συνδέεται σε σειρά σε κάθε εκπομπό των τρανζίστορ μια αντίσταση R_e η οποία εξισορροπεί τις μικροδιαφορές τάσης που δημιουργούνται μεταξύ βάσης εκπομπού του τρανζίστορ .

Έτσι έχουμε μια ισοκατανομή του συνολικού ρεύματος στα 10 τρανζίστορ.

Η τιμή της αντίστασης εκπομπού R_e δίνεται από την σχέση:

$$R_e = \frac{0,5 * n}{I_{C(ολ)}} \quad (4.1.1)$$

όπου n = ο αριθμός των τρανζίστορ και $I_{C(ολ)}$ το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το κάθε τρανζίστορ.

Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση για την κάθε πεντάδα των τρανζίστορ ισχύος, έχουμε $n=5$ και $I_{C(ολ)}=2A$

Οπότε,

$$R_e=0.25\Omega \quad (4.1.2)$$

Προσεγγιστικά διαλέγουμε μια λίγο μεγαλύτερη τιμή αντίστασης δηλαδή :

$$R_e=0,33\Omega \quad (4.1.3)$$

Η ισχύς της παραπάνω αντίστασης δίδεται από την σχέση:

$$P_e = I_c(\omega l)^2 \times R \quad (4.1.4)$$

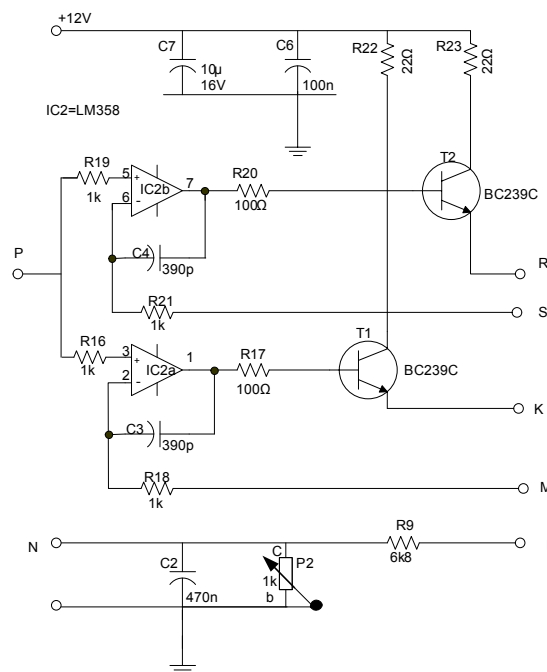
Όπότε έχουμε $P_e=1,32 \text{ W}$ και για λόγους ασφαλείας διαλέγουμε $P_e=5\text{W}$

Το ρεύμα φορτίου γίνεται ρεύμα συλλέκτη στα τρανζίστορ και έτσι μπορεί να ελεγχθεί με ακρίβεια , ενώ ταυτόχρονα δεν θα επηρεάζεται από μεταβολές τις θερμοκρασίας γιατί μπορούν να υπάρχουν οι απαραίτητες συνθήκες ψύξης.

Ο καθορισμός του ρεύματος συλλέκτη των τρανζίστορ γίνεται με την κατάλληλη ρύθμιση του ρεύματος βάσης. Για να γίνει πιο ακριβής αυτή η διαδικασία πρέπει να αντισταθμιστεί η πτώση ορθής πόλωσης της ένωσης εκπομπού βάσης του τρανζίστορ (0,7V) καθώς και η θερμοκρασιακή ολίσθηση της που είναι :

$$\Delta U_{BE} = -2\text{mV}/^\circ\text{C} \text{ έως και } -8\text{mV}/^\circ\text{C} \quad (4.1.5)$$

Για τον ακριβή έλεγχο του ρεύματος βάσης χρησιμοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα οδήγησης



Σχήμα 4.1.2 Κύκλωμα οδήγησης.

Αυτό είναι ένα εξισορροπητικό κύκλωμα αποτελούμενο από δύο τελεστικούς ενισχυτές οι οποίοι καθορίζουν ακριβώς το ρεύμα οδήγησης με βάση μια τιμή αναφοράς η οποία προέρχεται από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν το ποντασιόμετρο P2 και η αντίσταση R9.

Το κύκλωμα του ηλεκτρονικού φορτίου εξομοιώνει με ακρίβεια ένα ρυθμιζόμενο καταναλωτή του οποίου η ισοδύναμη τιμή αντίστασης μπορεί να κυμαίνεται από 0Ω μέχρι μερικές εκατοντάδες $K\Omega$, ενώ η ισοδύναμη ισχύς καθορίζεται αποκλειστικά από τον τύπο των χρησιμοποιούμενων τρανζίστορ ισχύος, το πλήθος του καθώς και την ψύξη που έχει επιβληθεί.

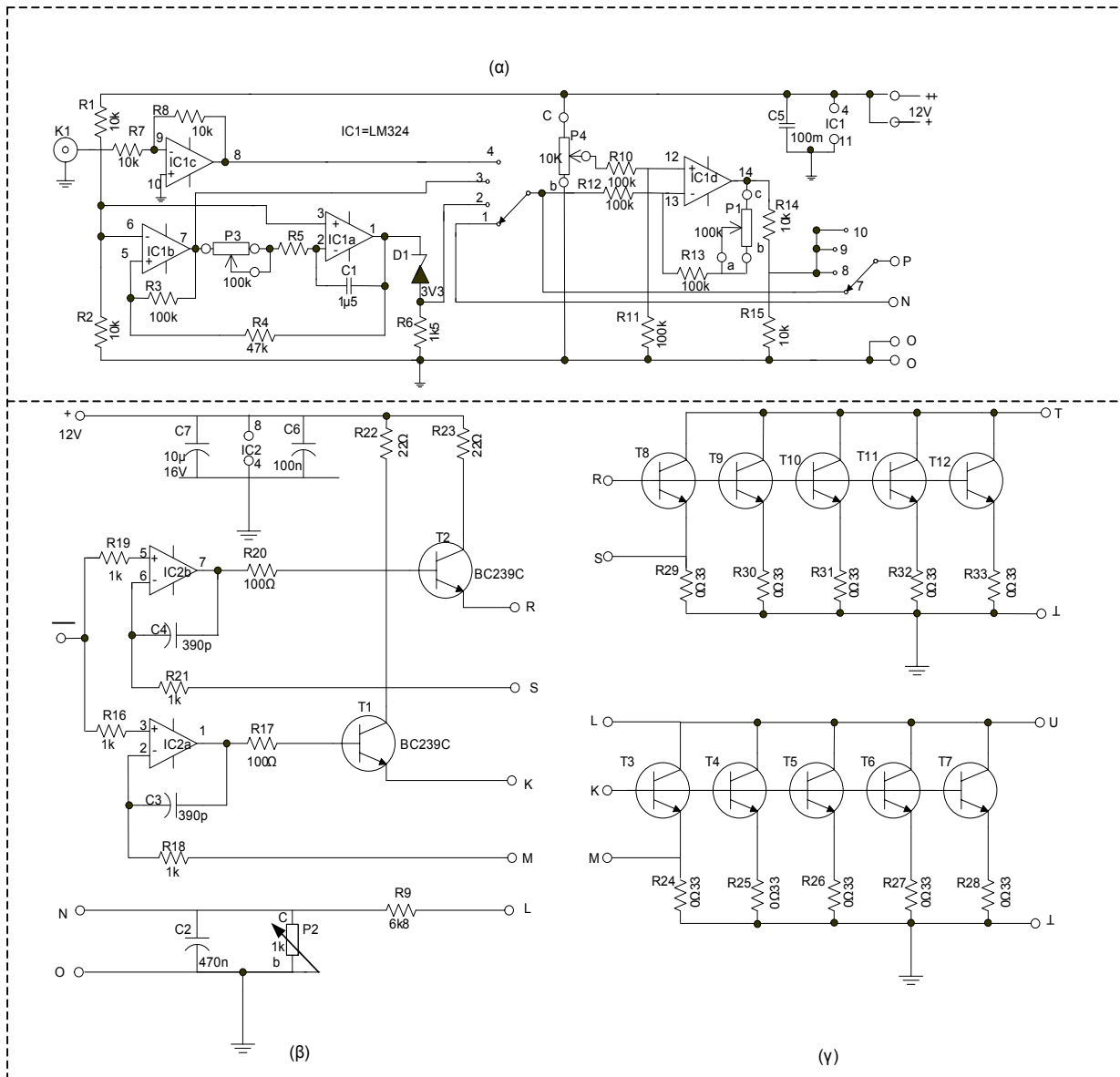
Η σχεδίαση της μονάδας φορτίου είναι τέτοια ώστε να δίνει την δυνατότητα επιλογής μεταξύ δύο τρόπων λειτουργίας:

