



ΤΕΙ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΙΙ

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ
ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ, ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕΣΩ
ΤΩΝ ΙΣΧΥΡΩΝ ΛΟΓΙΣΜΙΚΩΝ ΠΑΚΕΤΩΝ
NI-MULTISIM 11 & ALTIUM DESIGNER 14

Εκπόνηση Εργασίας:

Μαντσέλλι Ντονάλντι Α.Μ.: 4526

Μετολλάρι Κωνσταντίνος Ερίντ Α.Μ.: 4399

Υπεύθυνος Καθηγητής:

Δρ. Πετρίδης Κωνσταντίνος

1

Περίληψη

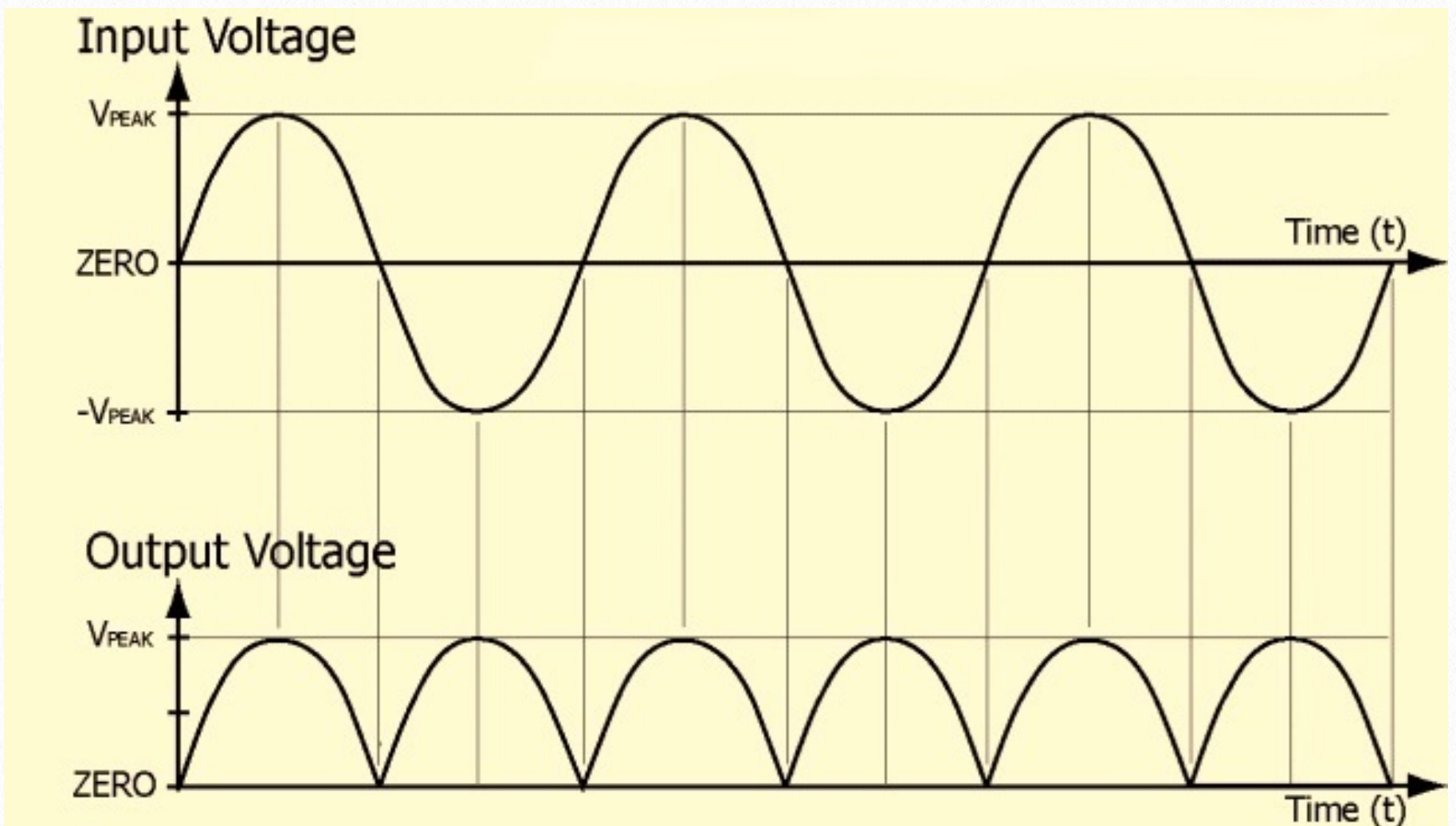
Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και κατασκευή των εργαστηριακών σημειώσεων του Εργαστηρίου Ηλεκτρονική ΙΙ καθώς και η απόκτηση εμπειρίας στην μεθοδολογία της έρευνας. Αρχικά έγινε η προσομοίωση των πειραματικών κυκλωμάτων με το λογισμικό πακέτο NI Multisim 11. Ακολούθησε η σχεδίαση μιας εκπαιδευτικής μονάδας για πρακτική εφαρμογή χρησιμοποιώντας τα πακέτα σχεδίασης υλικού Protell 99se & Altium Designer 14. Στο πρώτο κομμάτι παρουσιάζουμε το θεωρητικό υποβαθρο καθε ασκησης, την μεθοδολογία ανάλησης και τα βήματα που θα πρέπει να ακολουθηθούν για την περάτωση της. Η Τελος παρουσιάζεται η υλοποίηση της εκπαιδευτικής πλακέτας.

Abstract

The purpose of this final thesis is to design and integrate the laboratory notes of the course Electronics II and to gain the experience in the research methodology. Initially we proceed simulating the experimental circuits using NI- Multisim 11 software platform. Furthermore we designed and integrate a learning module Board for practical use, the design has been done using the hardware design packages Protel 99se & Altium Designer 14. In the first part we present the theoretical background of each experiment, the methodology and the analysis of the steps that should be followed in order to complete the experiments. Finally there is the implementation of the educational Board.

1

ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΑΠΛΗ - ΔΙΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ



ΑΠΛΗ - ΔΙΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ

Θεωρητικό μέρος

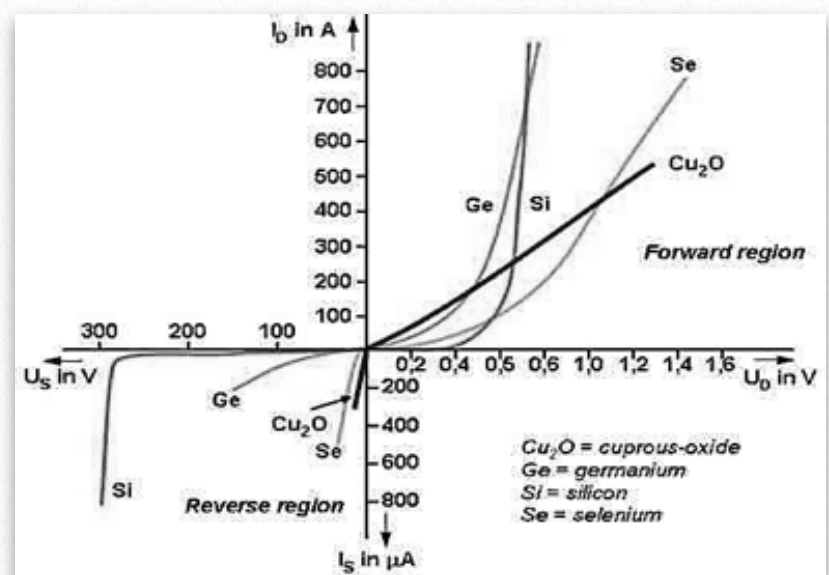
Βασικές Πληροφορίες

DC τάσεις και AC ρεύματα εξυπηρετούν τις απαιτήσεις ισχύος μιας μεγάλης ποικιλίας ηλεκτρονικών συσκευών. Επειδή είναι πιο αποτελεσματικό και οικονομικό να παράγουμε και να μεταδίδουμε το εναλλασσόμενο ρεύμα (AC), αυτή η μορφή ηλεκτρικού σήματος, προτιμάτε από τις εταιρείες παράγωγης ηλεκτρικής ενέργειας.

Το συνεχές ρεύμα (DC) είναι μορφή σήματος το οποίο μεταδίδεται προς μία μόνο κατεύθυνση. Η δίοδος είναι μια συσκευή εξαιρετικά κατάλληλη για ανόρθωση, δεδομένου ότι επιτρέπει το ρεύμα να ρέει σε μία μόνο κατεύθυνση (ορθή πόλωση). Οι ανορθωτές ισχύος συνήθως κατασκευάζονται από πυρίτιο, σελήνιο και γερμάνιο.

Ανορθωτής πυριτίου

Ένας ιδανικός ανορθωτής λειτουργεί ως μηδενική αντίσταση (κλειστός διακόπτης) όταν είναι ορθά πολωμένος και ως άπειρη αντίσταση (ανοιχτός διακόπτης) όταν είναι ανάστροφα πολωμένος. Δηλαδή, είναι ON όταν η άνοδος του βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό σε σχέση με την κάθοδο. OFF, όταν η άνοδος βρίσκεται σε χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με την κάθοδο. Η παραπάνω συμπεριφορά είναι η ιδανική και ο ανορθωτής πυριτίου την προσεγγίζει πάρα πολύ.



Εικόνα 1.1

Το σχήμα 1.1 απεικονίζει την χαρακτηριστική ανορθωτή πυριτίου. Όταν είναι ορθά πολωμένος, ο ανορθωτής παρουσιάζει εξαιρετικά χαμηλή αντίσταση αγωγιμότητας. Όταν η διάφορα δυναμικού στα άκρα του είναι 0,8V, το ρεύμα είναι 0,8A. Η αντίσταση αγωγιμότητας μειώνεται καθώς το ρεύμα της διόδου αυξάνεται.

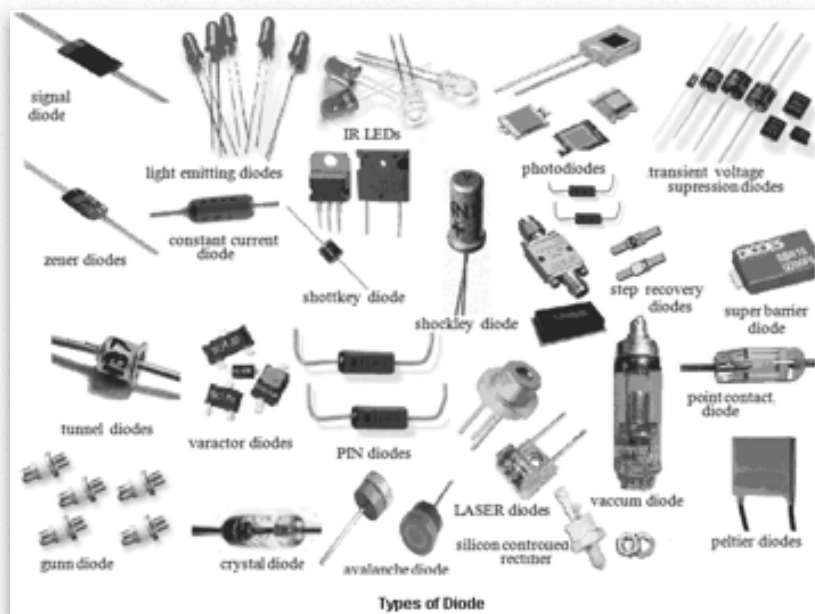
Τα χαρακτηριστικά της αντίστροφης πόλωσης είναι εξίσου ενδιαφέροντα. Τώρα, ο άξονας του ρεύματος είναι σε μΑ και η αντίστροφη πόλωση είναι σε υποδιαίρεσεις των 100V. Στα 300V, ρέει περίπου ρεύμα 0,4 μΑ στην δίοδο, αρά η αντίστροφη αντίσταση αγωγιμότητας

$$Rr = \frac{300}{0.4 \cdot 10^{-6}} = 750 \text{ M}\Omega$$

Στα 500 V

$$Rr = \frac{500}{8 \times 10^{-6}} = 62.5 \text{ M}\Omega$$

Μετά το σημείο κατάρρευσης (300V) παρατηρούμε ότι η αντίστροφη αντίσταση αγωγιμότητας μειώνετε αισθητά αλλά παραμένει στην τάξη των MΩ. Οι ανορθωτές πυριτίου έρχονται σε διάφορα σχήματα και μεγέθη (βλέπε σχήμα1.2)



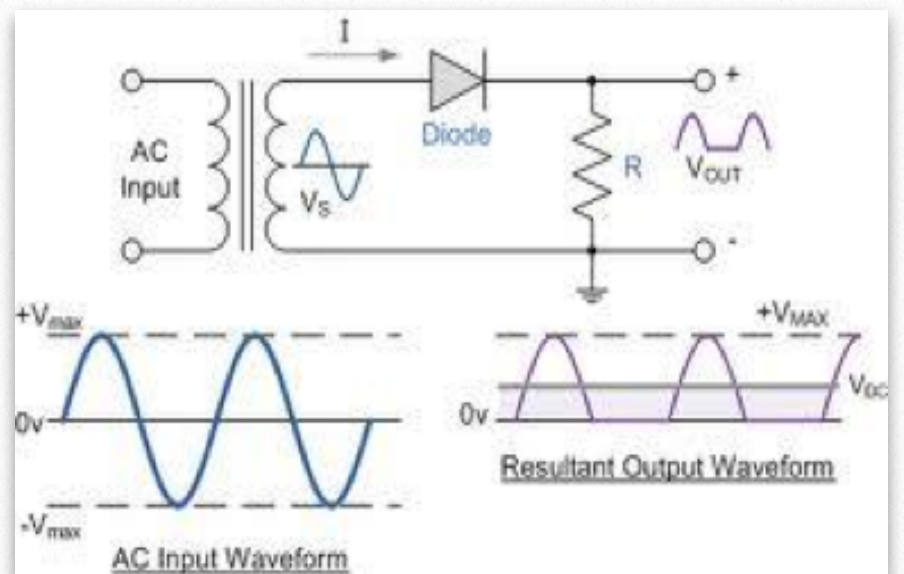
Εικόνα 1.2

Ημιανόρθωση

Εξετάστε το κύκλωμα του σχήματος 1.3. Μια AC τάση εφαρμόζεται στην σε σειρά συνδεδεμένη δίοδο και την αντίσταση φορτίου R. Η τάση εισόδου V_{IN} είναι μια τάση AC που αλλάζει πολικότητα κάθε ημιπερίοδο. Κατά τη διάρκεια της θετικής εναλλαγής (ημιπερίοδο) η άνοδος βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό από την κάθοδο, και άγει. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου δεν υπάρχει ρεύμα, επειδή η άνοδος βρίσκεται σε χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με την κάθοδο.

Είναι προφανές ότι το ρεύμα που διαρέει την δίοδο θα προκαλεσει μια πτώση τάσης στα άκρα της R. Δεδομένου ότι η μεταβολή του ρεύματος είναι σε φαση με τη διακύμανση της τάσης εισόδου, η τάση εξόδου V_{OUT} στην R ακολουθεί την ίδια φάση. Το σχήμα 1.3 απεικονίζει τις κυματομορφές των V_{IN} και V_{OUT} . Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η V_{OUT} δεν είναι πλέον μια τάση AC, αλλά μάλλον μια παλλόμενη τάση DC (παλμός). Η πτώση τάσης στα άκρα του ανορθωτή θα πρέπει κανονικά να περιορίζεται σε περίπου 0.7V. Η τάση V_{OUT} στην R κατά συνέπεια θα είναι μόνο η θετική κυματομορφή της τάσης εισόδου V_{IN} , αλλά μικρότερη κατά το ήμισυ της εισόδου αφού αξιοποιείτε μόνο μια ημιπερίοδος. Όταν η

δίοδος άγει μόνο κατά τη διάρκεια μιας ημιπεριόδου του σήματος εισόδου ονομάζεται ανόρθωση μισού κύματος.



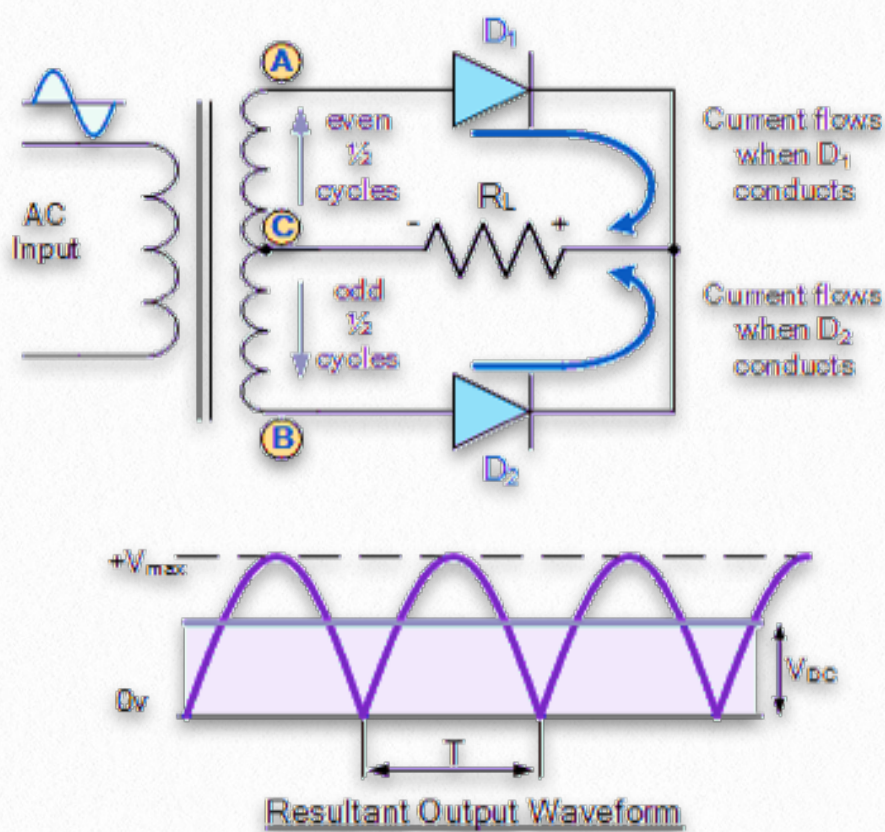
Εικόνα 1.3

Πλήρης ανόρθωση

Είναι εφικτή η ανόρθωση και των δύο ημιπεριόδων της τάσης εισόδου, χρησιμοποιώντας δύο δίοδους.

Όταν το A είναι σε υψηλότερο δυναμικό αναφορικά με το C, η D_1 είναι ορθα πολωμένη. Ως εκ τούτου, D_1 θα άγει, αλλά όχι η D_2 . Κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το B είναι σε υψηλότερο δυναμικό σε σχέση με το C. Η D_2 είναι ορθα πολωμένη και άγει, η ενώ D_1 όχι. Επομένως υπάρχει αγωγιμότητα και από την D_1 και την D_2 κατά τη διάρκεια ολόκληρου του κύκλου της τάσης εισόδου.

Δεδομένου ότι οι δύο δίοδοι έχουν ένα κοινό φορτίο, την αντίσταση R, η τάση εξόδου στα άκρα της R θα προκύψει από την αγωγιμότητα των D_1 και D_2 στις δυο ημιπεριόδους του σήματος εισόδου. Η κυματομορφή εξόδου V_{out} παρουσιάζεται χωρίς διακοπές, όπως απεικονίζεται στην εικόνα 1.4



Εικόνα 1.4

Μετασχηματιστές

Οι μετασχηματιστές ισχύος είναι κατασκευασμένοι με ένα πρωτεύον τύλιγμα και μία ή περισσότερες μονωμένες δευτερεύουσες περιτυλίξεις. Η κύρια περιέλιξη λειτουργεί στα 230V / 50Hz. Οι δευτερεύουσες περιελίξεις είναι χαμηλότερης τάσης. Η εικόνα 1.4 δείχνει ένα διάγραμμα ενός μετασχηματιστή, όμοιο του θα χρησιμοποιηθεί και στην εραστηριακή άσκηση. Το κύκλωμα του σχ. 1.4 δείχνει πώς συνδέεται ένας ανορθωτής πλήρους κύματος σε ένα κύκλωμα. Οι άνοδοι των διόδων D_1 και D_2 τροφοδοτούνται από τις δευτερεύουσες τάσεις AC και BC αντίστοιχα. Οι τάσεις αυτές είναι πάντα σε αντίθετη πολικότητα.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

1. Ο παροχέας ηλεκτρικού ρεύματος διανέμει εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα (AC), επειδή αυτή η μέθοδος είναι πιο αποτελεσματική και οικονομική από τη διανομή DC ρεύματος.
2. Η DC τάση που απαιτούν οι ηλεκτρονικές συσκευές για να λειτουργήσουν καταστούν αναγκαίο την

μετατροπή του AC σε DC, μέσω μιας διαδικασίας που ονομάζεται ανόρθωση.

3. Οι ανορθωτές πυριτίου είναι οι πιο διαδεδομένοι από οποιοδήποτε άλλο είδος ανορθωτή.
4. Υπάρχει ένα ευρύ φάσμα ανορθωτών ισχύος στη αγορά, η οποία μπορεί να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις φορτίου από 200 mA έως 1A.
5. Μια δίοδος που συνδέεται όπως στο σχ.1.3, χρησιμεύει ως ένας ανορθωτής μισού κύματος, στο οποίο μόνο μία ημιπερίοδο της AC κυματομορφής εισόδου εφαρμόζεται στο φορτίο.
6. Όταν οι δύο δίοδοι χρησιμοποιούνται, όπως στο σχ. 1.4, έχουμε πλήρη ανόρθωση. Εδώ οι δύο εναλλαγές του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου ανορθώνονται εναλλακτικά από τις δίοδους D_1 και D_2 .
7. Η έξοδος του ανορθωτή μισού κύματος εμφανίζει έναν παλμό (τον θετικό) για κάθε περίοδο του σήματος εισόδου. Η έξοδος του ανορθωτή πλήρους κύματος εμφανίζει και τους δύο παλμούς για κάθε περίοδο του σήματος εισόδου. Οι ανορθωτές έχουν μετατρέψει την AC κυματομορφή σε DC παλμούς.
8. Κάθε ανορθωτής όταν άγει, δεν λειτουργεί σαν τέλειος διακόπτης αλλά παρουσιάζει κάποια εσωτερική αντίσταση. Λόγω της όποιας υπάρχει κάποια απώλεια τάσης στα άκρα κάθε διόδου.
9. Όταν χρησιμοποιούνται μετασχηματιστές στα κυκλώματα ανόρθωσης, η αντίσταση των δευτερευόντων περιελίξεων είναι χαμηλή για να μειώσει τις απώλειες ισχύος στην έξοδο.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

1. Επειδή η DC τάση χρησιμοποιείται κυρίως στην ηλεκτρονική, ο παροχέας ενέργειας διανέμει DC για αυτή την ανάγκη. (Σωστό / Λάθος)

2. _____ είναι η διαδικασία κατά την οποία η AC τάση μετατρέπεται σε DC.

3. Για να αντιστραφεί η πολικότητα της κυματομορφής εξόδου σε ένα ανορθωτή μισού κύματος, είναι απαραίτητο να αντιστραφεί η _____ στο κύκλωμα.

4. Εάν η συχνότητα της πηγής από την οποία μετασχηματιστής στο σχ. 1.4 είναι 50 Hz, η συχνότητα της εξόδου είναι _____ Hz.

5. Στο σχ. 1.4 το κύκλωμα λειτουργεί σαν _____.

5. Ανοίξτε τον S_1 . Συνδέστε το καλώδιο εισόδου του παλμογράφου (Κανάλι 1), στην άνοδο της D_2 . Κλείστε τον S_2 , με τον παλμογράφο μετρήστε το πλάτος VBC (V_{p-p}), με πολύμετρο μετρήστε την τάση στο σημείο BC.

6. Σχεδιάστε την κυματομορφή V_{out} και με πολύμετρο μετρήστε την τάση στην R_L .

7. Κλείστε και τον S_1 . Σχεδιάστε την κυματομορφή εξόδου V_{out} . Μετρήστε το πλάτος της κυματομορφής (V_{p-p}) και με πολύμετρο την τάση στην R_L .

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

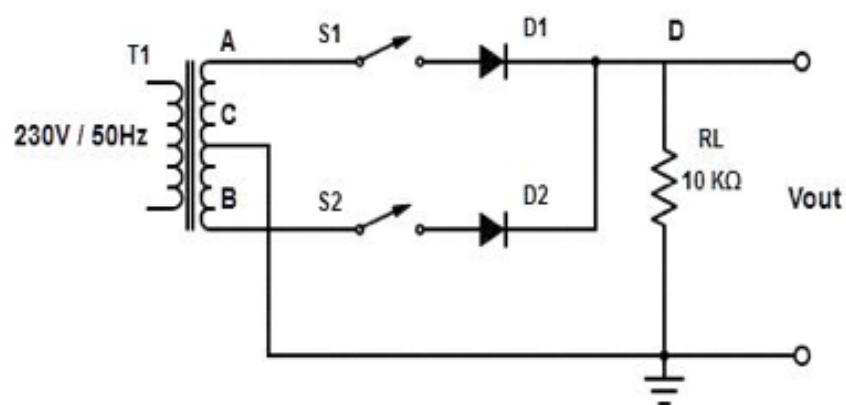
ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

- Εξοπλισμός: Παλμογράφος, Πολύμετρο, Μετασχηματιστής
- Αντίσταση: 10 KΩ
- 2 Δίοδοι (1N4148)

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα της εικ. 1.5
2. Συνδέστε το καλώδιο εισόδου του παλμογράφου (Κανάλι1), στην άνοδο της D_1 . Συνδέστε το καλώδιο εξόδου (Κανάλι 2) στην R_L .
3. Κλείστε τον διακόπτη S_1 , αλλά να κρατήστε ανοικτό τον S_2 . Ρυθμίστε τον παλμογράφο ώστε η κυματομορφή της εισόδου VAC να είναι ίδια με την κυματομορφή στο σχ. 1.3.

Με τον παλμογράφο (α) μετρήστε το πλάτος peak to peak (V_{p-p}) της VAC, (β) μετρήστε με πολύμετρο την τάση στο σημείο AC. Καταγράψτε τα αποτελέσματα στον πίνακα 1.6

4. Σχεδιάστε την κυματομορφή V_{out} και με πολύμετρο μετρήστε την τάση στην R_L . Καταγράψτε τα αποτελέσματα στον πίν. 1.6



Εικόνα 1.5

	ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ					V_{p-p}	DC
V_{in} AC							
V_{out} D_1							
V_{in} BC							
V_{out} D_2							
V_{out} full wave							

Πίνακας 1.6

Ερωτήσεις

1. Στο βήμα 3 τι είδους ανόρθωση έχουμε ;
2. Κατά πόσο διαφέρουν τα αποτελέσματα του βήματος 5 με το 6;
3. Στο βήμα 7 τι είδους ανόρθωση έχουμε ;
4. Από τα δεδομένα σας, τι συμπεραίνετε για την σχέση της DC τάσης στην R_L και το πλάτος του σήματος εισόδου για τις 3 περιπτώσεις

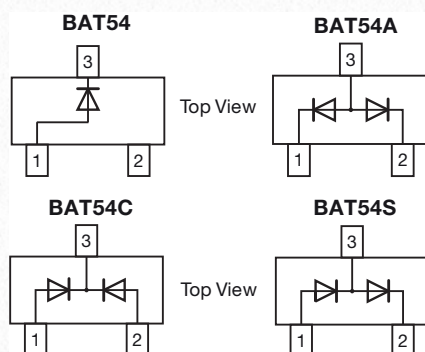


www.vishay.com

BAT54, BAT54A, BAT54C, BAT54S

Vishay Semiconductors

Small Signal Schottky Diodes, Single and Dual



FEATURES

- These diodes feature very low turn-on voltage and fast switching
- These devices are protected by a PN junction guard ring against excessive voltage, such as electrostatic discharges
- AEC-Q101 qualified
- Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
- Base P/N-HE3 - RoHS-compliant, AEC-Q101 qualified
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT

MECHANICAL DATA

Case: SOT-23

Weight: approx. 8.8 mg

Packaging codes/options:

18/10K per 13" reel (8 mm tape), 10K/box

08/3K per 7" reel (8 mm tape), 15K/box

PARTS TABLE

PART	ORDERING CODE	INTERNAL CONSTRUCTION	TYPE MARKING	REMARKS
BAT54	BAT54-E3-08 or BAT54-E3-18	Single diode	L4	Tape and reel
	BAT54-HE3-08 or BAT54-HE3-18			
BAT54A	BAT54A-E3-08 or BAT54A-E3-18	Dual diodes common anode	L42	
	BAT54A-HE3-08 or BAT54A-HE3-18			
BAT54C	BAT54C-E3-08 or BAT54C-E3-18	Dual diodes common cathode	L43	
	BAT54C-HE3-08 or BAT54C-HE3-18			
BAT54S	BAT54S-E3-08 or BAT54S-E3-18	Dual diodes serial	L44	
	BAT54S-HE3-08 or BAT54S-HE3-18			

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Repetitive peak reverse voltage		V_{RRM}	30	V
Forward continuous current ⁽¹⁾		I_F	200	mA
Repetitive peak forward current ⁽¹⁾		I_{FRM}	300	mA
Surge forward current ⁽¹⁾	$t_p < 1\text{ s}$	I_{FSM}	600	mA
Repetitive peak forward current		P_{tot}	230	mW

Note

⁽¹⁾ Device on fiberglass substrate, see layout on next page

THERMAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Thermal resistance junction to ambient air	Device on fiberglass substrate, see layout on next page	R_{thJA}	430	K/W
Junction temperature		T_j	125	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	- 65 to + 150	$^{\circ}\text{C}$
Operating temperature range		T_{op}	- 55 to + 125	$^{\circ}\text{C}$

Rev. 1.9, 25-Feb-13

1

Document Number: 85508

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

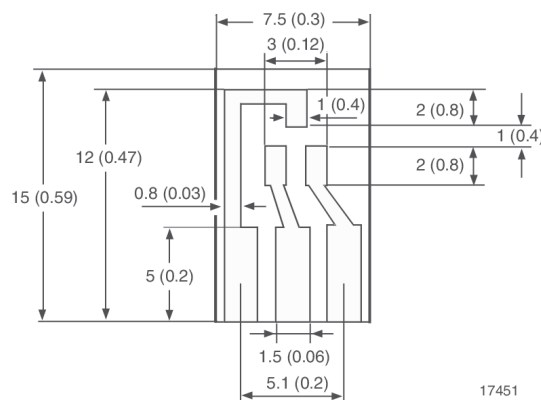
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Reverse breakdown voltage	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$ (pulsed)	$V_{(BR)}$	30			V
Leakage current	Pulsed test $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$ at $V_R = 25\text{ V}$	I_R			2	μA
Forward voltage	$I_F = 0.1\text{ mA}$, $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$	V_F			240	mV
	$I_F = 1\text{ mA}$, $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$	V_F			320	mV
	$I_F = 10\text{ mA}$, $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$	V_F			400	mV
	$I_F = 30\text{ mA}$, $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$	V_F			500	mV
	$I_F = 100\text{ mA}$, $t_p < 300\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$	V_F			800	mV
Diode capacitance	$V_R = 1\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	C_D			10	pF
Reverse recovery time	$I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 10\text{ mA}$, $i_R = 1\text{ mA}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$	t_{rr}			5	ns

LAYOUT FOR R_{thJA} TEST

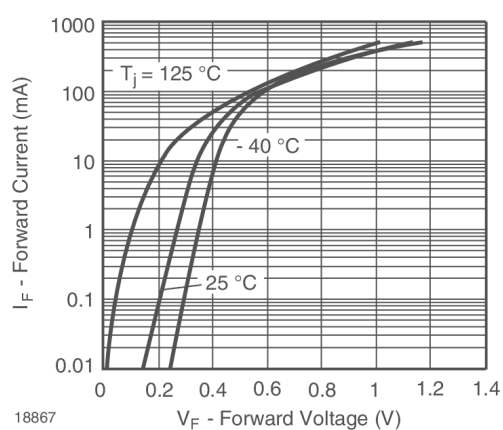
Thickness:

Fiberglass 15 mm (0.059")

Copper leads 0.3 mm (0.012")

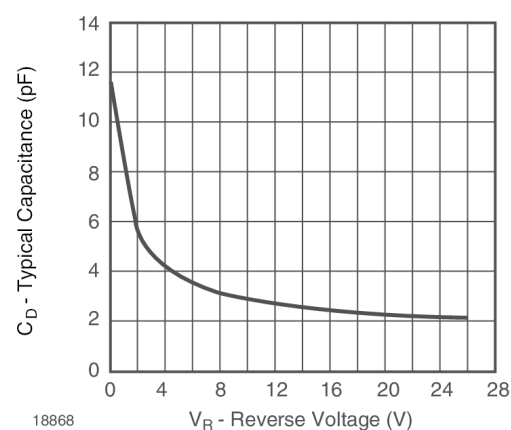


17451

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)


18867

Fig. 1 - Typical Forward Voltage Forward Current vs. Various Temperatures



18868

 Fig. 2 - Diode Capacitance vs. Reverse Voltage V_R



www.vishay.com

BAT54, BAT54A, BAT54C, BAT54S

Vishay Semiconductors

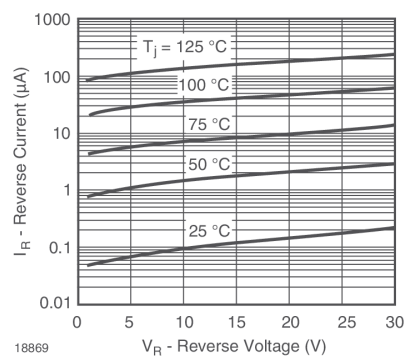
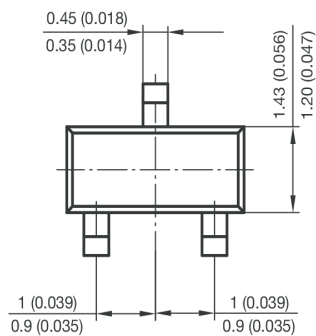
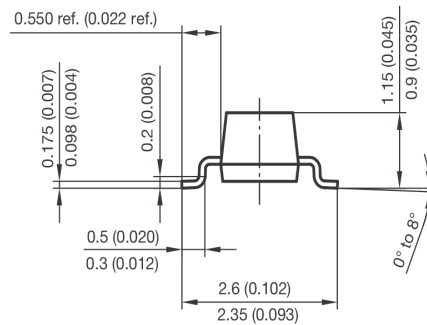
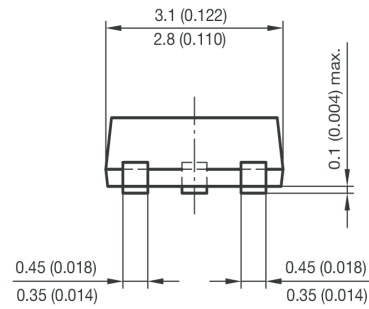
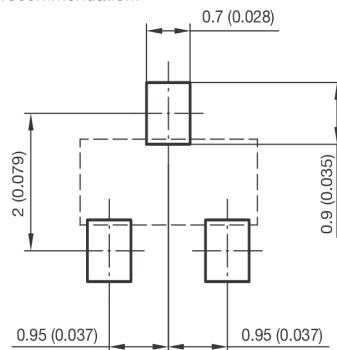


Fig. 3 - Typical Variation of Reverse Current vs. Various Temperatures

PACKAGE DIMENSIONS in millimeters (inches): SOT-23



Foot print recommendation:



Document no.: 6.541-5014.01-4
Rev. 8 - Date: 23.Sept.2009
17418



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

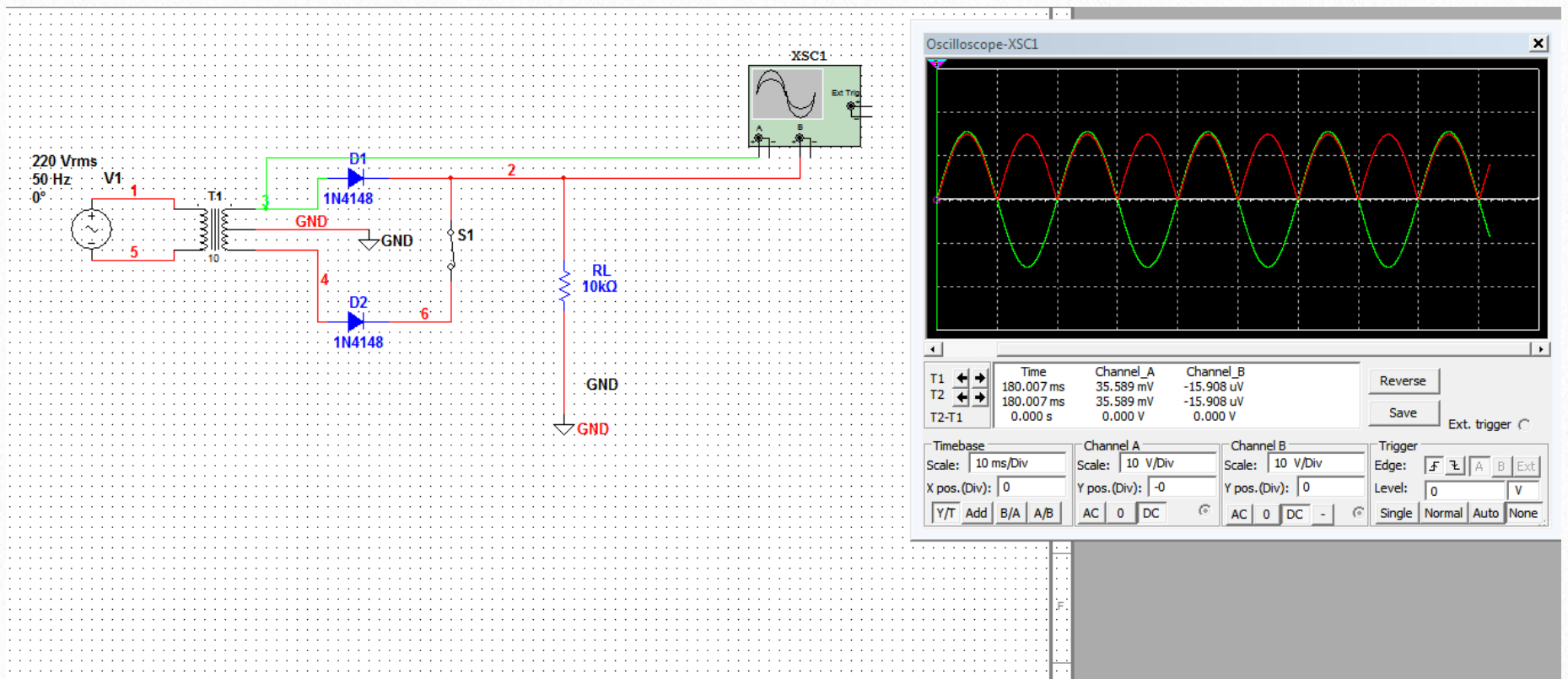
Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.

Simulation

Για περισσότερες πληροφορίες παρακολουθήστε το



παρακάτω σύνδεσμο στο ([youtube](#))

ΕΞΟΙΚΕΙΩΣΗ ΜΕ ΤΟ BJT ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

Θεωρητικό μέρος

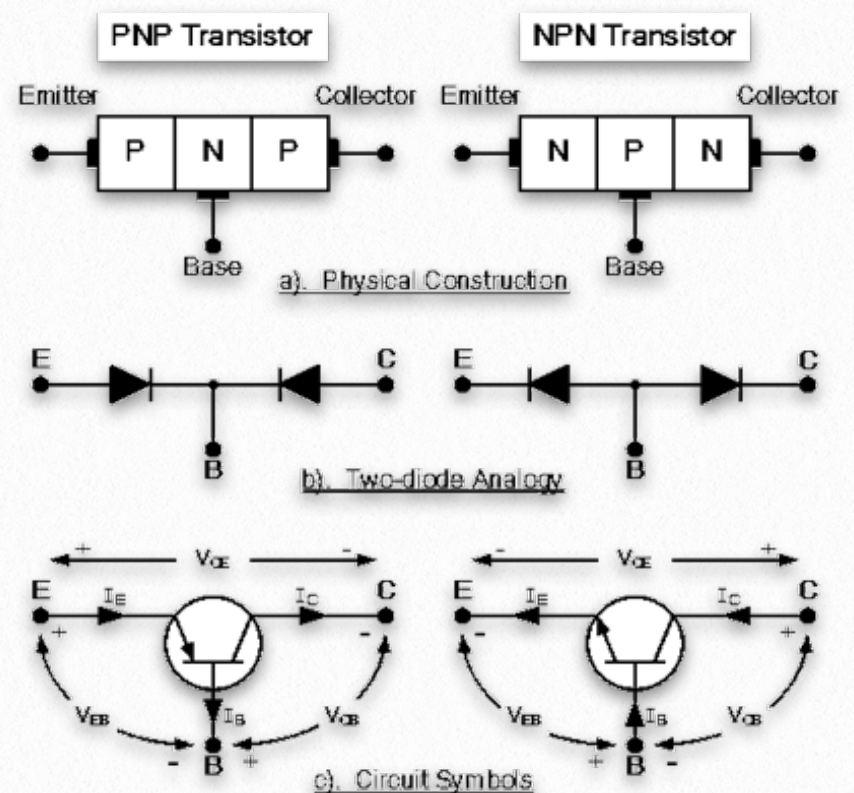
Βασικές Αρχές Τρανζίστορ

Το επιστημονικό ενδιαφέρον για τους ημιαγωγούς οδήγησε στην ανάπτυξη των τρανζίστορ. Ένα πλεονέκτημα τους είναι το μικρό μέγεθος και βάρος, επιτρέποντας την σμίκρυνση του ηλεκτρονικού εξοπλισμού. Τα τρανζίστορ λειτουργούν με χαμηλή τροφοδοσία και καταναλώνουν μικρό ποσό ενέργειας. Τα περισσότερα κατασκευάζονται από πυρίτιο και ποικίλουν σε μέγεθος και συσκευασία (εικ.2.1) καθώς και τρόπο σύνδεσης.



Εικόνα 2.1

Τα τρανζίστορ είναι μια επέκταση των ημιαγωγικών διόδων. Τα PNP για παράδειγμα, όπως απεικονίζονται στην (εικ.2.2) κατασκευάζονται τοποθετώντας μια πολύ λεπτή ζώνη ημιαγωγού N-τύπου ανάμεσα σε δυο ευρύτερες περιοχές ημιαγωγού τύπου-P. Ο εκπομπός-βάση αποτελούν μια δίοδο και ο συλλέκτης-βάση την άλλη δίοδο.

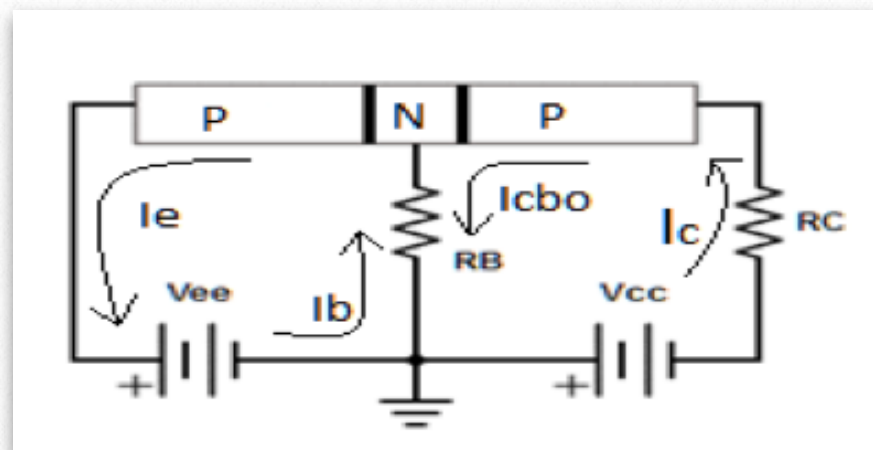


Εικόνα 2.2

Όταν χρησιμοποιείται σαν ενισχυτής το τρανζίστορ πολώνεται όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2.3. Δηλαδή η δίοδος του εκπομπού πολώνεται ορθά από την πηγή V_{EE} , ενώ ο συλλέκτης πολώνεται ανάστροφα μέσω της V_{CC} . (Ορθή πόλωση τρανζίστορ)

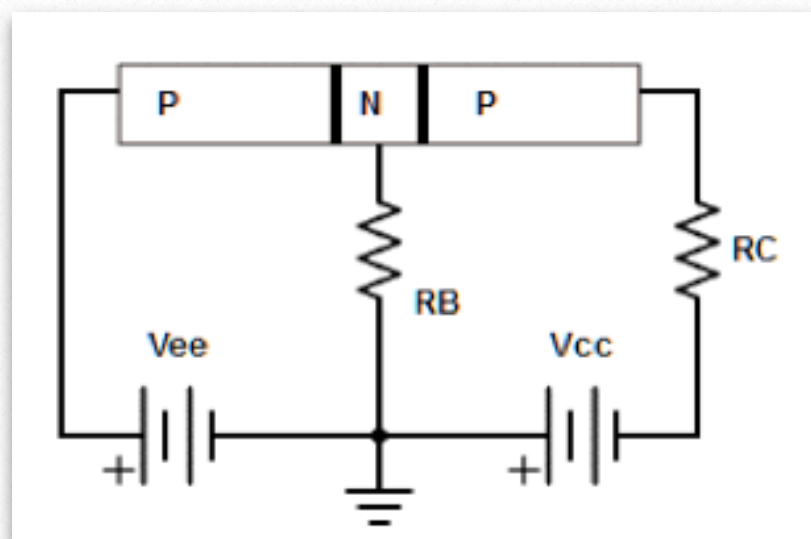
Σε ένα PNP τρανζίστορ οι οπές είναι οι φορείς πλειονότητας του ρεύματος στην δίοδο (εκπομπός-βάση), προέρχονται από την P περιοχή και περνούν στην N περιοχή. Μονάχα ένα μικρό ποσοστό των οπών θα επανενωθούν με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια της βάση (ημιαγωγός) τύπου-N. Οι υπόλοιπες οπές (95%) θα περάσουν την λεπτή περιοχή βάσης διότι έλκονται από τον αρνητικό πόλο της πηγής V_{CC} . Η επαφή εκπομπός-συλλέκτης υλοποιείται με την εν σειρά σύνδεση των πηγών V_{CC} & V_{EE} , ενώ η αντίσταση RC περιορίζει το μέγιστο ρεύμα του συλλέκτη. Είναι γεγονός ότι το ρεύμα συλλέκτη μπορεί να ελεγχτεί από τις μεταβολές στο δυναμικό πόλωσης εκπομπού-βάσης. Οι ονομασίες «εκπομπός» και «συλλέκτης» σχετίζονται με την λειτουργία τους.

Η εικόνα 2.5 απεικονίζει ένα απλοποιημένο διάγραμμα που δείχνει την πραγματική φορά των ηλεκτρονίων (ρεύματος) στο εξωτερικό κύκλωμα ενός PNP τρανζίστορ. Σημείωση ότι στο εξωτερικό κύκλωμα έχουμε ρεύμα λόγω κίνησης των ηλεκτρονίων ενώ στο εσωτερικό του τρανζίστορ λόγω κίνησης των οπών μέσα στον κρύσταλλο τύπου-P. Το I_{CBO} είναι μια παρά πολύ μικρή διαρροή ρεύματος, η οποία δεν μας απασχολήσει στο σημείο αυτό. Το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα του εκπομπού είναι το συνολικό ρεύμα και ισούται με το άθροισμα του ρεύματος βάσης και του ρεύματος συλλέκτη.



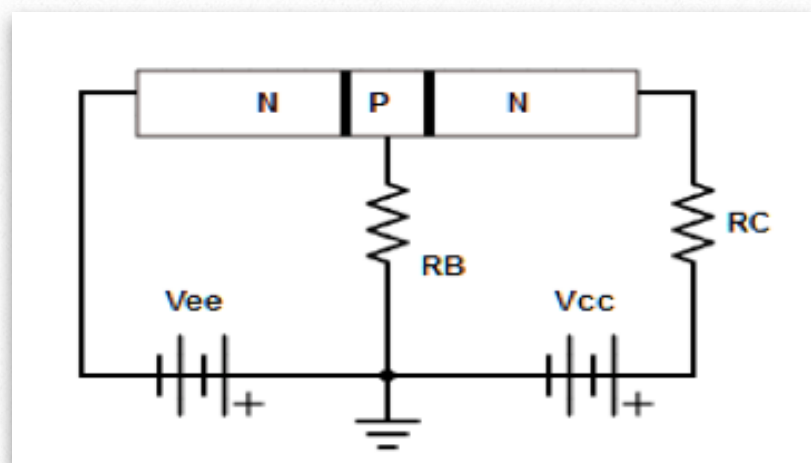
Εικόνα 2.5

Ροή ρεύματος σε ένα PNP τρανζίστορ

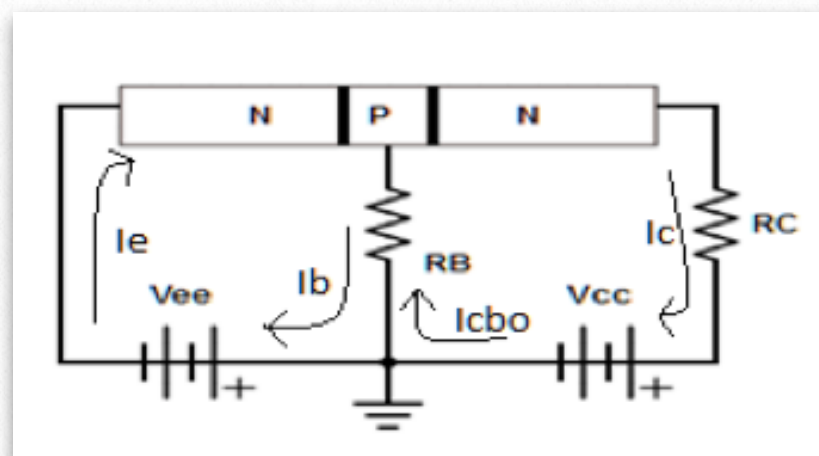


Εικόνα 2.3

Το τρανζίστορ μπορεί να είναι και NPN τοπολογίας



Εικόνα 2.4



Εικόνα 2.6

Ροή ρεύματος σε ένα NPN τρανζίστορ

I_{CBO} και θερμικές μεταβολές

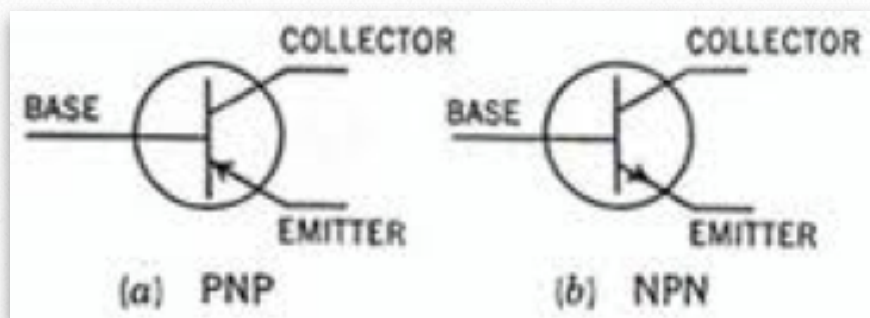
Το I_{CBO} είναι ρεύμα συλλέκτη το οποίο ρέει προς την επαφή «συλλέκτη-βάσης» με ανάστροφη φορά, με ανοιχτό κύκλωμα «εκπομπού-βάσης» (δηλαδή χωρίς την πηγή V_{EE}). Το ρεύμα αυτό οφείλεται στους φορείς μειονότητας στον συλλέκτη και την βάση. Το εύρος τιμών του είναι μερικά (μA) για τρανζίστορ γερμανίου και μερικά (nA) για πυριτίου, και αυξάνεται με την άνοδο της θερμοκρασίας.

ΧΡΗΣΙΜΕΣ ΟΔΗΓΙΕΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΗ ΧΡΗΣΗ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

Συμβολισμός, Πόλωση, Τοποθέτηση

Τα σχηματικά σύμβολα για ένα PNP και ένα NPN τρανζίστορ απεικονίζονται στο σχήμα 2.7.

Ο ακροδέκτης με το βέλος είναι ο εκπομπός ενώ το συμμετρικό του ο συλλέκτης. Σημείωση το ρεύμα λόγω τις πραγματικής κίνησης των ηλεκτρονίων έχει φορά αντίθετη από αυτήν που απεικονίζει το βέλος του εκπομπού.



Εικόνα 2.7

Η ακόλουθη λίστα περιγράφει την ονοματολογία που χρησιμοποιούμε για να περιγράψουμε διάφορες παραμέτρους των τρανζίστορ στο πείραμα αυτό:

V_{BB} Εφαρμοσμένη τάση βάσης

V_{CB} Τάση «συλλέκτη-βάσης»

I_{CB} Ρεύμα «συλλέκτη-βάσης»

V_{KJ} Τάση μεταξύ στοιχείων, π.χ. μεταξύ του στοιχείου K και J.

Πώς να τοποθετήσετε ένα BJT τρανζίστορ στο κύκλωμα σας.

Μην τοποθετήσετε ή αφαιρέσετε το τρανζίστορ σε κύκλωμα με την τροφοδοσία συνδεδεμένη, διότι μπορεί να προκαλέσετε μόνιμες ζημιές στο εξάρτημα, λόγω των μεγάλων ρευμάτων που μπορεί να αναπτυχθούν. Βεβαιωθείτε ότι έχετε αποσυνδέσει την πηγή όταν το τοποθετείτε ή το αφαιρείτε από το κύκλωμα.

Πόλωση συλλέκτη και τιμές τάσης

Βεβαιωθείτε ότι η πολικότητα της τάσης στον συλλέκτη είναι η σωστή προτού την εφαρμόσετε. Ο συλλέκτης πρέπει να είναι αντίστροφα πολωμένος ως προς την βάση. Επίσης η τάση στον συλλέκτη και στον εκπομπό δεν πρέπει να ξεπερνά τις προδιαγραφόμενες τιμές, για αυτόν τον λόγο μετρήστε και ρυθμίστε το τροφοδοτικό πριν εφαρμόσετε τάση στο κύκλωμα.

Έλεγχος συνδέσεων στο κύκλωμα

Όλες οι συνδέσεις πρέπει να ελεγχτούν σύμφωνα με το διάγραμμα του κάθε κυκλώματος, πριν εφαρμοστεί τάση. Τα τρανζίστορ δεν πρέπει να συνδεθούν σε οποιαδήποτε πηγή χωρίς κάποια αντίσταση να περιορίζει το ρεύμα μέσα από αυτά.

Χρήση γεννήτριας συχνοτήτων σε κυκλώματα με τρανζίστορ

Το υπερβολικό σήμα εισόδου από μια γεννήτρια συχνοτήτων μπορεί να καταστρέψει το τρανζίστορ. Ως εκ τούτου η έξοδος της γεννήτριας πρέπει να ρυθμιστεί στο ελάχιστο του σήματος όταν εφαρμοστεί στο κύκλωμα.

Περίληψη

1. Τα τρανζίστορ είναι εξαρτήματα τα οποία επεκτείνουν το εύρος εφαρμογών των διόδων.

2. Το πυρίτιο είναι το στοιχείο από το οποίο κατασκευάζονται τα περισσότερα τρανζίστορ και οι άλλες ημιαγωγικές συσκευές.
3. Τα τρανζίστορ αποτελούνται από ένα πολύ λεπτό στρώμα ημιαγωγού (βάση), τοποθετημένο ανάμεσα σε δυο άλλους ημιαγωγούς, τον εκπομπό και τον συλλέκτη.
4. Τα τρανζίστορ είναι 2 τύπου: PNP ή NPN. Το πρώτο γράμμα αποκαλύπτει τον τύπο ημιαγωγού που είναι κατασκευασμένος ο εκπομπός, το μεσαίο γράμμα τον τύπο ημιαγωγού της βάσης, και το τελευταίο γράμμα τον ημιαγωγό του συλλέκτη. Έτσι τα τρανζίστορ έχουν δυο επαφές, αυτή του εκπομπού-βάσης και του συλλέκτη-βάσης.
5. Τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ εξαρτώνται από τις προσμίξεις του εκπομπού, βάσης και συλλέκτη, το γεωμετρικό σχήμα του και από τον τρόπο κατασκευής.
6. Για λόγους πολικότητας το τρανζίστορ θεωρείτε ότι αποτελείτε από δυο διόδους. Την δίοδο «βάσης - εκπομπού» και την δίοδο «βάσης - συλλέκτη».
7. Στις περισσότερες εφαρμογές η δίοδος «βάσης - εκπομπού» είναι ορθά πολωμένη και η δίοδος «βάσης - συλλέκτη» ανάστροφα πολωμένη.
8. Ο εκπομπός (εκπέμπει), ή είναι η πηγή των φορέων του ρεύματος μέσα στο τρανζίστορ. Ο συλλέκτης (συλλέγει) τους περισσότερους φορείς ρεύματος. Η βάση ελέγχει το ρεύμα του συλλέκτη.
9. Το ρεύμα του εκπομπού είναι το συνολικό ρεύμα, και διαιρείται σε ρεύμα συλλέκτη και ρεύμα βάσης.
10. Το ρεύμα που ρέει μέσα στο τρανζίστορ μεταφέρεται από την πλειονότητα των φορέων, τα οποία είναι ηλεκτρόνια στην N-περιοχή και οπές στην P-περιοχή.
11. Υπάρχουν επίσης οι φορείς μειονότητας, το μικρό ρεύμα των φορέων αυτών στην επαφή συλλέκτη-

βάσης, με τον εκπομπή ανοικτό κύκλωμα, καλείται ρεύμα διαρροής ICBO.

12. Το ICBO είναι μηδαμινό σε τρανζίστορ πυριτίου, αυξάνεται με την άνοδο της θερμοκρασίας και μπορεί να καταστρέψει ένα τρανζίστορ αν δεν ελεγχτεί.
13. Τα τρανζίστορ είναι ευαίσθητα στην θερμοκρασία. Ως εκ τούτου οι θερμοκρασίες λειτουργίας τους προδιαγράφονται από τον κατασκευαστή.
14. Τα τρανζίστορ ταξινομούνται με την ικανότητα τους να διαχέουν ισχύ, ποικίλουν από πολύ μικρή 50 mW έως υψηλή 2W και περισσότερο.
15. Τα τρανζίστορ υψηλής ισχύος εξοπλίζονται με ψήκτρα ώστε να ψήχει το εξάρτημα.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

Ελέγξτε τις γνώσεις σας προσπαθώντας να απαντήσετε στις παρακάτω ερωτήσεις.

1. Η ένωση εκπομπού-βάσης είναι _____ πολωμένη; Και η ένωση συλλέκτη-βάσης είναι _____ πολωμένη.
2. Σε ένα PNP τρανζίστορ ο εκπομπός είναι _____ (θετικός, αρνητικός) σε σχέση με την βάση, ενώ ο συλλέκτης _____.
3. Η πολικότητα της πηγής σε ένα NPN τρανζίστορ είναι _____ (αντίθετη, ίδια) σε σχέση με το PNP.
4. Το βέλος στο σύμβολο του εκπομπού δείχνει την συμβατική φορά του ρεύματος, η οποία είναι ροή των ηλεκτρονίων _____ (σωστό, λάθος)
5. Τα τρανζίστορ είναι σκληρά εξαρτήματα και δεν απαιτούν μεγάλη προσοχή στον χειρισμό τους. _____ (σωστό, λάθος)

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

- Πηγή DC τάσης
- Πολύμετρο
- Αντιστάσεις: 100 και 820 Ω
- Τρανζίστορ BJT: 2N3904 και 2N3906
- 2 Ποτενσιόμετρα 2.2 ΚΩ

PNP

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα της εικόνας 2.8. Η συνδεσμολογία αυτή ονομάζεται ενισχυτής κοινής βάσης. Ρυθμίστε την R_2 για μέγιστη αντίσταση. Έτσι πετυχαίνουμε χαμηλό δυναμικό στον εκπομπό όταν εφαρμόσουμε τάση. Η αντίσταση R_1 περιορίζει το ρεύμα του εκπομπού ενώ η R_3 στον συλλέκτη. Βεβαιωθείτε ότι η πολικότητα των πηγών είναι η κατάλληλη. Πριν εφαρμόσουμε τάση στο κύκλωμα πρέπει να το ελέγξει ο διδάσκων. 1
2. Μετρήστε το ρεύμα συλλέκτη και εκπομπού. I_E & I_C Εντοπίστε διαφορές στις μεταξύ τους τιμές και καταχωρήστε τις τιμές αυτές στον πίνακα 1.0. Μετρήστε την τάση V_{BE} (εκπομπού βάσης), V_{CB} , V_{CE} .
3. Ρυθμίστε την R_2 για ελάχιστη αντίσταση, ως εκ τούτου θα μεγιστοποιηθεί το δυναμικό στον εκπομπό. Μετρήστε I_E , I_C , V_{EB} , V_{CB} , V_{CE} καταχωρήστε τις τιμές στον πίνακα 1.0.

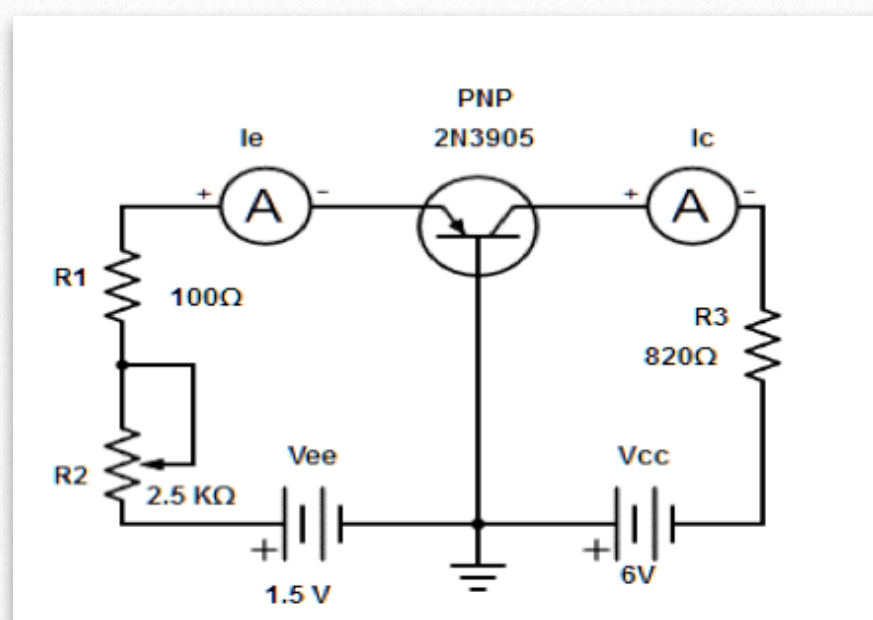
NPN

4. Κλείστε όλες της πηγες τάσης του κυκλώματος. Αφαιρέστε το PNP τρανζίστορ και τοποθετήστε το NPN. Μην ξεχάσετε να αντιστρέψετε την πολικότητα των πηγών. (εικ. 2.9)

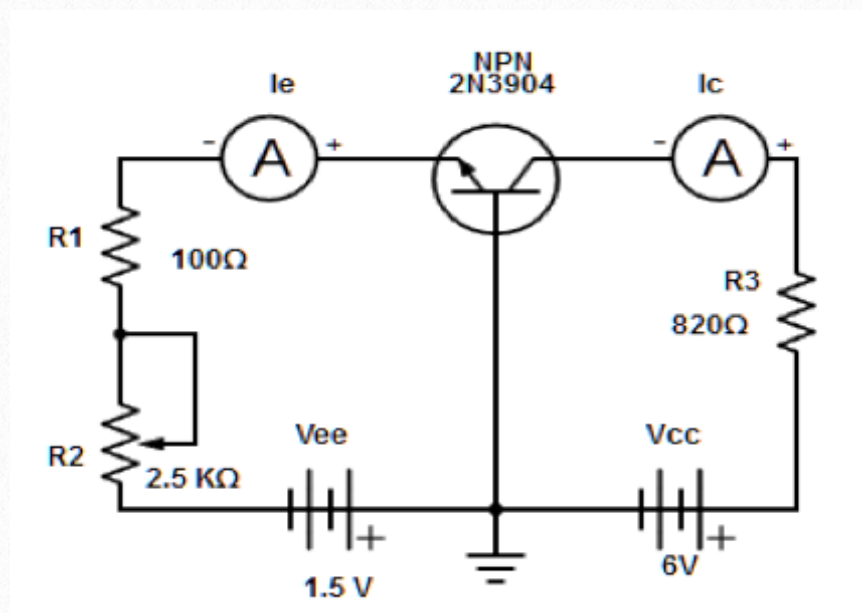
5. Ρυθμίστε την R_2 για μέγιστη αντίσταση. Μετρήστε I_E & I_C , V_{EB} , V_{CB} , V_{CE} καταχωρήστε τις τιμές στον πίνακα 1.0.
6. Ρυθμίστε την R_2 για ελάχιστη αντίσταση. Μετρήστε I_E & I_C , V_{EB} , V_{CB} , V_{CE} καταχωρήστε τις τιμές στον πίνακα 1.0

Βήμα	I_E	I_C	I_B	V_{EB}	V_{CB}	V_{CE}	V_{R3}
2							
3							
5							
6							

Πινάκας 1.0



Εικόνα 2.8



Εικόνα 2.9

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

1. Ποια είναι η επίδραση στο ρεύμα συλλέκτη αν αυξήσουμε το δυναμικό στον εκπομπό ;
2. Υπολογίστε το ρεύμα βάσης (I_B), για όλα τα βήματα του πίνακα 1.0 και συμπληρώστε τις τιμές.
3. Συγκρίνετε και εξηγήστε τις διαφορές στο V_{CE} στα βήματα 2 & 3. 1.
4. Υπολογίστε το δυναμικό στην R_3), για όλα τα βήματα του πίνακα 1 και συμπληρώστε τις τιμές. Σχολιάστε την σχέση V_{CE} & V_{R3}
5. Το κέρδος ενός ενισχυτή υπολογίζετε διαιρώντας το ρεύμα εξόδου (I_C σε αυτό το πείραμα) προς το ρεύμα εισόδου (I_E σε αυτό το πείραμα). Ποιο είναι το κέρδος ρεύματος στην συνδεσμολογία κοινής-βάσης που χρησιμοποιήσαμε σε αυτό το πείραμα ;

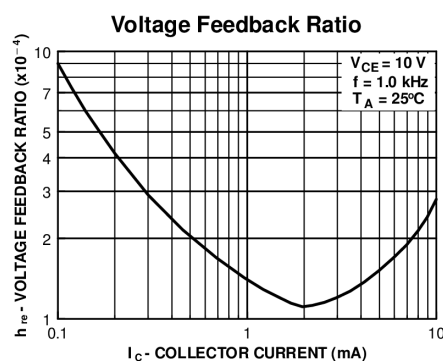
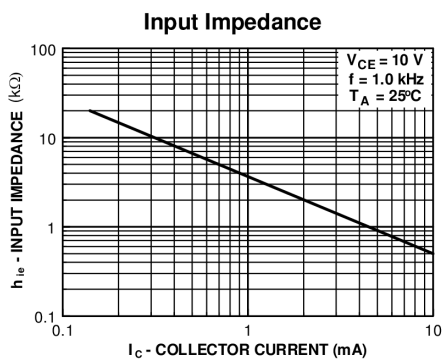
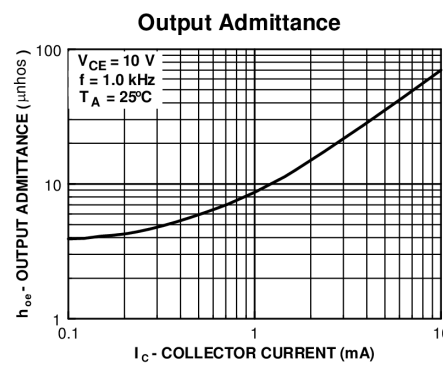
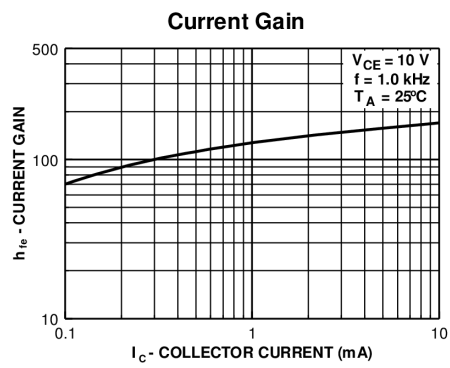
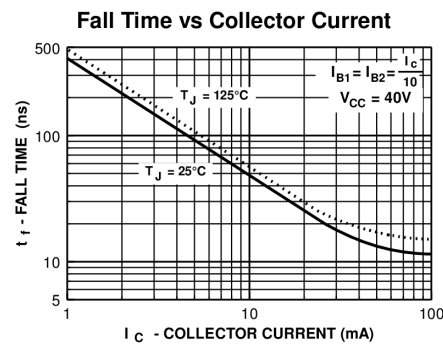
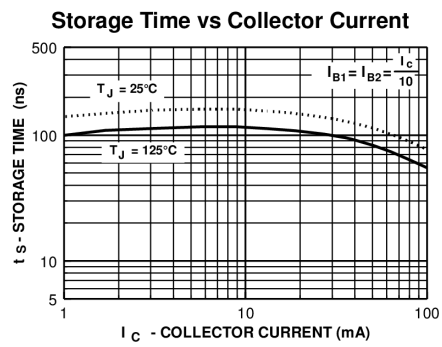
Electrical Characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0\text{mA}, I_B = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
I_{BL}	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{V}, V_{EB} = 3\text{V}$		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{V}, V_{EB} = 3\text{V}$		50	nA
ON CHARACTERISTICS*					
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 1.0\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 50\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 100\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$	40 70 100 60 30	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 1.0\text{mA}$ $I_C = 50\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 1.0\text{mA}$ $I_C = 50\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$	0.65	0.85 0.95	V V
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 20\text{V},$ $f = 100\text{MHz}$	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0\text{V}, I_E = 0,$ $f = 1.0\text{MHz}$		4.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{V}, I_C = 0,$ $f = 1.0\text{MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = 100\mu\text{A}, V_{CE} = 5.0\text{V},$ $R_S = 1.0\text{k}\Omega,$ $f = 10\text{Hz to } 15.7\text{kHz}$		5.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = 3.0\text{V}, V_{BE} = 0.5\text{V}$		35	ns
t_r	Rise Time	$I_C = 10\text{mA}, I_{B1} = 1.0\text{mA}$		35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = 3.0\text{V}, I_C = 10\text{mA},$		200	ns
t_f	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{mA}$		50	ns

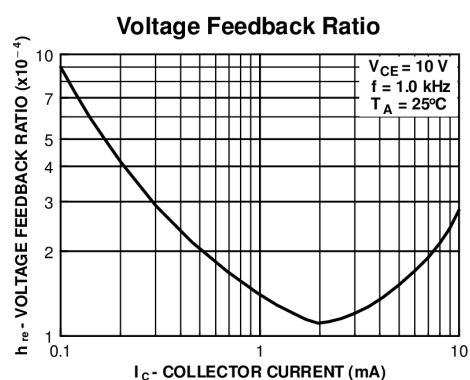
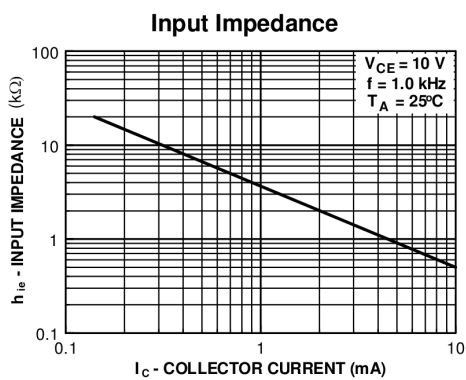
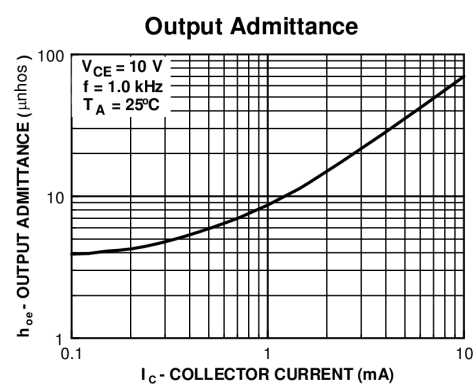
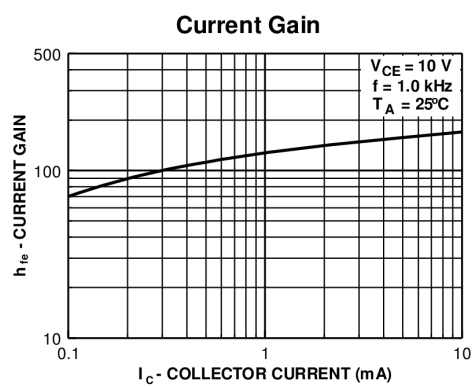
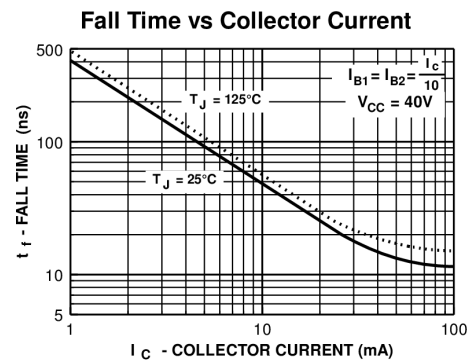
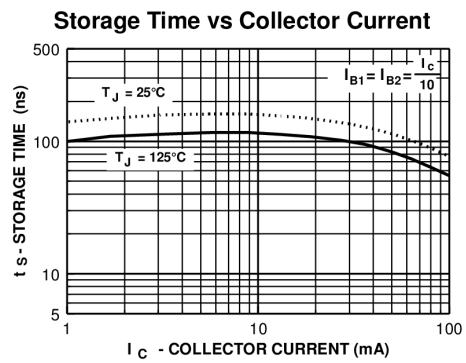
* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$ **Ordering Information**

Part Number	Marking	Package	Packing Method	Pack Qty
2N3904BU	2N3904	TO-92	BULK	10000
2N3904TA	2N3904	TO-92	AMMO	2000
2N3904TAR	2N3904	TO-92	AMMO	2000
2N3904TF	2N3904	TO-92	TAPE REEL	2000
2N3904TFR	2N3904	TO-92	TAPE REEL	2000
MMBT3904	1A	SOT-23	TAPE REEL	3000
MMBT3904_D87Z	1A	SOT-23	TAPE REEL	10000
PZT3904	3904	SOT-223	TAPE REEL	2500

Typical Performance Characteristics (continued)



Typical Performance Characteristics (continued)



Test Circuits

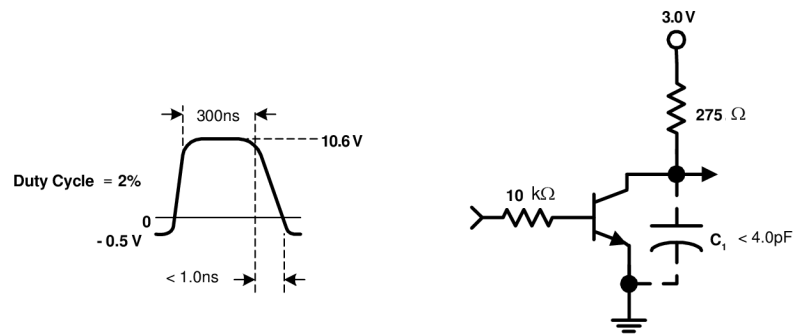


FIGURE 1: Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

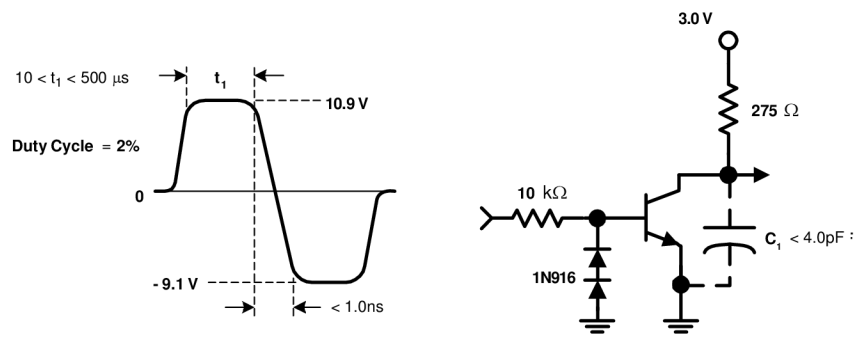






FIGURE 2: Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit



TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

- | | | | |
|--|--|---|--|
| 2Cool™ | FPS™ | PDP SPM™ | The Power Franchise® |
| AccuPower™ | F-PFS™ | Power-SPM™ | the power franchise |
| Auto-SPM™ | FRFET® | PowerTrench® | TinyBoost™ |
| AX-CAP™* | Global Power Resource™ | PowerXS™ | TinyBuck™ |
| BitSiC® | Green FPS™ | Programmable Active Droop™ | TinyCalc™ |
| Build it Now™ | Green FPS™ e-Series™ | QFET® | TinyLogic® |
| CorePLUS™ | Gmax™ | QS™ | TINYOPTO™ |
| CorePOWER™ | GTO™ | Quiet Series™ | TinyPower™ |
| CROSSVOLT™ | IntelliMAX™ | RapidConfigure™ | TinyPWM™ |
| CTL™ | ISOPLANAR™ |  | TinyWire™ |
| Current Transfer Logic™ | Making Small Speakers Sound Louder and Better™ | Saving our world, 1mW/W/kW at a time™ | TranSiC® |
| DEUXPEED® | MegaBuck™ | SignalWise™ | TriFault Detect™ |
| Dual Cool™ | MICROCOUPLER™ | SmartMax™ | TRUECURRENT®* |
| EcoSPARK® | MicroFET™ | SMART START™ | µSerDes™ |
| EfficientMax™ | MicroPak™ | SPM® |  |
| ESBC™ | MicroPak2™ | STEALTH™ | UHC® |
|  | MillerDrive™ | SuperFET® | Ultra FRFET™ |
| Fairchild® | MotionMax™ | SuperSOT™-3 | UniFET™ |
| Fairchild Semiconductor® | Motion-SPM™ | SuperSOT™-6 | VCX™ |
| FACT Quiet Series™ | mWSaver™ | SuperSOT™-8 | VisualMax™ |
| FACT® | OptoHiT™ | SupreMOS® | VoltagePlus™ |
| FAST® | OPTOLOGIC® | SyncFET™ | XS™ |
| FastvCore™ | OPTOPLANAR® | Sync-Lock™ | |
| FETBench™ | |  | |
| FlashWriter®* | | SYSTEM GENERAL®* | |

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

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

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. I57

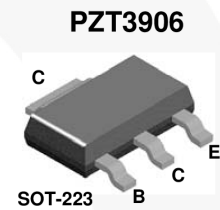
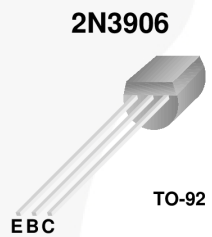


April 2014

2N3906 / MMBT3906 / PZT3906 PNP General-Purpose Amplifier

Description

This device is designed for general-purpose amplifier and switching applications at collector currents of 10 mA to 100 mA.



Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method	Pack Quantity
2N3906BU	2N3906	TO-92 3L	Bulk	10000
2N3906TA	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TAR	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TF	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
2N3906TFR	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
MMBT3906	2A	SOT-23 3L	Tape and Reel	3000
PZT3906	3906	SOT-223 4L	Tape and Reel	2500

2N3906 / MMBT3906 / PZT3906 — PNP General-Purpose Amplifier

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	-40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	-40	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	-200	mA
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Note:

1. These ratings are based on a maximum junction temperature of 150°C .

These are steady-state limits. Fairchild Semiconductor should be consulted on applications involving pulsed or low-duty cycle operations.

Thermal Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Maximum			Unit
		2N3906 ⁽³⁾	MMBT3906 ⁽²⁾	PZT3906 ⁽³⁾	
P_D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate Above 25°C	5.0	2.8	8.0	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Notes:

2. Device is mounted on FR-4 PCB 1.6 inch X 1.6 inch X 0.06 inch.

3. PCB size: FR-4, 76 mm x 114 mm x 1.57 mm (3.0 inch x 4.5 inch x 0.062 inch) with minimum land pattern size.

Electrical CharacteristicsValues are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽⁴⁾	$I_C = -1.0\text{ mA}, I_B = 0$	-40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = -10\ \mu\text{A}, I_E = 0$	-40		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = -10\ \mu\text{A}, I_C = 0$	-5.0		V
I_{BL}	Base Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
I_{CEX}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
ON CHARACTERISTICS					
h_{FE}	DC Current Gain ⁽⁴⁾	$I_C = -0.1\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -1.0\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	80		
		$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	100	300	
		$I_C = -50\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -100\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	30		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$		-0.25	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.40	
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$	-0.65	-0.85	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.95	
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -20\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$	250		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = -5.0\text{ V}, I_E = 0, f = 100\text{ kHz}$		4.5	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = -0.5\text{ V}, I_C = 0, f = 100\text{ kHz}$		10.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = -100\ \mu\text{A}, V_{CE} = -5.0\text{ V}, R_S = 1.0\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$		4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, V_{BE} = -0.5\text{ V}$		35	ns
t_r	Rise Time	$I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = -1.0\text{ mA}$		35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = I_{B2} = -1.0\text{ mA}$		225	ns
t_f	Fall Time			75	ns

Note:4. Pulse test: pulse width $\leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2.0\%$.

Typical Performance Characteristics

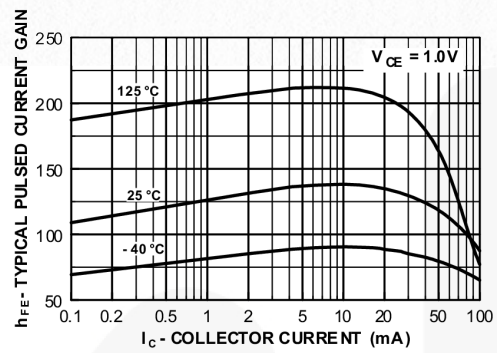


Figure 1. Typical Pulsed Current Gain vs. Collector Current

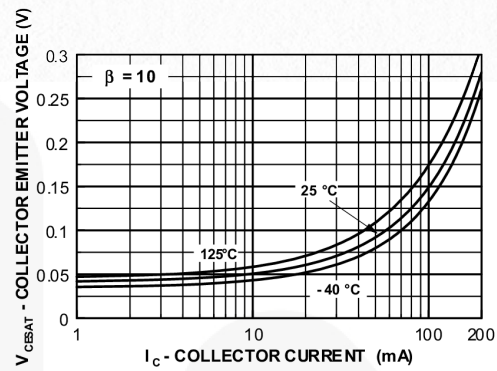


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

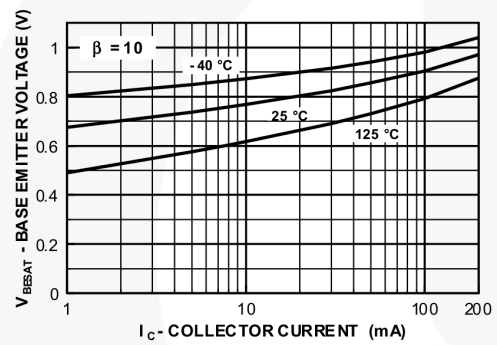


Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

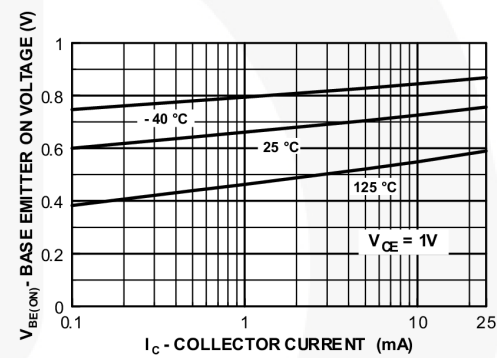


Figure 4. Base-Emitter On Voltage vs. Collector Current

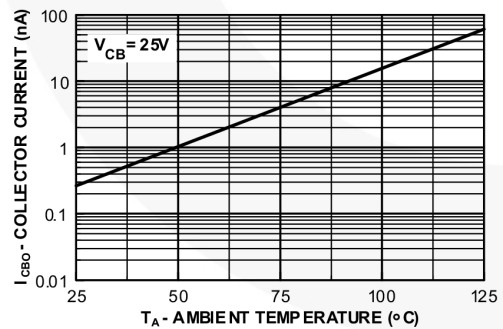


Figure 5. Collector Cut-Off Current vs. Ambient Temperature

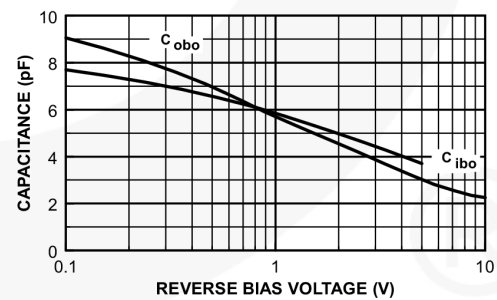


Figure 6. Common-Base Open Circuit Input and Output Capacitance vs. Reverse Bias Voltage

Typical Performance Characteristics (Continued)

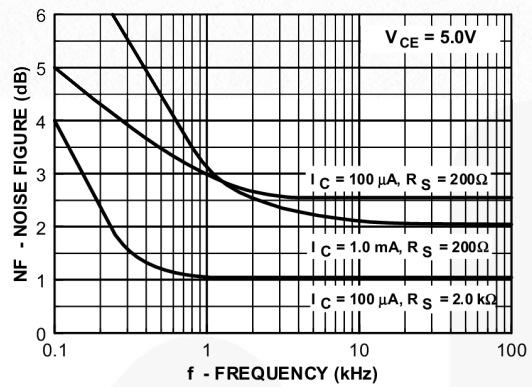


Figure 7. Noise Figure vs. Frequency

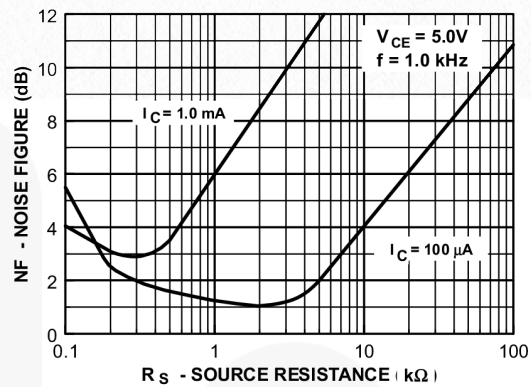


Figure 8. Noise Figure vs. Source Resistance

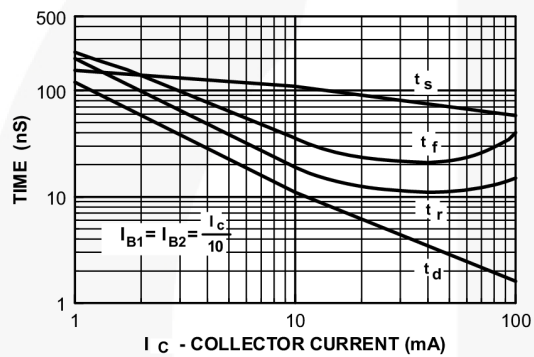


Figure 9. Switching Times vs. Collector Current

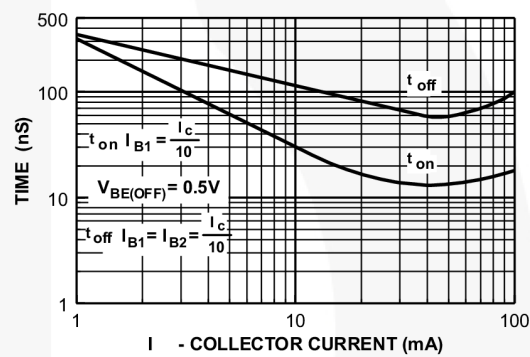


Figure 10. Turn-On and Turn-Off Times vs. Collector Current

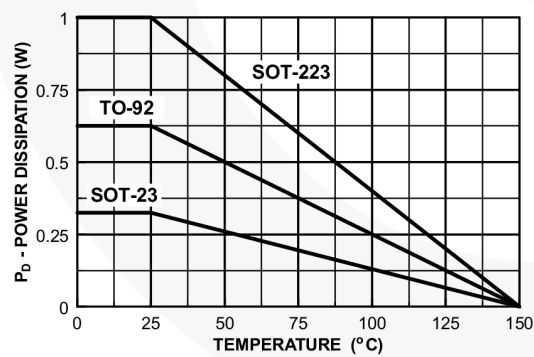


Figure 11. Power Dissipation vs. Ambient Temperature

Typical Performance Characteristics (Continued)

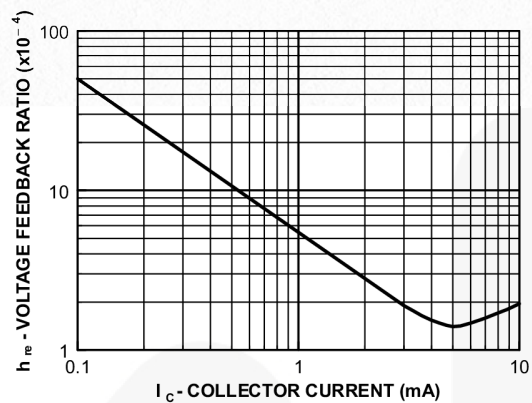


Figure 12. Voltage Feedback Ratio

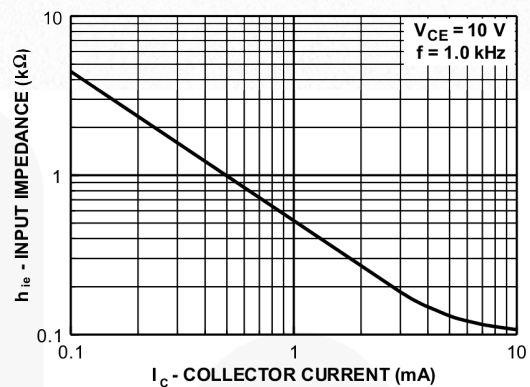


Figure 13. Input Impedance

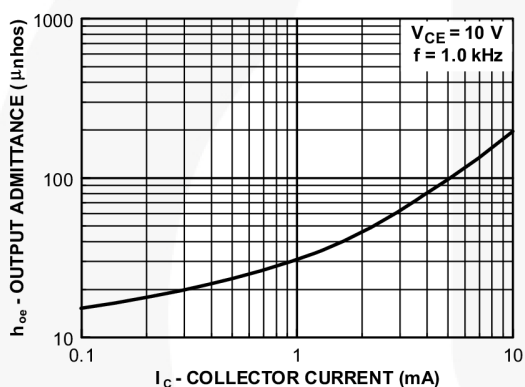


Figure 14. Output Admittance

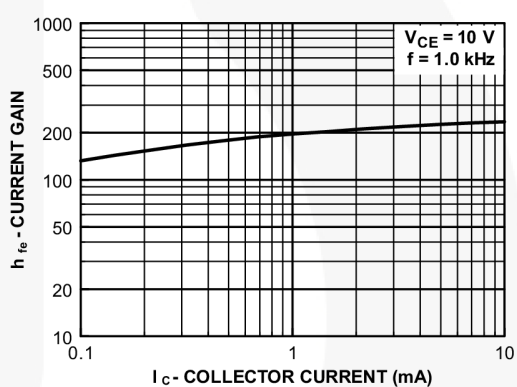


Figure 15. Current Gain

Physical Dimensions (Continued)