A) Τρόπος λειτουργίας σταθερής αντίστασης (CR mode): Το κύκλωμα λειτουργεί σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση.

B) Τρόπος λειτουργίας σταθερού ρεύματος (CC mode): Το κύκλωμα λειτουργεί σαν ρυθμιζόμενος απαγωγέας ρεύματος.

Η διαφορά των δύο τρόπων λειτουργίας βρίσκεται στο γεγονός πώς όταν η μονάδα λειτουργεί ως αντίσταση το ρεύμα που διέρχεται από αυτή είναι ανάλογο της επιβαλλομένης τάσης, ενώ κατά τον δεύτερο τρόπο το ρεύμα διατηρεί σταθερή την επιθυμητή τιμή που ρυθμίζεται από τον χειριστή, ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης.

Για την υλοποίηση του ηλεκτρονικού φορτίου χρησιμοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα το οποίο αποτελείται από το κύκλωμα τρανζίστορ (σχ.4.1.3.γ), το κύκλωμα οδήγησης (σχ.4.1.3.β) και το κύκλωμα ταλάντωσης (σχ.4.1.3.α).



(α)=κύκλωμα τρανζιστορ , (β)=κύκλωμα οδήγησης , (γ)=κύκλωμα ταλάντωσης

Σχήμα 4.1.3 Ηλεκτρονικό φορτίο.

4.2 Λειτουργίες του ηλεκτρονικού φορτίου

4.2.1 Ρύθμιση αντίστασης

Η οδήγηση των δύο ομάδων τρανζίστορ ισχύος γίνεται μέσω των δύο τμημάτων του διπλού ολοκληρωμένου LM358 (IC2a) και (IC2β) . Μεταξύ των τελεστικών ενισχυτών και τρανζίστορ ισχύος παρεμβάλλονται και δύο βαθμίδες ενίσχυσης ρεύματος που υλοποιούνται από τα τρανζίστορ T1 και T2.ώστε να επιτυγχάνεται

ικανοποιητική οδήγησης των τρανζίστορ ισχύος. Κάθε ένα από τα κυκλώματα που αποτελούνται από ένα τελεστικό ενισχυτή με βαθμίδα ενίσχυσης ρεύματος και μια πεντάδα τρανζίστορ ισχύος είναι στην πραγματικότητα ένας ενισχυτής διαγωνιμότητας ισχύος, μέσω του οποίου η τάση που εφαρμόζετε στην είσοδο του μετατρέπεται σε ένα αντίστοιχο ρεύμα εξόδου. Τα δυο παρόμοια κυκλώματα που υπάρχουν οδηγούνται ταυτόχρονα από μια κοινή είσοδο που προκύπτει από την σύνδεση των αντιστάσεων R19 και R16 στον κοινό κόμβο P.

Η τάση που εφαρμόζετε στην είσοδο P του διπλού ενισχυτή διαγωνιμότητας προέρχεται από τις επαφές του μεταγωγού διακόπτη S1b. Με τον μεταγωγό διακόπτη ρυθμισμένο στη θέση που φαίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα (S1a στη θέση 1 και S1b στη θέση 7) η είσοδος P του διπλού ενισχυτή διαγωνιμότητας οδηγείται από τη τάση που υπάρχει στο κόμβο N, τάση που προκύπτει από το διαιρέτη τάσης R9-P2. Ο διαιρέτης αυτός τροφοδοτείται από τη τάση εξόδου της υπό έλεγχο συσκευής, είναι δηλαδή παράλληλα συνδεδεμένος με το φορτίο. Με τη συνδεσμολογία αυτή υλοποιείτε ο εξομοιωτής αντίστασης. Πράγματι, όσο μεγαλύτερη είναι η τάση που εφαρμόζετε στα άκρα του φορτίου, τόσο περισσότερη τάση δίνει ο διαιρέτης R9-P2 στη είσοδο του ενισχυτή διαγωνιμότητας κι έτσι προκαλεί την εμφάνιση μεγαλύτερου ρεύματος στο φορτίο. Η τιμή της εξομοιωμένης αντίστασης μπορεί να ρυθμιστεί από το ποτενσιόμετρο P1. Ο πυκνωτής C2 που είναι συνδεδεμένος παράλληλα προς το P2 εισάγει κάποια βραδύτητα σε γρήγορες μεταβολές της τάσης που εφαρμόζετε στο φορτίο δηλαδή του δίνει ελαφρώς επαγωγική συμπεριφορά.

Αν είναι επιθυμητό μπορεί να παραληφθεί ή να αντικατασταθεί από πυκνωτή μικρότερης τιμής μόνο και μόνο για τάση αποφυγή ταλαντώσεων.

Η επέμβαση αυτή πρέπει να γίνει μόνο στη περίπτωση που το φορτίο απαιτείτε να έχει καθαρά ωμική συμπεριφορά ακόμα και σε υψηλές συχνότητες, πράγμα που είναι απαραίτητο σε μετρήσεις του εύρους ζώνης ισχύος, ενισχυτών ακουστικών συχνοτήτων.

4.2.2 Διαμόρφωση συνεχούς ρεύματος

Οι τελεστικοί ενισχυτές IC1a και IC1b συνθέτουν μια απλή γεννήτρια κυματομορφών. Συγκεκριμένα από την έξοδο του IC1a προκύπτει μια τετραγωνική κυματομορφή και από την έξοδο του IC1b μια τριγωνική κυματομορφή. Οι δύο αυτές

έξοδοι εφαρμόζονται αντίστοιχα στις επαφές 2 και 3 του μεταγωγού διακόπτη S1a. Οι δύο κυματομορφές έχουν την ίδια συχνότητα, η οποία μπορεί να ρυθμιστεί μεταξύ 5 Hz και 50 Hz μέσω του ποντασιόμετρου P3. Αφού επιλεγεί η κατάλληλη κυματομορφή μέσω του S1a το σήμα αυτό οδηγείται στον ενισχυτή IC1d και ακολούθως μέσω του μεταγωγού S1b οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή διαγωγιμότητας.