SOT-23

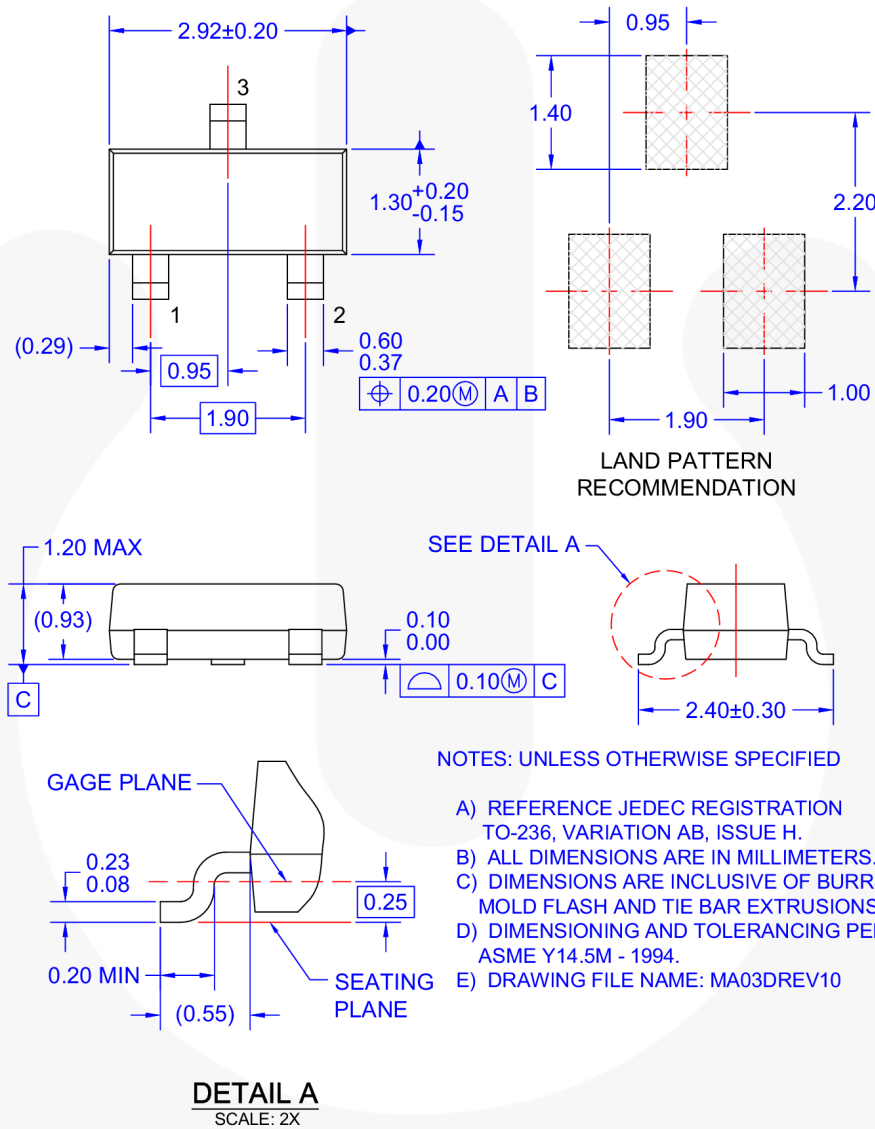


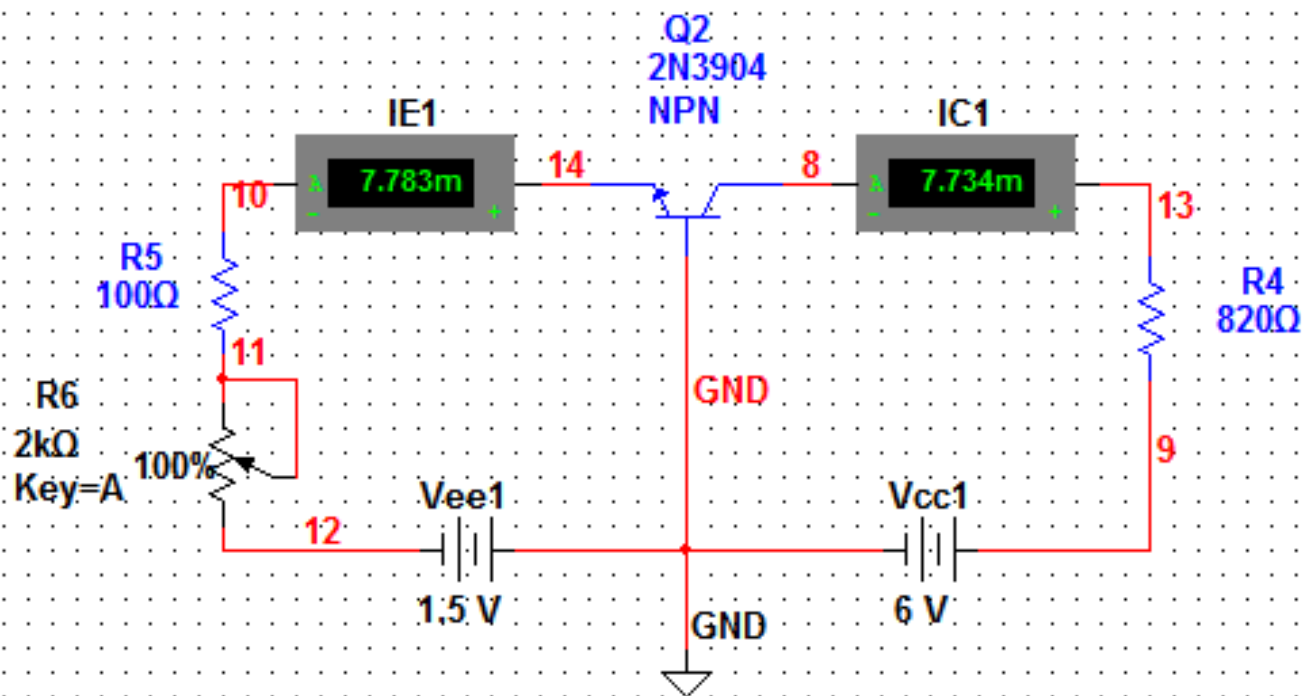
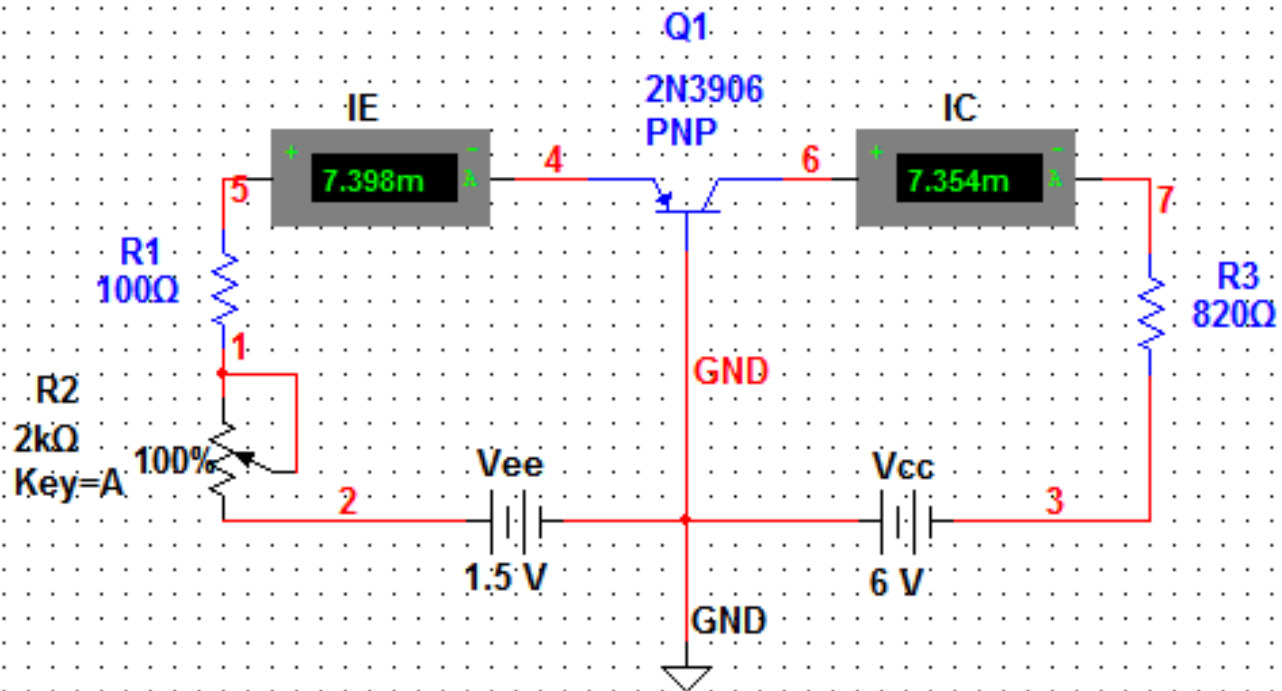
Figure 18. 3-LEAD, SOT23, JEDEC TO-236, LOW PROFILE

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:
<http://www.fairchildsemi.com/dwg/MA/MA03D.pdf>

For current tape and reel specifications, visit Fairchild Semiconductor's online packaging area:
http://www.fairchildsemi.com/packing_dwg/PKG-MA03D.pdf

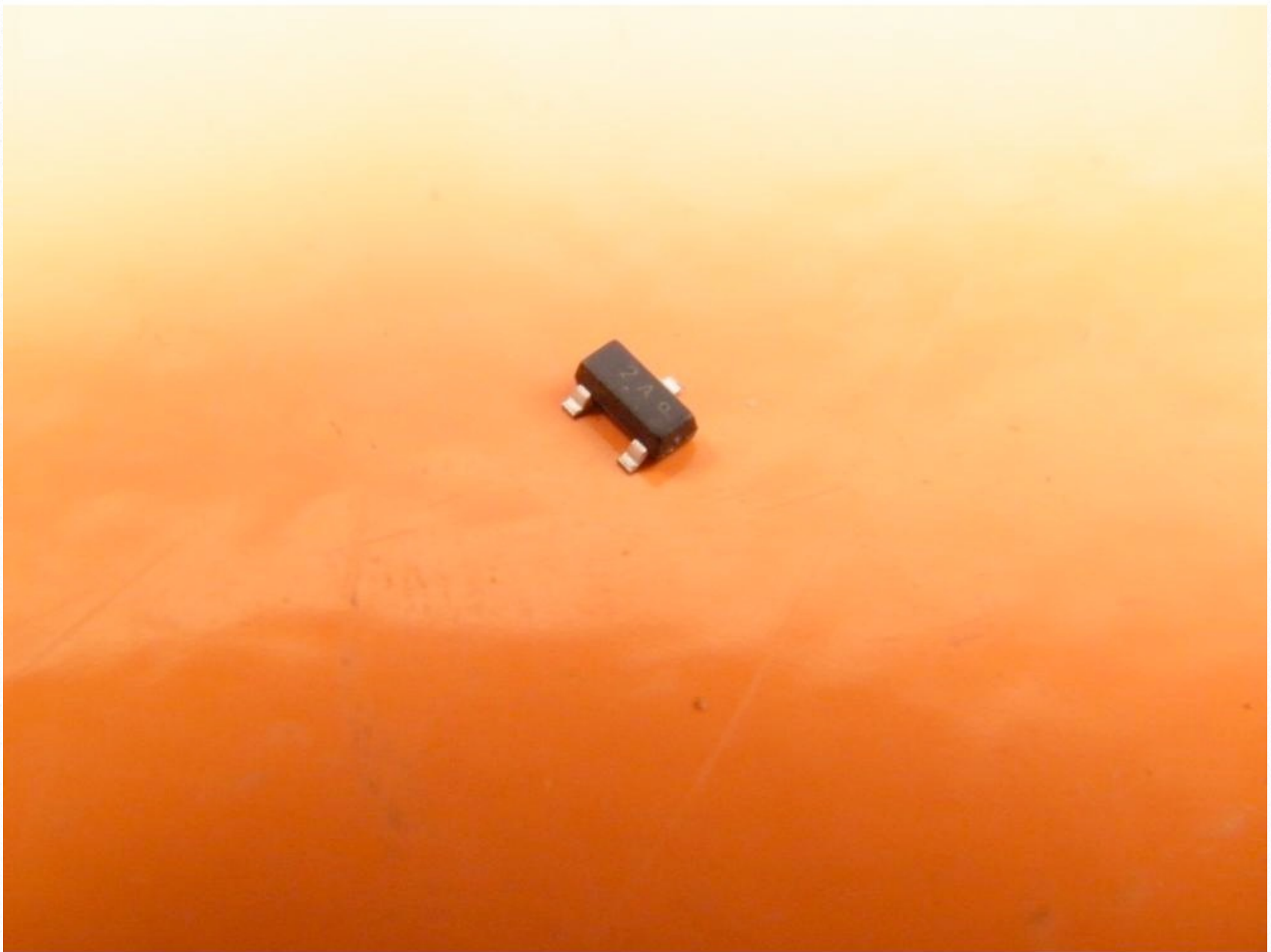
Simulation



Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος ([link](#))

3

ΚΕΡΑΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ



ΚΕΡΔΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

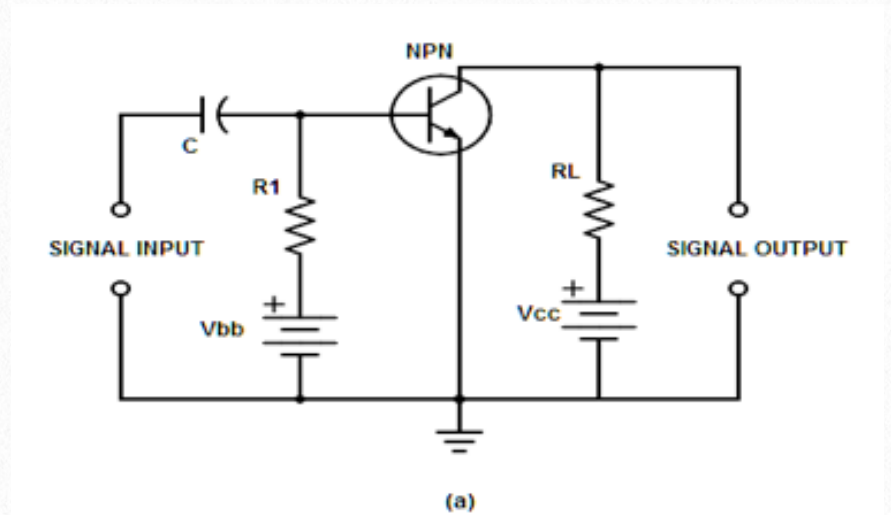
Θεωρητικό μέρος

Βασικές πληροφορίες

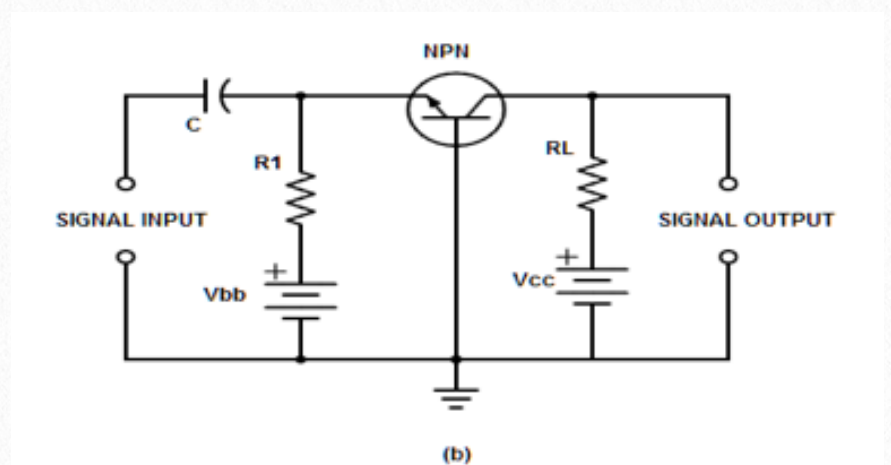
Ένα τρανζίστορ μπορεί να συνδεθεί σε ένα κύκλωμα με τους παρακάτω τρεις διαφορετικούς τρόπους: (1) γειωμένου ή κοινού εκπομπού (2) γειωμένης ή κοινής βάσης (3) γειωμένου ή κοινού συλλέκτη. Τα κυκλώματα αυτά απεικονίζονται στο σχήμα 3.1. Κάθε ένα από αυτά τα κυκλώματα έχει μια μοναδική λειτουργία με την οποία πρέπει να εξοικειωθείτε. Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού είναι αυτή που χρησιμοποιείτε πιο συχνά γιατί μας παρέχει κέρδος Τάσης, Ρεύματος και Ισχύος.

Στην περίπτωση αυτή το σήμα εισόδου εφαρμόζεται ανάμεσα στην βάση και στον εκπομπού ενώ την έξοδο την μετράμε μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού. Το όνομα κοινός εκπομπούς προκύπτει από το γεγονός ότι ο εκπομπούς είναι κοινός και στην βαθμίδα εισόδου και στην βαθμίδα εξόδου του κυκλώματος.

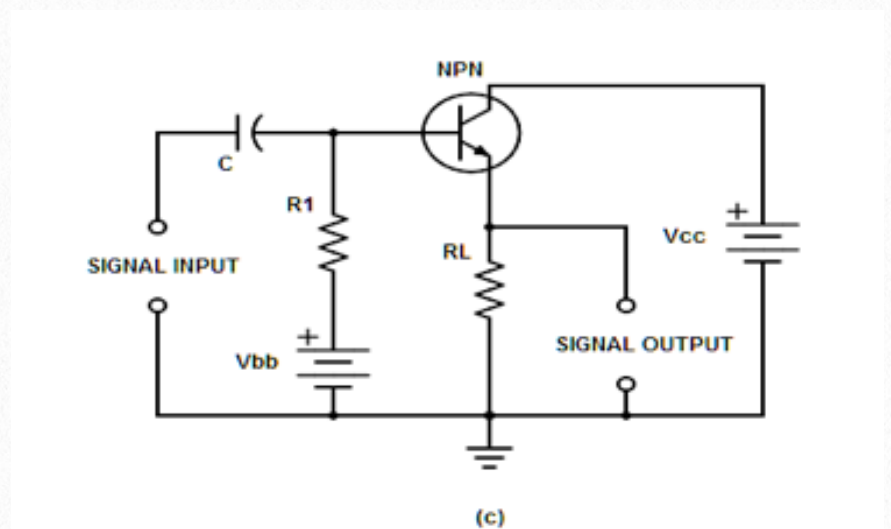
Το κύκλωμα κοινής βάσης το είδαμε στην εργαστηριακή άσκηση 2. Στην συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη ο συλλέκτης βρίσκεται σε τάση V_{cc} που απαιτείται για την ανάστροφη πόλωση του κυκλώματος. Ωστόσο, υποθέτοντας ότι η V_{cc} είναι μια ιδανική πηγή τάσης χωρίς εσωτερική αντίσταση, η αντίσταση του κυκλώματος συλλέκτη είναι 0, όπως μηδενική είναι και πτώση τάσης στα άκρα του συλλέκτη. Ο συλλέκτης γίνεται κοινός ακροδέκτης για είσοδο και έξοδο του σήματος.



Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού



Συνδεσμολογία κοινής βάσης



Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη

Εικόνα 3.1

Παράμετρος (α)

Την παράμετρο α την λαμβάνουμε υπόψη στην αξιολόγηση ενός σημαντικού χαρακτηριστικού έλεγχου (κέρδος ρεύματος) σε μια συνδεσμολογία κοινής βάσης. Ορίζεται ως ο λόγος της διαφοράς στο ρεύμα συλλέκτη ΔI_C ως προς την διαφορά στο ρεύμα εκπομπού ΔI_E με τη τάση του συλλέκτη σταθερή.

$$\text{Άρα: } a = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad (V_{CB} \text{ σταθερή})$$

Παράμετρος (β)

Στην συνδεσμολογία κοινού εκπομπού το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στη βάση. Το κέρδος ρεύματος τώρα δίνεται από την παράμετρο β και ορίζεται ως:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \quad (V_{CE} \text{ σταθ.})$$

Η παραπάνω σχέση δηλώνει ότι η παράμετρος β είναι ο λόγος της μεταβολής του ρεύματος συλλέκτη ΔI_C που προκαλείται από μια μεταβολή στο ρεύμα βάσης ΔI_B με την τάση του συλλέκτη V_{CE} να παραμένει σταθερή. Η παράμετρος β είναι ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος σε έναν ενισχυτή κοινού εκπομπού.

Όταν η V_{CE} είναι σταθερή, ο λόγος $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ ισούται με β.

Ενώ με V_{CB} σταθερή, ο λόγος $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$ ισούται με α.

Άρα για σταθερό V_{CE} και V_{CB} ισχύει: $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ Από

την παραπάνω σχέση ισχύει: $a = \frac{\beta}{1 + \beta}$

Περίληψη

1. Σε μια συνδεσμολογία κοινού εκπομπού το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην βάση.

2. Σε αυτήν την συνδεσμολογία το κέρδος ρεύματος ισούται με β.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \quad (V_{CE} \text{ σταθ.})$$

3. Ως παράμετρος β ορίζεται ο λόγος της μεταβολής του ρεύματος συλλέκτη (ΔI_C) και του ρεύματος βάσης (ΔI_B), με την τάση του συλλέκτη V_{CE} να παραμένει σταθερή.

4. Όταν η V_{CE} παραμένει σταθερή, ο λόγος $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta$.

Ενώ με V_{CB} σταθερή, ο λόγος $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = a$.

Άρα για σταθερό V_{CE} και V_{CB} ισχύει: $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

Από την παραπάνω σχέση ισχύει: $a = \frac{\beta}{1 + \beta}$ Εάν

γνωρίζουμε είτε το α είτε το β τότε βάση των παραπάνω σχέσεων μπορούμε να υπολογίσουμε το άλλο.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

1. Το κέρδος ρεύματος σε συνδεσμολογία CE ονομάζεται _____.

2. Το κέρδος ρεύματος σε συνδεσμολογία CE είναι πάντα _____ από το 1.

3. Σε συνδεσμολογία CE το στοιχείο του τρανζίστορ το οποίο είναι κοινό στην είσοδο και στην έξοδο είναι _____.

4. Σε κύκλωμα CE το σήμα εισόδου εφαρμόζεται
στ'_____.

5. Για τον υπολογισμό του β πειραματικά, η τάση
 V_{ce} πρέπει να είναι _____.

6. Ο τύπος που ορίζει το β είναι:

$\beta =$

7. Υπολογίστε το β για τις παρακάτω τιμές.

$I_{C2} = 9.5 \text{ mA}$, $I_{C1} = 4.5 \text{ mA}$, $I_{B2} = 75 \text{ }\mu\text{A}$,

$I_{B1} = 50 \text{ }\mu\text{A}$ και $V_{CE} = 5 \text{ V}$ $\beta =$ _____

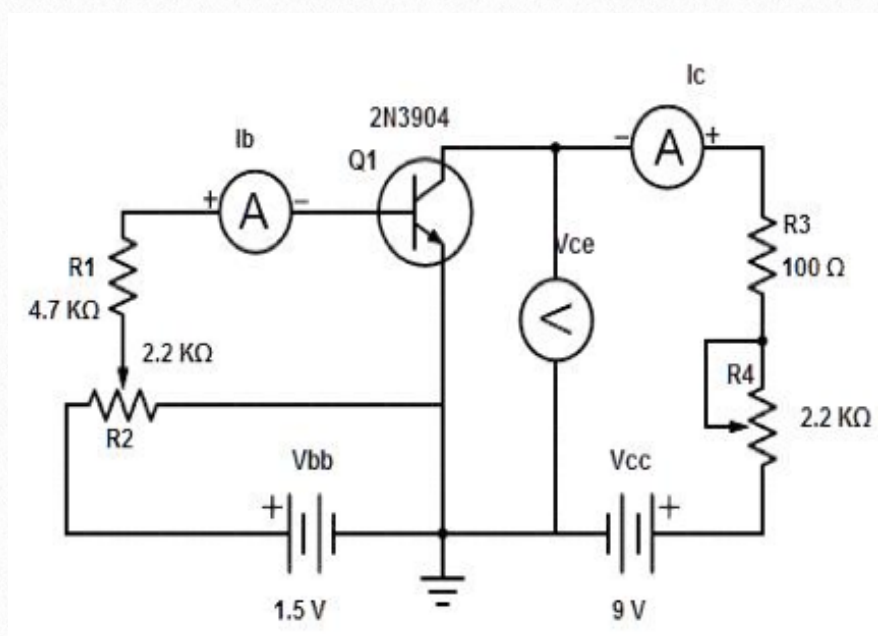
8. Η τιμή του α σε σχέση με το β τις παραπάνω
ερωτήσεις είναι : $\alpha =$ _____.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

- Αντιστάσεις : 100 & 4.7 KΩ (½ W)
- Τρανζίστορ BJT: 2N3904
- 2 Ποτενσιόμετρα 2.2 KΩ – (2W)
- Πολύμετρο

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα της εικόνας 3.2. Η αντίσταση R4 πρέπει να ρυθμιστεί στο μέγιστο πριν εφαρμοστεί τάση.
2. Ρυθμίστε την R2 για 100 μΑ ρεύμα βάσης (I_B). Ρυθμίστε την R4 για V_{CE} = 6V. Μετρήστε και καταγράψτε το I_C στον Πίνακα 2
3. Ρυθμίστε την R2 για 120 μΑ (I_B). Ρυθμίστε την R4 για V_{CE} = 6V. Μετρήστε και καταγράψτε το I_C.
4. Ρυθμίστε την R2 για 130 μΑ (I_B). Ρυθμίστε την R4 για V_{CE} = 6V. Μετρήστε και καταγράψτε το I_C.



Εικόνα 3.2

Βήμα	I _B , μΑ	I _C , mA		* ΔI _C I _{C2} - I _{C1}	(β)
2	100				
3	120		Βήμα 2 & 3		
4	130		Βήμα 2 & 4		
			Βήμα 3 & 4		
5	140		Βήμα 2 & 5		
			Βήμα 3 & 5		
			Βήμα 4 & 5		

Πίνακας : 1.1

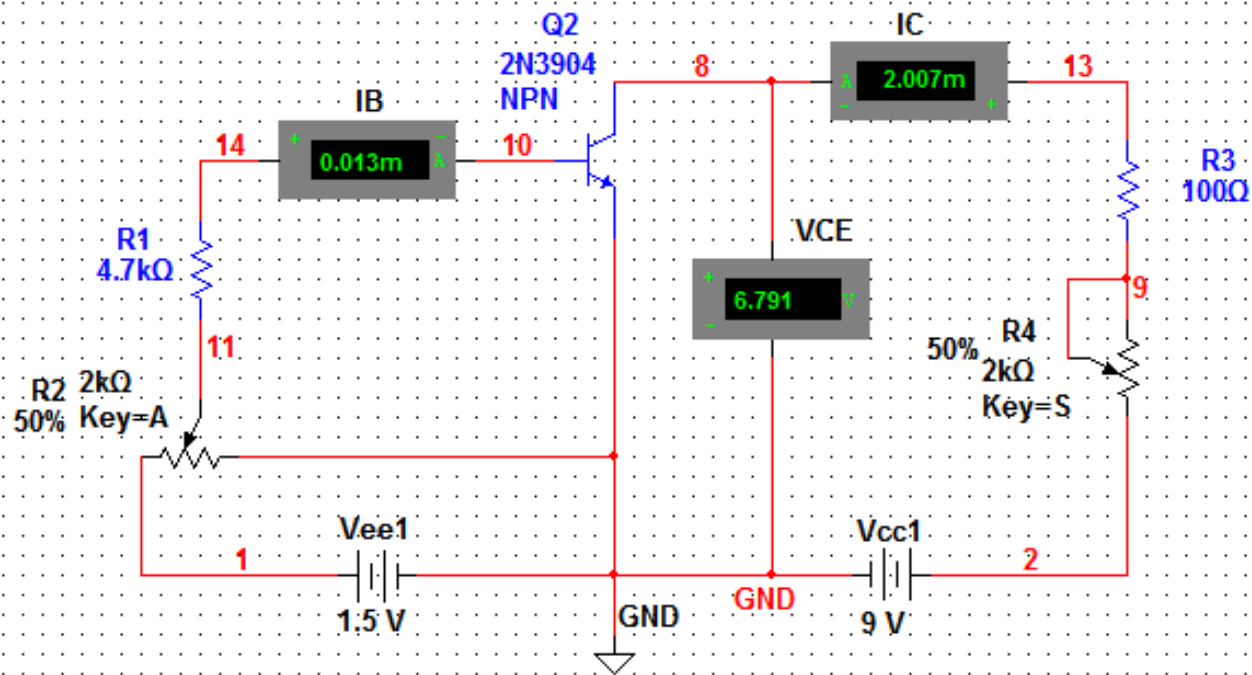
* ΔI_C = απολυτή τιμή της διαφοράς των μετρούμενων ρευμάτων σύμφωνα με τα βήματα.

1. Ρυθμίστε την R2 για 140 μΑ (I_B). Ρυθμίστε την R4 για V_{CE} = 6V. Μετρήστε και καταγράψτε το I_C.
2. Αποσυνδέστε τις πηγές. Υπολογίστε το β και καταγράψτε τις τιμές στον πίνακα 1.1

Ερωτήσεις

1. Χρησιμοποιώντας το β μετρούμενο του πειράματος, υπολογίστε αναλυτικά το α.
2. Ποια είναι η διαφορά του β που υπολογίσατε στο βήμα 5 (μεγαλη αλλαγή εισόδου) σε σχέση με το β του βήματος 4 (μικρή αλλαγή εισόδου).

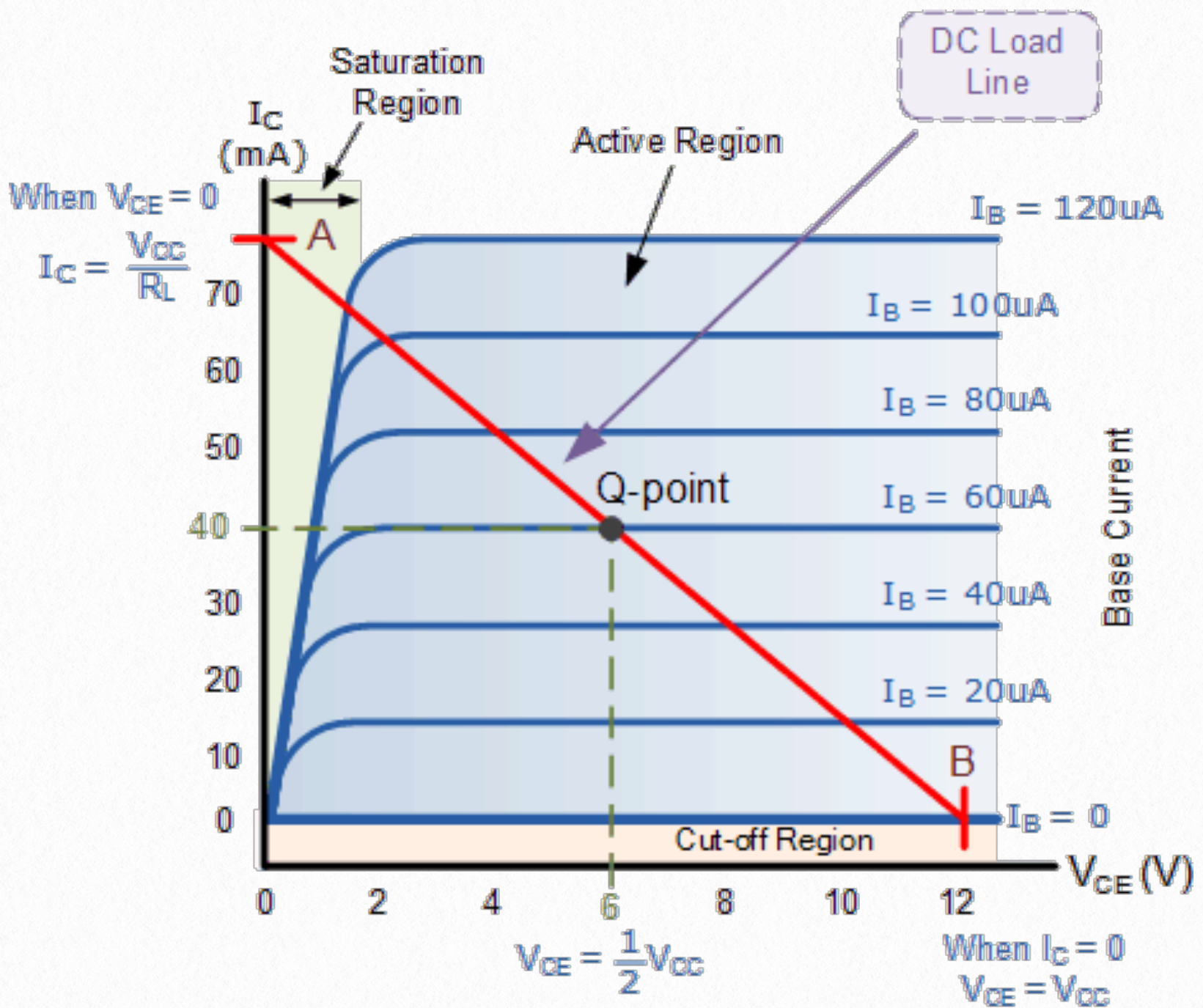
Simulation



Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος ([youtube](#))

4

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΚΑΜΠΥΛΗ



ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΚΑΜΠΥΛΗ

Θεωρητικό μέρος

Βασικές πληροφορίες

Χαρακτηριστική καμπύλη τρανζίστορ για τη σύνδεση CE.

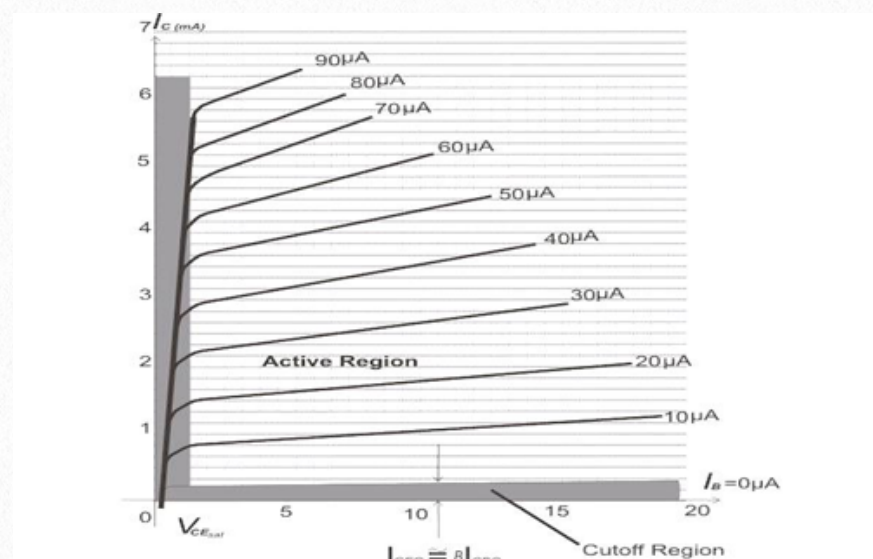
Τρανζίστορ είναι σχεδιασμένα με μοναδικά χαρακτηριστικά και για αυτό τον λόγο έχουν πολλές εφαρμογές. Ο κατασκευαστής παρέχει δελτία δεδομένων (Data Sheet) στα οποία περιγράφονται αυτά τα χαρακτηριστικά. Τα δεδομένα είναι σε μορφή πίνακα και σε γραφική μορφή. Είναι σημαντικό να κατανοήσουμε αυτά τα διαγράμματα δεδομένων.

Χαρακτηριστικά συλλέκτη για CE συνδεσμολογία.

Το σχήμα 4.1 απεικονίζει τις χαρακτηριστικές για PNP τύπου τρανζίστορ σε σύνδεση κοινού εκπομπού, για διαφορετικά ρεύματα βάσης. Κάθε καμπύλη λαμβάνεται ως συνάρτηση του ρεύματος συλλέκτη I_C και της V_{CE} (για διάφορες τιμές του V_{CE}), διατηρώντας παράλληλα μια σταθερή τιμή στο ρεύμα βάσης. Σημειώστε ότι κάθε καμπύλη αναπαριστά μια αύξηση στο ρεύμα συλλέκτη για κάθε αύξηση που πραγματοποιείτε στο ρεύμα βάσης.

Ένα άλλο ενδιαφέρον χαρακτηριστικό είναι το σημείο τερματισμού της κάθε καμπύλης. Έτσι για 10 μA ρεύμα βάσης η καμπύλη τελειώνει σε $V_{CE} = 20 V$. Σε αυτό το σημείο το ρεύμα συλλέκτη είναι περίπου 1.2 mA. Η ισχύς στο τερματικό σημείο της καμπύλης είναι επομένως 24 mW. Το τερματικό σημείο καθεμιάς από τις άλλες καμπύλες είναι παρόμοιο και περιορίζεται στο ίδιο το εύρος ισχύος (mW). Το τρανζίστορ δεν θα πρέπει να λειτουργεί πέρα από την ονομαστική τιμή ισχύος του.

Η σκιασμένη περιοχή στα αριστερά των καμπυλών απεικονίζει την περιοχή κορεσμού (μέγιστη αγωγιμότητα) του τρανζίστορ. Μικρές αλλαγές στην V_{CE} έχει σαν αποτέλεσμα μεγάλες αλλαγές στο I_C . Η σκιασμένη περιοχή κάτω I_B ονομάζεται η περιοχή αποκοπής. Μεγάλες αλλαγές στην V_{CE} προκαλούν πολύ μικρό ρεύμα να ρέει στο κύκλωμα του συλλέκτη. Οι καμπύλες στο σχήμα 3.1 είχαν προσδιοριστεί πειραματικά, ενώ η θερμοκρασία του περιβάλλοντος του τρανζίστορ διατηρήθηκε στους $25^\circ C$. Αν η θερμοκρασία ήταν υψηλότερη το ρεύμα συλλέκτη θα ήταν υψηλότερο. Άρα η θερμοκρασία είναι ένας παράγοντας που θα επιβαρύνει περισσότερο τους περιορισμούς όσον αφορά την επιτρεπτή απαγωγή.



Εικόνα 4.1

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

Πηγή: DC γεννήτρια

Εξοπλισμός: 3 Πολύμετρα

Αντιστάσεις: 470 Ω, 2.2 ΚΩ ποτενσιόμετρο

Ημιαγωγοί: 2N3904

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του σχήματος 4.2. Ρυθμίστε την V_{bb} στα 1,5 V, την V_{cc} στο 0V. Ο διακόπτης S_1 είναι ανοιχτός. Ρυθμίστε την R_1 για $V_{CE} = 0V$. M_1 και M_2 πρέπει να οριστούν στην υψηλότερη κλίμακα (mA) για την προστασία των οργάνων. Ελέγξτε τις συνδέσεις του κυκλώματος πριν εφαρμόσετε τάση.

2. Κλείστε το S_1 . Ρυθμίστε την R_1 έτσι ώστε M_1 να διαβάζει 10μΑ ρεύμα (I_B). Ρυθμίστε εκ νέου R_1 , όταν είναι απαραίτητο κατά τη διάρκεια του βήματος 3, να διατηρήσετε $I_B = 10\mu A$. Το M_3 πρέπει να δείχνει 2.5 ($V_{CE} = 2.5 \text{ Volt}$)

3. Ρυθμίστε την V_{cc} για κάθε τιμή V_{CE} που παρουσιάζεται στον Πίνακα 1. Παρατηρήστε και καταγράψτε την τιμή του I_C για κάθε τιμή της V_{CE} στον πίνακα 1.

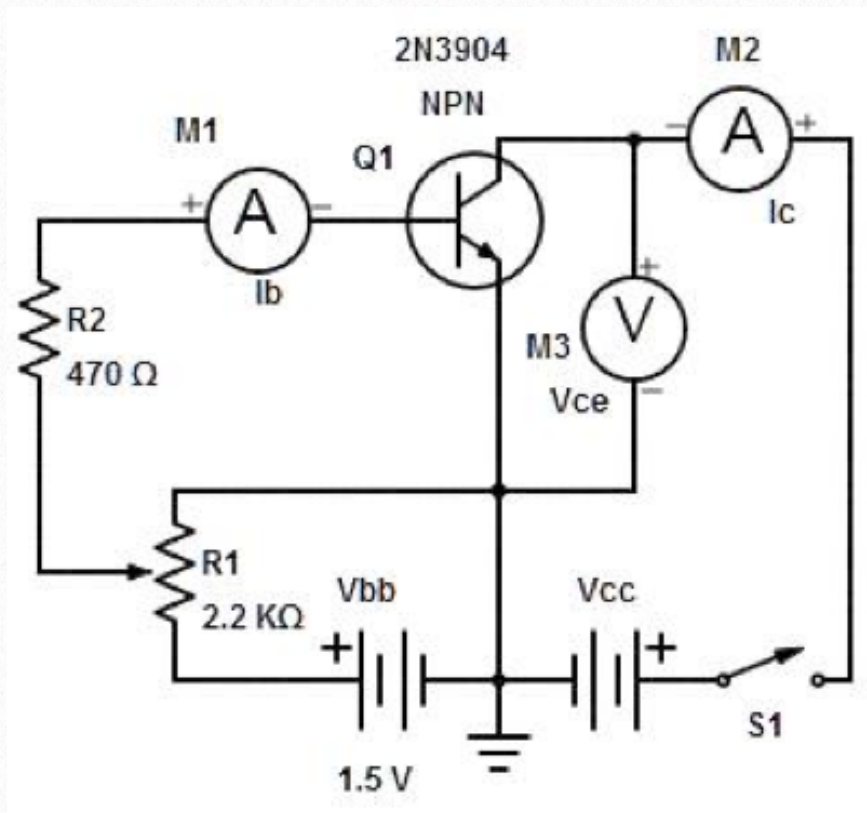
4. Ρυθμίστε την V_{cc} για $V_{ce} = 2.5 \text{ V}$. Ρυθμίστε R_1 για $I_B = 20\mu A$ και να διατηρήσετε το I_B σε αυτή την τιμή για το βήμα 5.

5. Ρυθμίστε την V_{cc} για κάθε τιμή της V_{CE} που παρουσιάζεται στον Πίνακα 1. Παρατηρήστε και καταγράψτε την τιμή του I_C για κάθε τιμή της V_{CE} .

6. Επαναλάβετε τα βήματα 4 και 5 για όλες τις τιμές του I_B που αναφέρονται στον πίνακα.

7. Από τα δεδομένα στον Πίνακα 1, σχεδιάστε τις χαρακτηριστικές καμπύλες συλλέκτη για τη σύνδεση κοινού εκπομπού του 2N3904.

Χρησιμοποιήστε μιλιμετρέ χαρτί. Η V_{CE} είναι ο οριζόντιος άξονας, το I_C ο κατακόρυφος άξονας.



Εικόνα 4.2

$I_C \text{ mA}$								
$V_{cc} \text{ V}$								
I_B (μA)	2.5 V	5 V	7.5 V	10 V	12.5 V	15 V	17.5 V	20 V
10								
20								
30								
40								
50								
60								

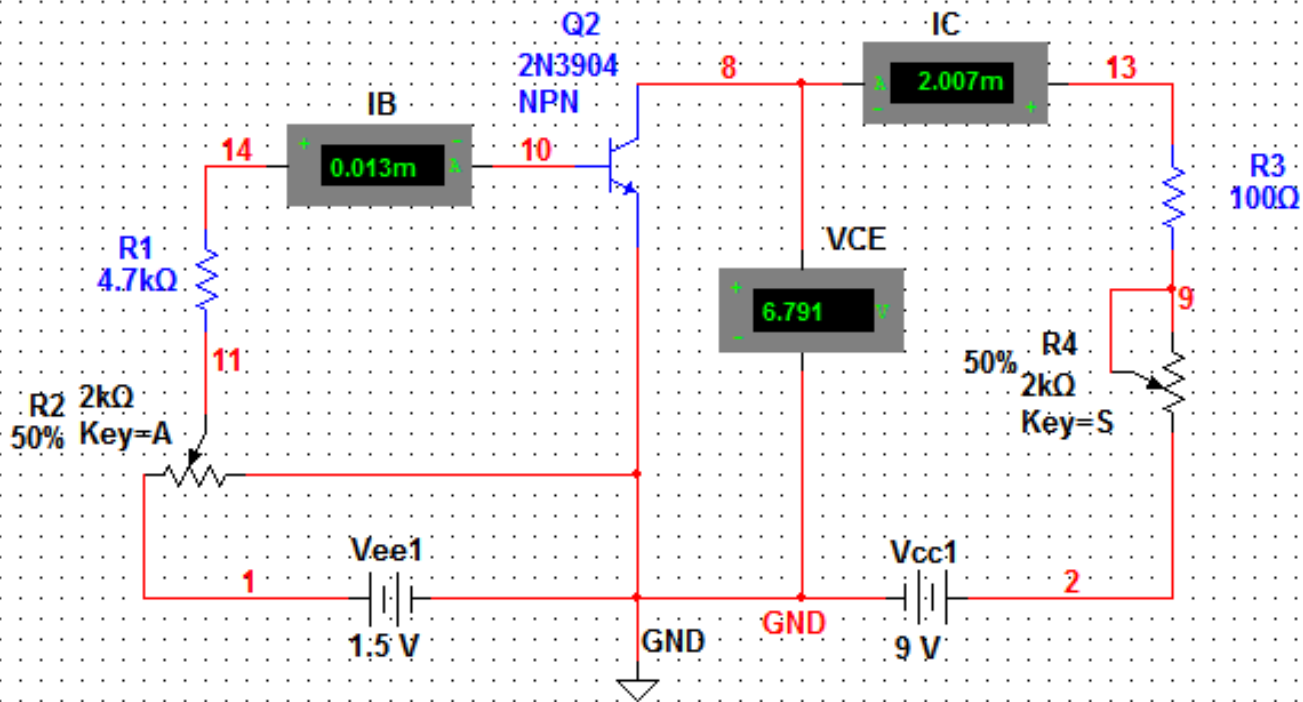
Πίνακας 1

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

1. Από τις χαρακτηριστικές καμπύλες, με βάση τα δεδομένα στον Πίνακα 1, υπολογίστε το β μεταξύ $I_B = 20 \mu A$ και $40 \mu A$, $V_{ce} = 20 \text{ V}$. Δείξτε όλους τους υπολογισμούς.

2. Συγκρίνετε τις πειραματικές χαρακτηριστικές καμπύλες με τις δημοσιευμένες καμπύλες για το 2N3904. Εξηγήστε τυχόν αποκλίσεις.