Επειδή πλέον η τάση οδήγησης του ενισχυτή διαγωγιμότητας είναι ανεξάρτητη από την τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο, το κύκλωμα λειτουργεί σαν ελεγχόμενος διαμορφωμένος απαγωγέας ρεύματος. Το μέτρο και η χρονική μεταβολή του ρεύματος που απάγεται από το φορτίο εξαρτώνται αποκλειστικά από τα αντίστοιχα μεγέθη εφαρμοζόμενης τάσης στην είσοδο του ενισχυτή διαγωγιμότητας όπως αυτή παράγεται από το κύκλωμα ελέγχου γεννήτρια ενισχυτής. Στο κύκλωμα ελέγχου παρέχεται η δυνατότητα ρύθμισης τεσσάρων παραμέτρων της διαμορφώουσας τάσης. Όπως προαναφέρθηκε η κυματομορφή και η συχνότητα της διαμόρφωσης ρεύματος ελέγχονται από το S1a και το P3 αντίστοιχα. Το πλάτος της τάσης διαμόρφωσης μπορεί να ρυθμιστεί από το P1 μέσω του οποίου ελέγχεται το κέρδος του ενισχυτή IC1d. Επίσης μέσω του ποντασιόμετρου P4 μπορεί να ρυθμιστεί η συνεχής συνιστώσα της τάσης διαμόρφωσης. Η ρύθμιση του P4 πρέπει να γίνεται με προσοχή γιατί ενδέχεται το μέτρο του απαγόμενου ρεύματος να ρυθμιστεί σε τιμή πολύ μεγαλύτερη από αυτή που μπορεί να δώσει η υπό έλεγχο κατασκευή με αποτέλεσμα να έχουμε τη πιθανή καταστροφή της.

4.2.3 Εξωτερική διαμόρφωση

Ο τέταρτος τελεστικός ενισχυτής που περιλαμβάνεται μέσα στο IC1 είναι συνδεδεσμένος ως αναστρέφων ενισχυτής του οποίου η είσοδος δέχεται ένα εξωτερικό σήμα διαμόρφωσης και η έξοδος του το μεταβιβάζει μέσω του μεταγωγού διακόπτη S1A στη στην αναστρέφουσα είσοδο του IC1d η τάση εξωτερικής διαμόρφωσης που μπορεί να επιβληθεί στον βυσματοδέκτη K1 πρέπει να βρίσκεται μεταξύ 0 V και 10 V ενώ δεν πρέπει σε καμιά περίπτωση να παίρνει αρνητικές τιμές η τιμές μεγαλύτερες από 12V. Η αντιστοιχία τάσης διαμόρφωσης απαγόμενου

ρεύματος μπορεί να ρυθμιστεί από το $\pi 1$ μεταξύ 1,5 A/Volt και 3 A/Volt για καθένα από τα τρανζίστορ ισχύος φορτίου.

4.2.4 Ρύθμιση συνεχούς ρεύματος

Όταν δεν απαιτείται η διαμόρφωση του απαγόμενου ρεύματος από κάποια κυματομορφή αλλά μόνο από μια σταθερή τιμή τότε ο διακόπτης S1a πρέπει να τοποθετηθεί στην θέση 4 εξωτερικής διαμόρφωσης χωρίς να επιβληθεί καμιά τάση στην είσοδο εξωτερικής διαμόρφωσης Η τιμή του σταθερού απαγόμενου ρεύματος από το φορτίο μπορεί να ρυθμιστεί από το P4.

4.3 Μέγιστη ισχύ

Αν η προτεινόμενη μονάδα δεν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο συσκευών μεγάλης ισχύος αλλά μόνο μικρής ισχύος τότε δεν είναι απαραίτητο η τελική της βαθμίδα να περιλαμβάνει 10 τρανζίστορ .Μπορεί να περιλαμβάνει οποιοδήποτε αριθμό μέχρι τουλάχιστον ένα το οποίο πρέπει να είναι το T3.

Στην κατασκευή μας χρησιμοποιήσαμε και για λόγους χώρου μόνο την μια πεντάδα των τρανζίστορ ισχύος στην περίπτωση αυτή οι δυνατότητες απαγωγής ρεύματος μιας συσκευής είναι 10 A

4.4 Όρια λειτουργίας

Όπως όλα τα τρανζίστορ ισχύος έτσι και το 2N3055 έχει το δικό του μέγιστο όριο επιφόρτισης. Τα όρια που αποδίδονται σαν μέγιστες απόλυτες τιμές (AMR=Absolute Maximum Ratings)δεν περιγράφουν με πληρότητα την μέγιστη κατανάλωση ισχύος που μπορεί να ανεχτεί το τρανζίστορ. Είναι καλό λοιπόν για αυτό το σκοπό να χρησιμοποιηθεί το διάγραμμα ασφαλούς περιοχής λειτουργίας (SOA=Safe Operating Area).

4.5 Επίλογος

Το προτεινόμενο κύκλωμα είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε το ρεύμα που έρχεται από το κάθε τρανζίστορ να είναι περίπου 2A κατά μέγιστο ,πράγμα που σημαίνει ότι η μέγιστη τάση εισόδου του ηλεκτρονικού φορτίου είναι 60V.Αν απαιτούνται για ειδικές εφαρμογές υψηλότερες τάσεις και μεγαλύτερες ισχύεις, τότε τα τρανζίστορ 2N3055 της τελικής βαθμίδας πρέπει ν' αντικατασταθούν με αλλά πιο ισχυρά.

Πρέπει να τονιστεί ότι το ηλεκτρονικό φορτίο είναι κανό να επεξεργαστεί μόνο συνεχές ρεύμα. Αν απαιτείται η κατανάλωση ισχύος εναλλασσόμενου ρεύματος σε φορτίο, τότε πρέπει να τοποθετηθεί μια γέφυρα ανορθώσεως. Η γέφυρα που θα επιλέγει για τοποθέτηση σ' αυτό το σημείο πρέπει ν' αντέχει σε λίγο μεγαλύτερη τάση και λίγο μεγαλύτερο ρεύμα απ αυτό του ηλεκτρονικού φορτίου ώστε να εργάζεται αξιόπιστα.

Με τις διάφορες δυνατότητες διαμόρφωσης του ηλεκτρονικού φορτίου μπορεί κανείς να εξετάσει τη συμπεριφορά της ρύθμισης και την δυναμική εσωτερική αντίσταση ενός τροφοδοτικού. Η εσωτερική αντίσταση μιας σταθεροποιημένης πηγής τάσης υπολογίζετε από τη σχέση:

$$R_i(\Omega)=V_a(V)/I_a(A) \quad (4.5.1)$$

όπου V_a είναι η τάση της ονομαστικής τάσης εξόδου του τροφοδοτικού όταν από αυτό απάγετε ρεύμα I_a .

Όταν το ηλεκτρονικό φορτίο λειτουργεί σαν ελεγχόμενος απαγωγέας ρεύματος, το μέτρο του απαγόμενου ρεύματος μπορεί να ρυθμιστεί μέσω των P1 και P4, ενώ η μεταβολή της τάσης στα άκρα του φορτίου μπορεί να παρατηρηθεί με τη βοήθεια ενός παλμογράφου. Ενεργοποιώντας τη γεννήτρια κυματομορφών που είναι ενσωματωμένη στο σύστημα, μπορεί ακόμα να προσδιοριστεί η συμπεριφορά τα εσωτερικής αντίστασης του τροφοδοτικού σε σχέση με τη συχνότητα.

Επίσης, με τον ίδιο τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος μπορούμε να προκαλέσουμε την ελεγχόμενη ομαλή εκφόρτιση μεγάλων ηλεκτρολυτικών πυκνωτών, έτσι ώστε να μπορέσουμε , μέσω της σταθεράς χρόνου να υπολογίσουμε την χωρητικότητά τους.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΣΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΗΣ
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

VOLT	AMPER	ΩΜ	VOLT	AMPER	ΩΜ
1,80	2,30	0,78	1,82	2,24	0,812
2,69	3,2	0,84	2,09	2,47	0,846
3,2	4,07	0,78	2,96	3,49	0,848
3,34	4,21	0,79	3,3	4,5	0,73
2,52	3,01	0,83	3,39	4,23	0,8
2,04	2,54	0,80	3,4	4,26	0,79
1,76	2,3	0,76			
1,74	2,3	0,75			

VOLT	AMPER	ΩΜ	VOLT	AMPER	ΩΜ
3,88	4,24	0,91	2,12	1,73	1,2
3,49	3,79	0,92	4,38	3,50	1,2
2,08	2,03	1,02	5,20	4,14	1,2
2	1,96	1,02	5,27	4,2	1,2

VOLT	AMPER	ΩΜ	VOLT	AMPER	ΩΜ
20	0,11	18,1	3,2	0,87	3,6
17,1	0,09	19	7	0,167	4,19
13,5	0,07	19,2	8,5	0,199	4,2
8,9	0,05	17,8	12,5	0,27	4,7
			15,8	0,33	4,7
			19,1	0,4	4,7
			22,9	0,48	4,7

VOLT	AMPER	Ω M
5,37	0,61	8,80
6.84	0,76	9
7.7	0,86	8,95
8.43	0,93	9,06
8.95	0,99	9,04
9.32	1,03	9,04
9.86	1,09	9,04
10,65	1,17	9,10
11,45	1,25	9,16
12,04	1,32	9,1
12,69	1,39	9,12
13,8	1,5	9,12
15,01	1,63	9,20
16,18	1,76	9,19
17,75	1,92	9,24
19,83	2,14	9,26
21,06	2,27	9,27
22,33	2,41	9,26
22,97	2,47	9,29
23,37	2,48	9,42

VOLT	AMPER	Ω M
3,32	1	3,32
3,57	1,07	3,33
5,31	1,55	3,42
6,29	1,82	3,45
7,45	2,14	3,48
8,59	2,46	3,49
9,78	2,78	3,51
11,07	3,14	3,5
23,33	3,48	3,54
13	3,66	3,55
13,47	3,77	3,57

VOLT	AMPER	Ω M
2,97	1,53	1,94
5,98	2,9	2,03
6,92	3,37	2,05
7,5	3,64	2,06
7,74	3,74	2,06
7,75	3,75	2,06
2,79	1,91	1.43
2,77	1,90	1,45
3,08	2,09	1,5
4,05	2,7	1,5
4,81	3,18	1,51
5,5	3,61	1,52
5,62	3,69	1,52
5,72	3,75	1,52

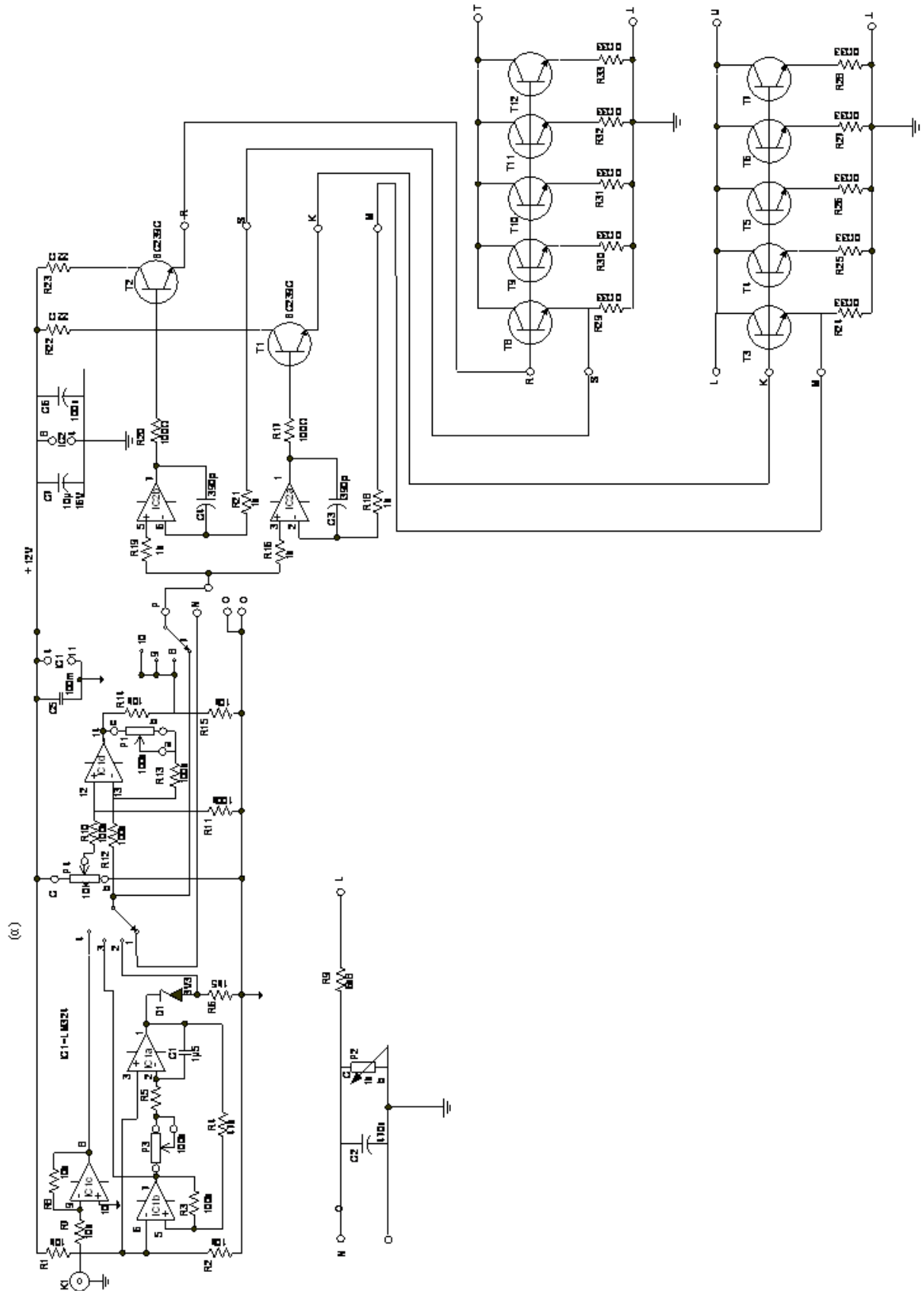
VOLT	AMPER	Ω M
2,57	2,29	1,12
3,77	3,42	1,10
4,10	3,73	10,99
4,1	3,72	11,02