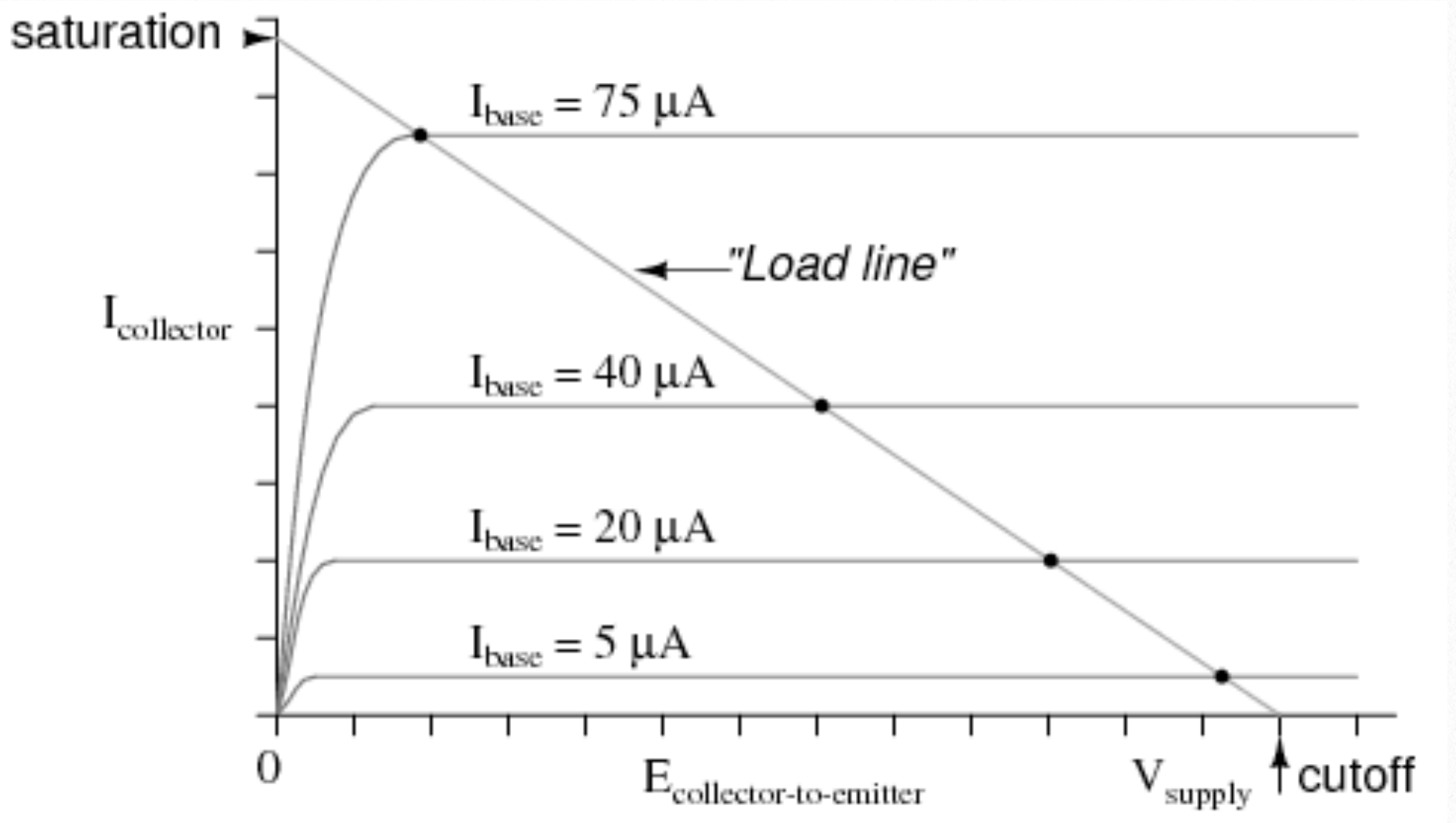
Simulation



Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος

5

DC ΓΡΑΜΜΗ ΦΟΡΤΟΥ



DC ΓΡΑΜΜΗ ΦΟΡΤΟΥ

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

Οι ενισχυτές κατασκευασμένοι από τρανζίστορ πρέπει να λειτουργούν στην γραμμική περιοχή λειτουργίας τους, προκειμένου να αναπαράγουν το σήμα εισόδου ενισχυμένο και χωρίς παραμόρφωση. Επομένως, είναι αναγκαίο να επιλέγουμε προσεκτικά το σημείο λειτουργίας, τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ, και των συναφών εξαρτημάτων του κυκλώματος κατά την σχεδίαση ενός γραμμικού ενισχυτή.

DC Γραμμή φόρτου

Η απόδοση ενός ενισχυτή μπορεί να απεικονιστεί γραφικά μέσω μιας γραμμής φόρτου. Η επίδραση της εισόδου στο σήμα εξόδου για συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας, μπορεί να προσδιοριστεί από τη γραμμή φόρτου. Αν η V_{CC} και η R_L είναι γνωστές η γραμμή φόρτου μπορεί να απεικονιστεί δια μέσου των δύο οριακών σημείων της:

Στον κορεσμό (σημείου κόρου) : $(V_{CE} = 0, I_C = \frac{V_{CC}}{R_L})$

Στην αποκοπή (σημείου αποκοπής):

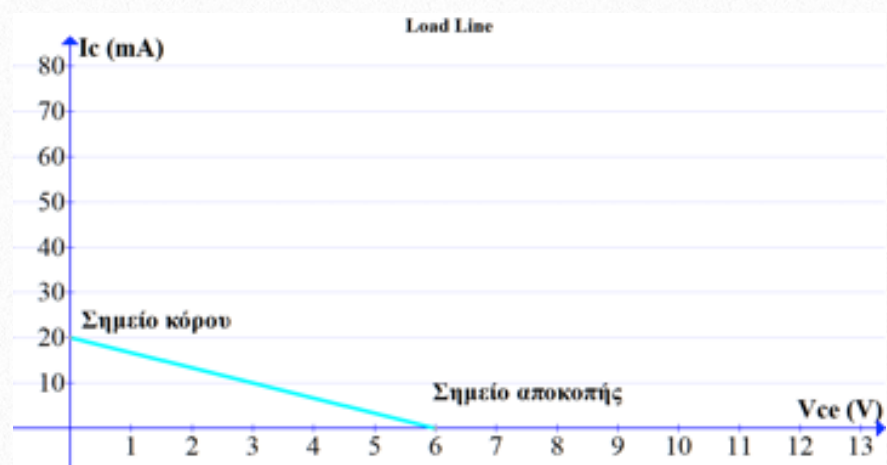
$$(I_C = 0, V_{CE} = V_{CC})$$

Αφού υπολογίσουμε τις συντεταγμένες των σημείων αυτών, θα σχεδιάσουμε την γραμμή φόρτου (βλέπε εικόνα 6.1), η οποία διέρχεται από τα σημεία αυτά.

Αν $V_{CC} = 6V$ και $R_L = 300\Omega$. Τότε ισχύει :

$$\text{Όταν } V_{CE} = 0 \rightarrow I_C = \frac{6}{300} = 20mA$$

$$\text{Όταν } I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = 6V$$



Εικόνα 6.1

α) Ποιές θα είναι οι επιπτώσεις στη dc γραμμή φόρτου του σχήματος 6.1 αυξάνοντας ή μειώνοντας την τιμή της R_L , όταν οι υπόλοιπες αρχικές συνθήκες παραμένουν ίδιες; Για παράδειγμα : Αν η R_L μειωθεί στα 100Ω , η dc γραμμή φόρτου (2) (βλέπε σχήμα 6.2) θα αποκτήσει τις παρακάτω συντεταγμένες:

$$\text{Για } V_{CE} = 0 \rightarrow I_C = \frac{6}{100} = 60mA$$

$$\text{Για } I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = 6V$$

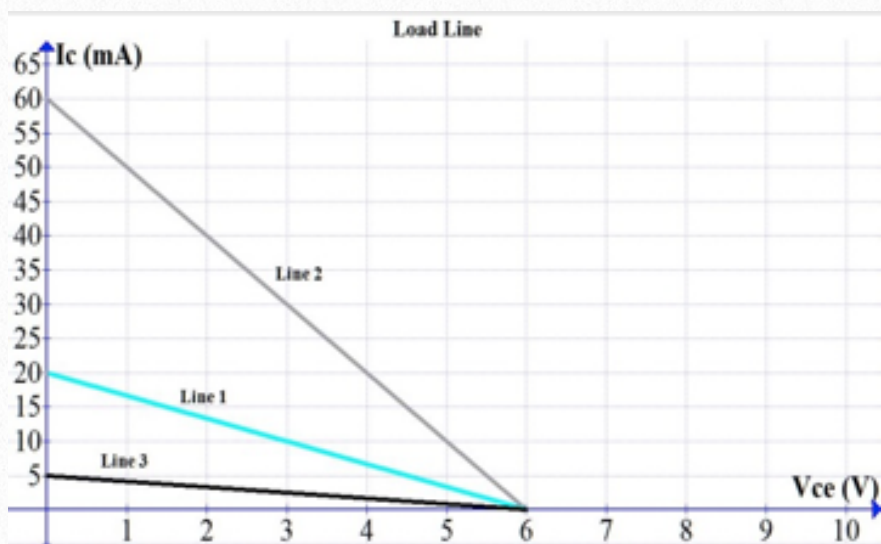
Η dc γραμμή φόρτου (2) στο σχήμα 6.2, έχει ένα κοινό σημείο με τη γραμμή φόρτου (1), στο σημείο $V_{CC} = 6V$, $I_C = 0$, αλλά χαρακτηρίζεται από μεγαλύτερη κλίση από αυτήν (βλέπε σχήμα 6.2).

Αν η τιμή της R_L αυξηθεί στα 1200Ω , οι συντεταγμένες της dc γραμμής φόρτου (3) (βλέπε σχήμα 6.2):

$$\text{Για } V_{CE} = 0 \rightarrow I_C = \frac{6}{1200} = 5mA$$

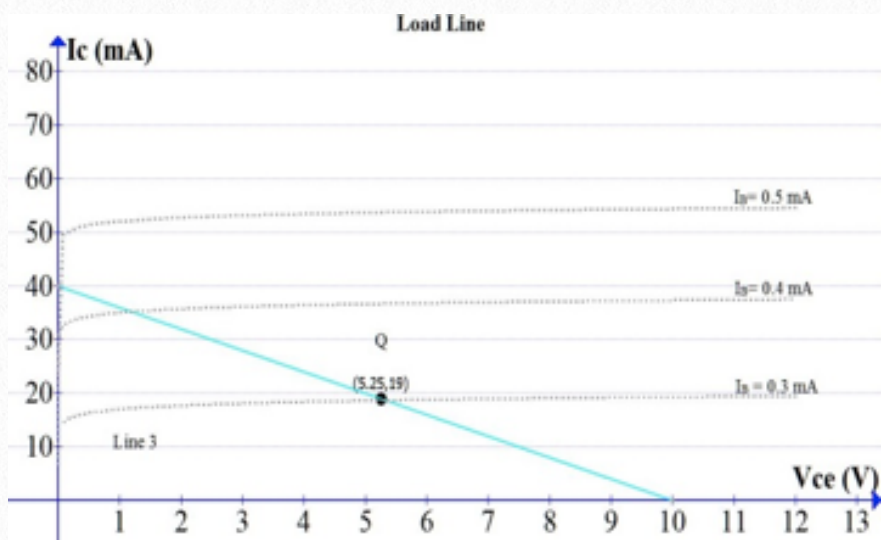
$$\text{Για } I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = 6V$$

Στην εικόνα 6.2 απεικονίζονται και οι τρεις dc γραμμές φόρτου που υπολογίσαμε.



Εικόνα 6.2

Η γενική μέθοδος για τον υπολογισμό της dc γραμμής φόρτου είναι σαφής, εφόσον είναι γνωστές οι τιμές των R_L και V_{CC} . Ας υποθέσουμε ότι η τιμή της R_L δεν είναι γνωστή, αλλά το σημείο λειτουργίας (Q) του ενισχυτή είναι γνωστό. (Το οποίο μπορεί να ορίζεται από τις συνθήκες ηρεμίας του ενισχυτή, δηλαδή από τις τιμές της V_{CE} και I_C). Αν το σημείο λειτουργίας Q έχει τις συντεταγμένες $V_{CEQ} = 5.25V, I_{CQ} = 19mA$ και η $V_{CC} = 10V$, τότε η γραμμή φόρτου έχει σημείο αποκοπής το $I_C = 0, V_{CEcut-off} = 10V$, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 6.3. Παρατηρήστε ότι η dc γραμμή φόρτου τέμνει τον κάθετο άξονα στο σημείο, $V_{CE} = 0, I_C = 40mA$. (σημείο κόρου)



Εικόνα 6.3

Η αξία της R_L μπορεί εύκολα να υπολογιστεί :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} \text{ όταν } V_{CE} = 0 \text{ ως εκ τούτου } R_L = \frac{V_{CC}}{I_C}$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές: $V_{CC}=10V, I_C= 40mA$ στον παραπάνω μαθηματικό τύπο έχουμε:

$$R_L = \frac{10}{40 \times 10^{-3}} = 250\Omega$$

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

1. Μια dc γραμμή φόρτου είναι μια ευθεία γραμμή που χαράσσεται πάνω στις χαρακτηριστικές καμπύλες. Η απόδοση ενίσχυσης μπορεί να υπολογιστεί από τη γραμμή αυτή. Για να σχεδιάσουμε την dc γραμμή φόρτου οι τιμές των V_{CC} και R_L είναι γνωστές. Τα σημεία κόρου και αποκοπής της γραμμής μπορεί στη συνέχεια να υπολογιστούν ως εξής:
2. Οι συντεταγμένες του σημείου κόρου είναι : Οι συντεταγμένες του σημείου αποκοπής είναι : Αν η $V_{CC} = 10V$ και $R_L = 250\Omega$, η γραμμή φόρτου απεικονίζεται στο σχήμα 6.3. Αν ο ενισχυτής λειτουργεί με ρεύμα βάσης $0.3mA$, το σημείο τομής της γραμμής φόρτου με την καμπύλη των $0.3mA$ ονομάζεται σημείο λειτουργίας Q του ενισχυτή.
3. Από τη γραμμή φόρτου είναι δυνατό να βρεθούν τα ρεύματα εξόδου και τάσης εξόδου και μέσω αυτών να υπολογίσουμε την απολαβή ρεύματος του ενισχυτή.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

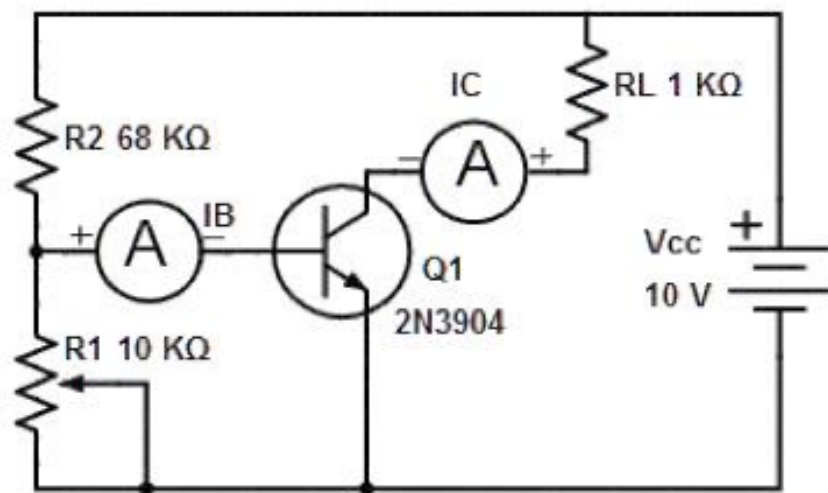
1. Η γραμμή φόρτου είναι η γραμμή η οποία ορίζεται από την εξίσωση, όπου V_{CC} και R_L είναι σταθερές ποσότητες και I_C και V_{CE} είναι μεταβλητές. τα ακρότατα της γραμμής φόρτου είναι _____V, 0 mA στον V_{CE} άξονα και 0 V, _____mA στον I_C άξονα.
2. Στο σχήμα 6.3 υποθέστε ότι το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή είναι στην τομή της χαρακτηριστικής για $0.4mA$ ρεύμα βάσης. Στο σημείο αυτό, η τάση είναι _____V. Το ρεύμα συλλέκτη είναι _____mA.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

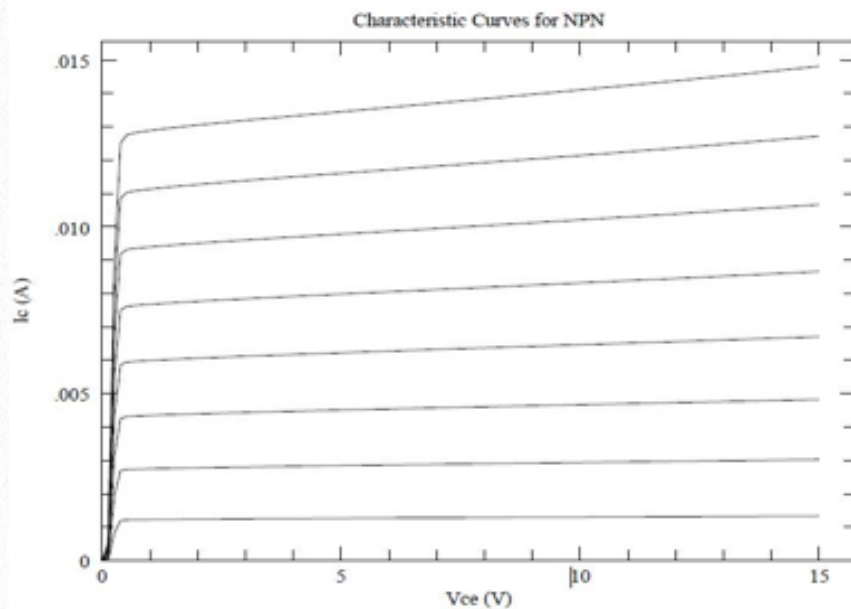
ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

- Αντίσταση : 1kΩ και 68 kΩ
- Ημιαγωγοί : 2N3904 ή ισοδύναμο
- 10 kΩ ποτενσιόμετρο

1. Στο κύκλωμα της εικόνας 6.4 η $R_L = 1k\Omega$ και η τάση τροφοδοσίας συλλέκτη $V_{CC}=10V$.
2. Υπολογίστε την γραμμή φόρτου (δηλαδή τα δυο οριακά της σημεία τα όποια τέμνουν τους 2 άξονες). Βρείτε το σημείο τομής της γραμμής φόρτου και της χαρακτηριστικής καμπύλης για 20μΑ ρεύμα βάσης, και ονομάστε το σημείο αυτό Q₁.
3. Καταγράψτε στον πίνακα 6.6 τις συντεταγμένες I_C και V_{CE} του σημείου αυτού, στις αντίστοιχες στήλες στις «Θεωρητικές Τιμές».
4. Καταγράψτε τις τιμές του I_C και V_{CE} , για όλα τα σημεία τομής της γραμμής φόρτου με τις χαρακτηριστικές, οι οποίες έχουν τιμές: $I_B = 10\mu A$, $I_B = 20\mu A$, $I_B = 30\mu A$ και $I_B = 40\mu A$.
5. Προσδιορίστε σαν σημείο Q₂ την τομή της γραμμής φόρτου και της χαρακτηριστικής καμπύλης για 40μΑ ρεύμα βάσης.
6. Ρυθμίστε την R_1 για ελάχιστη αντίσταση. Υλοποιήστε το κύκλωμα του σχήματος 6.4.
7. Ρυθμίστε την R_1 έτσι ώστε το ρεύμα βάσης να είναι 10μΑ. Μετρήστε το I_C , V_{CE} και V_{BE} . Καταγράψτε τα αποτελέσματα στις αντίστοιχες στήλες τους, στις «Μετρούμενες τιμές» στον πίνακα 6.6.
8. Επαναλάβετε τα βήματα 6 και 7 για όλα τα I_B .
9. Χρησιμοποιώντας τις μετρούμενες τιμές, υπολογίστε το κέρδος ρεύματος και το κέρδος τάσης για το Q₁ και Q₂ με $\Delta I_B=20\mu A$. Καταγράψτε τα αποτελέσματά σας στον Πίνακα 6.7.



Εικόνα 6.4



Εικόνα 6.5

Για $I_B=10\mu A$, $I_B=20\mu A$, $I_B=30\mu A$,..... $I_B=80\mu A$

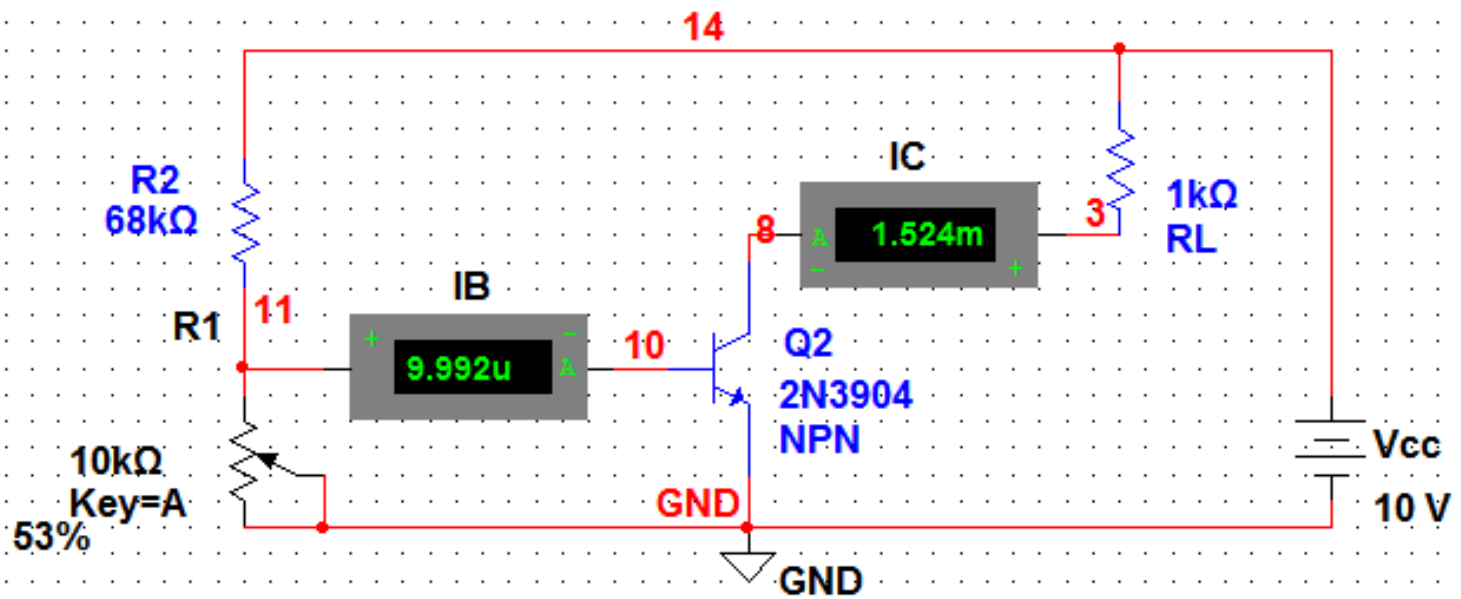
Θεωρητικές Τιμές			Μετρούμενες Τιμές			
I_B μA	I_C mA	V_{CE} V	I_B μA	I_C mA	V_{CE} V	V_{BE} V
10			10			
20			20			
30			30			
40			40			

Πίνακας 6.6

Σημείο Λειτουργίας	Κέρδος ρεύματος: $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	Κέρδος τάσης: $\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}$
Q ₁ (20 μA)		
Q ₂ (40 μA)		

Πίνακας 6.7

Simulation



Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος ([youtube](#))

6

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΒΑΘΜΙΑΔΟΣ (Cascade Amplifier)



ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΟΣ (Cascade Amplifier)

ΘΕΟΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

Όταν δύο ενισχυτές συνδέονται με τέτοιο τρόπο ώστε το σήμα εξόδου του πρώτου χρησιμεύει ως το σήμα εισόδου στον δεύτερο, η συνδεσμολογία αυτή ονομάζεται συνδεσμολογία βαθμίδος. Οι ενισχυτές πρέπει να συνδεθούν σε σειρά και λειτουργούν στην τάξη Α. Η πιο κοινή διαδοχική διάταξη είναι του κοινού - εκπομπού στην πρώτη βαθμίδα σε σύζευξη με πυκνωτή στην δεύτερη βαθμίδα. Όπως θα θυμάστε, ενισχυτές κοινού - εκπομπού παρουσιάζουν υψηλή τάση, υψηλό ρεύμα και υψηλή απολαβή κέρδους. Χρησιμοποιούνται σε συστήματα αναπαραγωγής ήχου, όπως ενισχυτές ήχου, σε τηλεοπτικούς δέκτες όπως ενισχυτές (βίντεο-εικόνας), και σε πολλές άλλες εφαρμογές.

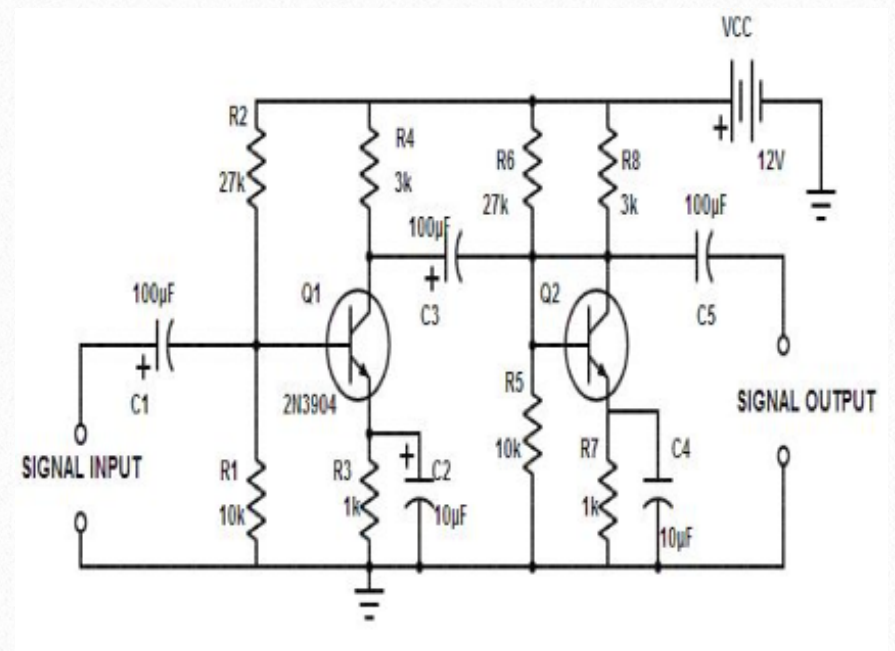
RC ΣΥΖΕΥΞΗ

Η εικόνα 7.1 απεικονίζει ένα ενισχυτή δυο βαθμίδων σε συνδυασμό με RC κυκλώματα. Στην εν λόγω λειτουργία, ο ενισχυτής εμφανίζει έναν περίπλοκο παράγοντα που συνδέει τις δυο βαθμίδες. Η προσθήκη μίας δεύτερης βαθμίδας μπορεί να μεταβάλει τα χαρακτηριστικά της πρώτης βαθμίδας και έτσι να επηρεάσει το σήμα εισόδου της δεύτερης βαθμίδας. Αφού το σήμα εξόδου της πρώτης αποτελεί το σήμα εισόδου της δεύτερης.

Για παράδειγμα, αν ο C_3 στο σχήμα 7.1 ήταν ανοικτός, η R_4 θα μπορούσε να λειτουργήσει και στο ac και στο dc σαν το φορτίο του Q_1 . Όταν ο C_3 συνδέεται όπως στο σχήμα 7.1, η R_4 δεν είναι πλέον το φορτίο ac του συλλέκτη για Q_1 . Αντί αυτού, το φορτίο ac τώρα αποτελείται από την R_4 παράλληλα με τις R_5 & R_6 , και αποτελούν την αντίσταση εισόδου R_{IN} του Q_2 .

Ως εκ τούτου, η αντίσταση φορτίου R_L του συλλέκτη έχει μικρότερη τιμή από την R_4 . Στην ανάλυση αυτή, υποτίθεται ότι η άεργη αντίσταση του C_3 είναι αμελητέα στη συχνότητα του σήματος εισόδου και ότι η V_{CC} τάση παρουσιάζει μια διαδρομή πολύ χαμηλής σύνθετης αντίστασης για το ac σήμα. Δηλαδή η V_{CC} δρα σαν ένα ac βραχυκύκλωμα για το σήμα.

Η τάση σήματος που αναπτύχθηκε στο συλλέκτη του Q_1 ισούται $i_c * R_L$. Σαν αποτέλεσμα της μειωμένης τιμής των ac αντιστάσεων φορτίου είναι η μείωση της τάσης του σήματος V_1 στον συλλέκτη του Q_1 . Η τάση σήματος V_{1out} καθορίζει την τιμή του ρεύματος στο κύκλωμα βάσης του Q_2 . Είναι προφανές στη συνέχεια, ότι η ac αντίσταση φορτίου του Q_1 , είναι ένας από τους παράγοντες που καθορίζει το τρέχον σήμα να είναι συζευγμένο με τη βάση του Q_2 μεταβάλλοντας την R_c σύζευξη του ενισχυτή.



Σχήμα.7.1

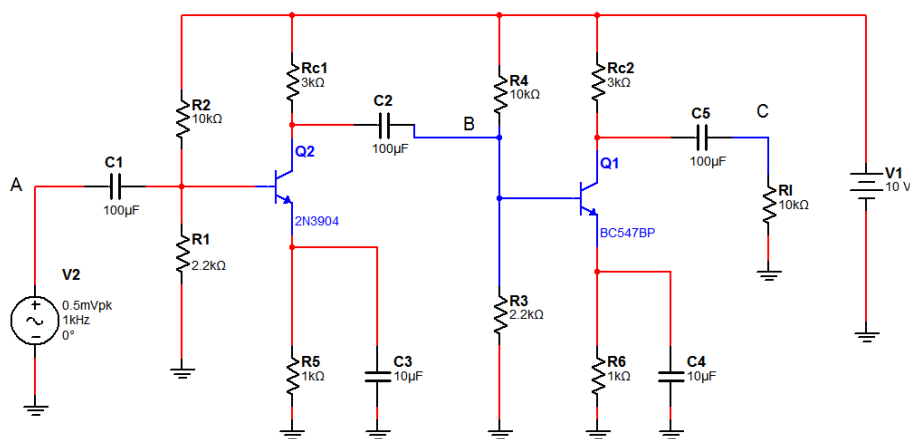
ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

Όταν δύο ή περισσότεροι ενισχυτές βαθμίδος λειτουργούν σε σειρά, τα χαρακτηριστικά του συνολικού ενισχυτή πρέπει να είναι σύμφωνες με τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Για παράδειγμα, εάν δύο ή περισσότεροι ενισχυτές τρανζίστορ σε τοπολογία καταρράκτη αποτελούν έναν ενισχυτή ήχου, ο ενισχυτής πρέπει να λειτουργεί πάνω στη γραμμική χαρακτηριστική για να μην παρουσιάζονται παραμορφώσεις στην αναπαραγωγή του ήχου. Για τον προσδιορισμό της περιοχής γραμμικής λειτουργίας, η στάθμη σήματος εισόδου αυξάνεται από 0 σε μόλις κάτω από το σημείο παραμόρφωσης στην έξοδο.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

1. Οι δύο ενισχυτές λέγεται ότι λειτουργούν σε τοπολογία καταρράκτη όταν το σήμα εξόδου του πρώτου χρησιμεύει ως το σήμα εισόδου στον δεύτερο
2. Έτσι, στο σχήμα 6.1, το φορτίο ρεύματος για το Q_1 αποτελείται από το παράλληλο συνδυασμό των R_4, R_5, R_6 και R_{IN} για το Q_2 . Το αποτέλεσμα αυτής της μείωσης στο ac φορτίου του Q_1 είναι να μειωθεί το επίπεδο του σήματος εξόδου ac στον συλλέκτη του Q_1 .



Σχήμα 7.2 πειραματικό κύκλωμα

A_1	A_2	$A_{ολ}$	R_{in}	R_{out}

Πίνακας 7.3

ΥΛΙΚΑ ΠΟΥ ΑΠΑΙΤΟΥΝΤΑΙ

- Τροφοδοσία : Μεταβλητή ρυθμιζόμενη χαμηλής τάσης dc πηγής.
- Εξοπλισμός : Παλμογράφος, Πολύμετρο Γεννήτρια Συχνοτήτων
- Αντιστάσεις : 3x 10k , 2x 1k , 2x 3k.
- Πυκνωτές : 3x 100 µF, 2x 10µF
- Ημιαγωγοί : Q1 2N3904, Q2 BC547 ή ισοδύναμο

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

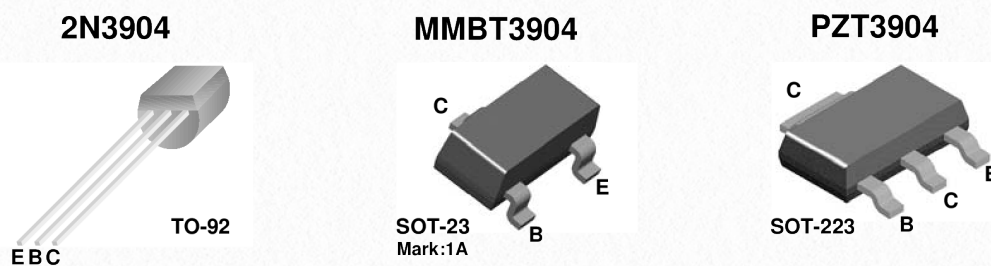
1. Υλοποιήστε το A μέρος του κυκλώματος του σχήματος 7.2
2. Συνδέστε τροφοδοτικό 12 V όπως δείχνει το κύκλωμα 7.2
3. Συνδέστε γεννήτρια συχνοτήτων στην είσοδο του κυκλώματος επιλέξτε συχνότητα 1kHz $3_{V_{p-p}}$.
4. Συνδέστε παλμογράφο: το ένα κανάλι στην είσοδο του κυκλώματος και το δεύτερο κανάλι στην έξοδο της πρώτης βαθμίδας.
5. Κάντε τις απαραίτητες μετρήσεις και ελέγξτε την έξοδο της πρώτης βαθμίδας. Τι παρατηρείται;
6. Υλοποιήστε το B μέρος του κυκλώματος του σήματος 7.2.
7. Συνδέστε το κανάλι II του παλμογράφου στην έξοδο της δεύτερης βαθμίδας και κάντε της απαραίτητες μετρήσεις.

Συμπληρώστε το πίνακα 7.3 από τις παραπάνω μετρήσεις. Τι παρατηρείται;

2N3904 / MMBT3904 / PZT3904 NPN General Purpose Amplifier

Features

- This device is designed as a general purpose amplifier and switch.
- The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.



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

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Max.			Units
		2N3904	*MMBT3904	**PZT3904	
P_D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate above 25°C	5.0	2.8	8.0	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06".

** Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm^2 .

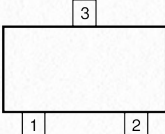
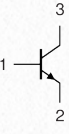
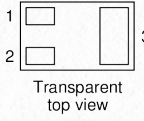
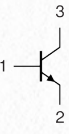
1.4 Quick reference data

Table 2. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	-	-	45	V
I_C	collector current		-	-	100	mA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 2\text{ mA}$	110	-	800	
	h_{FE} group A		110	180	220	
	h_{FE} group B		200	290	450	
	h_{FE} group C		420	520	800	

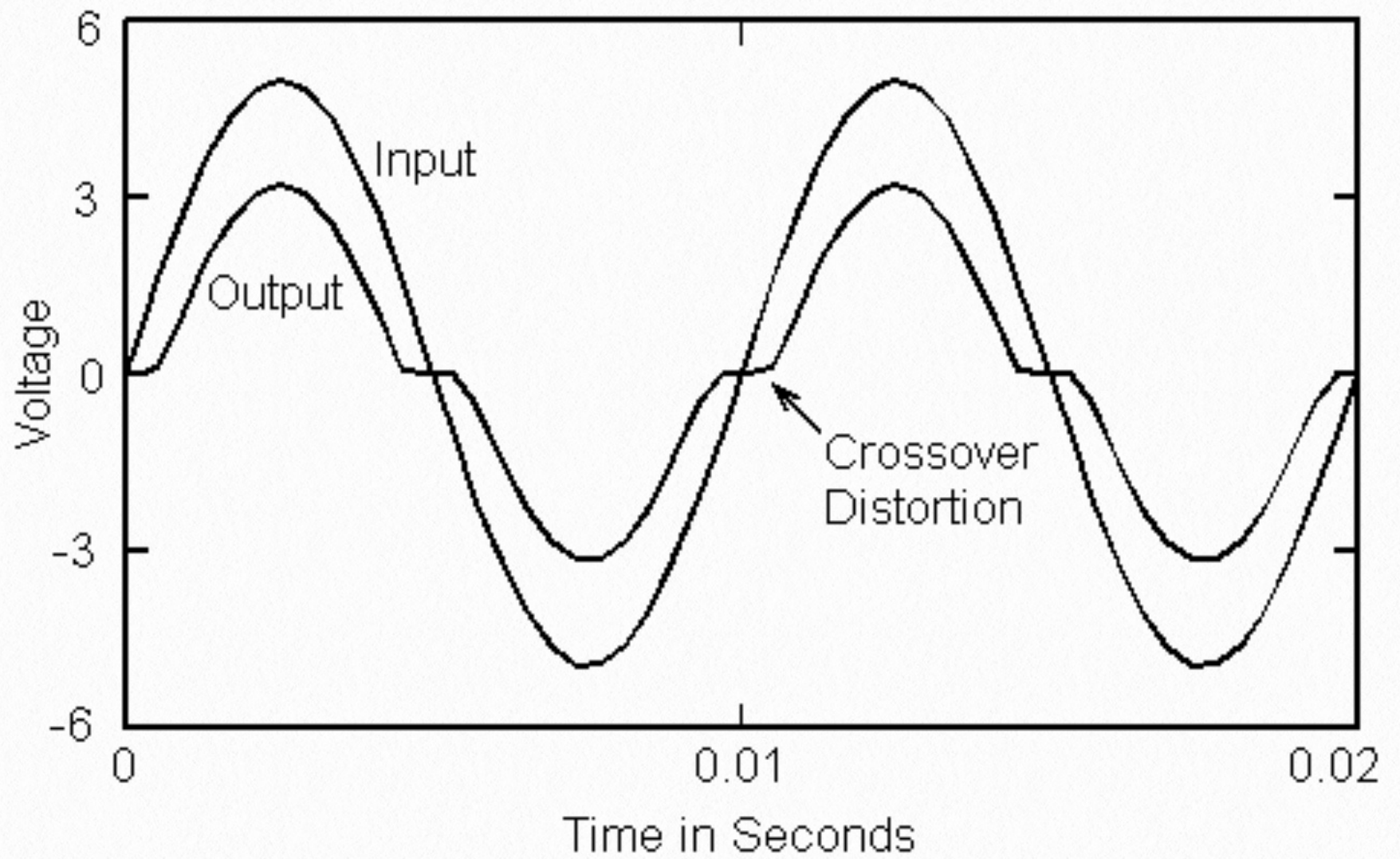
2. Pinning information

Table 3. Pinning

Pin	Description	Simplified outline	Graphic symbol
SOT23, SOT323, SOT416			
1	base	 006aaa144	 sym021
2	emitter		
3	collector		
SOT883			
1	base	 Transparent top view	 sym021
2	emitter		
3	collector		

7

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ PUSH-PULL



ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ PUSH-PULL

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΑΞΗΣ B (CLASS B OPERATION)

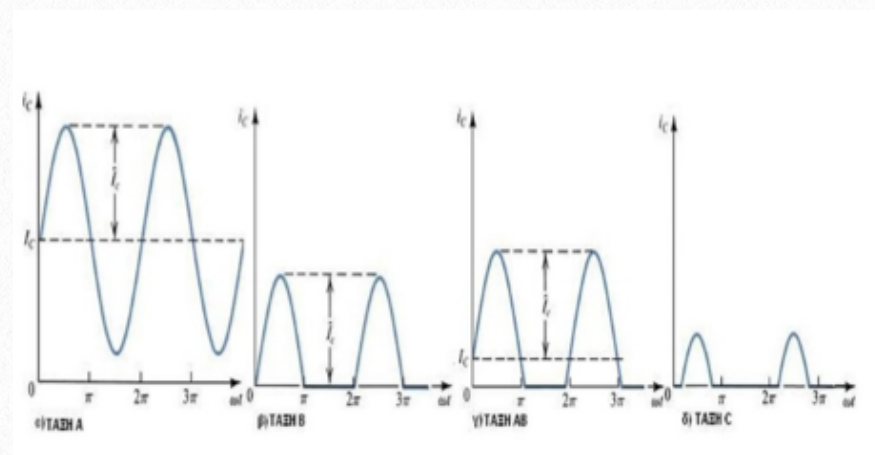
Τα συστήματα ήχου υψηλής ισχύος απαιτούν περισσότερη ενέργεια από αυτή που μπορεί να παράγει ένας ενισχυτής μιας βαθμίδος. Μία λύση είναι η χρήση δύο ή περισσότερων τρανζίστορ σε τοπολογία push-pull. Τα κυκλώματα ενισχυτών push-pull λειτουργούν είτε σε τάξη B, ή τάξη AB.

Στο πείραμα 6 μάθαμε ότι ο ενισχυτής λειτουργεί στην τάξη A, αυτό σημαίνει ότι το τρανζίστορ λειτουργεί συνεχώς στην ενεργό περιοχή. Έτσι, το ρεύμα συλλέκτη ρέει και για τις 360 μοίρες του ac σήματος εισόδου και η έξοδος είναι απαραμόρφωτη, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 8-1. Σε έναν ενισχυτή τάξης A, ο σχεδιαστής προσπαθεί να τοποθετήσει το σημείο Q κάπου κοντά στο μέσο της ac γραμμής φόρτου. Με τον τρόπο αυτό, το σήμα μπορεί να ταλαντώνεται το μέγιστο δυνατό χωρίς να οδηγείτε στον κορεσμό ή στην αποκοπή, πράγμα που θα παραμόρφωνε το σήμα.

Η λειτουργία τάξης B διαφέρει. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα συλλέκτη ρέει μόνο για τη μισή περίοδο (για 180 μοίρες του σήματος εισόδου) όπως απεικονίζεται στο σχήμα 8-1. Για να έχουμε αυτού του είδους τη λειτουργία, ο σχεδιαστής συνήθως προσπαθεί να τοποθετήσει το σημείο Q στην περιοχή αποκοπής. Τότε μόνο η θετική ημιπερίοδος της ac τάσης στην βάση μπορεί να δημιουργήσει ρεύμα συλλέκτη.

Η λειτουργία τάξης AB είναι μια τάξη ενισχυτών ανάμεσα στην A και B τάξη. Η ελαφρά πόλωση σημαίνει ότι η γωνία αγωγιμότητας θα είναι ελαφρός μεγαλύτερη από 180 μοίρες και μικρότερη από 360 μοίρες, με αποτέλεσμα το τρανζίστορ να άγει για λίγο περισσότερο από μια ημιπερίοδο (βλέπε απεικονίζεται στο σχήμα 8-1). Ένας ενισχυτής Push Pull σε τάξη AB δεν υποφέρει από αλλοιώσεις του σήματος εισόδου. Μερικοί ενισχυτές ισχύος είναι πολωμένοι να λειτουργούν σε τάξη AB για

να βελτιώνουν την γραμμικότητα του σήματος εξόδου. Ένας ενισχυτής τάξης AB έχει γωνία αγωγιμότητας κατά προσέγγιση 210 μοίρες. Ωστόσο η βελτιωμένη γραμμικότητα του σήματος εξόδου έχει ως τίμημά της μια μείωση στην απόδοση του συστήματος.



Σχήμα 8-1 Κυματομορφές ρεύματος συλλέκτη που λειτουργεί στις τέσσερις τάξεις

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ PUSH-PULL

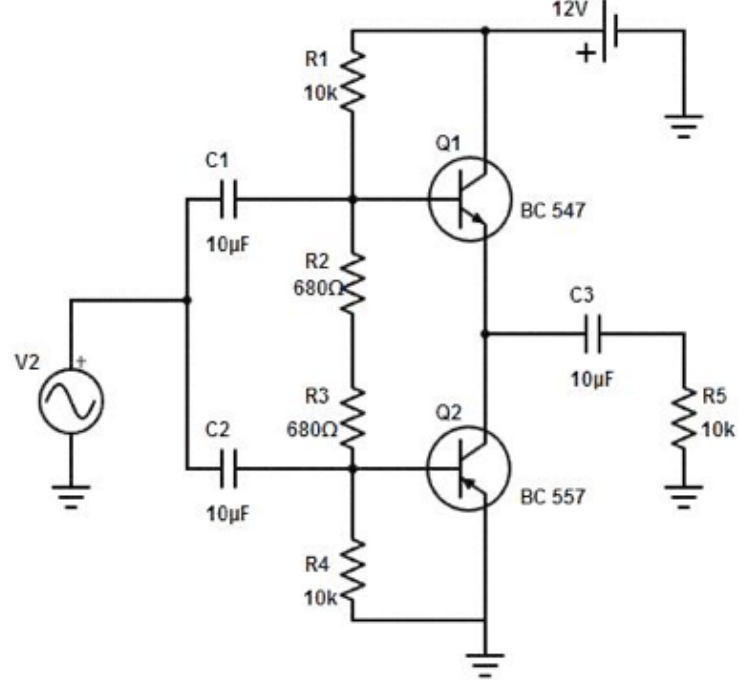
ΠΟΛΩΣΗ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ

Η τάξη A είναι ο συνηθισμένος τρόπος λειτουργίας ενός τρανζίστορ στα γραμμικά κυκλώματα επειδή έχουμε πιο απλά και πιο σταθερά κυκλώματα πόλωσης. Όμως η τάξη A δεν είναι ο πιο αποδοτικός τρόπος λειτουργίας ενός τρανζίστορ. Σε ορισμένες εφαρμογές, όπως τα συστήματα που τροφοδοτούνται με μπαταρία η ροή ρεύματος και η απόδοση της βαθμίδος αποτελούν πολύ σημαντικές προϋποθέσεις του σχεδιασμού. Η ενότητα αυτή εισάγει την ιδέα της λειτουργίας τάξης B.

Το σχήμα 8-2 δείχνει την πόλωση διαιρέτη-τάσης για ένα κύκλωμα push-pull τάξης B/AB. Τα δύο τρανζίστορ πρέπει να είναι συμπληρωματικά δηλαδή να έχουν παρόμοιες καμπύλες V_{BE} . Για παράδειγμα τα BC547 και BC557 είναι συμπληρωματικά. Το πρώτο είναι npn και το δεύτερο είναι pnp και έχουν όμοιες καμπύλες V_{BE} .

Για τον σχεδιασμό push-pull τάξης B/AB διατίθενται στην αγορά διάφορα συμπληρωματικά ζεύγη.

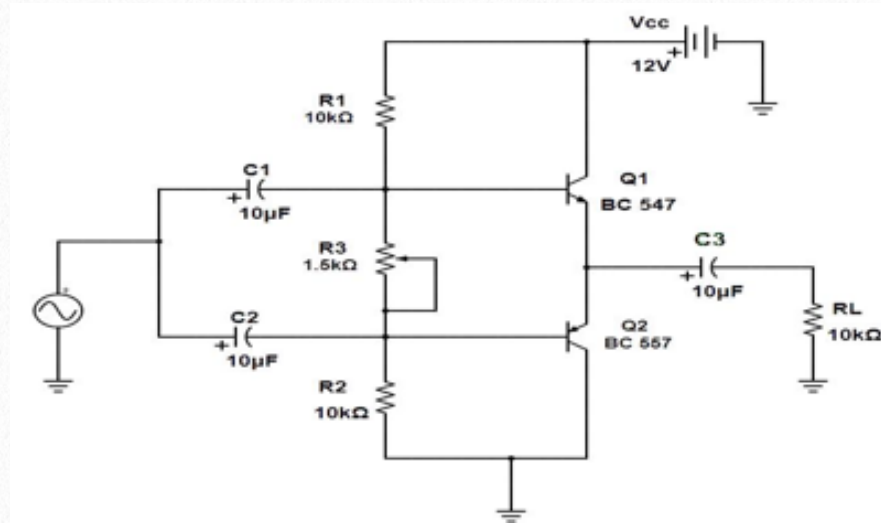
Για να αποφύγουμε τη παραμόρφωση διασταύρωσης στο σχήμα 8-2 τοποθετούμε το σημείο Q λίγο πιο πάνω από την αποκοπή με την V_{BE} να κυμαίνεται μεταξύ 0.6 και 0.7 V. Το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα το ρεύμα συλλέκτη να είναι πολύ ευαίσθητο στις μεταβολές τις V_{BE} . Τα φυλλάδια προδιαγραφών δίνουν ότι μια αύξηση 60mV στην V_{BE} παράγει 10 φορές μεγαλύτερο ρεύμα συλλέκτη. Για το λόγο αυτό τοποθετούμε μια ρυθμιζόμενη αντίσταση για να μετατοπίσουμε το σημείο Q στο σωστό σημείο.



Σχήμα 8-2 Πόλωση διαιρέτη τάσης ενός ενισχυτή push-pull τάξης B

Η ρυθμιζόμενη αντίσταση δεν λύνει το πρόβλημα τις θερμοκρασίας και η θέση του σημείου Q θα μεταβληθεί όταν αλλάξει η θερμοκρασία. Με τη V_{BE} να ελαττώνεται κατά 2 mV ανά βαθμό αύξησης. Όσο αυξάνεται η θερμοκρασία στο σχήμα 8-3 η τάση σε κάθε δίοδο εκπομπού αναγκάζει το ρεύμα συλλέκτη να αυξηθεί γρήγορα. Αν η θερμοκρασία αυξηθεί 30 βαθμούς, το ρεύμα συλλέκτη αυξάνεται κατά ένα παράγοντα 10 διότι η πόλωση τοποθετείται κοντά στα 60mV. Με αποτέλεσμα το σημείο Q να είναι πολύ ασταθές με πόλωση διαιρέτη-τάσης (σχήμα 8-3).

Στην πόλωση με διαιρέτη τάσης ένα μεγάλο μειονέκτημα είναι ότι ανεβάζει πολύ την θερμοκρασία, όταν αυξάνεται η θερμοκρασία αυξάνεται και το ρεύμα συλλέκτη, το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα την μείωση της V_{BE} . Λόγω των μεταβολών αυτών και λόγω υπερβολικής ισχύος μπορεί να καταστραφεί το τρανζίστορ. Με τη χρήση απαγωγέων θερμότητας μπορεί να ελαττωθεί το φαινόμενο αυτό.



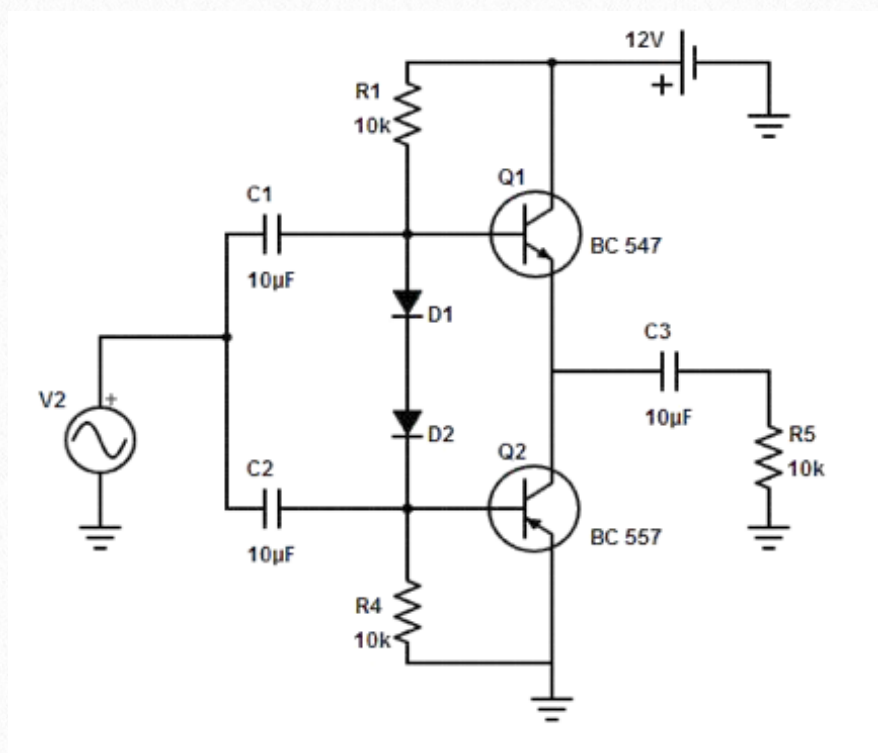
Σχήμα 8.3

ΠΟΛΩΣΗ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ

Μια λύση για να μην έχουμε αύξηση της θερμοκρασίας είναι η πόλωση με διόδους αντιστάθμισης όπως απεικονίζεται στο σχήμα 8-4, για να παράγουν την τάση πόλωσης για τις διόδους εκπομπών. Για να λειτουργήσει αυτή η τοπολογία θα πρέπει η χαρακτηριστικές καμπύλες των διόδων να είναι σύμφωνες με τις χαρακτηριστικές καμπύλες των τρανζίστορ μέσα σε μία ευρεία περιοχή θερμοκρασιών. Αυτό δεν είναι εύκολο να επιτευχθεί με διακριτά κυκλώματα λόγω ανοχής των στοιχείων. Η πόλωση με διόδους επιτυγχάνεται εύκολα με ολοκληρωμένα κυκλώματα επειδή οι διόδοι και τα τρανζίστορ βρίσκονται στο ίδιο chip. Και το ρεύμα πόλωσης μέσω των διόδων αντιστάθμισης είναι ίσο με:

$$I_{bias} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R}$$

Σε πραγματικά κυκλώματα οι διόδοι αντιστάθμισης τοποθετούνται στη θήκη των τρανζίστορ ισχύος έτσι ώστε όσο αυξάνεται η θερμοκρασία στα τρανζίστορ τόσο θερμαίνονται και οι διόδοι.

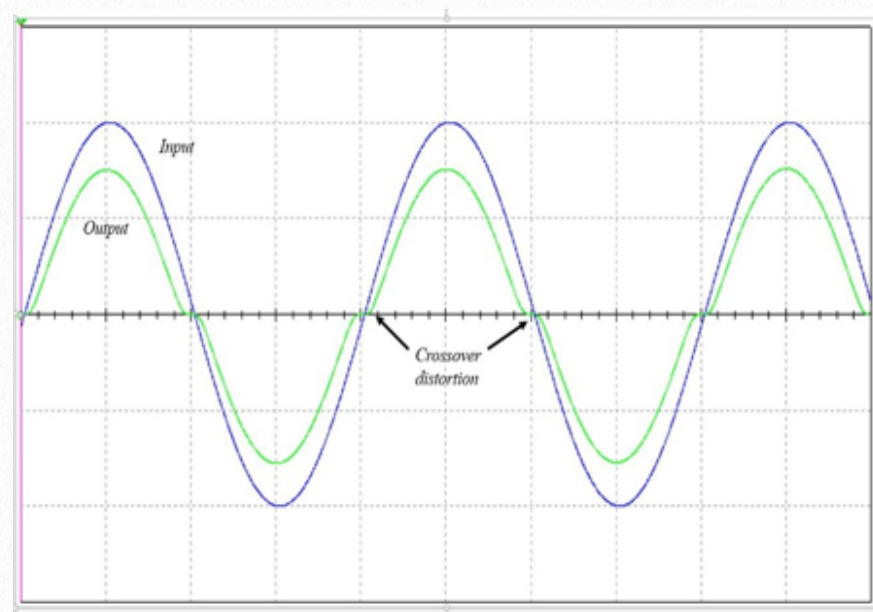


Σχήμα 8-4 Πόλωση διόδου ενός ενισχυτή push-pull τάξης B

ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΙΑΣΤΑΥΡΩΣΗΣ (CROSSOVER DISTORTION)

Η εισερχόμενη ac τάση πρέπει να υψωθεί στα 0,7V για να υπερνικηθεί το φράγμα δυναμικού διόδων εκπομπών. Σαν αποτέλεσμα δεν ρέει ρεύμα μέσω του όταν το σήμα είναι μικρότερο από 0,7V. Στην άλλη ημιπερίοδο δεν ρέει ρεύμα στο ώσπου η ac τάση εισόδου γίνει πιο αρνητική από -0,7V.

Λόγω της ψαλίδισης μεταξύ των ημιπεριόδων η έξοδος παραμορφώνεται. Εφόσον η ψαλίδιση συμβαίνει μεταξύ του χρόνου που το ένα τρανζίστορ είναι σε αποκοπή και του χρόνου που το άλλο άγει, την καλούμε **παραμόρφωση διασταύρωσης (crossover distortion)**, βλέπε σχήμα 8-5. Για να εξαλειφθεί η παραμόρφωση διασταύρωσης πρέπει να εφαρμόσουμε μια μικρή ορθή πόλωση σε κάθε δίοδο εκπομπού. Άρα η τοποθέτηση του σημείου Q θα πρέπει να είναι λίγο πιο πάνω από την αποκοπή.



Σχήμα 8-5 Παραμόρφωση διασταύρωσης από τον ενισχυτή push-pull σε πόλωση διαιρέτη τάσης

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

1. Σε συστήματα ήχου υψηλής ισχύος χρησιμοποιούνται συνήθως ενισχυτές push-pull είτε τάξης B είτε AB.
2. Σε λειτουργία τάξης B το τμήμα εκπομπού- βάσης ενός τρανζίστορ είναι πολωμένο στην αποκοπή. Η τάξη AB αντιστοιχεί σε πόλωση μεταξύ της τάξης A και B.
3. Κατά τη λειτουργία τάξης B το σήμα εισόδου προκαλεί το ρεύμα συλλέκτη να ρέει με γωνία αγωγιμότητας 180° .
4. Στην τάξη AB λειτουργία το ρεύμα συλλέκτη ρέει με γωνία αγωγιμότητας πάνω από 180° , αλλά λιγότερο από 360° .
5. Οι ενισχυτές push-pull, χρησιμοποιούνται σε συστήματα ήχου υψηλής ισχύος, αντί των ενισχυτών A τάξης, επειδή μπορούν να προσφέρουν περισσότερη ισχύ σε ένα φορτίο.
6. Οι push-pull ενισχυτές πολώνονται σε τάξη AB για να αποφευχθεί το φαινόμενο του crossover.
7. Η ισχύς P εξόδου στο ωμικό φορτίο R_L μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση $P = \frac{V_2^2}{R_L}$ όπου V_2 είναι η μετρούμενη rms τάση στην αντίσταση φορτίου R_L .

ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ

Ελέγξτε την κατανόησή σας απαντώντας σε αυτές τις ερωτήσεις.

1. Σε έναν ενισχυτή τάξης A το ρεύμα ρέει με γωνία αγωγιμότητας _____.

2. Οι ενισχυτές push-pull δεν είναι εντελώς πολωμένοι στην αποκοπή, προκειμένου να αποφευχθεί _____.
3. Αναφέρετε δυο τάξης λειτουργίας ενισχυτών. Δώστε παραδείγματα των τάξεων αυτών παρουσιάζοντας γραφικά τις κυματομορφές του ρεύματος συλλέκτη.

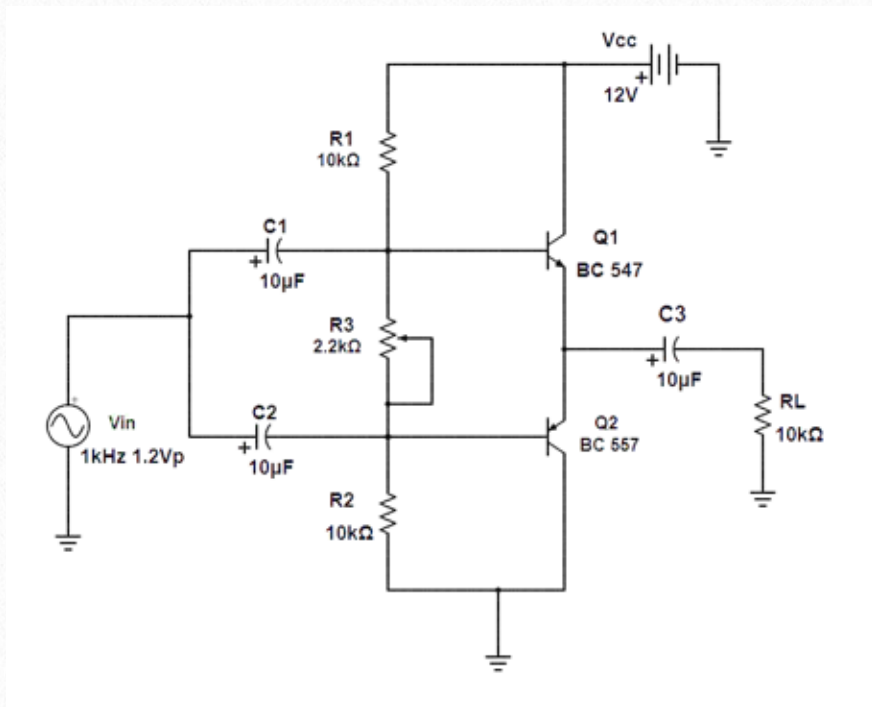
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΛΙΣΤΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

- Γεννήτρια Συχνοτήτων, Πηγή dc τάσης, Παλμογράφος
- Πυκνωτές: 3x 10μF
- Ημιαγωγοί (Τρανζίστορ) : Q1 : BC 547 NPN, Q2 : BC 557 PNP 'Η ΙΣΟΔΥΝΑΜΑ
- Αντιστάσεις : 3x 10kΩ,
- 1x 2.2kΩ Ποτενσιόμετρο

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του σχήματος 8-6.
2. Συνδέστε γεννήτρια συχνοτήτων στην είσοδο του κυκλώματος και ρυθμίστε ώστε το σήμα εισόδου να είναι 2.4 Vp-p , και συχνότητα 1kHz. Κάντε τις απαραίτητες ρυθμίσεις για μέγιστο απαραμόρφωτο σήμα εισόδου.
3. Συνδέστε τροφοδοτικό συνεχούς τάσης και ρυθμίστε το στα 12V.
4. Συνδέστε παλμογράφο στην είσοδος στο σημείο A και στην έξοδο του κυκλώματος σημείο B.
5. Μεταβάλετε την τιμή του Ποτενσιόμετρου R3 και παρατηρήστε το φαινόμενο «παραμόρφωση διασταύρωσης».

6. Ελαττώνοντας σταδιακά την τάση τροφοδοσίας από τα 12V παρατηρήστε την έξοδο. Εξηγήστε τι συμβαίνει και γιατί;



Σχήμα 8-6 Πειραματικό κύκλωμα

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

1. Γιατί δεν έχουμε ενίσχυση στην τάση εξόδου του ενισχυτή ;
2. Τι είδους ενίσχυση κάνει ο ενισχυτής push-pull ;

BC847 series

45 V, 100 mA NPN general-purpose transistors

Rev. 8 — 20 August 2012

Product data sheet

1. Product profile

1.1 General description

NPN general-purpose transistors in Surface-Mounted Device (SMD) plastic packages.

Table 1. Product overview

Type number ^[1]	Package			PNP complement
	NXP	JEITA	JEDEC	
BC847	SOT23	-	TO-236AB	BC857
BC847A				BC857A
BC847B				BC857B
BC847C				BC857C
BC847W	SOT323	SC-70	-	BC857W
BC847AW				BC857AW
BC847BW				BC857BW
BC847CW				BC857CW
BC847T	SOT416	SC-75	-	BC857T
BC847AT				BC857AT
BC847BT				BC857BT
BC847CT				BC857CT
BC847AM	SOT883	SC-101	-	BC857AM
BC847BM				BC857BM
BC847CM				BC857CM

[1] Valid for all available selection groups.

1.2 Features and benefits

- General-purpose transistors
- SMD plastic packages
- Three different gain selections

1.3 Applications

- General-purpose switching and amplification



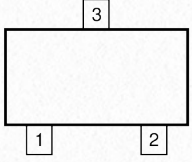
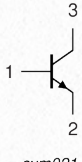
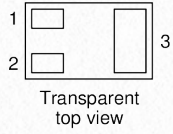
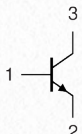
1.4 Quick reference data

Table 2. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	-	-	45	V
I_C	collector current		-	-	100	mA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 2\text{ mA}$	110	-	800	
	h_{FE} group A		110	180	220	
	h_{FE} group B		200	290	450	
	h_{FE} group C		420	520	800	

2. Pinning information

Table 3. Pinning

Pin	Description	Simplified outline	Graphic symbol
SOT23, SOT323, SOT416			
1	base	 <p>006aaa144</p>	 <p>sym021</p>
2	emitter		
3	collector		
SOT883			
1	base	 <p>Transparent top view</p>	 <p>sym021</p>
2	emitter		
3	collector		

3. Ordering information

Table 4. Ordering information

Type number ^[1]	Package		
	Name	Description	Version
BC847	-	plastic surface-mounted package; 3 leads	SOT23
BC847A			
BC847B			
BC847C			
BC847W	SC-70	plastic surface-mounted package; 3 leads	SOT323
BC847AW			
BC847BW			
BC847CW			
BC847T	SC-75	plastic surface-mounted package; 3 leads	SOT416
BC847AT			
BC847BT			
BC847CT			
BC847AM	SC-101	leadless ultra small plastic package; 3 solder lands; body 1.0 × 0.6 × 0.5 mm	SOT883
BC847BM			
BC847CM			

[1] Valid for all available selection groups.

4. Marking

Table 5. Marking codes

Type number	Marking code ^[1]	Type number	Marking code ^[1]
BC847	1H*	BC847T	1N
BC847A	1E*	BC847AT	1E
BC847B	1F*	BC847BT	1F
BC847C	1G*	BC847CT	1G
BC847W	1H*	BC847AM	D4
BC847AW	1E*	BC847BM	D5
BC847BW	1F*	BC847CM	D6
BC847CW	1G*		

[1] * = placeholder for manufacturing site code

5. Limiting values

Table 6. Limiting values

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	-	50	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	-	45	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	-	6	V
I_C	collector current		-	100	mA
I_{CM}	peak collector current	single pulse; $t_p \leq 1$ ms	-	200	mA
I_{BM}	peak base current	single pulse; $t_p \leq 1$ ms	-	100	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C	[1]		
	SOT23		-	250	mW
	SOT323		-	200	mW
	SOT416		-	150	mW
	SOT883		[2]	250	mW
T_j	junction temperature		-	150	°C
T_{amb}	ambient temperature		-65	+150	°C
T_{stg}	storage temperature		-65	+150	°C

[1] Device mounted on an FR4 Printed-Circuit Board (PCB), single-sided copper, tin-plated and standard footprint.

[2] Device mounted on an FR4 PCB with 60 μ m copper strip line, standard footprint.

6. Thermal characteristics

Table 7. Thermal characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$R_{th(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	in free air	[1]			
	SOT23		-	-	500	K/W
	SOT323		-	-	625	K/W
	SOT416		-	-	833	K/W
	SOT883		[2]	-	500	K/W

[1] Device mounted on an FR4 PCB, single-sided copper, tin-plated and standard footprint.

[2] Device mounted on an FR4 PCB with 60 μ m copper strip line, standard footprint.

7. Characteristics

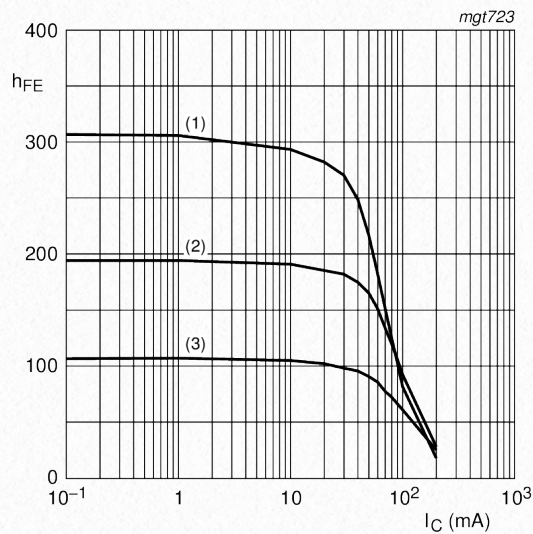
Table 8. Characteristics

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
I_{CBO}	collector-base cut-off current	$V_{CB} = 30\text{ V}; I_E = 0\text{ A}$	-	-	15	nA	
		$V_{CB} = 30\text{ V}; I_E = 0\text{ A}; T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	5	μA	
I_{EBO}	emitter-base cut-off current	$V_{EB} = 5\text{ V}; I_C = 0\text{ A}$	-	-	100	nA	
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$					
	h_{FE} group A		-	90	-		
	h_{FE} group B		-	150	-		
	h_{FE} group C		-	270	-		
	DC current gain	$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 2\text{ mA}$	110	-	800		
	h_{FE} group A		110	180	220		
	h_{FE} group B		200	290	450		
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 0.5\text{ mA}$	-	90	200	mV	
		$I_C = 100\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$	[1]	-	200	400	mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 0.5\text{ mA}$	[2]	-	700	-	mV
		$I_C = 100\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$	[2]	-	900	-	mV
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	[2]	580	660	700	mV
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	-	-	770	mV	
f_T	transition frequency	$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 10\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$	100	-	-	MHz	
C_C	collector capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}; I_E = i_e = 0\text{ A}; f = 1\text{ MHz}$	-	-	1.5	pF	
C_e	emitter capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{ V}; I_C = i_c = 0\text{ A}; f = 1\text{ MHz}$	-	11	-	pF	
NF	noise figure	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega; f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	-	2	10	dB	

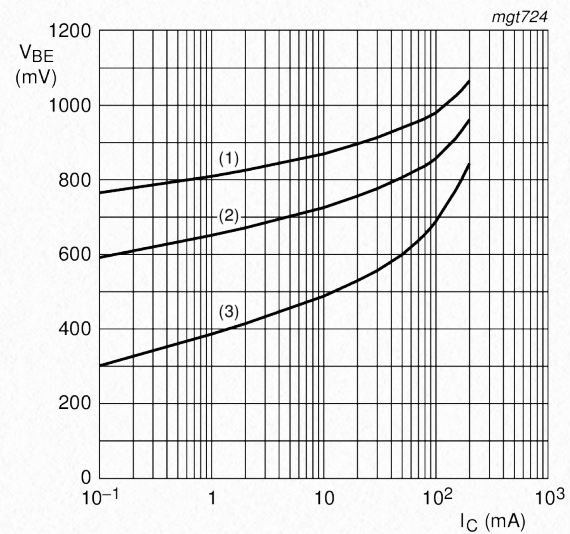
[1] Pulse test: $t_p \leq 300\text{ }\mu\text{s}; \delta = 0.02$.

[2] V_{BE} decreases by approximately 2 mV/K with increasing temperature.



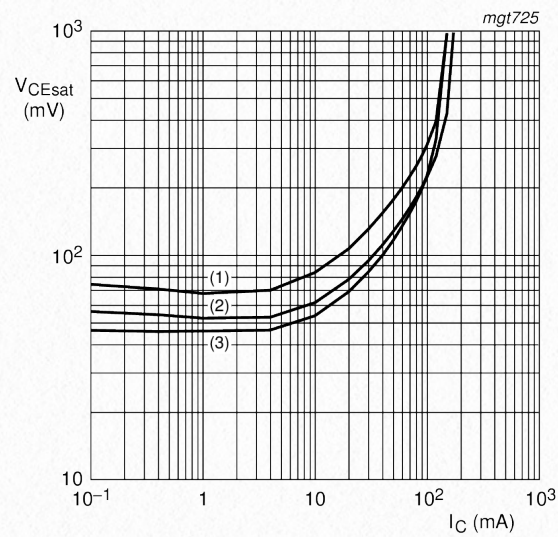
$V_{CE} = 5\text{ V}$
 (1) $T_{amb} = 150\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = -55\text{ °C}$

Fig 1. Group A: DC current gain as a function of collector current; typical values



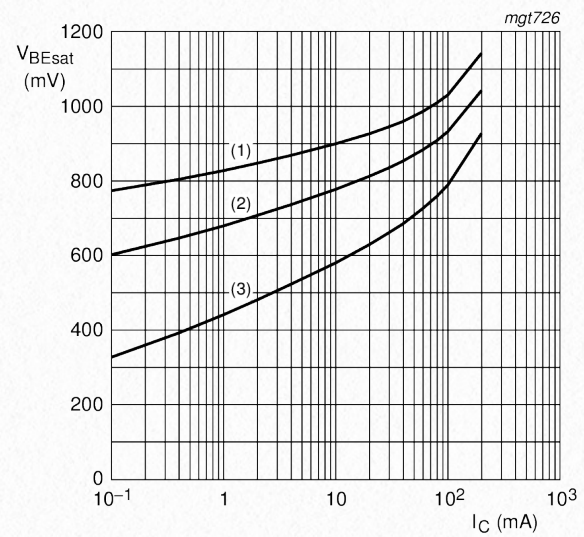
$V_{CE} = 5\text{ V}$
 (1) $T_{amb} = -55\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = 150\text{ °C}$

Fig 2. Group A: Base-emitter voltage as a function of collector current; typical values



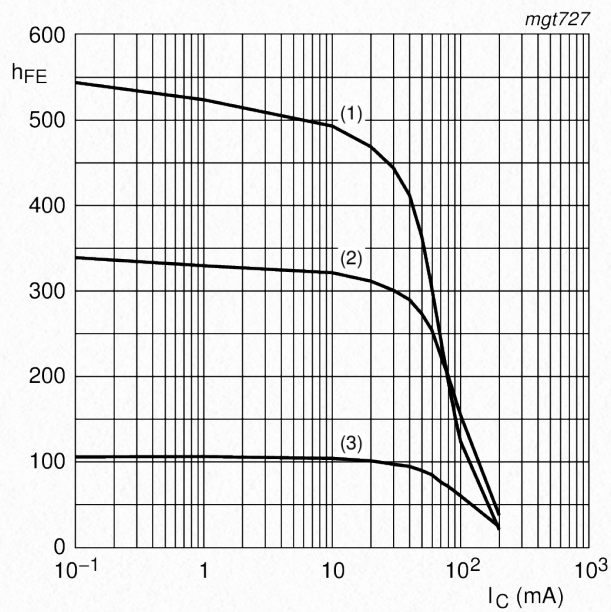
$I_C/I_B = 20$
 (1) $T_{amb} = 150\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = -55\text{ °C}$

Fig 3. Group A: Collector-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values



$I_C/I_B = 10$
 (1) $T_{amb} = -55\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = 150\text{ °C}$

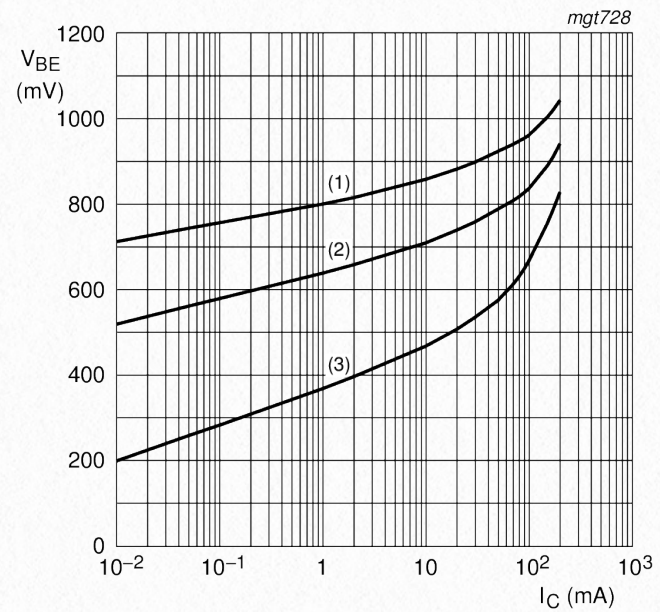
Fig 4. Group A: Base-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values



$V_{CE} = 5 \text{ V}$

- (1) $T_{amb} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- (3) $T_{amb} = -55 \text{ }^\circ\text{C}$

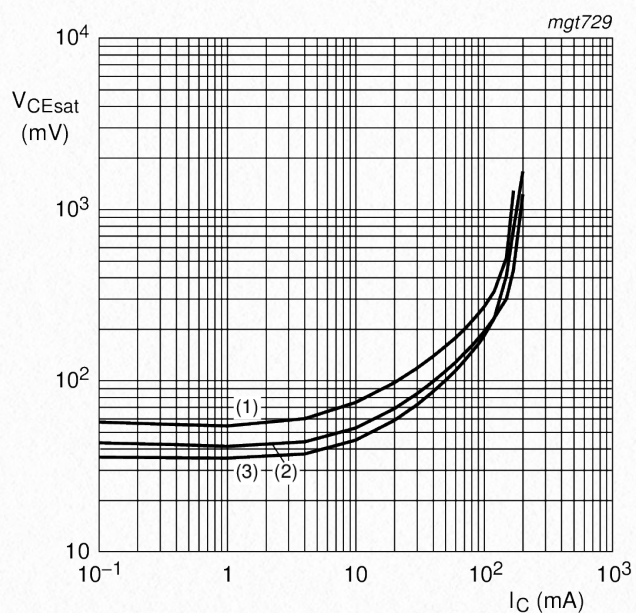
Fig 5. Group B: DC current gain as a function of collector current; typical values



$V_{CE} = 5 \text{ V}$

- (1) $T_{amb} = -55 \text{ }^\circ\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- (3) $T_{amb} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$

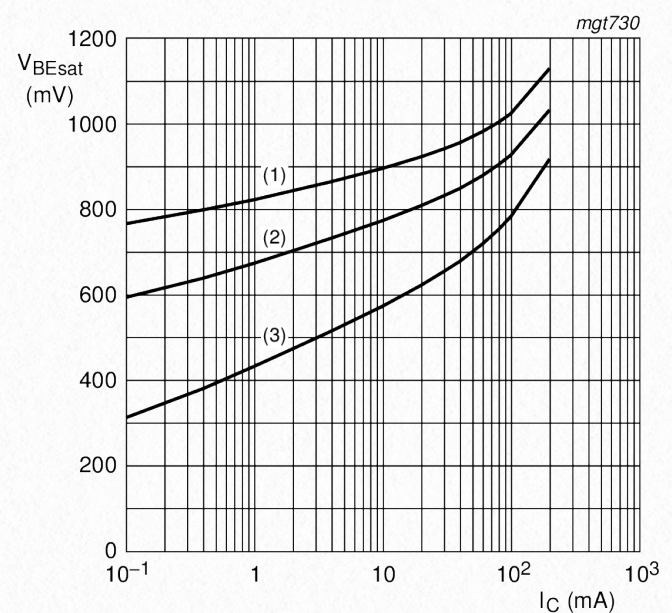
Fig 6. Group B: Base-emitter voltage as a function of collector current; typical values



$I_C/I_B = 20$

- (1) $T_{amb} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- (3) $T_{amb} = -55 \text{ }^\circ\text{C}$

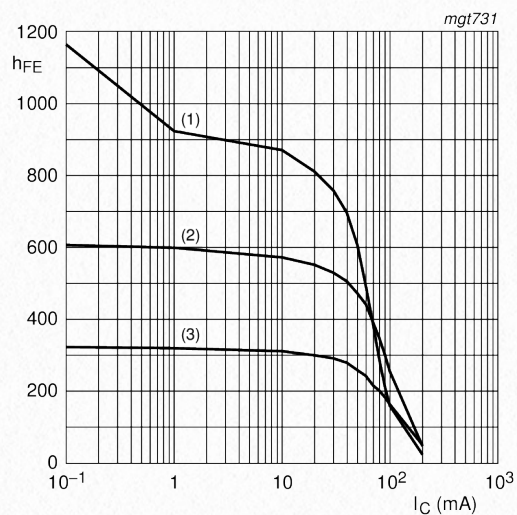
Fig 7. Group B: Collector-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values



$I_C/I_B = 10$

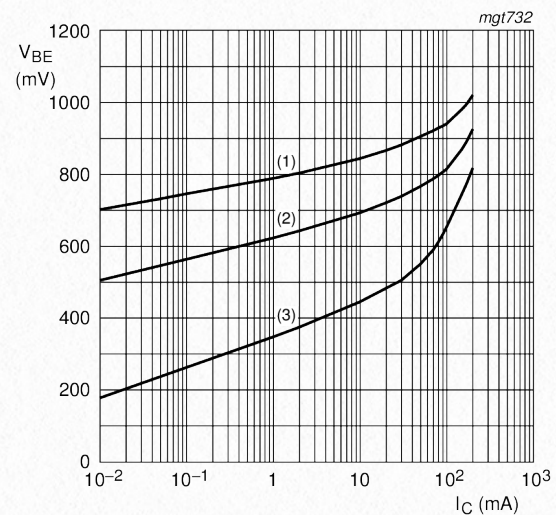
- (1) $T_{amb} = -55 \text{ }^\circ\text{C}$
- (2) $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- (3) $T_{amb} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$

Fig 8. Group B: Base-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values



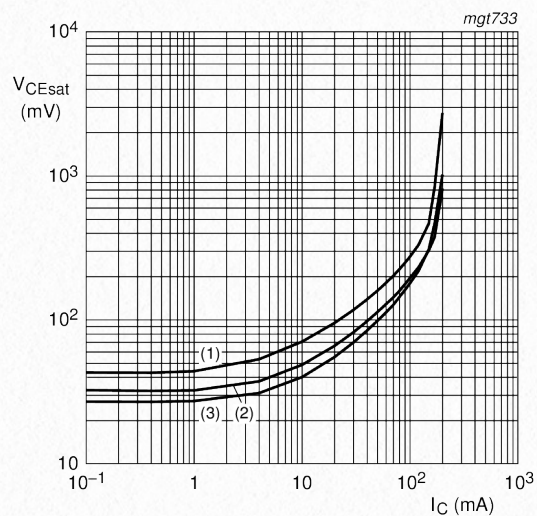
$V_{CE} = 5\text{ V}$
 (1) $T_{amb} = 150\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = -55\text{ °C}$

Fig 9. Group C: DC current gain as a function of collector current; typical values



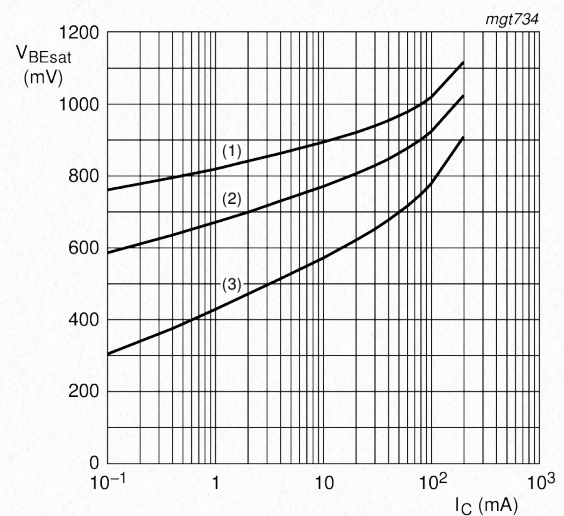
$V_{CE} = 5\text{ V}$
 (1) $T_{amb} = -55\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = 150\text{ °C}$

Fig 10. Group C: Base-emitter voltage as a function of collector current; typical values



$I_C/I_B = 20$
 (1) $T_{amb} = 150\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = -55\text{ °C}$

Fig 11. Group C: Collector-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values



$I_C/I_B = 10$
 (1) $T_{amb} = -55\text{ °C}$
 (2) $T_{amb} = 25\text{ °C}$
 (3) $T_{amb} = 150\text{ °C}$

Fig 12. Group C: Base-emitter saturation voltage as a function of collector current; typical values

8. Package outline

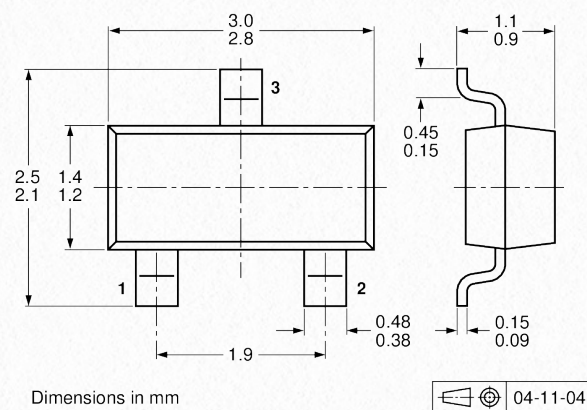


Fig 13. Package outline SOT23 (TO-236AB)

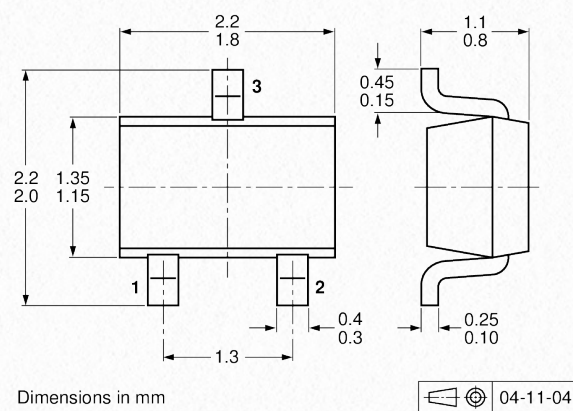
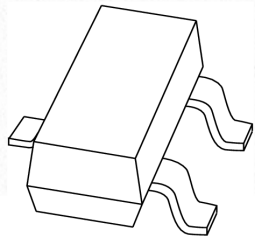


Fig 14. Package outline SOT323 (SC-70)

DATA SHEET



BC856; BC857; BC858 PNP general purpose transistors

Product data sheet
Supersedes data of 2003 Apr 09

2004 Jan 16



PNP general purpose transistors

BC856; BC857; BC858

FEATURES

- Low current (max. 100 mA)
- Low voltage (max. 65 V).

APPLICATIONS

- General purpose switching and amplification.

DESCRIPTION

PNP transistor in a SOT23 plastic package.
NPN complements: BC846, BC847 and BC848.

MARKING

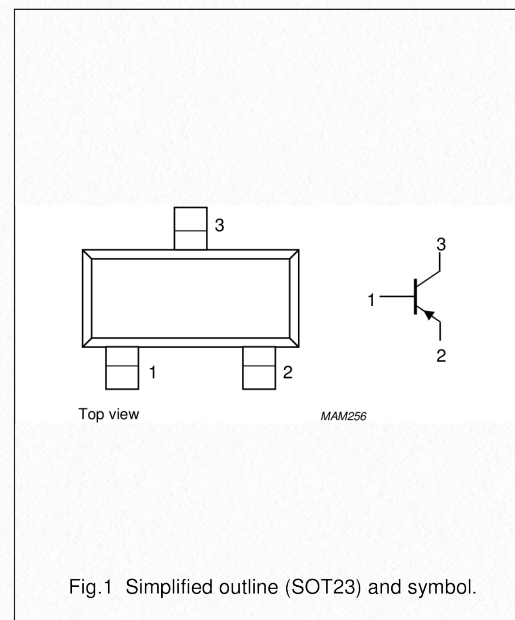
TYPE NUMBER	MARKING CODE ⁽¹⁾
BC856	3D*
BC856A	3A*
BC856B	3B*
BC857	3H*
BC857A	3E*
BC857B	3F*
BC857C	3G*
BC858B	3K*

Note

- * = p: made in Hong Kong.
* = t: made in Malaysia.
* = W: made in China.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	base
2	emitter
3	collector



ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
BC856	–	plastic surface mounted package; 3 leads	SOT23
BC857	–	plastic surface mounted package; 3 leads	SOT23
BC858	–	plastic surface mounted package; 3 leads	SOT23

PNP general purpose transistors

BC856; BC857; BC858

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BC856		–	–80	V
	BC857		–	–50	V
	BC858		–	–30	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BC856		–	–65	V
	BC857		–	–45	V
	BC858		–	–30	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	–5	V
I _C	collector current (DC)		–	–100	mA
I _{CM}	peak collector current		–	–200	mA
I _{BM}	peak base current		–	–200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C; note 1	–	250	mW
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _j	junction temperature		–	150	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board, standard footprint.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL	UNIT
R _{th(j-a)}	thermal resistance from junction to ambient	in free air; note 1	500	K/W

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board, standard footprint.