VOLT	AMPER	Ω M
2,69	2,69	1
3,48	3,65	0,95
3,52	3,71	0,94

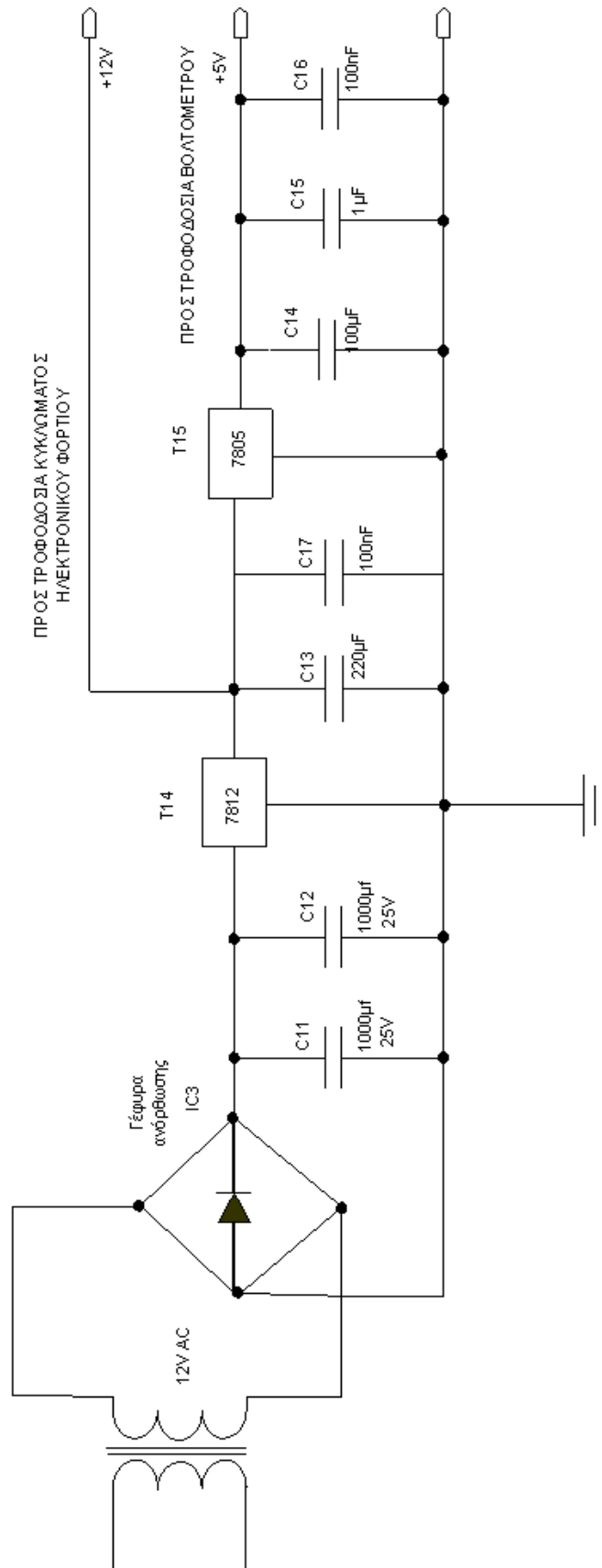
VOLT	AMPER	ΩM
2,36	2,53	0,93
3,9	3,72	1,04
3,8	3,71	1,02
3,7	3,69	1

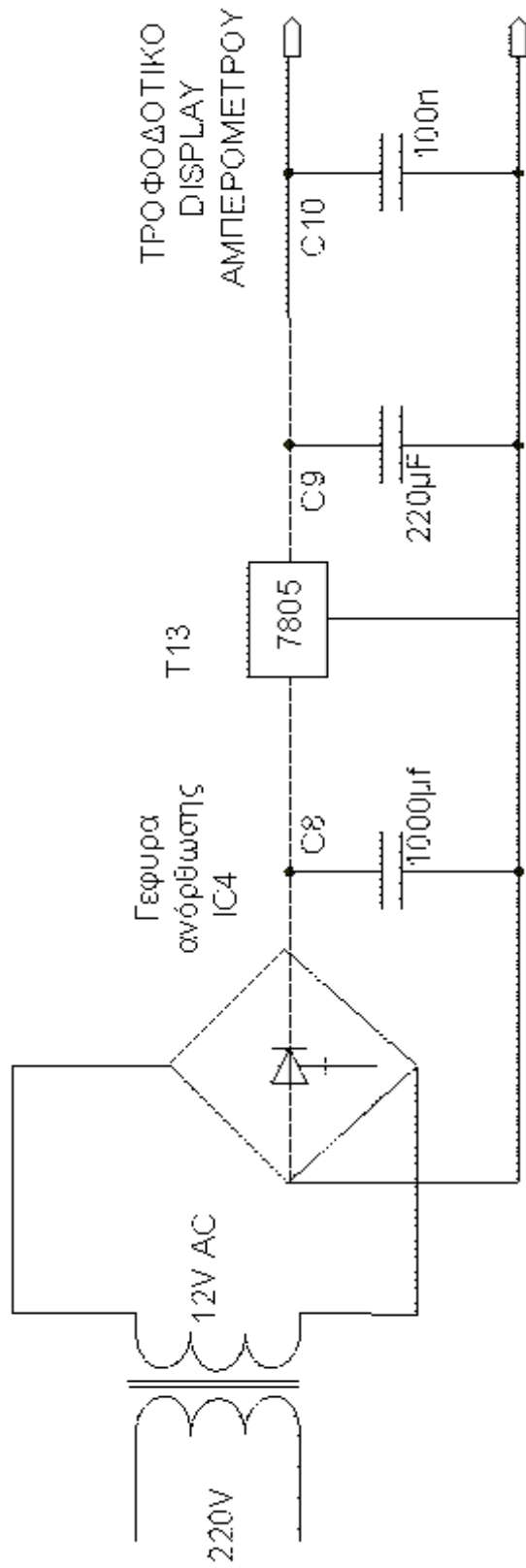
VOLT	AMPER	ΩM
5,16	0,07	73
8,05	0,11	73,1
11,95	0,16	74
14,04	0,19	73,8
17,82	0,25	71,28
21,28	0,30	70,93
23,62	0,33	71,57
26,43	0,37	71,43
29,83	0,42	71,02
30,98	0,43	73,04

ΓΕΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ







3-1/2 Digit LCD/LED Display, A/D Converter

ICL7106 / 7107

Description

The ICL7106 and ICL 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. Included are seven segment decoders, Display drivers, a reference and a clock. The ICL 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a multiplexed backplane drive; the ICL 7107 will directly drive an instrument size light emitting diode (LED) display.