PNP general purpose transistors

BC856; BC857; BC858

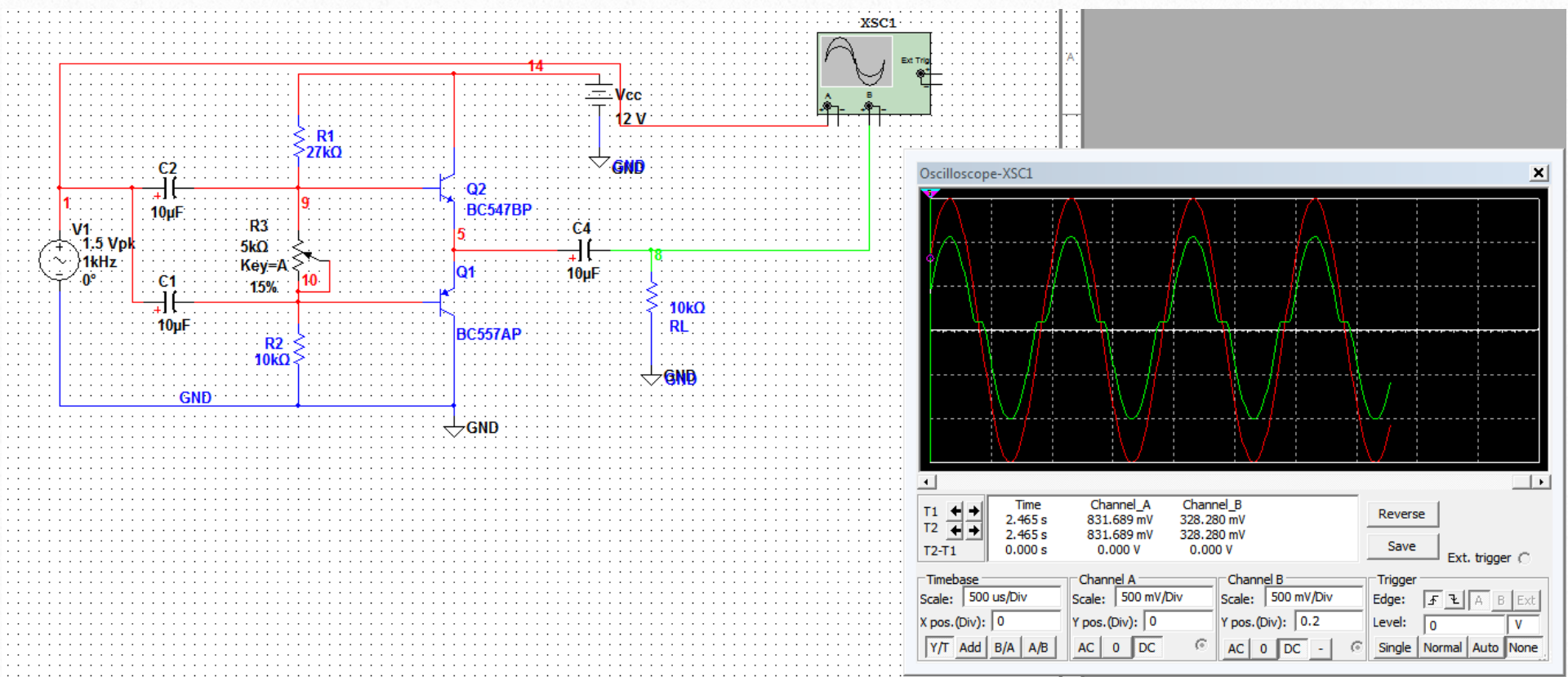
CHARACTERISTICST_{amb} = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT				
I _{CBO}	collector-base cut-off current	V _{CB} = -30 V; I _E = 0	-	-1	-15	nA				
		V _{CB} = -30 V; I _E = 0; T _j = 150 °C	-	-	-4	μA				
I _{EBO}	emitter-base cut-off current	V _{EB} = -5 V; I _C = 0	-	-	-100	nA				
h _{FE}	DC current gain	I _C = -2 mA; V _{CE} = -5 V								
							BC856	125	-	475
							BC857	125	-	800
							BC856A; BC857A	125	-	250
							BC856B; BC857B; BC858B	220	-	475
BC857C	420	-	800							
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	I _C = -10 mA; I _B = -0.5 mA	-	-75	-300	mV				
		I _C = -100 mA; I _B = -5 mA; note 1	-	-250	-650	mV				
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage	I _C = -10 mA; I _B = -0.5 mA	-	-700	-	mV				
		I _C = -100 mA; I _B = -5 mA; note 1	-	-850	-	mV				
V _{BE}	base-emitter voltage	I _C = -2 mA; V _{CE} = -5 V	-600	-650	-750	mV				
		I _C = -10 mA; V _{CE} = -5 V	-	-	-820	mV				
C _c	collector capacitance	V _{CB} = -10 V; I _E = I _e = 0; f = 1 MHz	-	4.5	-	pF				
f _T	transition frequency	V _{CE} = -5 V; I _C = -10 mA; f = 100 MHz	100	-	-	MHz				
F	noise figure	I _C = -200 μA; V _{CE} = -5 V; R _S = 2 kΩ; f = 1 kHz; B = 200 Hz	-	2	10	dB				

Note

1. Pulse test: t_p ≤ 300 μs; δ ≤ 0.02.

Simulation



Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος ([youtube](#))

8-9

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Voltage Follower

$V_{OUT} = V_{IN}$

BUFFER HIGH IMPEDANCE SOURCE TO LOW RESISTANCE LOAD

Noninverting Op Amp

$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$

IN-PHASE SIGNAL AMPLIFICATION

Inverting Op Amp

$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{-R_f}{R_i} \right)$

AMPLIFY AND INVERT INPUT

Voltage Subtractor/ Difference Amplifier

$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$

AMPLIFY THE DIFFERENCE BETWEEN TWO VOLTAGES, REJECT COMMON-MODE VOLTAGE

Voltage Adder

$V_{OUT} = \left(\frac{V_A}{R_1} + \frac{V_B}{R_2} + \frac{V_C}{R_3} + \frac{V_D}{R_4} \right) (-R_o)$

SUM MULTIPLE VOLTAGES

Low-Pass Filter/Integrator

$t = RC = R_f C$

$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{-R_f}{R_i} \times \frac{1}{R_f C s + 1} \right)$

LIMIT BANDWIDTH OF SIGNAL

High-Pass Filter/Differentiator

$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{-R_f}{R_i} \times \frac{R_f C s}{R_f C s + 1} \right)$

BLOCK DC, AMPLIFY AC

Differential Amplifier

$V_{OUT} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_{IN}$

DRIVE A DIFFERENTIAL INPUT ADC FROM A DIFFERENTIAL OR SINGLE-ENDED SOURCE

Instrumentation Amplifier

$V_{OUT} = V_{IN} \times \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \left(\frac{R_3}{R_4} \right)$

AMPLIFY LOW LEVEL DIFFERENTIAL SIGNAL, REJECT COMMON-MODE SIGNAL

Op Amp Noise for Single-Pole System

RTD NOISE = $\sqrt{BW} \times \sqrt{V_n^2 + 4kTR_1 + 4kTR_2 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + I_{n1}^2 R_1^2 + I_{n2}^2 R_2^2 + I_{n3}^2 \left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kTR_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2}$

RTD = REFER TO INPUT
RTD = REFER TO OUTPUT

$BW = 1.57 f_{CL}$

Decibel (dB) Formulas (Equal Impedances)

$db = 10 \text{ Log } \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = 20 \text{ Log } \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$

$= 20 \text{ Log } \frac{I_{OUT}}{I_{IN}}$ (Gain)

$db = 10 \text{ Log } \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} = 20 \text{ Log } \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$

$= 20 \text{ Log } \frac{I_{IN}}{I_{OUT}}$ (Gain)

Sinusoidal Voltages and Currents
RMS = Root Mean Square = Effective

$V_{RMS} = 0.707 V_{PEAK}$
 $V_{AVE} = 0.637 V_{PEAK}$
 $V_{PEAK} = 1.414 V_{EFF}$
 $V_{EFF} = 1.11 V_{AVE}$
 $V_{PEAK} = 1.57 V_{AVE}$
 $V_{AVE} = 0.9 V_{EFF}$

Resistor Johnson Noise Formula

$V_n = \sqrt{4kTRB}$

where:
 V_n = resistor Johnson noise spectral density
 k = Boltzmann's constant ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)
 T = absolute temperature in Kelvin
 R = resistance in Ohms
 B = bandwidth in Hz

At 25°C, $4kT = 1.65 \times 10^{-20} \text{ W/Hz}$, therefore, $V_n = \sqrt{1.65 \times 10^{-20} RB}$

Ohm's Law (DC Circuits)

Resistors in Series
 $R_{TOTAL} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots$

Resistors in Parallel
 $R_{TOTAL} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots}$

Two Resistors in Parallel
 $R_{TOTAL} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Equal Resistors in Parallel
 $R_{TOTAL} = \frac{R}{N}$ Where R is the value of one of the equal resistors, and N is the number of equal resistors

Closed-Loop Frequency Response for Voltage Feedback Amplifiers

Labels: OPEN-LOOP GAIN, LOOP GAIN, NOISE GAIN, CLOSED-LOOP GAIN, CLOSED-LOOP BANDWIDTH, ISOCTAVE ROLL-OFF



Reactance Formulas

$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$

$X_L = 2\pi fL$

Impedance Formulas (Series)

$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ (Series RL)

$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$ (Series RC)

$Z = X_L - X_C$ (Series LC)

$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ (Series RLC)

$Z = \frac{V_A}{I}$

Voltage and Impedance Formulas (Parallel)

$Z = \frac{RX_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$ (RL) $Z = \frac{V_A}{I_{LINE}}$

$Z = \frac{RX_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$ (RC) $V_A = V_L = V_C = V_R$

$Z = \frac{X_L X_C}{X_L - X_C}$ (LC) $V_A = I_{LINE} Z$

$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ (RLC)

Transformers (Step-Up or Step-Down Ratios)

$\frac{N_P}{N_S} = \frac{E_P}{E_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$

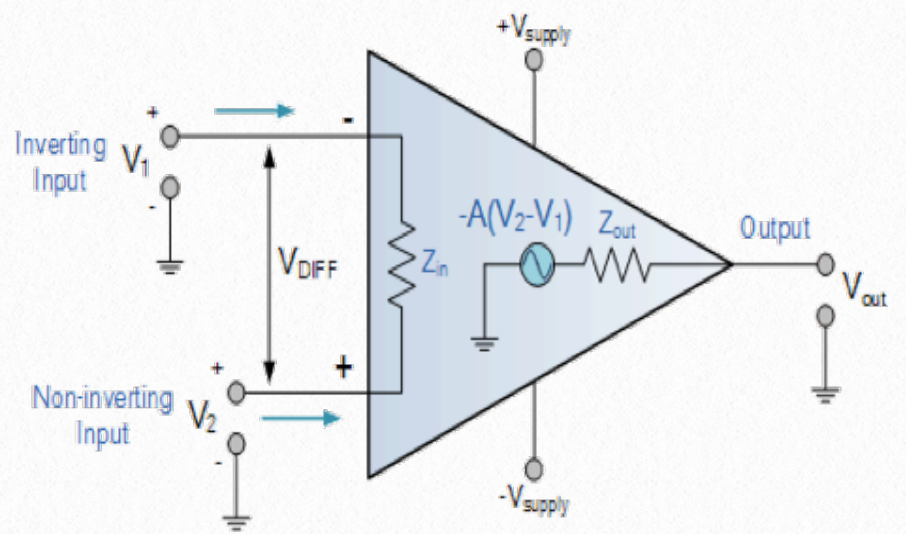
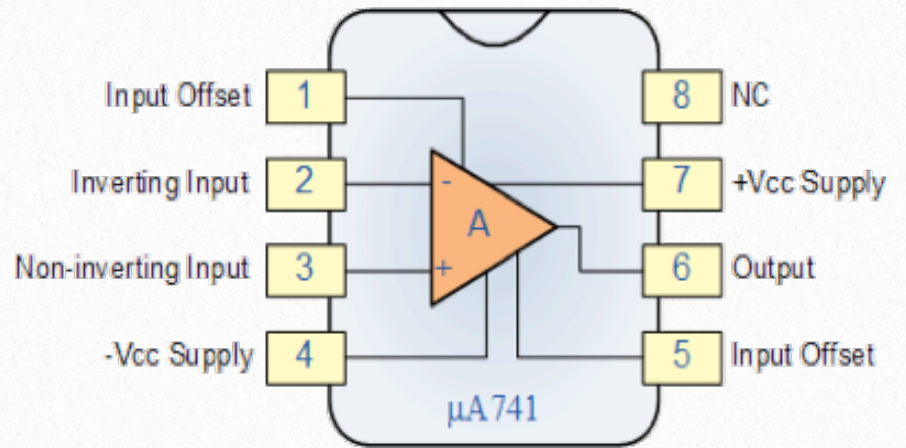
ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΕΣ (IC ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ)

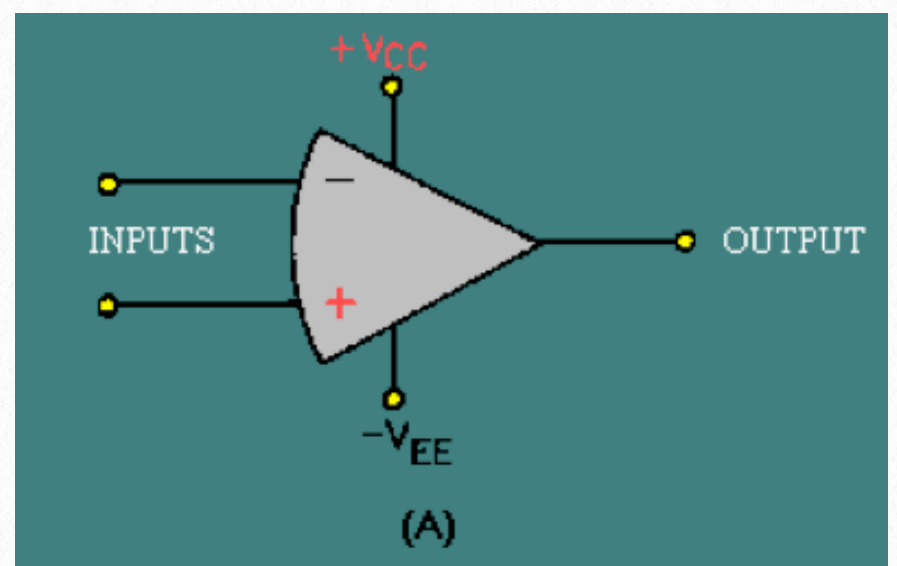
Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής με πολύ μεγάλο κέρδος. Το σχήμα 8-1 απεικονίζει το λειτουργικό διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή. Η βαθμίδα εισόδου είναι ένας διαφορικός ενισχυτής που ακολουθείται από περισσότερες βαθμίδες απολαβής, και έναν ακόλουθο εκπομπού push-pull τάξης Β. Επειδή ο διαφορικός ενισχυτής αποτελεί την πρώτη βαθμίδα, καθορίζει τα χαρακτηριστικά εισόδου του τελεστικού ενισχυτή. Με θετικές και αρνητικές τροφοδοσίες η έξοδος ενός άκρου έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να έχει μηδενική τιμή ηρεμίας.

Έτσι η μηδενική τάση εισόδου έχει σαν συνέπεια στην ιδανική περίπτωση μηδενική τάση εξόδου. Δεν σχεδιάζονται όλοι οι ενισχυτές όπως στο σχήμα 8-1. Ορισμένοι ενισχυτές δεν χρησιμοποιούν έξοδο push-pull τάξης Β, και άλλοι μπορεί να έχουν έξοδο δύο-άκρων. Επίσης οι τελεστικοί ενισχυτές δεν είναι τόσο απλοί. Ο εσωτερικός σχεδιασμός ενός μονολιθικού τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ περίπλοκος. Χρησιμοποιεί δεκάδες τρανζίστορ ως καθρέφτες ρεύματος, ενεργά φορτία και άλλες καινοτομίες που δεν είναι δυνατό να γίνουν στους διακριτούς σχεδιασμούς.

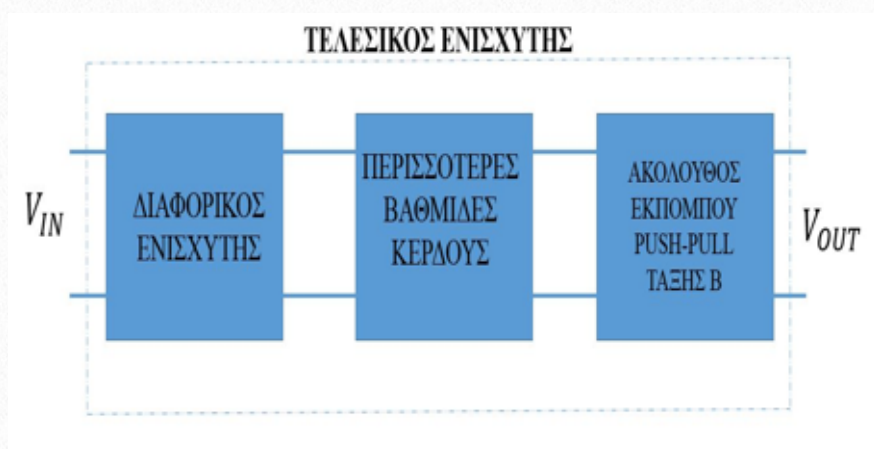


Σχήμα 8-1 (β) Μπλοκ διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή

Για τις ανάγκες μας το σχήμα 8-2 απεικονίζει δυο σημαντικά χαρακτηριστικά που εφαρμόζονται στους συνηθισμένους τελεστικούς ενισχυτές: τη διαφορική είσοδο και την έξοδο ενός άκρου.



Σχήμα 8-2 Σχηματικό σύμβολο ενός τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 8-1 (α) Μπλοκ διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή

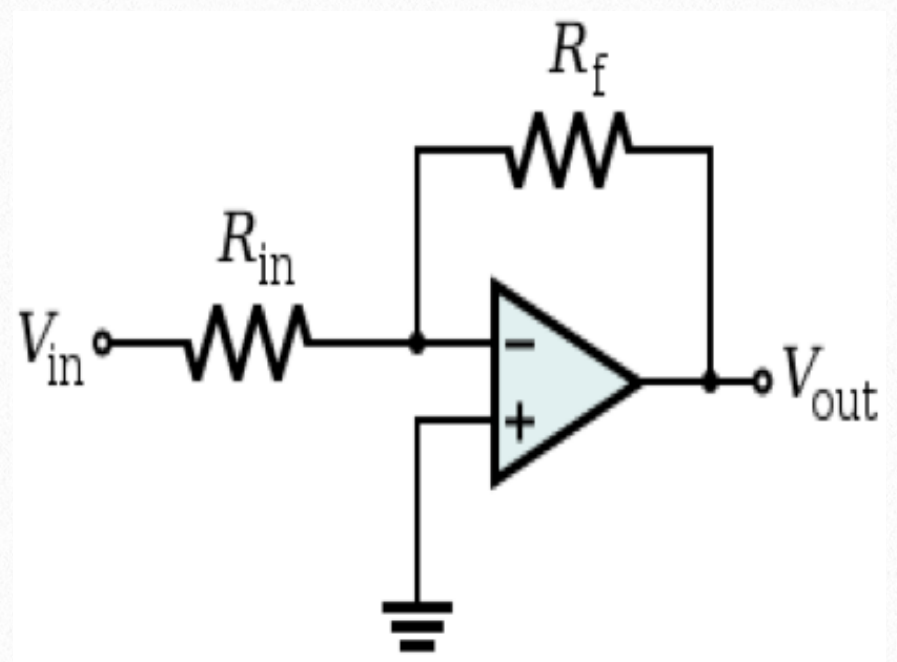
Έχει μια μη-αναστρέφουσα (+) και μια αναστρέφουσα (-) είσοδο καθώς και μια έξοδο ενός-άκρου. Το σήμα που εφαρμόζετε στην αναστρέφουσα είσοδο του ενισχυτή θα έχει διαφορά φάσης 180° στην έξοδο. Ενώ αν εφαρμόσουμε κάποιο σήμα στην μη αναστρέφουσα είσοδο του ενισχυτή δεν θα παρατηρήσουμε κάποια αλλαγή φάσης στην έξοδο. Στην ιδανική περίπτωση ο τελεστικός ενισχυτής έχει άπειρο κέρδος τάσης, άπειρη σύνθετη αντίσταση εισόδου και μηδενική σύνθετη αντίσταση εξόδου. Οι τελεστικοί ενισχυτές πήραν το όνομα τους από την ικανότητα τους να εκτελούν μαθηματικές πράξεις όπως Άθροιση, Αφαίρεση, Ολοκλήρωση και Διαφόριση. Επίσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν ενισχυτές βίντεο και ήχου, ταλαντωτές, καθώς και σε συστήματα επικοινωνιών.

ΑΝΑΣΤΡΕΦΟΥΣΑ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ

ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΑΝΑΔΡΑΣΗ

(NEGATIVE FEEDBACK CONTROL)

Το σχήμα 8-3 απεικονίζει το βασικό κύκλωμα ενός τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση. Η τάση εξόδου τροφοδοτείται και πάλι στην είσοδο μέσω της αντίστασης ανάδρασης. Και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η έξοδος μας να είναι ανεστραμμένη με διαφορά φάσης 180° . Για το κύκλωμα 8-3 η έξοδος του ενισχυτή μπορεί να υπολογιστεί από την σχέση (1). Το (μείον) στον παρακάτω μαθηματικό τύπο (1) σημαίνει ότι το σήμα μας είναι ανεστραμμένο με διαφορά φάσης 180° ως προς το σήμα εισόδου.



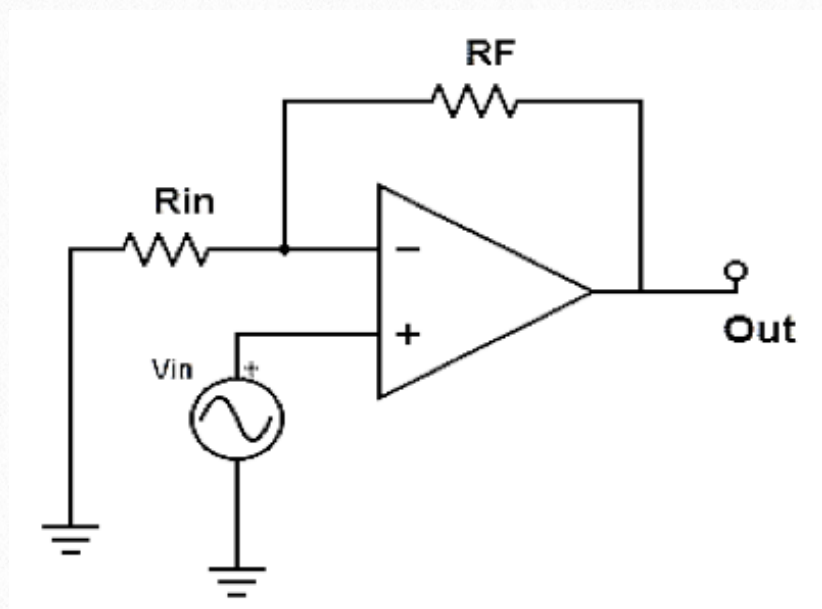
Σχήμα 8-3 Κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση Αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} * V_{in}$$

Το κέρδος του ενισχυτή για το κύκλωμα 8-3 υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$A = \frac{R_f}{R_{in}}$$

Επίσης οι τελεστικοί ενισχυτές μπορούν να λειτουργούν σε Μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία απλά εφαρμόζοντας το σήμα εισόδου στην μη αναστρέφουσα είσοδο του ενισχυτή. Όμως το κύκλωμα ανάδρασης στην περίπτωση αυτή παρμένη συνδεδεμένη στην αρνητική είσοδο του τελεστικού ενισχυτή σχήμα 8-4.



Σχήμα 8-4 κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση Μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) * V_{in} \quad (2)$$

Το κέρδος για τον Μη αναστρέφων τελεστικό ενισχυτή υπολογίζετε:

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_{in}} \quad (2-2)$$

Από τις μαθηματικές σχέσεις (1) έως (2-2) παρατηρούμε ότι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή και το κέρδος εξαρτάται από το κύκλωμα ανάδρασης και το εύρος τιμών των αντιστάσεων ανάδρασης R_f και R_{in} .

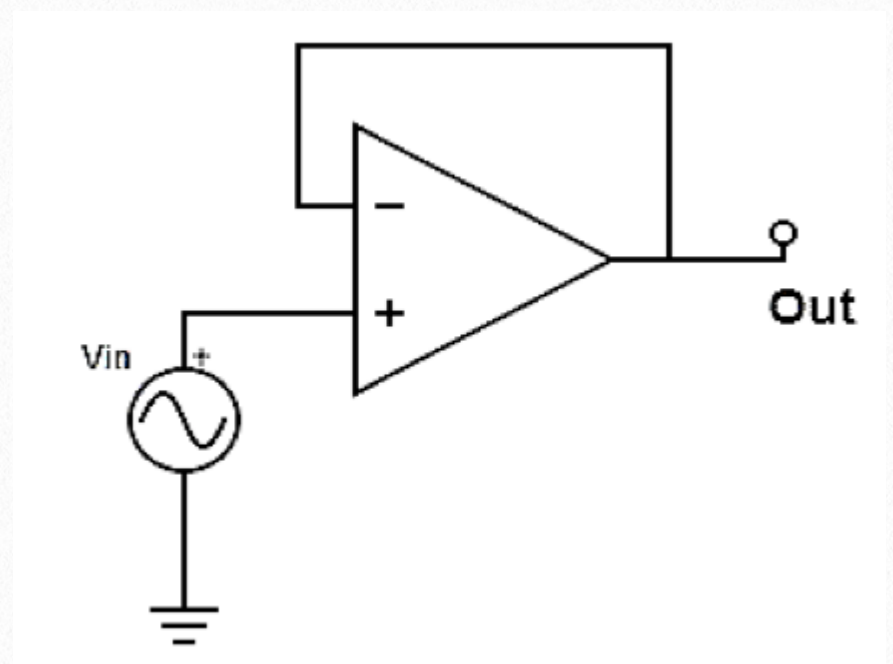
Η θεωρητική ανάλυση των κυκλωμάτων και των μαθηματικών τύπων είναι έξω από τα πλαίσια του εργαστηριακού μαθήματος και δεν γίνεται εκτενείς αναφορά. Επισημαίνετε στους φοιτητές να μελετήσουν σχετικό κεφάλαιο ανάλυση τελεστικών ενισχυτών.

ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ

Ο ακόλουθος τάσης είναι το ισοδύναμο κύκλωμα ενός ακόλουθου εκπομπού. Το σχήμα 8-5 απεικονίζει το ac ισοδύναμο κύκλωμα ενός ακόλουθου τάσης. Όπως είναι φανερό η αντίσταση ανάδρασης είναι μηδενική. Επομένως όλη η τάση εξόδου τροφοδοτείται και πάλι πίσω στην αναστρέφουσα είσοδο. Λόγω του φαινομενικού βραχυκυκλώματος μεταξύ των εισόδων τελεστικού ενισχυτή η τάση εξόδου ισούται με την τάση εισόδου .

$$V_{out} = V_{in} \quad (3)$$

Και το κέρδος τάσης ισούστε με 1. $A_v = 1$



Σχήμα 8-5 Ακόλουθος τάσης με μοναδιαίο κέρδος

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} * V_1 + \frac{R_f}{R_2} * V_2\right) \quad (4-3)$$

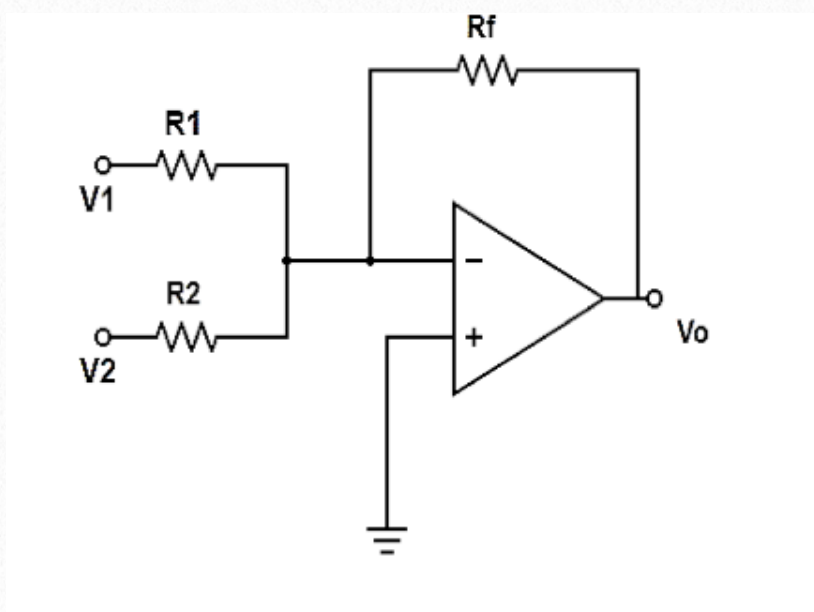
ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ

Το κύκλωμα στο σχήμα 8-6 απεικονίζει έναν τελεστικό ενισχυτή Άθροισης. Εάν οι $R_f = R_1 = R_2$ τότε η τάση εξόδου είναι το άθροισμα των τάσεων εισόδου “ανεστραμμένη κατά πρόσημο” και ίση με:

$$V_o = -(V_1 + V_2) \quad (4)$$

Και τα επιμέρους κέρδη τάσεων είναι:

$$A_{v1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (4-1)$$



$$A_{v1} = -\frac{R_f}{R_2} \quad (4-2)$$

Σχήμα 8-6 Ενισχυτής Άθροισης

Εάν οι τάσεις εισόδων είναι αντίθετες κατά πρόσημο το παραπάνω κύκλωμα δρα να αντιστρέψει και αφαιρέσει τις τάσεις εισόδου. Για παράδειγμα αν $V_1 = +3V$ και $V_2 = -2.5V$ τότε

$$V_o = -(+3 - 2.5) = -0.5V$$

Η τάση εξόδου του ενισχυτή άθροισης βλέπε σχήμα 8-5 δίνετε από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

- Ένας τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής με υψηλό κέρδος τάσης. Η βαθμίδα εισόδου του αποτελείται από ένα διαφορικό ενισχυτή του οποίου το κέρδος ελέγχεται μια εξωτερική αρνητική ανάδραση
- Ένας τελεστικός ενισχυτής έχει δύο εισόδους μια αναστρέφουσα (-) και μια μη αναστρέφουσα (+)
- Στον αναστρέφον τελεστικό ενισχυτή το κύκλωμα ανάδρασης είναι συνδεδεμένο από την έξοδο από την έξοδο στην αρνητική (-) είσοδο
- Η τάση εξόδου ενός Αναστρέφον τελεστικού Ενισχυτή υπολογίζεται από την σχέση:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} * V_{in}$$
 Το μείων στο παραπάνω μαθηματικό τύπο παρουσιάζει την διαφορά φάσης που επιδρά από την είσοδο στην έξοδο
- Το κέρδος σε έναν αναστρέφον ενισχυτή είναι:

$$A = \frac{R_f}{R_{in}}$$
- Στον Μη-αναστρέφον ενισχυτή το σήμα εισόδου εφαρμόζετε στην μη αναστρέφουσα είσοδο (+) καθώς το δίκτυο ανάδρασης είναι συνδεδεμένο στην αναστρέφουσα είσοδο
- Η τάση εισόδου για τον Μη- αναστρέφον ενισχυτή είναι:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) * V_{in}$$
 και το κέρδος τάσης του ενισχυτή είναι:
$$A = 1 + \frac{R_f}{R_{in}}$$
- Το κέρδος ενός αναστρέφον τελεστικού ενισχυτή μπορεί να είναι ίσο με, μεγαλύτερο από, η μικρότερο από το 1.

9. Το κέρδος ενός Μη- αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή μπορεί να είναι ίσο με η μεγαλύτερο από το 1.

Ελέγξτε την κατανόησή σας απατώντας στις παρακάτω ερωτήσεις.

1. Σε έναν τελεστικό ενισχυτή είναι δυνατό να αλλάξουμε το κέρδος του εσωτερικού ανοικτού βρόγχου του ενισχυτή προσθέτοντας _____.
2. Στο κύκλωμα του σχήματος 8-4 εάν $R_f = 5000\Omega$ και $R_{in} = 1250\Omega$ Το κέρδος του κυκλώματος είναι _____.
3. Αν $+0.5\text{ V dc}$ εφαρμόζετε στην είσοδο του ενισχυτή στην ερώτηση 2 τότε η τάση εξόδου είναι _____ V.

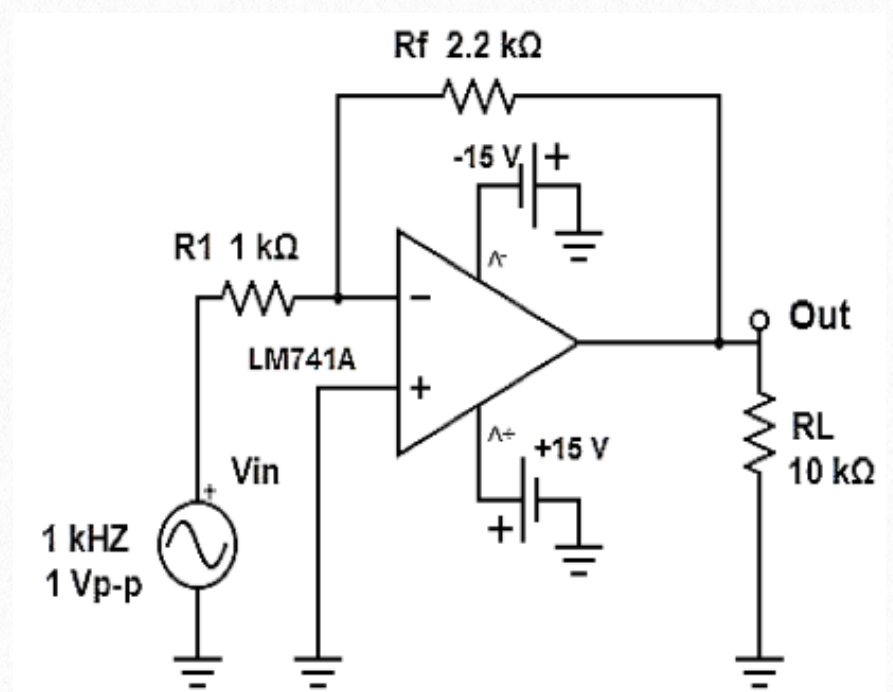
ΥΛΙΚΑ ΠΟΥ ΑΠΑΙΤΟΥΝΤΑΙ

- Τροφοδοσία : Μεταβλητή ρυθμιζόμενη χαμηλής τάσης dc πηγής.
- Εξοπλισμός : Παλμογράφος, Πολύμετρο Γεννήτρια Συχνοτήτων.
- Τελεστικός ενισχυτής LM741
- Αντιστάσεις : 1x 10k , 1x 1k , 1x 2.2k, 1x 4,7k , 47k .
- Πυκνωτές : 1x 220 nF.

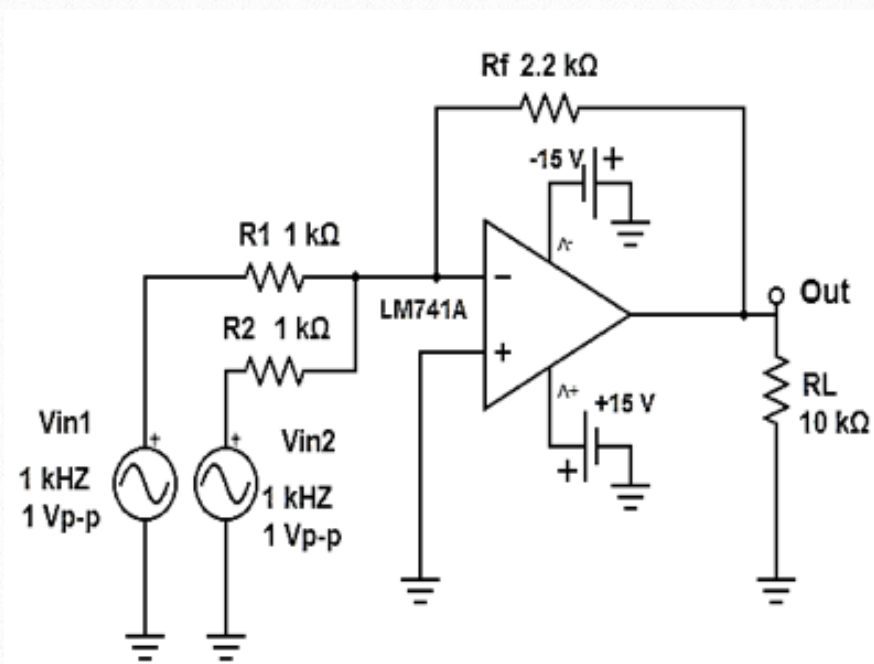
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

Υλοποιήστε τα παρακάτω κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών: σχήματα (8-7) έως (8-10):

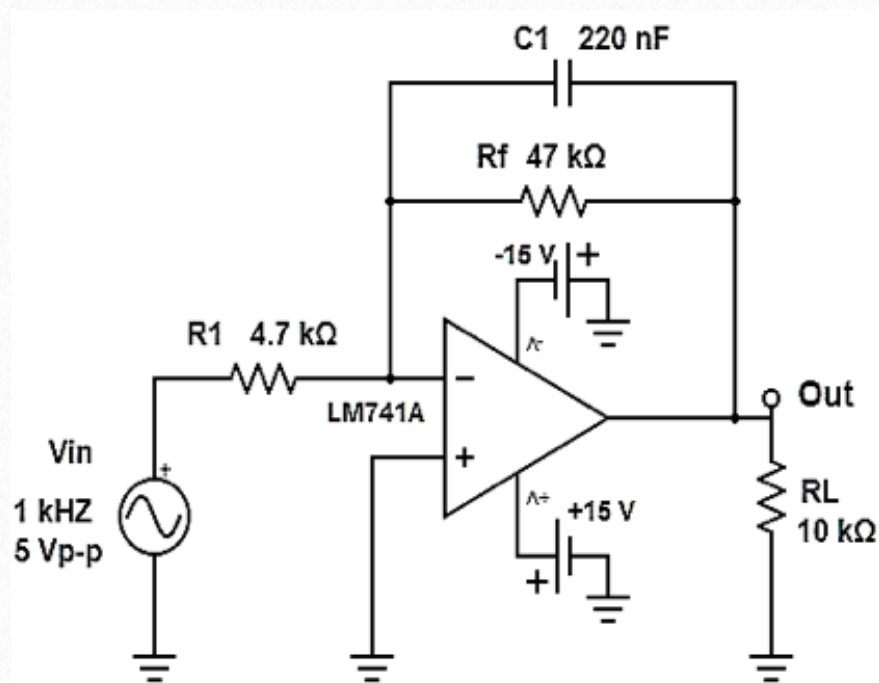
- Με είσοδο 1 Volt και συχνότητα 1kHz βρείτε την απολαβή της βαθμίδας και την διαφορά φάσης στην έξοδο. Να γίνει επαλήθευση με τη σχέση $A = \frac{R_f}{R_{in}}$ (1-1)
- Αλλάξτε την από 2.2k σε 10k και επαναλάβετε τα βήματα.
- Εφαρμόστε στην είσοδο 1 Volt dc και παρατηρήστε την έξοδο του κυκλώματος. Τι συμπέρασμα βγάζετε ;



Σχήμα 8-7 Αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής



Σχήμα 8-8 Αθροιστής

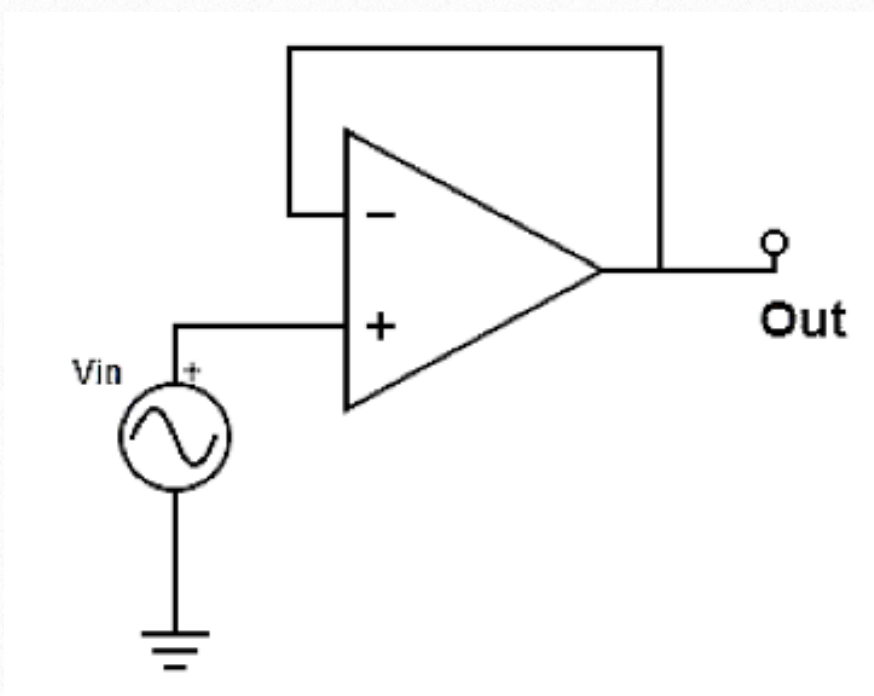


Σχήμα 8-10 Διαφορικός

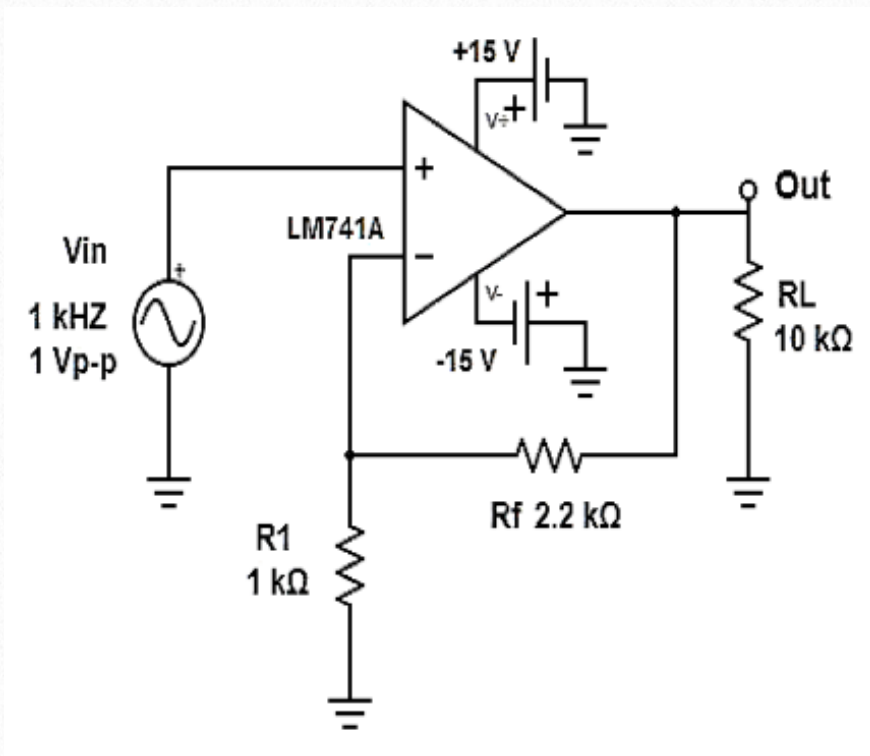
ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ

Υλοποιήστε τα παρακάτω κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών: σχήματα (8-11) και (8-12):

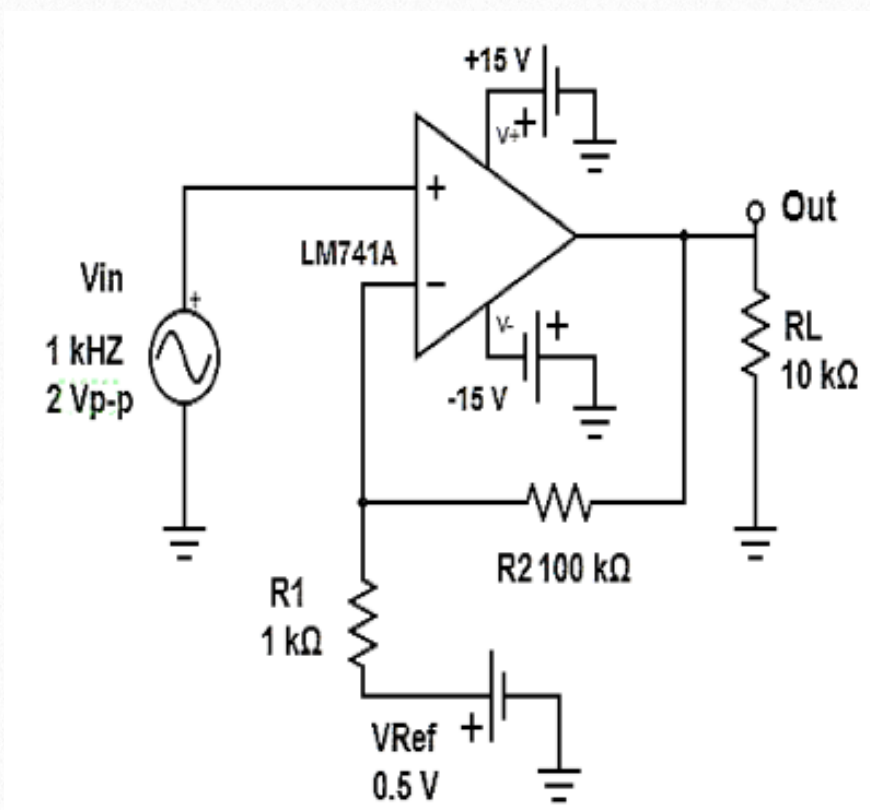
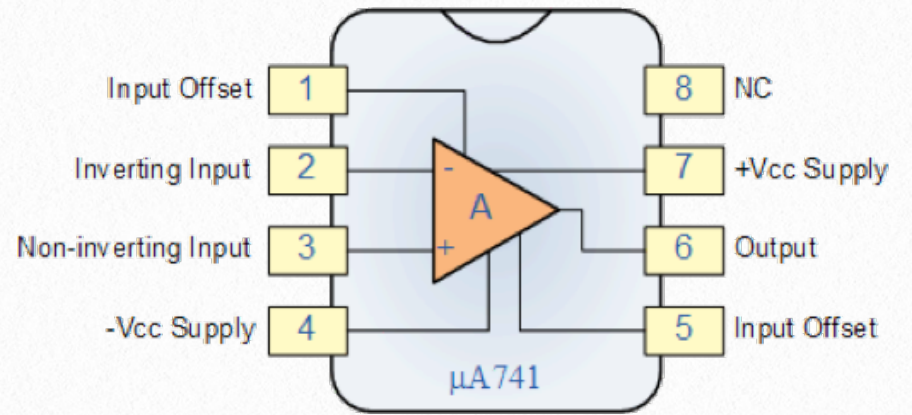
- Με είσοδο 1 Volt και συχνότητα 1kHz βρείτε την απολαβή της βαθμίδας και την διαφορά φάσης στην έξοδο. Να γίνει επαλήθευση με τη σχέση $A = \frac{R_f}{R_{in}}$ (1-1)
- Αλλάξτε την R_f από 2.2k σε 10k και επαναλάβετε τα βήματα.
- Εφαρμόστε στην είσοδο 1 Volt dc και παρατηρήστε την έξοδο του κυκλώματος. Τι συμπέρασμα βγάξετε ;



Σχήμα 8-9 Ακόλουθος Τάσης



Σχήμα 8-11 Μη- αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής



Σχήμα 8- 12 Συγκριτής

MAX44241/MAX44243/MAX44246

36V, Low-Noise, Precision, Single/Quad/Dual Op Amps

General Description

The MAX44241/MAX44243/MAX44246 are 36V, ultra-precision, low-noise, low-drift, single/quad/dual operational amplifiers that offer near-zero DC offset and drift through the use of patented chopper stabilized and auto-zeroing techniques. This method constantly measures and compensates the input offset, eliminating drift over time and temperature and the effect of $1/f$ noise. These single/quad/dual devices feature rail-to-rail outputs, operate from a single 2.7V to 36V supply or dual $\pm 1.35V$ to $\pm 18V$ supplies, and consume only 0.42mA per channel, with only $9nV/\sqrt{Hz}$ input-referred voltage noise.

The ICs are unity-gain stable with a gain-bandwidth product of 5MHz. With excellent specifications such as offset voltage of $5\mu V$ (max), drift of $20nV/^\circ C$ (max), and $117nV_{p-p}$ noise in 0.1Hz to 10Hz, these ICs are ideally suited for applications requiring ultra-low noise, and DC precision such as interfacing with pressure sensors, strain gauges, precision weight scales, and medical instrumentation.

The ICs are available in 8-pin μMAX ® or SO packages and are rated over the $-40^\circ C$ to $+125^\circ C$ temperature range.

Applications

Transducer Amplifiers	Battery-Powered Equipment
Load Cell Amplifiers	PLC Analog I/O Modules
Precision Instrumentation	

- ◆ 2.7V to 36V Power-Supply Range
- ◆ Ultra-Low Input V_{OS} : $5\mu V$ (max)
- ◆ Low $20nV/^\circ C$ (max) of Offset Drift
- ◆ Low $9nV/\sqrt{Hz}$ noise at 1kHz
- ◆ $1\mu s$ Fast Settling Time
- ◆ 5MHz Gain-Bandwidth Product
- ◆ Rail-to-Rail Output
- ◆ Integrated EMI Filter
- ◆ Low 0.55mA Per Channel (max) Quiescent Current
- ◆ 8-Pin $\mu MAX/SO$ Package

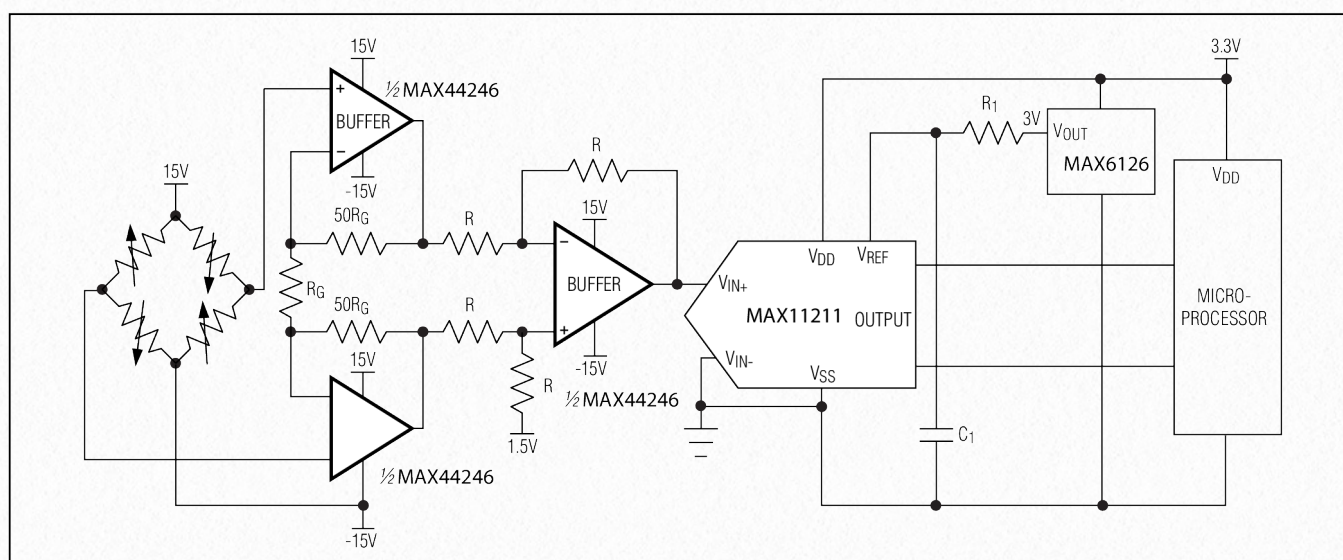
Features

Ordering Information appears at end of data sheet.

For related parts and recommended products to use with this part, refer to www.maximintegrated.com/MAX44246.related.

μMAX is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

Typical Operating Circuit



For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim Direct at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maximintegrated.com.

MAX44241/MAX44243/MAX44246

36V, Low-Noise, Precision, Single/Quad/Dual Op Amps

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_{DD} to GND)	-0.3V to +40V	8-Pin SO (derate 7.60mW/°C above +70°C).....	606.1mW
All Other Pins.....	(GND - 0.3V) to (V_{DD} + 0.3V)	14-Pin SO (derate 12.30mW/°C above +70°C).....	987.7mW
Short-Circuit Duration, OUTA, OUTB to Either Supply Rail.....	1s	14-Pin TSSOP (derate 10mW/°C above +70°C).....	796.8mW
Continuous Input Current (Any Pin)	±20mA	Operating Temperature Range.....	-40°C to +125°C
Differential Input Current.....	±20mA	Junction Temperature	+150°C
Differential Input Voltage (Note 1).....	±6V	Storage Temperature Range.....	-65°C to +150°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)		Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
5-Pin SOT23 (derate 3.9mW/°C above +70°C).....	312.6mW	Soldering Temperature (reflow)	+260°C
8-Pin μ MAX (derate 4.8mW/°C above +70°C).....	387.8mW		

Note 1: The amplifier inputs are connected by internal back-to-back clamp diodes. In order to minimize noise in the input stage, current-limiting resistors are not used. If differential input voltages exceeding $\pm 1\text{V}$ are applied, limit input current to 20mA.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 2)

μ MAX	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})	206.3°C/W	SOT23	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})	255.9°C/W
	Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})	42°C/W		Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})	81°C/W
SO-8	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})	132°C/W	TSSOP	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})	100.4°C/W
	Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})	38°C/W		Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})	30°C/W
SO-14	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})	81°C/W			
	Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})	32°C/W			

Note 2: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to www.maximintegrated.com/thermal-tutorial.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{DD} = 30\text{V}$, $V_{GND} = 0\text{V}$, $V_{IN+} = V_{IN-} = V_{DD}/2$, $R_L = 5\text{k}\Omega$ to $V_{DD}/2$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values at $T_A = +25^\circ\text{C}$.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Supply Voltage Range	V_{DD}	Guaranteed by PSRR	2.7		36	V	
Power-Supply Rejection Ratio (Note 4)	PSRR	$V_{DD} = 2.7\text{V}$ to 36V , $T_A = +25^\circ\text{C}$	148	166		dB	
		$V_{DD} = 2.7\text{V}$ to 36V , $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	146				
Quiescent Current per Amplifier	I_{DD}	$R_L = \infty$	$T_A = +25^\circ\text{C}$		0.42	0.55	mA
			$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$			0.60	
Power-Up Time	t_{ON}			20		μs	
DC SPECIFICATIONS							
Input Common-Mode Range	V_{CM}	Guaranteed by CMRR test	$(V_{GND} - 0.05)$		$(V_{DD} - 1.5)$	V	
Common-Mode Rejection Ratio (Note 4)	CMRR	$V_{CM} = (V_{GND} - 0.05\text{V})$ to $(V_{DD} - 1.5\text{V})$	146	166		dB	
Input Offset Voltage (Note 4)	V_{OS}			1	5	μV	

MAX44241/MAX44243/MAX44246

36V, Low-Noise, Precision, Single/Quad/Dual Op Amps

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{DD} = 30V$, $V_{GND} = 0V$, $V_{IN+} = V_{IN-} = V_{DD}/2$, $R_L = 5k\Omega$ to $V_{DD}/2$, $T_A = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage Drift (Note 4)	$TC V_{OS}$			1	20	nV/ $^\circ C$
Input Bias Current (Note 4)	I_B	$T_A = +25^\circ C$		300	600	pA
		$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$			1250	
Input Offset Current (Note 4)	I_{OS}	$T_A = +25^\circ C$		600	1200	pA
		$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$			2500	
Open-Loop Gain (Note 4)	A_{VOL}	$(V_{GND} + 0.5V) \leq V_{OUT} \leq (V_{DD} - 0.5V)$	154	168		dB
Output Short-Circuit Current		Noncontinuous	Sinking	40		mA
			Sourcing	30		
Output Voltage Low	V_{OL}	$T_A = +25^\circ C$		90	115	mV
		$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$			180	
Output Voltage High	V_{OH}	$T_A = +25^\circ C$	$(V_{DD} - 0.17)$	$(V_{DD} - 0.13)$		V
		$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$	$(V_{DD} - 0.25)$			
AC SPECIFICATIONS						
Input Voltage-Noise Density	e_N	$f = 1kHz$		9		nV/ \sqrt{Hz}
Input Voltage Noise		$0.1Hz < f < 10Hz$		117		nV _{P-P}
Input Capacitance	C_{IN}			2		pF
Gain-Bandwidth Product	GBW			5		MHz
Phase Margin	PM	$C_L = 20pF$		60		Degrees
Slew Rate	SR	$A_V = 1V/V$, $V_{OUT} = 4V_{P-P}$		3.8		V/ μs
Capacitive Loading	C_L	No sustained oscillation, $A_V = 1V/V$		300		pF
Total Harmonic Distortion	THD	$V_{OUT} = 4V_{P-P}$, $A_V = +1V/V$	$f = 1kHz$	-96		dB
			$f = 20kHz$	-77		
		$V_{OUT} = 2V_{P-P}$, $A_V = +1V/V$	$f = 1kHz$	-91		dB
			$f = 20kHz$	-76		

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{DD} = 10V$, $V_{GND} = 0V$, $V_{IN+} = V_{IN-} = V_{DD}/2$, $R_L = 5k\Omega$ to $V_{DD}/2$, $T_A = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 3)

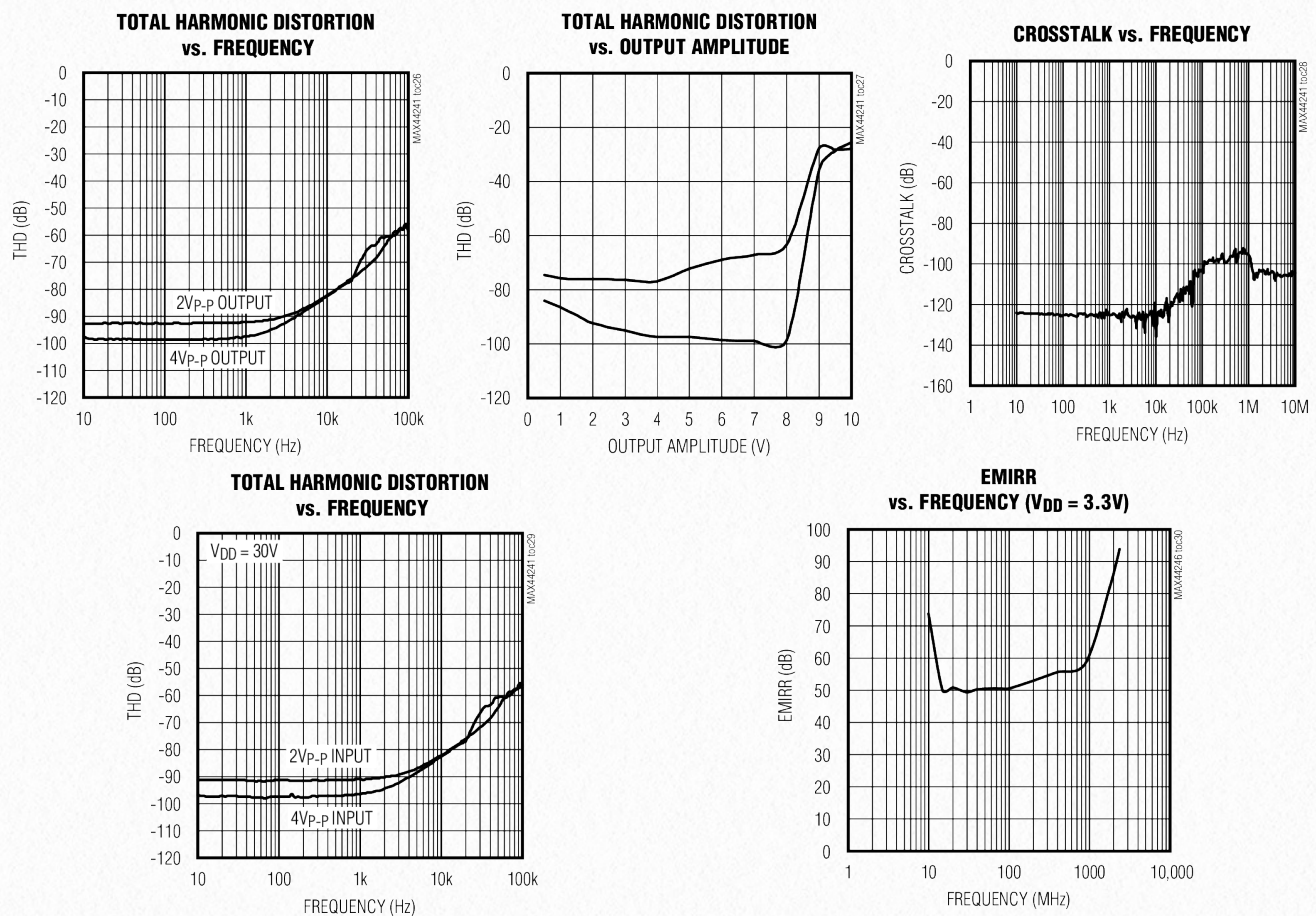
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER SUPPLY						
Quiescent Current per Amplifier	I_{DD}	$R_L = \infty$	$T_A = +25^\circ C$	0.42	0.55	mA
			$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$		0.60	
Power-Up Time	t_{ON}			20		μs

MAX44241/MAX44243/MAX44246

36V, Low-Noise, Precision, Single/Quad/Dual Op Amps

Typical Operating Characteristics (continued)

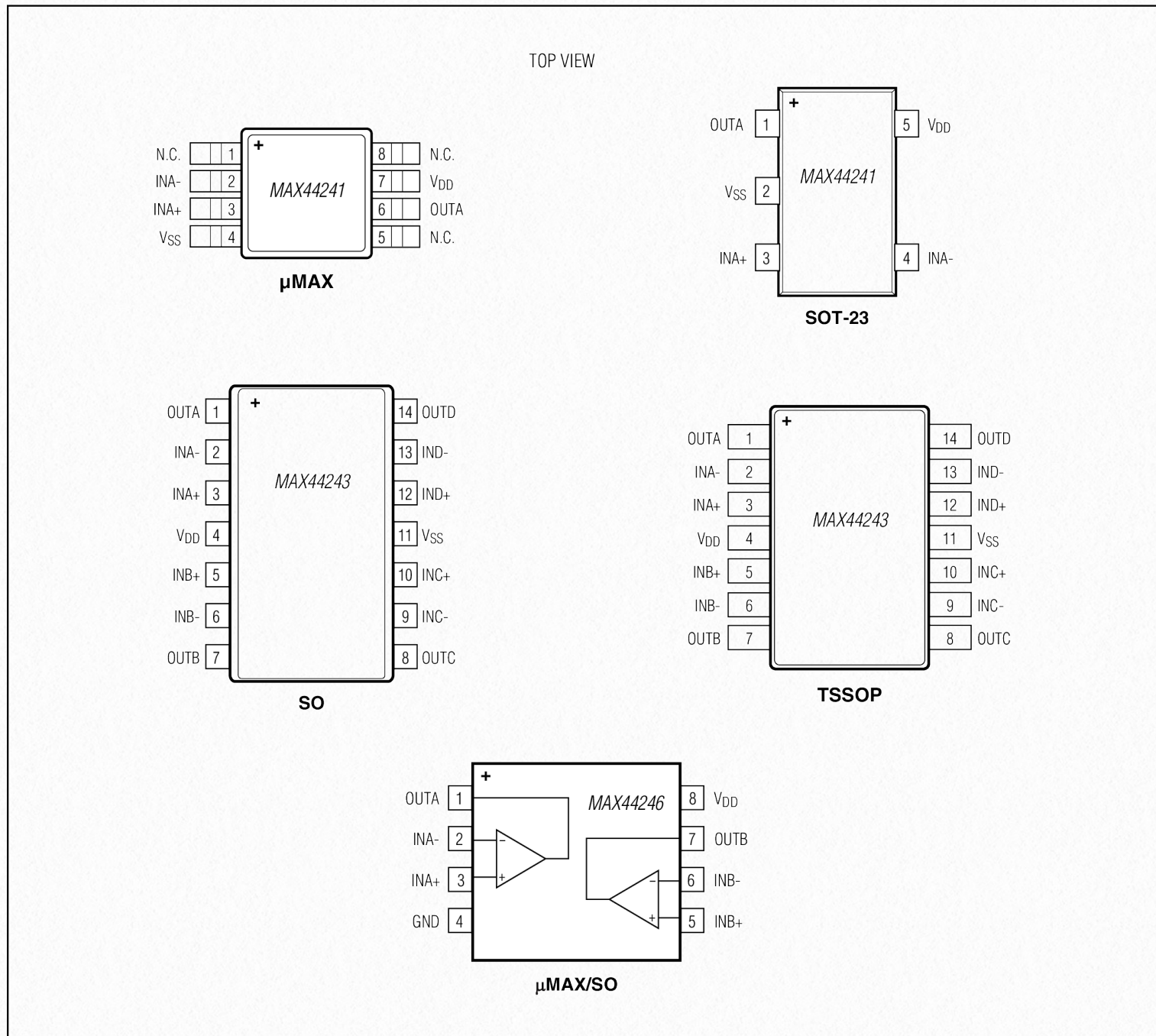
($V_{DD} = 10V$, $V_{GND} = 0V$, $V_{IN+} = V_{IN-} = V_{DD}/2$, $R_L = 5k\Omega$ to $V_{DD}/2$, $T_A = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 3)



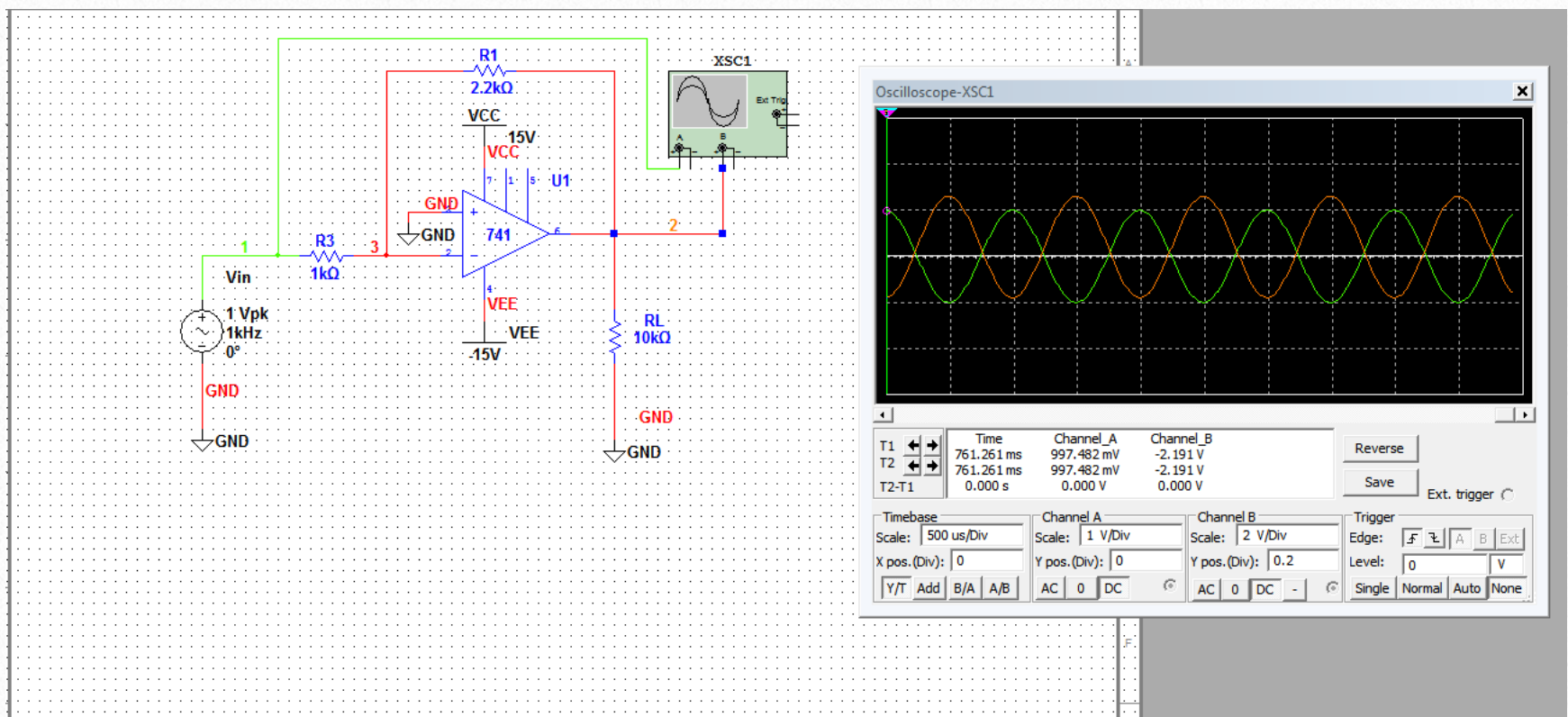
MAX44241/MAX44243/MAX44246

36V, Low-Noise, Precision, Single/Quad/Dual Op Amps

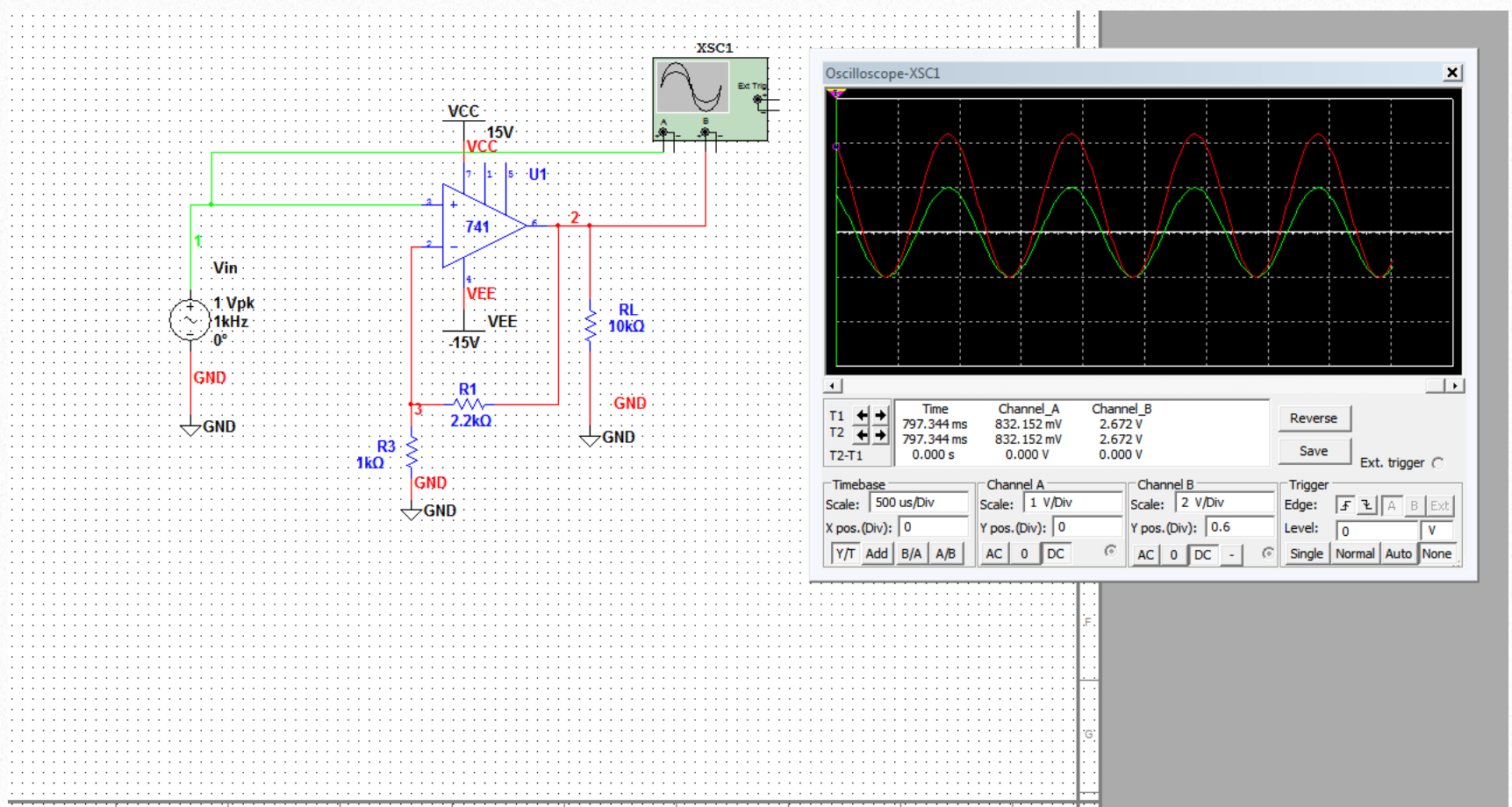
Pin Configurations



Simulation



Αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής Προσωμοίωση

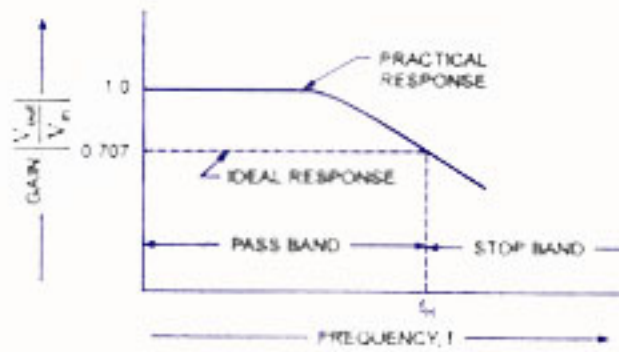


Μη Αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής Προσωμοίωση

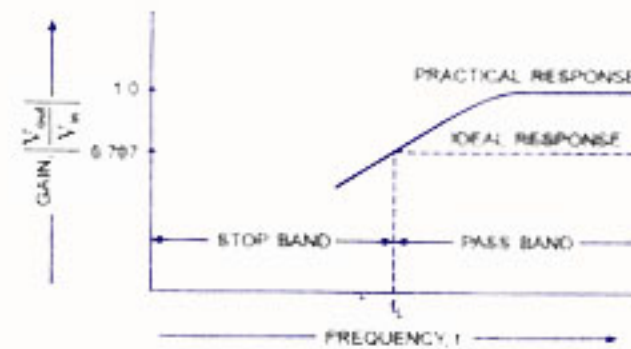
Στο παρακάτω σύνδεσμο του youtube παρακολουθείστε την πειραματική διαδικασία ενός παρόμοιου πειράματος ([youtube](#))

10

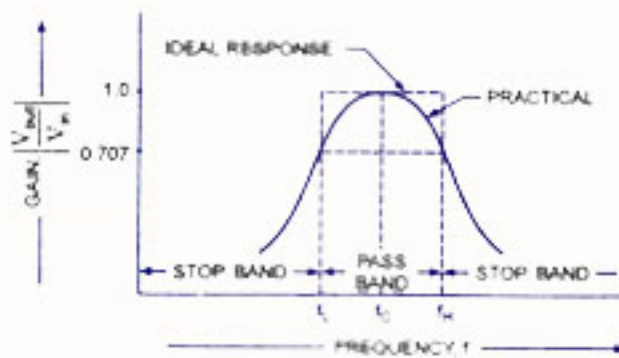
ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ



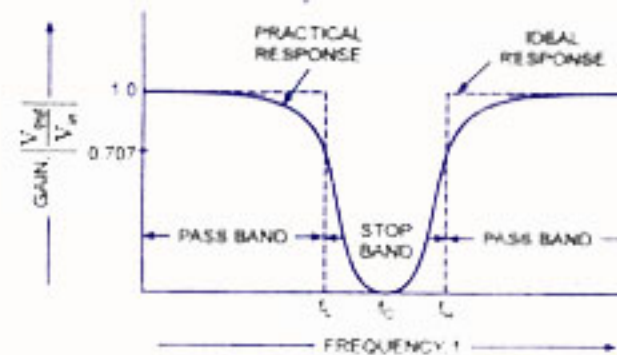
(a) Low-pass Filter



(b) High-pass Filter



(c) Band-pass Filter



(d) Band-stop Filter

ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ

ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΕΣ

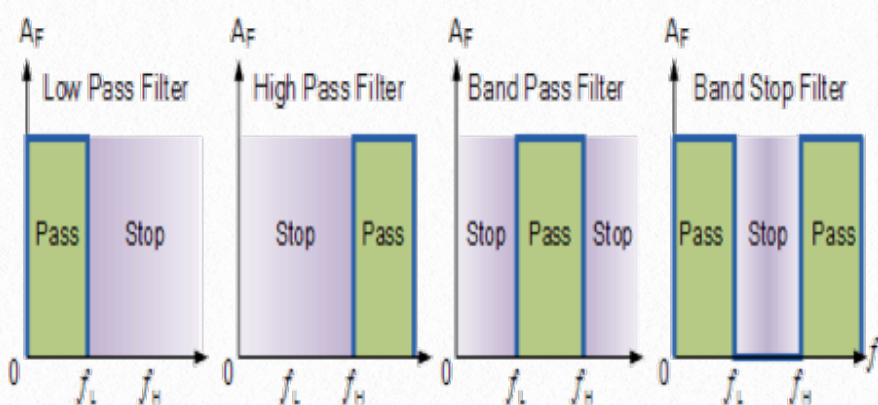
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρακάτω εργαστηριακή άσκηση θα μελετήσουμε ένα σημαντικό δομικό στοιχείο το οποίο χρησιμοποιείται ευρύτατα σε όλα τα συστήματα επικοινωνίας, το ενεργό φίλτρο. Ένα φίλτρο επιτρέπει την διέλευση μιας περιοχής συχνοτήτων και αποτρέπει την διέλευση μιας άλλης περιοχής. Ένα φίλτρο μπορεί να είναι παθητικό η ενεργό.

Τα παθητικά φίλτρα κατασκευάζονται από αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία και συντονίζονται δύσκολα. Σε αντίθεση με τα ενεργά φίλτρα τα οποία κατασκευάζονται από αντιστάσεις, πυκνωτές και τελεστικούς ενισχυτές.

Ιδανικές αποκρίσεις

Απόκριση συχνότητας ενός φίλτρου είναι η γραφική παράσταση του κέρδους προς τη συχνότητα. Υπάρχουν πέντε είδη φίλτρων: **βαθυπερατό (Low-pass)**, **υψιπερατό (High-pass)**, **ζωνοδιαβατό (Band-pass)**, **ζωνοφρακτικό (Band-stop)** και **επίσης φίλτρο απόρριψης ζώνης**.



Εικόνα 10.: τύποι φίλτρων (Πηγή Electronics-Tutorial.ws)

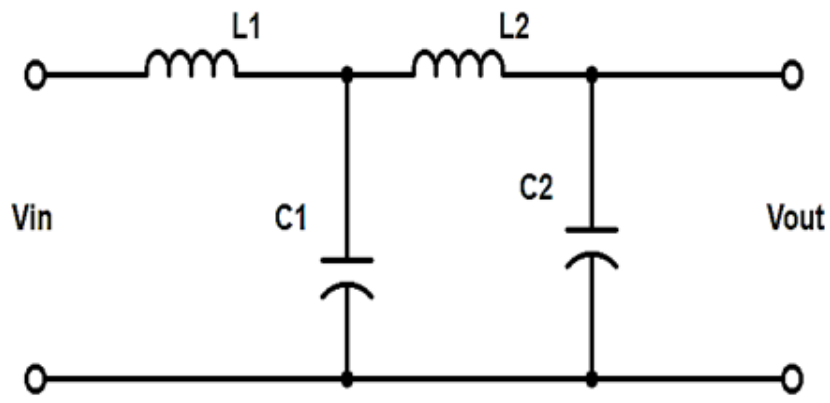
ΠΑΘΗΤΙΚΑ ΦΙΛΤΡΑ

Ένα βαθυπερατό (Low-pass) φίλτρο επιτρέπει την διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων και απορρίπτει τις υψηλές συχνότητες. Η εικόνα (10-1.α) απεικονίζει ένα παράδειγμα παθητικού βαθυπερατού φίλτρου. Στις πολύ χαμηλές συχνότητες η επαγωγική αντίσταση προσεγγίζει το μηδέν και η χωρητική αντίσταση προσεγγίζει το άπειρο. Στις πολύ χαμηλές συχνότητες τα επαγωγικά στοιχεία λειτουργούν ως βραχυκύκλωμα και τα χωρητικά ως ανοιχτά κυκλώματα στις χαμηλές συχνότητες.

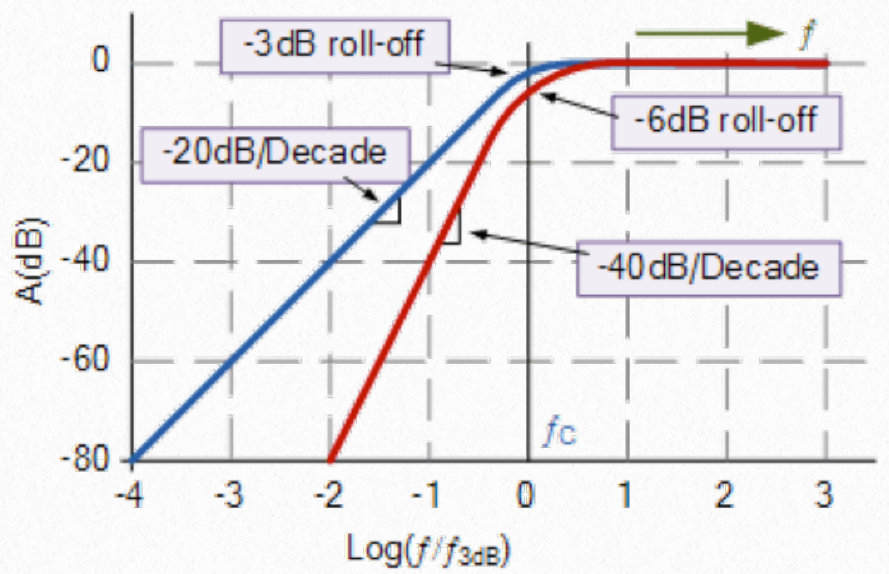
Καθώς αυξάνουμε την συχνότητα η επαγωγική αντίσταση αυξάνει και η χωρητική αντίσταση μειώνεται. Για πολύ υψηλές συχνότητες τα επαγωγικά στοιχεία εμφανίζονται ως ανοιχτά κυκλώματα και τα χωρητικά στοιχεία εμφανίζονται ως βραχυκυκλώματα: επομένως η τάση εξόδου προσεγγίζει το μηδέν.

Η εικόνα (10-1.β) απεικονίζει πως το κέρδος τάσης του βαθυπερατού (Low-pass) φίλτρου μεταβάλλεται ανάλογα με την συχνότητα. Στην ιδανική περίπτωση το κέρδος τάσης ισούται με 1 στις χαμηλές συχνότητες. Καθώς η συχνότητα αυξάνει, το κέρδος τάσης αρχίζει να μειώνεται. Η συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency) είναι εκεί που το κέρδος τάσης ισούται με 0,707 της μέγιστης τιμής του (ισοδύναμο με το σημείο μισής ισχύος).

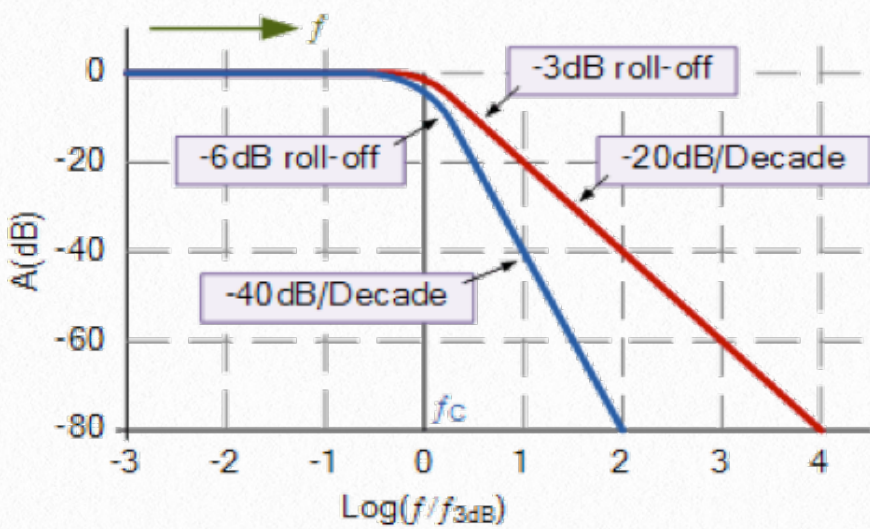
Η εικόνα (10-1.γ) απεικονίζει ένα παράδειγμα ενός υψιπερατού φίλτρου (High-pass filter). Στην περίπτωση αυτή οι χαμηλές συχνότητες σταματούν ενώ οι υψηλές συχνότητες διαρρέουν το κύκλωμα. Η εικόνα (10-1.δ) απεικονίζει την γραφική παράσταση του κέρδους τάσης συνάρτηση της συχνότητας. Σημειώνουμε ξανά ότι η **συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency)**: Είναι πάλι στο σημείο στο οποίο το κέρδος τάσης πέφτει στο 0,707 της μέγιστης τιμής της.



(α)



(δ)



(β)

Εικόνες 10-1.: (α) Βαθυπερατό φίλτρο, (β) απόκριση βαθυπερατού φίλτρου, (γ) υψιπερατό φίλτρο, (δ) απόκριση υψιπερατού φίλτρου.

DECIBELS

Το κέρδος τάσης είναι ίσο με την τάση εξόδου προς την τάση εισόδου:

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

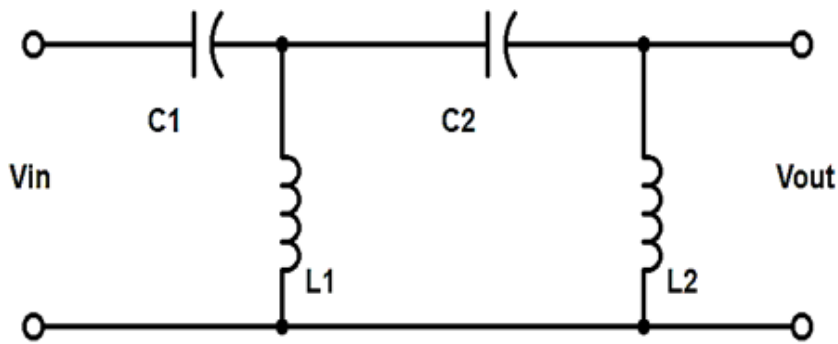
Στον βαθυπερατό (Low-pass) της εικόνας (10-1.α) το A ισούται με μονάδα στις χαμηλές συχνότητες. Στην συχνότητα αποκοπής το $A=0.707$ της μέγιστης τιμής της.

Decibels είναι μονάδες που χρησιμοποιούνται ευρέως στα φίλτρα. Και το κέρδος τάσης σε Decibels υπολογίζεται ως :

$$A_{dB} = 20 \log A$$

Οπού ο λογάριθμος είναι με βάση το 10. Η συντομογραφία dB σημαίνει Decibels (ένα δέκατο του bel). Το παρακάτω παράδειγμα αναλύει τον τρόπο με τον οποίο υπολογίζουμε το κέρδος τάσης σε Decibels. Αν το κέρδος τάσης είναι $A=100$ τότε το Decibels κέρδος τάσης είναι

$$A_{dB} = 20 \log 100 = 20(2) = 40dB$$



(γ)

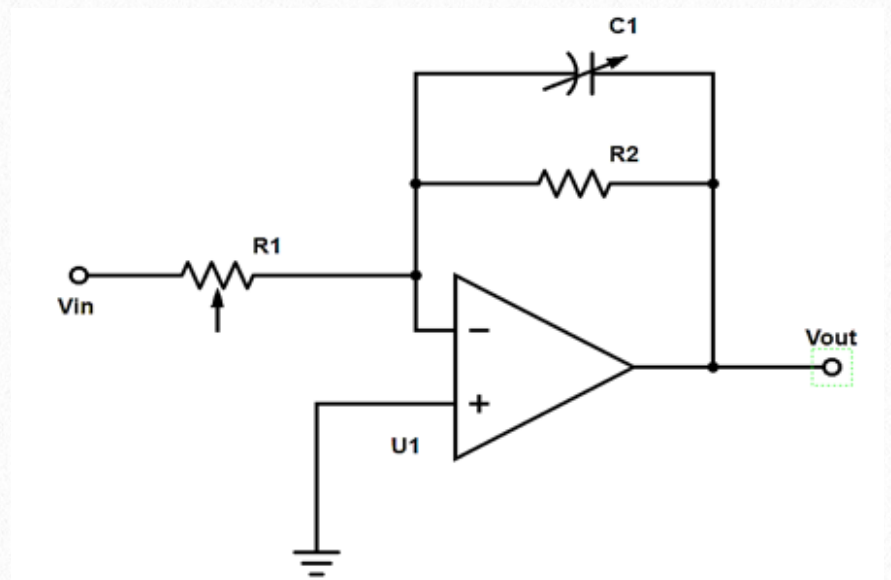
Ένα άλλο παράδειγμα αν το κέρδος τάσης ισούται με 0.707 τότε

$$A_{dB} = 20 \log 0.707 = 20(-0.15) = -3dB$$

ΕΝΕΡΓΟ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ

Χρησιμοποιώντας τελεστικούς ενισχυτές και ενεργά στοιχεία μπορούμε να κατασκευάσουμε ενεργά φίλτρα. Τα ενεργά φίλτρα έχουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα παθητικά φίλτρα. Ξεκινώντας μπορούμε να αφαιρέσουμε τα επαγωγικά στοιχεία τα οποία είναι μεγάλα και ακριβά στις χαμηλές συχνότητες. Τα ενεργά φίλτρα μπορούν επίσης να έχουν μεταβλητό κέρδος τάσης, επιτρέποντας την εύκολη ρύθμιση της συχνότητας αποκοπής. Η εικόνα (10-2) απεικονίζει ένα τρόπο κατασκευής ενός **βαθυπερατού φίλτρου (Low-pass)**. Το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως εξής. Στις χαμηλές συχνότητες ο πυκνωτής εμφανίζεται ως ανοιχτό κύκλωμα και το κύκλωμα δρα ως αναστρέφων τελεστικός ενισχυτής με κέρδος τάσης $-\frac{R_2}{R_1}$. Καθώς η συχνότητα

αυξάνει η χωρητική αντίσταση μειώνεται, προκαλώντας τη μείωση του κέρδους τάσης. Καθώς όμως η συχνότητα προσεγγίζει το άπειρο, ο πυκνωτής εμφανίζεται βραχυκύκλωμα και το κέρδος τάσης προσεγγίζει το μηδέν. Η εικόνα (10-1.β) απεικονίζει την απόκριση του φίλτρου. Το σήμα εξόδου είναι μέγιστο στις χαμηλές συχνότητες. Όταν η συχνότητα φτάνει στη συχνότητα αποκοπής η έξοδος μειώνεται κατά 3dB. Πέρα από αυτήν την συχνότητα το κέρδος πέφτει με ένα ιδανικό ρυθμό 6dB/octave (έναν παράγοντα 2 ανά συχνότητα). Για παράδειγμα αν η συχνότητα αποκοπής είναι 1kHz τότε το κέρδος μειώνεται περίπου 6 dB όταν η συχνότητα αυξάνεται από 2 σε 4 kHz. Θα μειωθεί άλλα 6 dB όταν η συχνότητα αυξάνεται από 4 σε 8 kHz κτλ.



Εικόνα 10-2.: Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο

Μια μείωση των 6 dB/ octave ισοδυναμεί με 20 dB/ decade. Αν η συχνότητα αποκοπής είναι 1 kHz, τότε το κέρδος μειώνεται 20 dB όταν η συχνότητα αλλάζει από 10 σε 100 kHz. Αλλάζει ακόμα 20 dB όταν η συχνότητα αυξάνεται από 100 kHz σε 1 MHz.

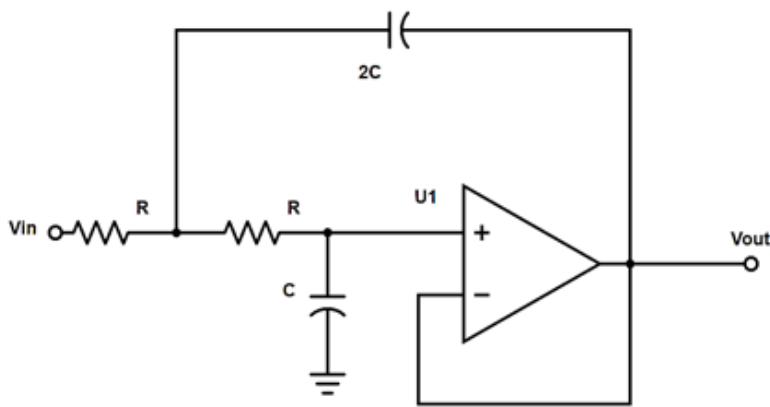
Η μαθηματική ανάλυση οδηγεί στην παρακάτω μαθηματική σχέση για την συχνότητα αποκοπής:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Ο ρυθμιζόμενος πυκνωτής C στην εικόνα (10-2) μας επιτρέπει να διαμορφώσουμε την συχνότητα αποκοπής, και η ρυθμιζόμενη αντίσταση R_1 μας επιτρέπει στον έλεγχο του κέρδους. Εάν είναι επιθυμητό μια σταθερή απόκριση μπορούμε να εξαλείψουμε τα ρυθμιζόμενα στοιχεία και να τοποθετήσουμε στη θέση τους σταθερά στοιχεία R_1 και C.

ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΤΑΞΗΣ LOW-PASS ΦΙΛΤΡΟ

Το φίλτρο στην εικόνα (10-2) ονομάζεται **φίλτρο πρώτης τάξης (first-order filter)** επειδή το κέρδος μειώνεται με 6 dB/octave πάνω από την συχνότητα αποκοπής. Ένα βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης είναι αυτό το οποίο το κέρδος μειώνεται 12 dB/ octave πάνω από την συχνότητα αποκοπής.



Εικόνα 10-3.: Δεύτερης τάξης βαθυπερατό φίλτρο

Η εικόνα (10-3) απεικονίζει ένα ενεργό βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης. Στις χαμηλές συχνότητες και οι δυο πυκνωτές δρουν ως ανοικτά κυκλώματα και το κύκλωμα γίνεται ακόλουθος τάσης. Καθώς αυξάνει η συχνότητα, το κέρδος τάσης τελικά ξεκινά να μειώνεται μέχρις ότου φτάσει κάτω από 3 dB της μέγιστης τιμής του στην συχνότητα αποκοπής. Λόγω των δυο πυκνωτών, το εύρος μείωσης του κέρδους είναι διπλάσιο. Με αποτέλεσμα το κέρδος πέφτει με ρυθμό 12 dB/octave ή 40 dB/decade.

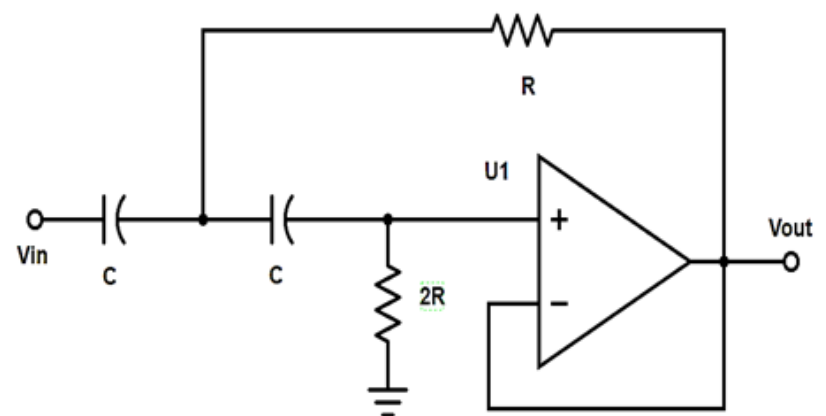
Η εικόνα (10-1.β) απεικονίζει το κέρδος τάσης συνάρτησης της συχνότητας. Πρώτα σημειώνουμε ότι το κέρδος είναι μειωμένο κατά 3dB στη συχνότητα αποκοπής: Το οποίο σημαίνει ότι είναι συνηθισμένο κέρδος ίσο με 0.707 φορές από την τιμή της χαμηλής συχνότητας. Δεύτερον σημειώνουμε ότι το εύρος κέρδους τάσης μειώνεται με ρυθμό 12 dB/octave ή 40 dB/decade. Για παράδειγμα υποθέτουμε ότι η συχνότητα αποκοπής είναι 1kHz. Τότε το κέρδος τάσης ιδανικά μειώνεται 12dB, όταν η συχνότητα αλλάζει από 4 σε 8 kHz και κτλ.