The ICL7106 and ICL 7107 bring together a combination of high accuracy, versatility and true economy. True differential inputs and reference are useful in all systems, but give the designer advantage when measuring load cells, strain gauges, and other Bridge type transducers.

By providing the true economy of a single power supply operation, the ICL7106 enables a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

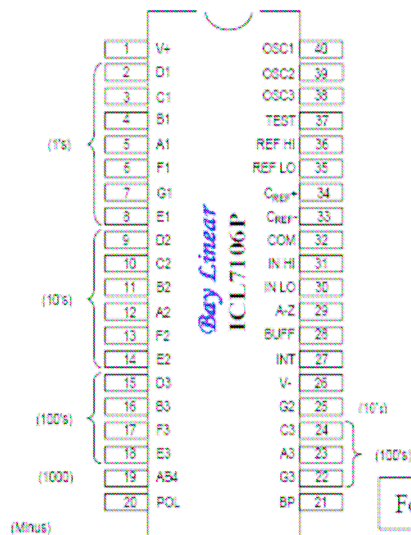
Features

- Guaranteed Zero Reading for OV Input on All Scales
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- True Differential Input and Reference, Direct Display Drive
- Low Noise less than 15μVp-p
- On chip clock and reference
- Low Power Dissipation, ≤10mW (typ.)
- No Additional Active Circuits Required
- Available in Small Outline Surface Mount Package, 44MQFP

Applications

- 7106 for LCD
- 7107 for LED
- Measuring Bridge Type Transducers
- Instrumentation
- Digital Thermometers

Pin Connection



For 7107, Pin 21 is GND

Ordering Information

Device	Package	Temp.
ICL7106P	40PDIP	0 to 70°C
ICL7107P	40PDIP	0 to 70°C

ICL7106/7107

Typical Applications and Test Circuits

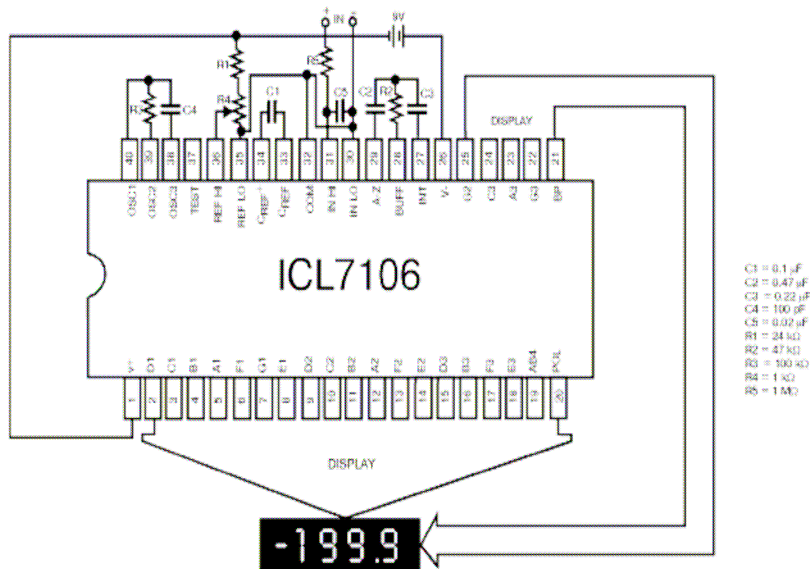


Figure 1. ICL7106 test circuit and typical application with LCD display components selected for 200mV full scale.

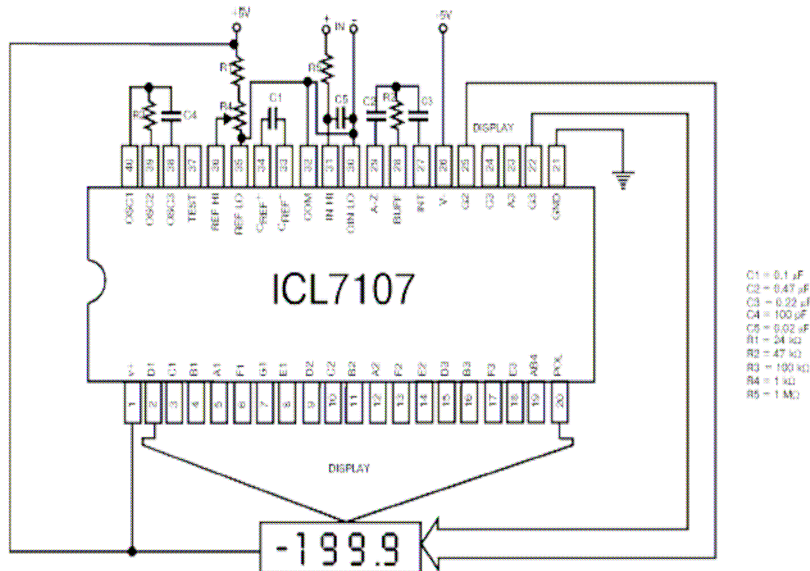


Figure 2. ICL7107 test circuit and typical application with LED display components selected for 200mV full scale.

ICL7106 / 7107

Absolute Maximum Rating

Parameter	
Input Supply Voltage	
ICL7106, V+ to V-	15V
ICL7107, V+ to GND	6V
ICL7107, V- to GND	-9V
Analog Input Voltage (Either Input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (Either Input)	V+ to V-
Clock Input	
ICL7106	TEST to V+
ICL7107	GND to V+

Thermal Information

Parameter	
Thermal Resistance, Typical	θ_{JA} (°C/W)
PDIP	50
MQFP	75
Max. Junction Temperature	150°C
Max. Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Max. Lead Temperature (Soldering 10S)	300°C
MQFP – Lead Tips Only	
Operating Temperature Range	0°C to 70°C

Electrical Characteristics

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{CLOCK} = 48\text{kHz}$ unless otherwise specified, see Note 2)

Parameter	Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
System Performance					
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0\text{V}$, Full Scale = 200mV	-000.0	±000.0	±000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$, $V_{REF} = 100\text{mV}$		999/1000		
Rollover Error	$-V_{IN} = +V_{IN} = 200\text{mV}$ Difference in Reading for Equal Positive and Negative Inputs Near Full Scale	-1		+1	Counts
Linearity	Full Scale = 200mV or Full Scale = 2V Maximum Deviation from Best straight Line fit (Note 3)	-1		+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 1\text{V}$, $V_{IN} = 0\text{V}$, Full Scale = 200mV (Note 3)		50		μV/V
End Power Supply Character V+ Supply Current	$V_{IN} = 0$ (Does Not Include LED Current for ICL7107)			1.8	mA
End Power Supply Character V- Supply Current	ICL7107 Only			1.8	MA
Common Pin Analog Common Voltage	25 kΩ Between Common and Positive Supply (With Respect to + Supply	2.4		3.2	V
Display Driver ICL7106 Only					
Pk-Pk Segment Drive Voltage	V+ = to V- = 9V	4	5	6	V
Pk-Pk Backplane Drive Voltage					
Display Driver ICL7107 Only					
Segment Sinking Current (Except Pin 19 and 20)	V+ = 5V, Segment Voltage = 3V	5	8		mA
Pin 19 Only		10	16		mA
Pin 20 Only		4	7		mA