Σε μια άλλη περίπτωση το κέρδος μειώνεται 40 dB όταν η συχνότητα αλλάζει από 2 σε 20 kHz, άλλα 40 dB όταν η συχνότητα αλλάζει από 20 σε 200 kHz κτλ.

Η μαθηματική σχέση που περιγράφει τις μεταβολές αυτές στην συχνότητα αποκοπής είναι :

$$f_c = \frac{0.707}{2\pi RC}$$

Στην εικόνα (10-4) απεικονίζεται ένα δεύτερης τάξης υψιπερατό φίλτρο (second order high-pass filter). Στις χαμηλές συχνότητες οι πυκνωτές γίνονται ανοικτά κυκλώματα και το κέρδος τάσης πλησιάζει το 0. Στις υψηλές συχνότητες οι πυκνωτές λειτουργούν ως βραχυκυκλώματα και το κύκλωμα μετατρέπεται σε έναν ακόλουθο τάσης. Η εικόνα (10-1.δ) απεικονίζει την απόκριση συχνότητας του φίλτρου. Η συχνότητα αποκοπής υπολογίζεται από την παραπάνω μαθηματικό τύπο.



Εικόνα 10-4.: Δεύτερης τάξης υψιπερατό φίλτρο

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

1. Ένα βαθυπερατό φίλτρο επιτρέπει την διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων και αποτρέπει τις υψηλές συχνότητες.
2. Ένα υψιπερατό φίλτρο αποτρέπει τις χαμηλές συχνότητες και επιτρέπει την διέλευση στις υψηλές συχνότητες.
3. Ενεργό φίλτρο χρησιμοποιεί τελεστικούς ενισχυτές και ενεργά στοιχεία.
4. Ένα πλεονέκτημα των ενεργών φίλτρων είναι ότι δεν χρειάζονται πηνία τα οποία είναι ογκώδη και ακριβά στοιχεία στις χαμηλές συχνότητες.
5. Κάτω από την συχνότητα αποκοπής τα πρώτης τάξης βαθυπερατά φίλτρα έχουν κέρδος τάσης το οποίο μειώνεται με ρυθμό 6 dB/ octave. Το οποίο σημαίνει ότι το συνηθισμένο κέρδος τάσης

μειώνεται κατά μια μονάδα 2 κάθε φορά που διπλασιάζεται η συχνότητα .

- Μείωση 6 dB/ octave ισοδυναμεί με το 20 dB/ decade.
- Κάτω από την συχνότητα αποκοπής, το δεύτερης τάξης βαθυπερατό ενεργό φίλτρο έχει κέρδος τάσης το οποίο μειώνεται με ρυθμό 12dB/ octave και ισοδυναμεί με το 20dB/decade.
- Στην συχνότητα αποκοπής το πρώτης τάξης ή δεύτερης τάξης φίλτρο, το decibel κέρδος τάσης είναι κάτω από 3 dB. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος τάσης είναι ίσο με 0.707 της μέγιστης τιμής.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ ΑΥΤΟΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

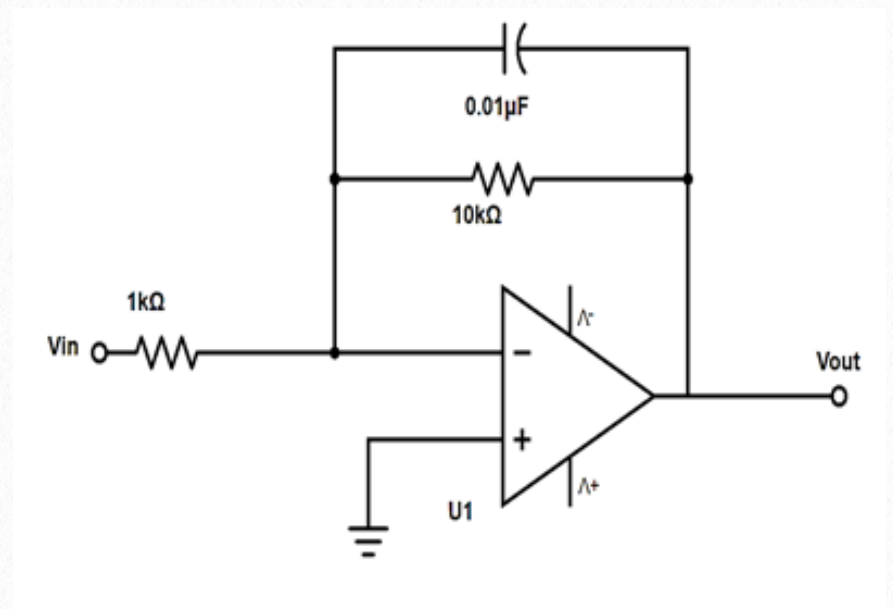
- Στην συχνότητα αποκοπής το κέρδος τάσης είναι ίσο _____ με την μέγιστη τιμή του κέρδους τάσης.
- Στην μονάδα των decibel το κέρδος είναι κάτω _____ dB στην συχνότητα αποκοπής.
- Αν $A = 8$ το decibel κέρδος τάσης είναι _____ dB.
- Αν $A_{dB} = 12dB$ το κέρδος τάσης ισούται _____.
- Αν $R_1 = 1k\Omega$ και $R_2 = 20k\Omega$ στην εικόνα (10-2) το κέρδος τάσης είναι _____ και σε decibel το κέρδος τάσης είναι _____ dB.
- Αν $R_2 = 47k\Omega$ και $C = 500pF$ στην εικόνα (10-2) η συχνότητα αποκοπής ισούται _____ kHz.
- Αν η συχνότητα αποκοπής είναι ίση με 1 kHz τότε στην εικόνα (10-3) το decibel κέρδος τάσης μειώνεται κατά _____ dB όταν η συχνότητα αλλάζει από 10σε 20 kHz.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

- Τροφοδοτικά dc 2x 15V
- 1 Γεννήτρια Σήματος, Παλμογράφο
- Αντιστάσεις 1 kΩ , 2 x 10 kΩ, 20 kΩ 1/2W
- Op amp 741
- Πυκνωτές 0.01μF 0.022μF

Πρώτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο.

- Υλοποιήστε το κύκλωμα που βλέπετε στην εικόνα 10-5.
- Ρυθμίστε την γεννήτρια συχνοτήτων σήμα 100Hz. Ρυθμίστε την ώστε να λάβετε στην έξοδο σήμα με πλάτος $1V_{p-p}$. Μετρήστε και καταγράψτε τις peak-peak τάσεις εισόδου στον πίνακα 10.



Εικόνα 10-5

2. Ρυθμίστε την γεννήτρια συχνοτήτων σήμα 100Hz. Ρυθμίστε την ώστε να λάβετε στην έξοδο σήμα με πλάτος $1V_{p-p}$. Μετρήστε και καταγράψτε τις peak-peak τάσεις εισόδου στον πίνακα 10-1.

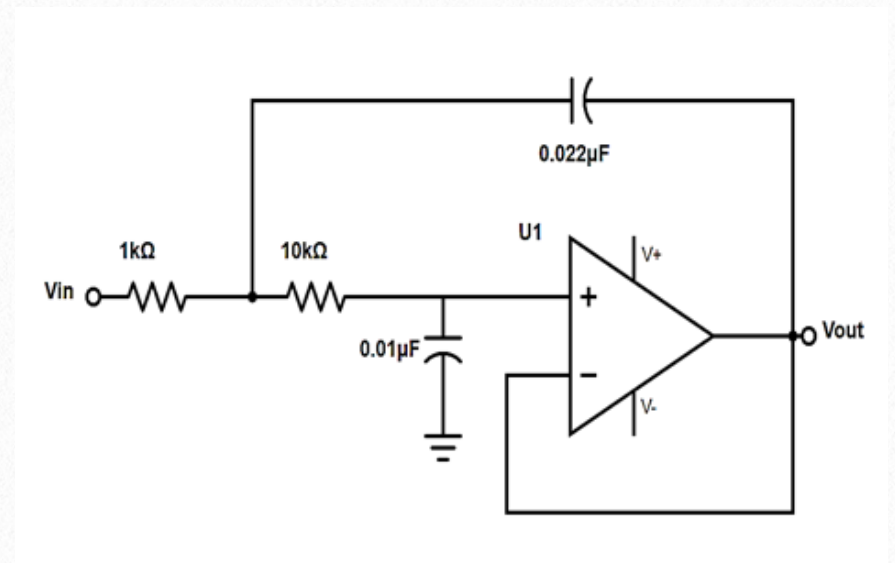
f	V_{in}, V	V_o, V	A	A_{dB}, dB
100Hz		1		
200Hz				
500Hz				
1kHz				
2kHz				
5kHz				
10kHz				

Πίνακας 10

3. Αλλάξτε την συχνότητα στα 200Hz. Μετρήστε την τάση είσοδο και την έξοδο. Συμπληρώστε τον πίνακα 10.
4. Επαναλάβετε το βήμα 3 και για τις υπόλοιπες συχνότητες.
5. Υπολογίστε το κέρδος τάσης για κάθε συχνότητα. Επίσης υπολογίστε τα ισοδύναμα κέρδη ϵ decibel και καταγράψτε τα αποτελέσματα στον πίνακα 10.
6. Μετρήστε και καταγράψτε την συχνότητα αποκοπής $f_c =$ _____

Πρώτης Τάξης βαθυπερατό φίλτρο

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα τις εικόνας 10-6



Εικόνα 10-6

f	V_{in}, V	V_o, V	A	A_{dB}, dB
100Hz		1		
200Hz				
500Hz				
1kHz				
2kHz				
5kHz				
10kHz				

Πίνακας 10-1

3. Μετρήστε την είσοδο και την έξοδο για τις επιμέρους συχνότητες του πίνακα 10-1.
4. Υπολογίστε το κέρδος τάσης για κάθε συχνότητα. Επίσης υπολογίστε τα ισοδύναμα κέρδη ϵ decibel και καταγράψτε τα αποτελέσματα στον πίνακα 10.
5. Μετρήστε και καταγράψτε την συχνότητα αποκοπής $f_c =$ _____.

Δεύτερης τάξης υπερβατό φίλτρο.

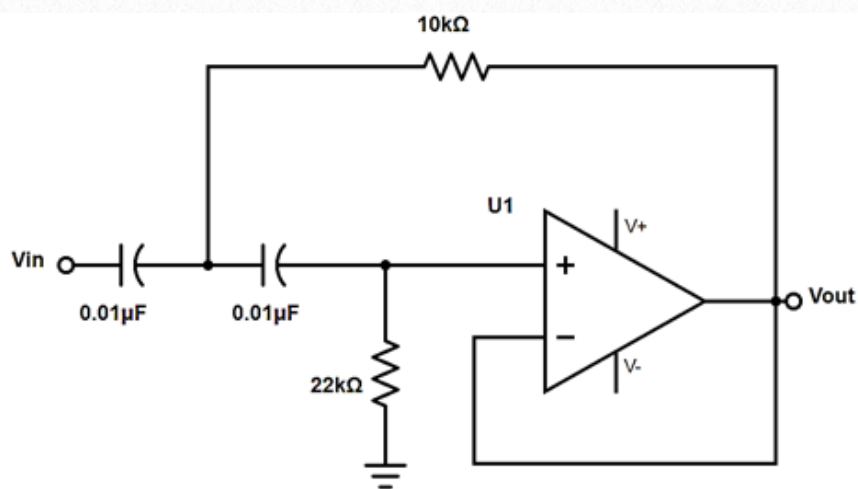
1. Υλοποιήστε το κύκλωμα τις εικόνας 10-7.
2. Ρυθμίστε την γεννήτρια τα 10kHz. Ρυθμίστε την ώστε να λάβετε στην έξοδο σήμα με πλάτος $1V_{p-p}$. Μετρήστε και καταγράψτε τις peak-peak τάσεις εισόδου στον πίνακα 10-2.
3. Ρυθμίστε την γεννήτρια στα 5kHz. Μετρήστε την τάση εισόδου και καταγράψτε τα αποτελέσματα στον πίνακα 10-2.
4. Επαναλάβετε το βήμα 14 και για τις επιμέρους συχνότητες.
5. Υπολογίστε τα κέρδη τάσεων για τις επιμέρους συχνότητες. Καθώς και το ισοδύναμο των σε decibel
6. Μετρήστε και καταγράψτε την συχνότητα αποκοπής $f_c =$ _____.

f	V_{in}, V	V_o, V	A	<u>AdB, dB</u>
100Hz		1		
200Hz				
500Hz				
1kHz				
2kHz				
5kHz				
10kHz				

Πίνακας 10-2

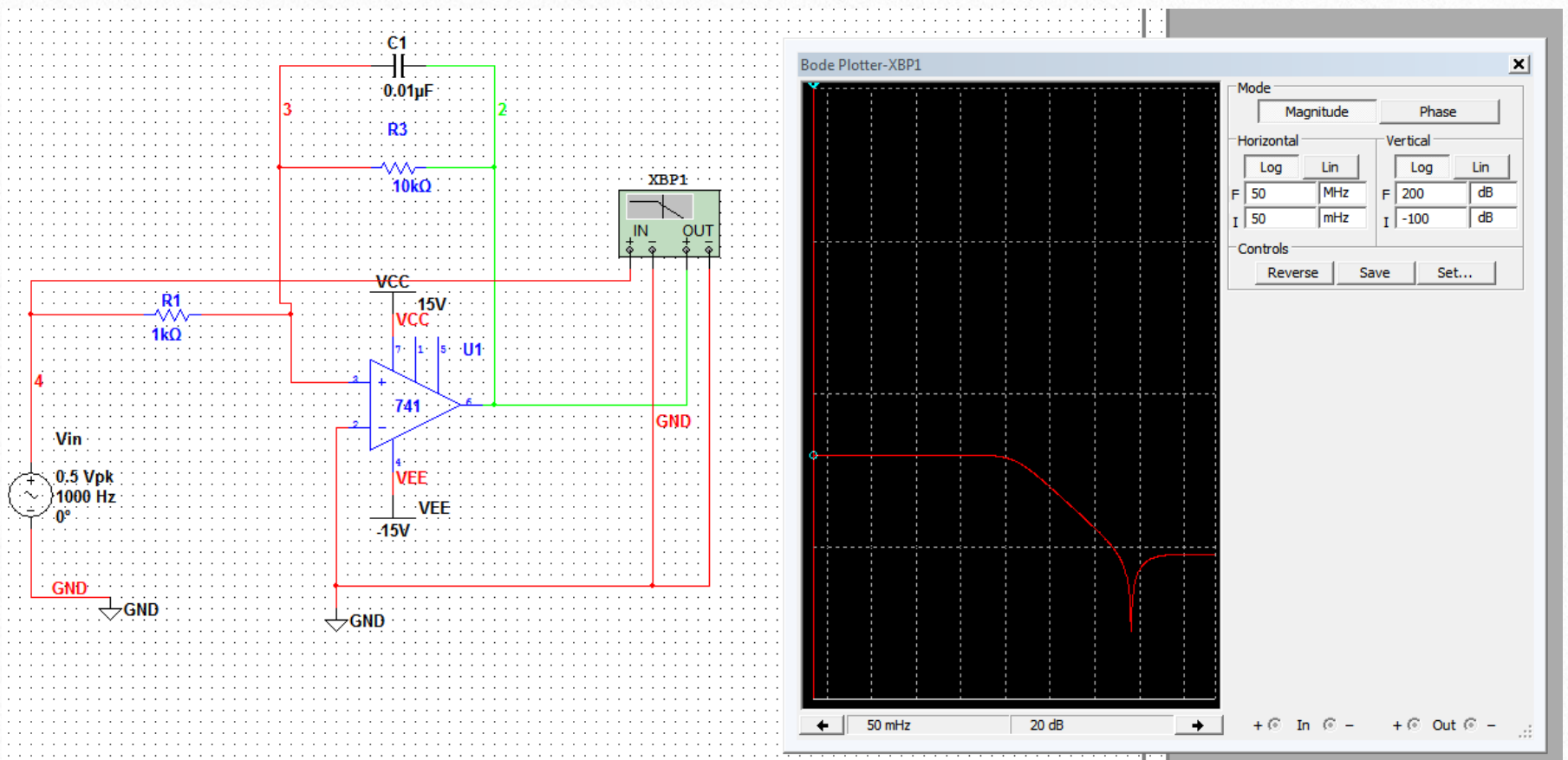
ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

1. Ποιο είναι το θεωρητικό κέρδος τάσης για τα 100Hz στην εικόνα 10-5; Εξηγήστε γιατί διαφέρει από τα κέρδη τάσεων στον πίνακα 10.
2. Ποια είναι η θεωρητική συχνότητα αποκοπής για το κύκλωμα της εικόνας 10-5; Εξηγήστε γιατί αυτή μπορεί να διαφέρει από την μετρούμενη.
3. Τότε κάτω από την συχνότητα αποκοπής, πόσο γρήγορα θα πέφτει το κέρδος τάσης; Πόσο είναι η μείωση μεταξύ 5και 100kHz;
4. Στην εικόνα 10-6 πόσο είναι το decibel κέρδος τάσης για τα 100Hz.
5. Ποια είναι η θεωρητική συχνότητα αποκοπής.
6. Τότε κάτω από την συχνότητα αποκοπής με τη ρυθμό πέφτει το κέρδος τάσης; Συγκρίνετε τα αποτελέσματα με τον πίνακα 10-2
7. Ποια η θεωρητική συχνότητα αποκοπής για το κύκλωμα της εικόνας 10-7; Τότε κάτω από την συχνότητα αποκοπής με τη ρυθμό πέφτει το κέρδος τάσης;

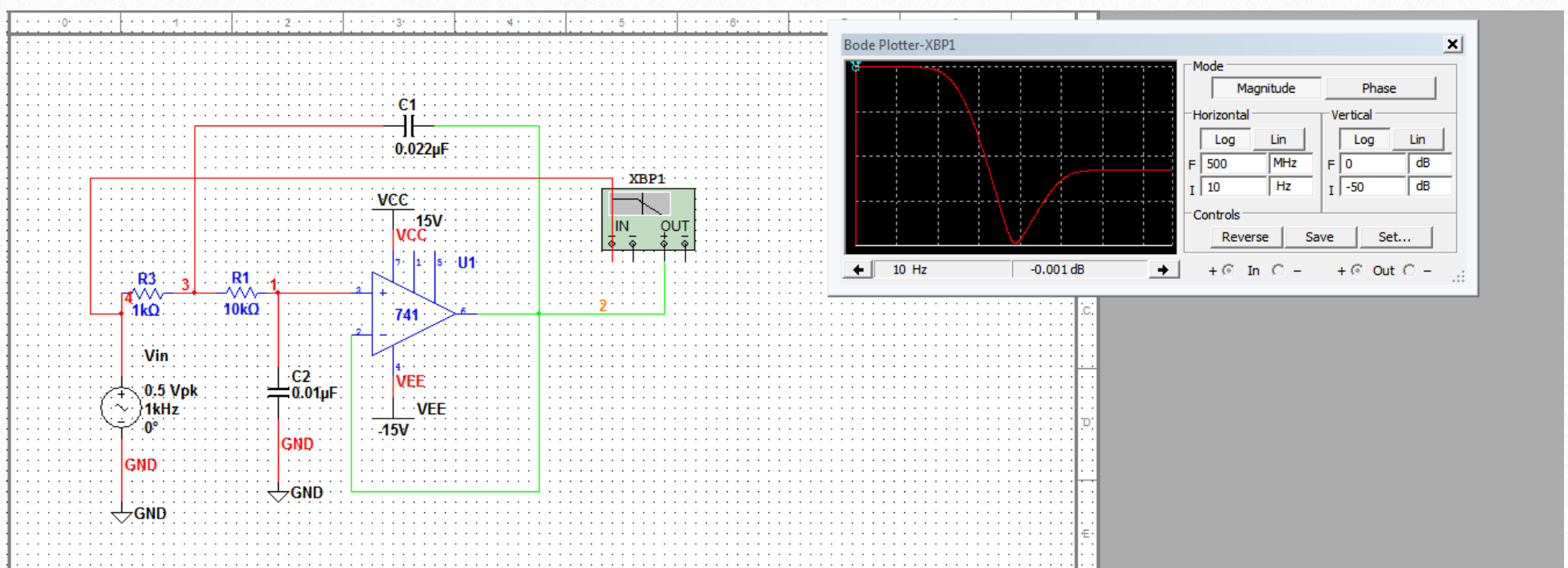


Εικόνα 10-7

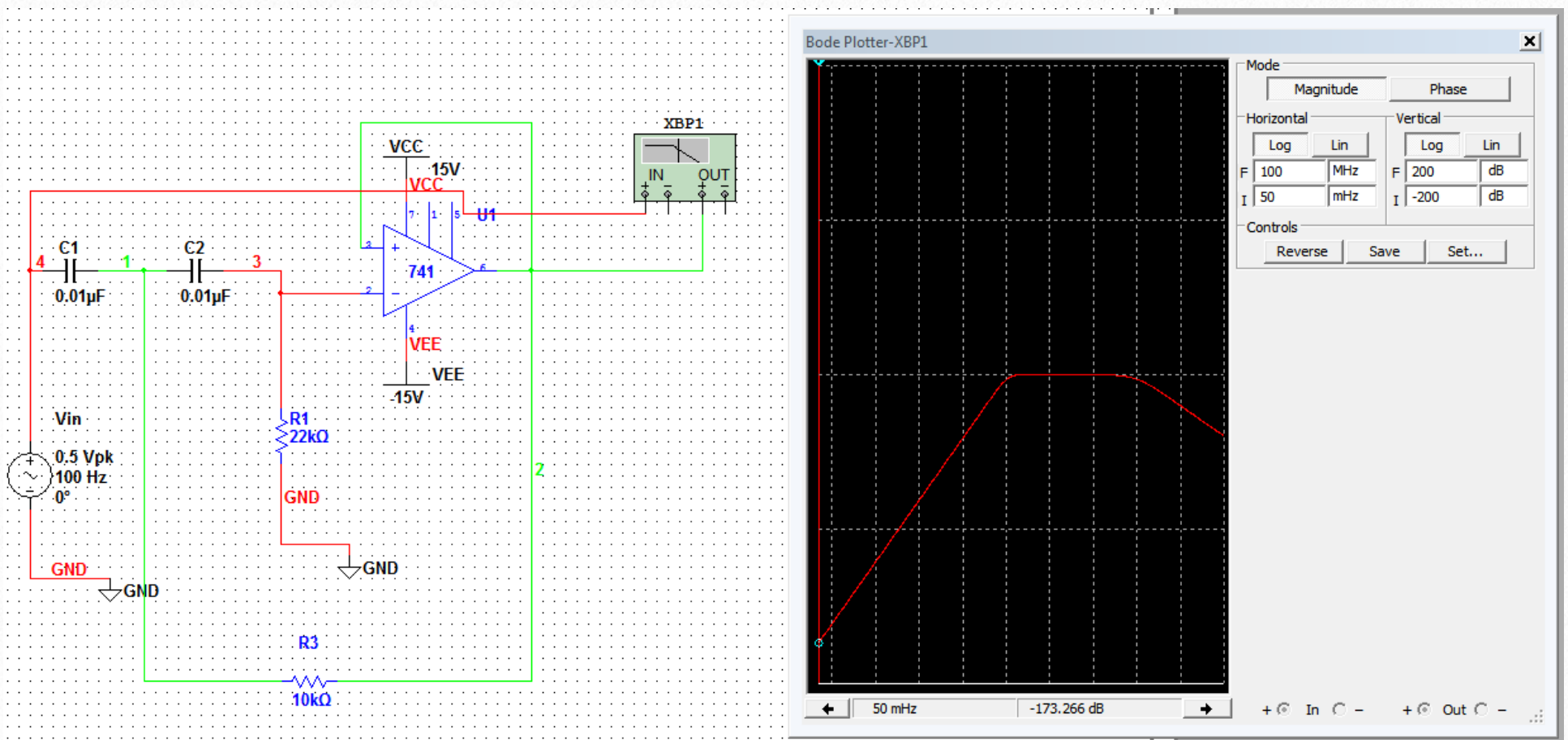
Simulation



Πρώτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο



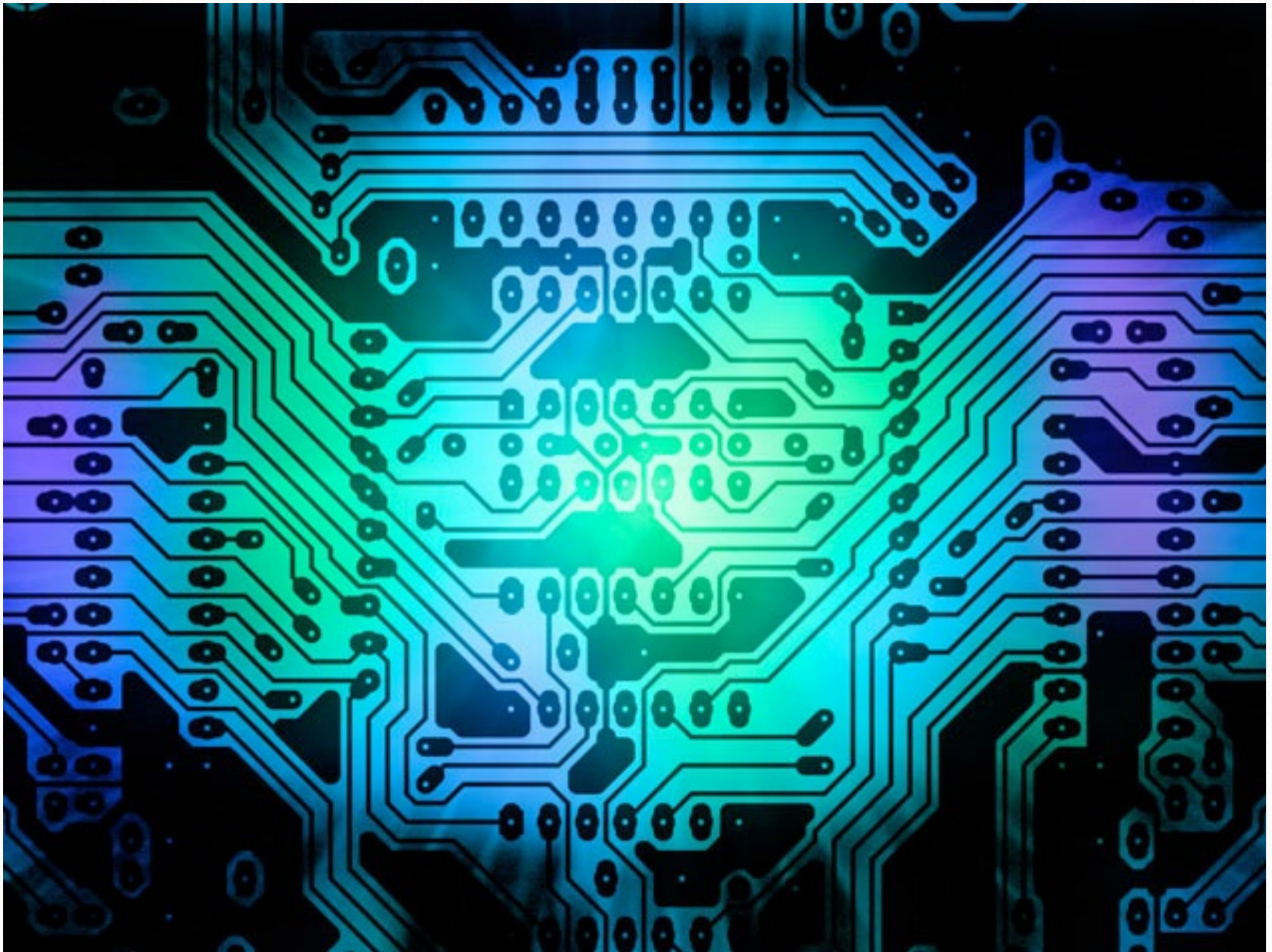
Πρώτης Τάξης βαθυπερατό φίλτρο

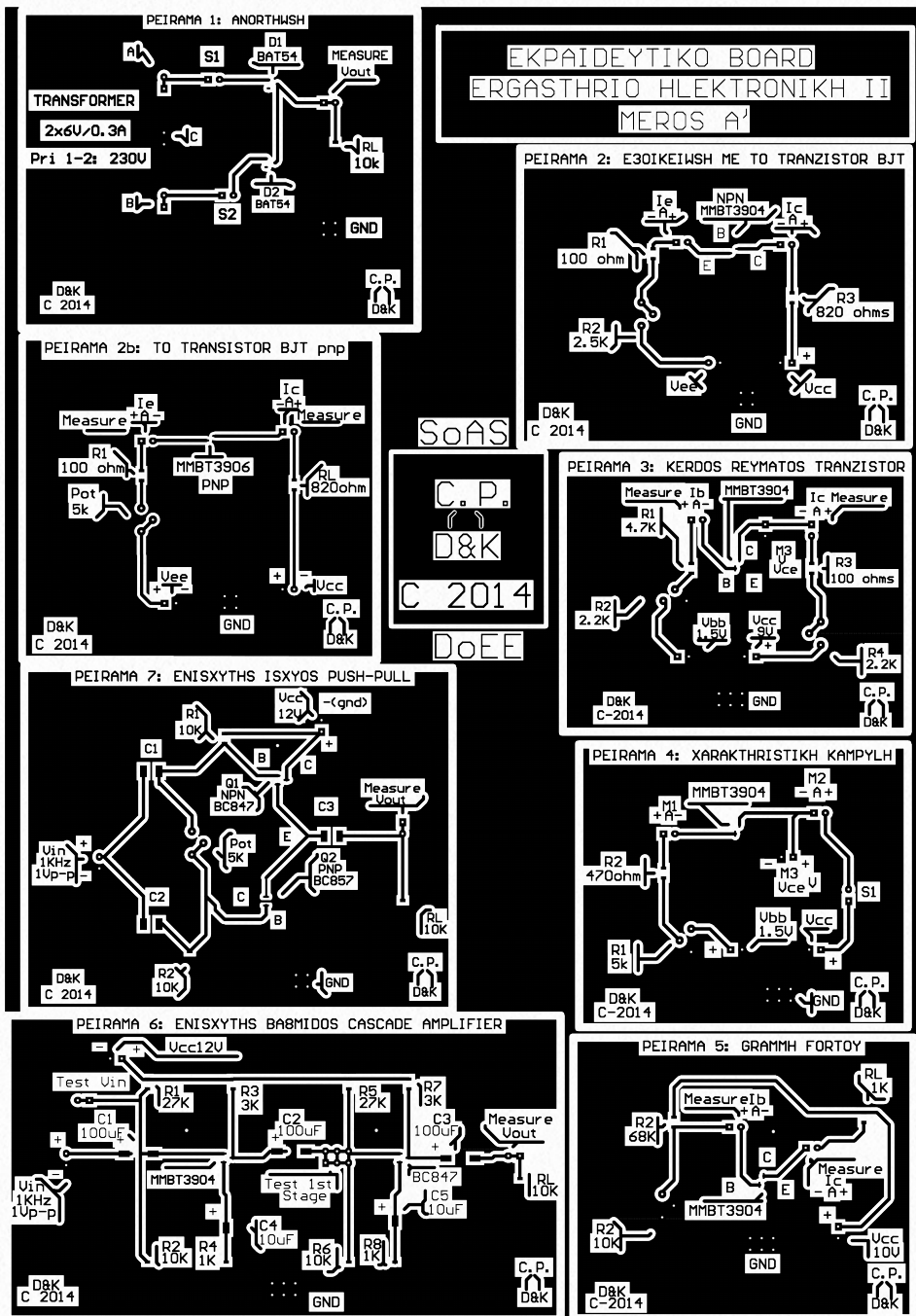


Δεύτερης τάξης υπεραυτό φίλτρο

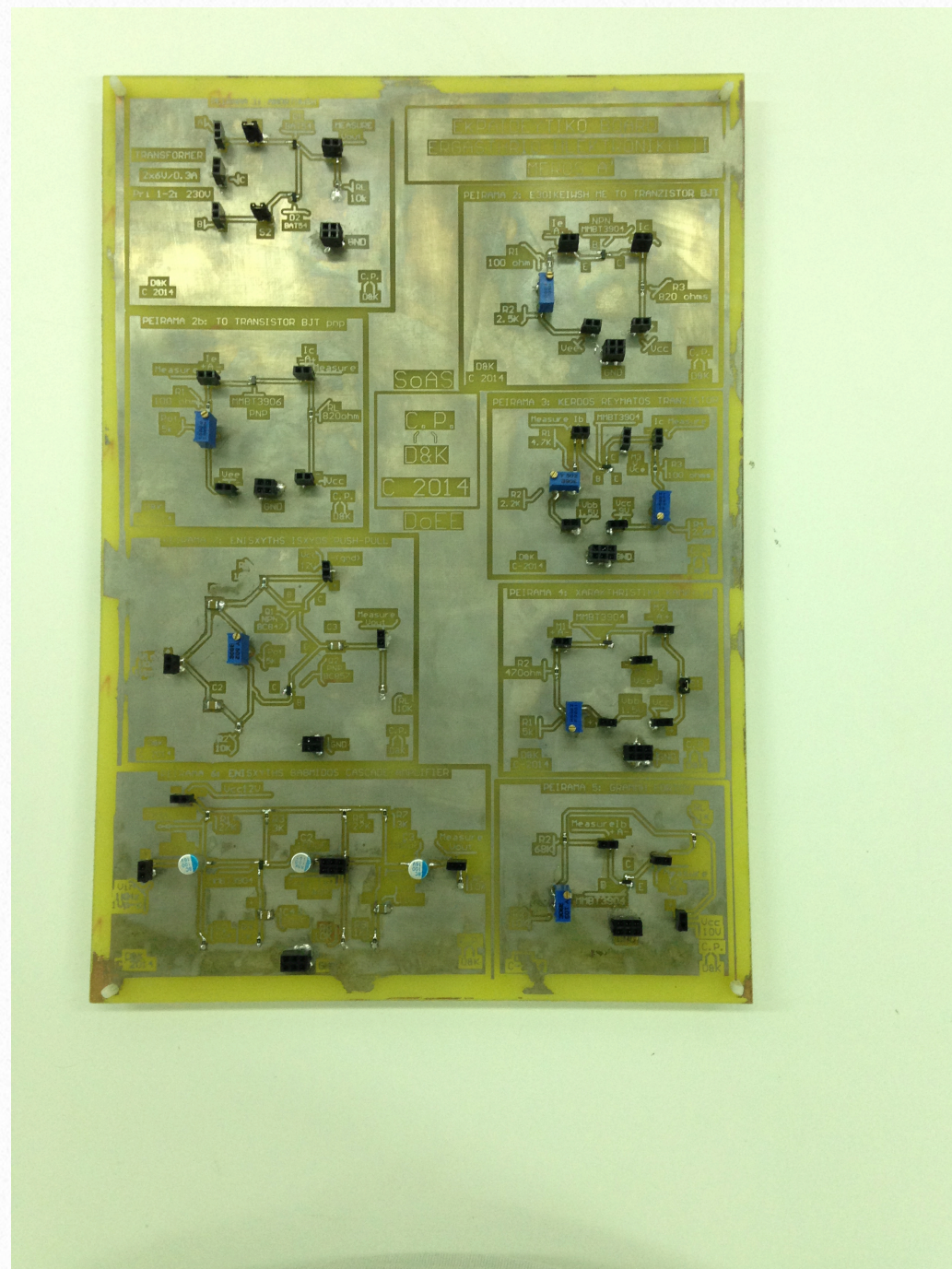
10

Κατασκευή PCB

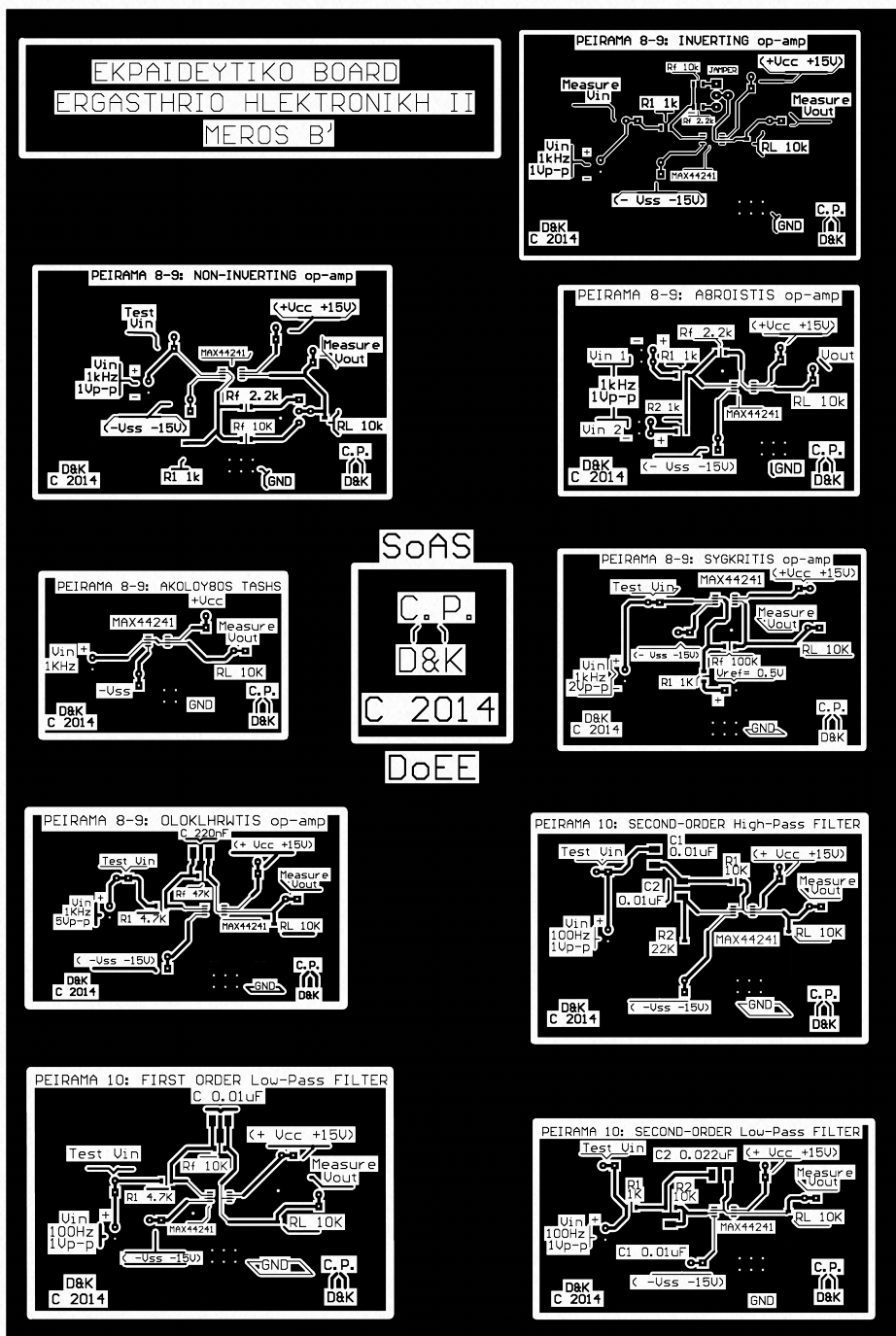




Εικόνα 1: Διαφάνεια Εμφάνιση PCB



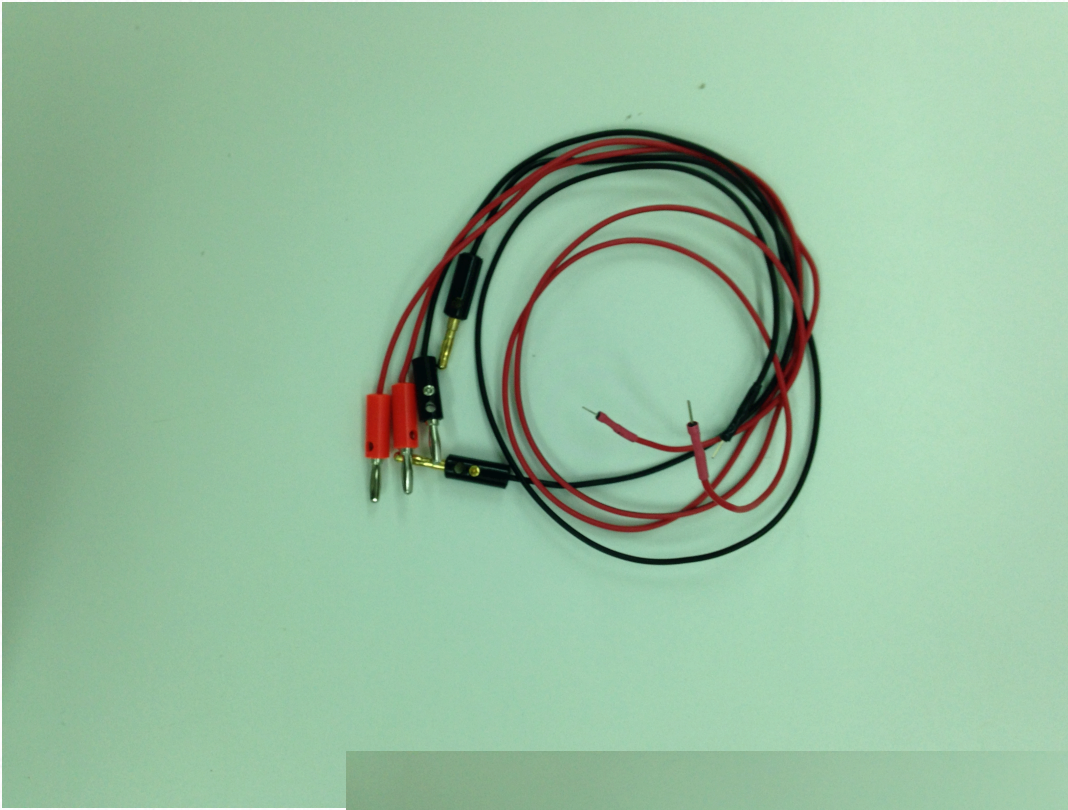
Εικόνα: Πλακέτα Μερøs Α



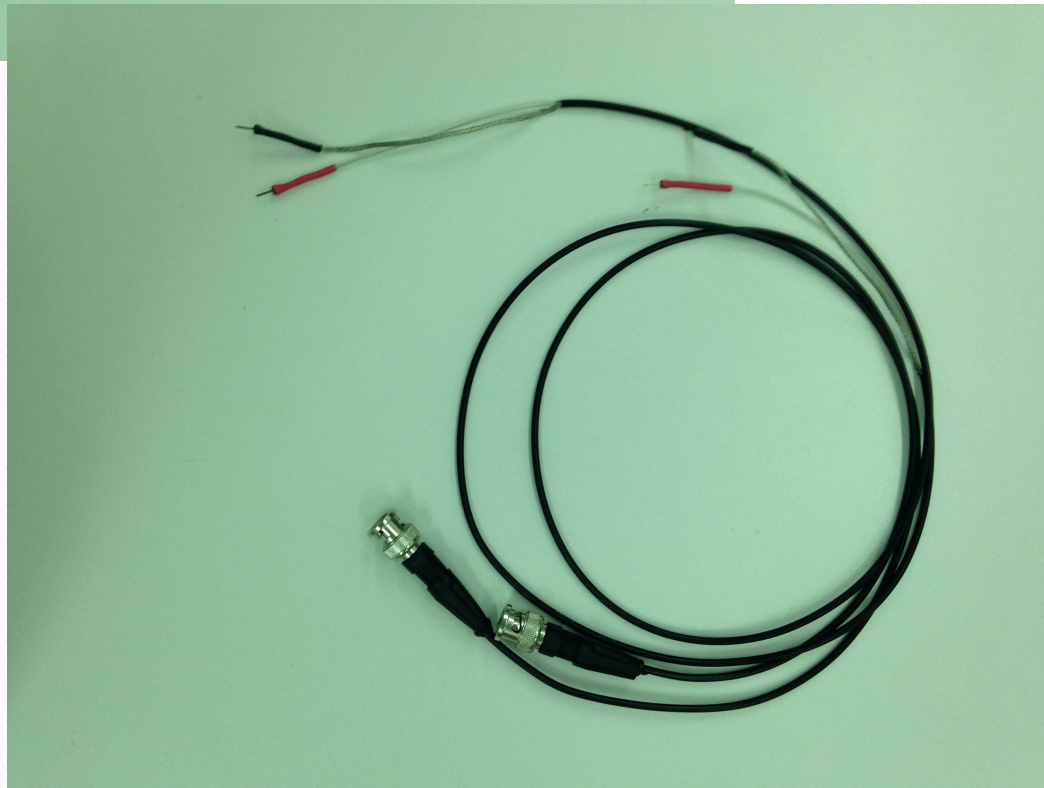
Εικόνα 3: Διαφάνεια Εμφάνισης PCB μέρος Β



Εικόνα 4: PCB μέρος Β



(α)



(β)

Κατασκευή Καλωδίων : (α) Τροφοδοσίας, (β)
Παλμογράφου, (γ) jumper (βταχγκύκλωμα)

(γ)



Βιβλιογραφία

- [1] Albert Malvino, David J. Bates “ *ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ*” 7η Έκδοση 2011
- [2] Zbar Malvino Miller “*Basic Electronics A Text-Lab Manual*” 7th Edition
- [3] Analog Device, Errata by Walt Jung “*Op Amp Application Handbook*”
- [4] D.Johnson and J.Hilbum, *Rapid Practical Designs of Active Filters*, John Wiley & Sons,1975
- [5] Sergio Franco,*Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits Hardcover* – August 8, 2001
- [6] Gordon J.Rithie, *Transistor Circuit Techniques: Discrete and integrated (TUTORIAL GUIDES IN ELECTRONIC ENGINEERING)* Paperback – May 12, 2003
- [7]S.W. Amos, *Principles of Transistor Circuits: Introduction to the Design of Amplifiers, Receivers and Digital Circuits* Paperback – November 13, 1990
- [8]David L. Pulfrey, *Understanding Modern Transistors and Diodes* Hardcover – March 31, 2010
- [9] www.analog.com
- [10]www.ni.com
- [11] [www. Electronics-Tutorial.ws](http://www.Electronics-Tutorial.ws)