Notes:

1. Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to ±100μA.
2. Unless otherwise noted, specifications apply to both the ICL7106 and ICL7107 at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $f_{CLOCK} = 48\text{kHz}$. ICL7107 is tested in the circuit of Figure 1. ICL7107 is tested in the circuit of Figure 2.
3. Not Tested, guaranteed by design

Design Information Summary Sheet

- **Oscillator Frequency Summary Sheet**
 $f_{OSC} = 0.45/RC$
 $C_{OSC} > 50pF; R_{OSC} > 50k\Omega$
 $f_{OSC} (typ) = 48kHz$
- **Oscillator Period**
 $t_{OSC} = RC/0.45$
- **Integration Clock Frequency**
 $F_{CLOCK} = f_{OSC}/4$
- **Integration Period**
 $t_{INT} = 1000 \times (4/f_{OSC})$
- **60/50Hz Rejection Criterion**
 t_{INT} / t_{60HZ} or $t_{INT} / t_{50HZ} = Integer$
- **Optimum Integration Current**
 $I_{INT} = 4\mu A$
- **Full Scale Analog Inout Voltage**
 $V_{INTS} (Typ) = 200mV$ or 2V
- **Integration Resistor**
 $R_{INT} = \frac{V_{INTS}}{I_{INT}}$
- **Integration Capacitor**
 $C_{INT} = \frac{(t_{INT})(I_{INT})}{V_{INT}}$
- **Integrator Output Voltage Swing**
 $V_{INT} = \frac{(t_{INT})(I_{INT})}{C_{INT}}$
- **V_{INT} Maximum Swing**
 $(V- + 0.5V) < V_{INT} < (V+ - 0.5V), V_{INT} (typ) = 2V$
- **Display Count**
 $Count = 1000 \times \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$
- **Conversion Cycle**
 $t_{CYC} = t_{CLOCK} \times 4000$
 $t_{CYC} = t_{OSC} \times 16,000$
 when $f_{OSC} = 48kHz; t_{CYC} = 333ms$
- **Common Mode Input Voltage**
 $(V- + 1V) < V_{IN} < (V+ - 0.5V)$
- **Auto-Zero Capacitor**
 $0.01\mu F < C_{AZ} < 1\mu F$
- **Reference Capacitor**
 $0.01\mu F < C_{REF} < 1\mu F$
- **V_{COM}**
 Biased between $V+$ and $V-$
- **$V_{COM} \approx V+ - 2.8V$**
 Regulation lost when $V+$ to $V- < \approx 6.8V$
 If V_{COM} is externally pulled down to $(V+ to V-) / 2$, the V_{COM} circuit will turn off.
- **ICL7106 Power Supply: Single 9V**
 $V+ - V- = 9V$
 Digital supply is generated internally
 $V_{GND} \approx V+ - 4.5V$
- **ICL7106 Display: LCD**
 Direct drive type with digital logic supply amplitude.
- **ICL7107 Power Supply: Dual $\pm 5.0V$**
 $V+ = +5V$ to GND
 $V- = -5V$ to GND
 Digital Logic and LED driver supply $V+$ to GND
- **ICL7106 Display: LED**
 Non-Multiplexed Common Anode

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ

ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΚΥΡΙΟ ΚΥΚΛΩΜΑ:

Αντιστάσεις

R1,R2,R5,R7,R8,R14,R15=10K

R3,R10,R11,R12,R13=100K

R4=47K

R6=1K5

R9=6K8

R16,R18,R19,R21=1K

R17,R20=100Ω

R22,R23=22Ω/5W

R24...R33=0.33Ω/5W

P1,P3=γραμμικά ποτενσιόμετρα 100K

P2= γραμμικό ποτενσιόμετρο 1K

P4= γραμμικό ποτενσιόμετρο 10K

Πυκνωτές

C1=1μ5

C2=470n

C3,C4=390p

C5,C6=100n

C7=10μ16V

Ημιαγωγοί

D1=zener 3,3V/400mW

T1,T2=BD239C

T3...T12=2N3055

IC1=LM324

IC2=LM358

Διάφορα

K1=βυσματοδεκτης πρόσοψης(του επιθυμητού τύπου)

S1=διπλος μεταγωγός 6 θέσεων

2 ψήκτρες SK42,75mm(1,5K/W)

ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ:

C8,C11,C12=1000μF

C9,C13=220μF

C14=470μF

C15=1μF

C16,C10=100nF

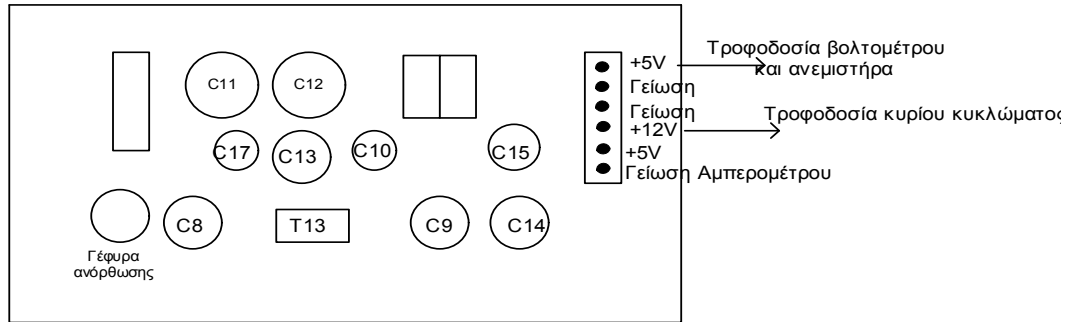
IC2,IC3=Γέφυρες ανόρθωσης

T13,T15=LM7805

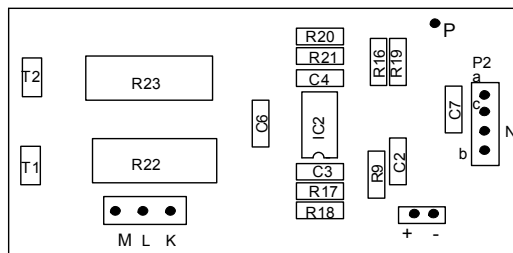
T14=LM7812

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΟΠΟΘΕΤΗΣΗΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ (ΠΛΑΚΕΤΕΣ)

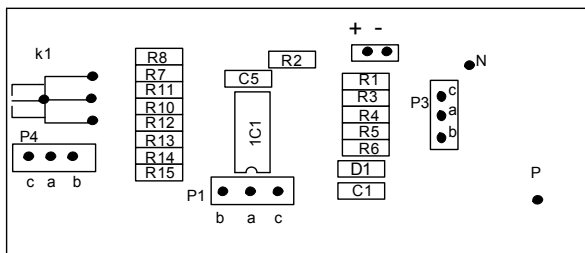
ΠΛΑΚΕΤΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ



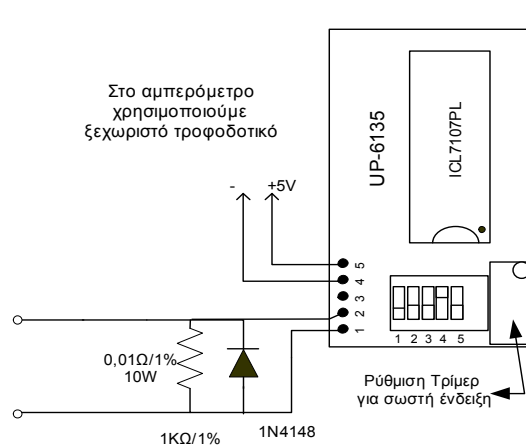
ΠΛΑΚΕΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ



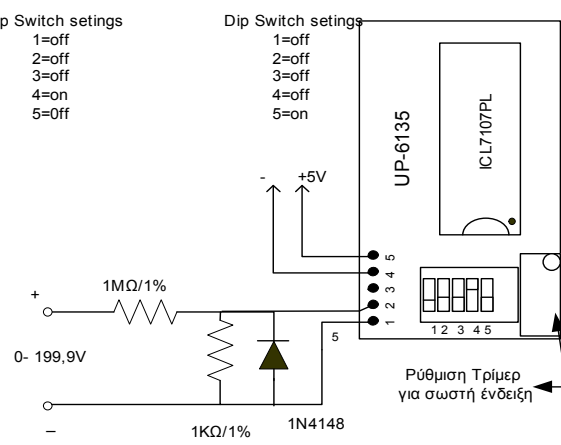
ΠΛΑΚΕΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΣΗΣ



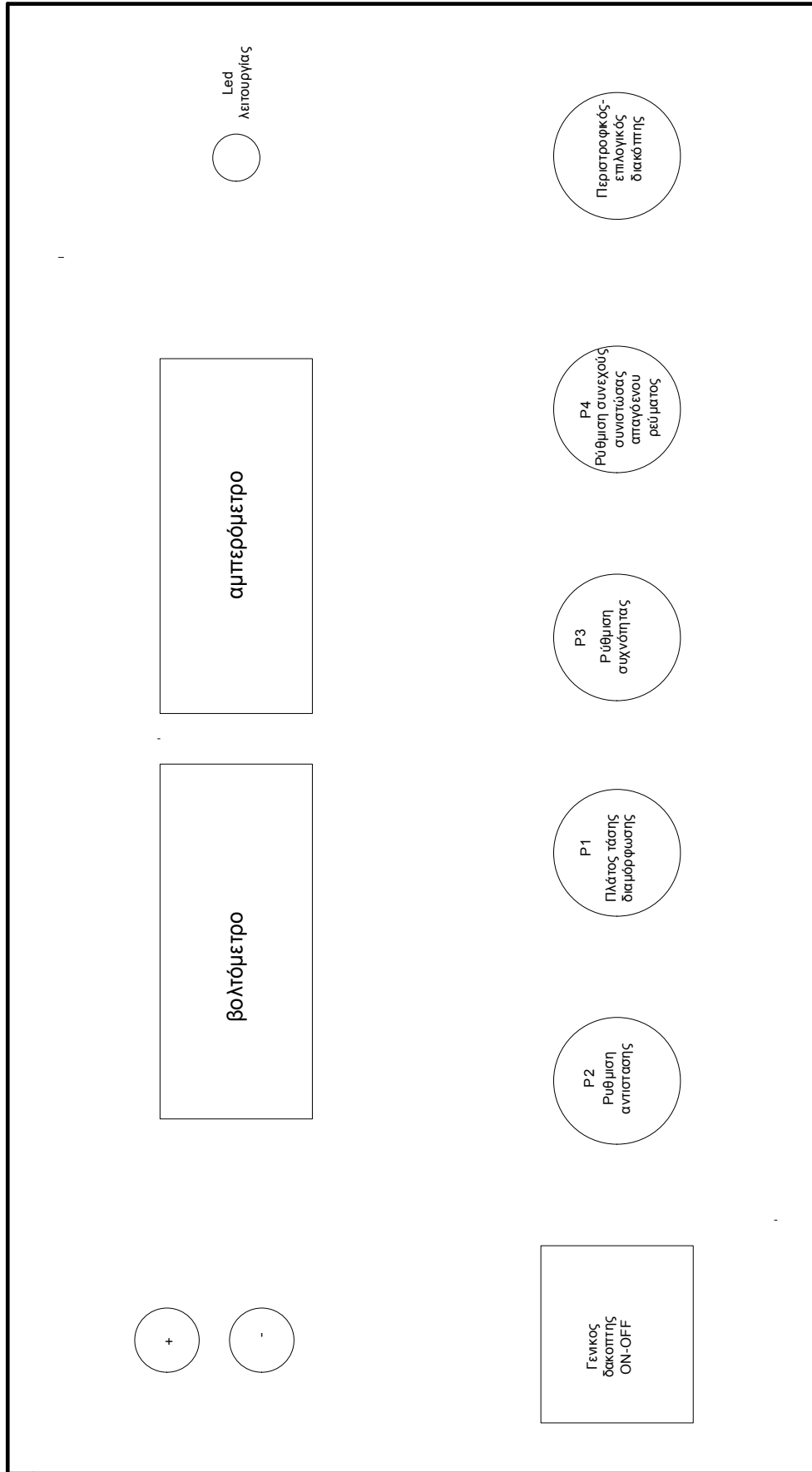
ΑΜΠΕΡΟΜΕΤΡΟ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ



ΒΟΛΤΟΜΕΤΡΟ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ



ΠΡΟΣΟΨΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ



ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Θεοφάνους Ν.Γ., Κανελλόπουλος Χ.Δ ,Πακτίτης Σ.Α. , *Αναλογικά ηλεκτρονικά*

Πανεπιστήμιο Πατρών , *Προηγμένα μικτά αναλογικά ψηφιακά κυκλώματα και διατάξεις –τελεστικοί ενισχυτές*

Κ. Καραγιάννη , *Εισαγωγή στη θεωρία Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων*

Ίδρυμα Ευγενίδη , *Εφαρμοσμένα ηλεκτρονικά* , 1954

Lessons In Electric Circuits Volume III Semiconductors third Edition

Jim Karki , *Understanding operational amplifier specifications white paper*

Ray Marston , *Article understanding and using “ota” op-amp ics*

Tony R. Kuphaldt , *Lessons In Electric Circuits* copyright (C) 2000-2003

Motorola , *Semiconductor Technical Data*

William Houghton *Philips Semiconductors* , *Application note AN456*

Walt Jung , *Op amp applications handbook with the technical staff of analog devices*

Ron Mancini , *texas instruments incorporated “design of op amp sine wave oscillators”* , *www.electronics-tutorials.com oscillator basics*

Motorola analog IC device data

Fairchild semiconductor IC device data

National Semiconductor , *Application Note 20*

National Semiconductor , *Application Note 31*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 900*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 304*

National Semiconductor , *Application Note 31*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 301*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 300*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 403*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 900*

Free engyclpedia , *Colpitts oscillator wikipedia*

Fortner , *laboratory electronics 1.13.2*

Prodigit Power test Instruments imc power , *Application note 306*

free engyclpedia , *eletronice oscillator wikipedia*

Fox electronics oscillator theory of operation , *www.foxonline.com*

The electronics club , *http://www.kpsec.freeuk.com/index.htm*

