

ΗΜΥ 203 – Εργαστήριο Κυκλωμάτων και Μετρήσεων

Εργαστηριακή Αναφορά

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΗ ΑΣΚΗΣΗ 5 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΛΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

Ονοματεπώνυμο: Ο Πιο Καλός Ο Μαθητής

Αριθμός Ομάδας: 13

Αριθμός Ταυτότητάς: 131313

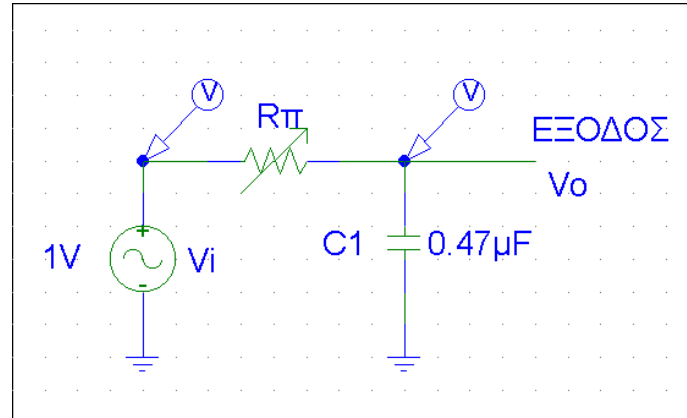
Ημερομηνία: 13/13/2013

Περίληψη

Στόχος της Εργαστηριακής Άσκησης 5 ήταν να αναλυθεί, σχεδιαστεί, κατασκευαστεί και επιβεβαιωθεί πειραματικά ένας ενισχυτής. Ο ενισχυτής αυτός αποτελείται από 4 στάδια. Αρχικά το σήμα περνά από ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο σχεδιάστηκε με βάση ένα πυκνωτή ($0.47 \mu\text{F}$) και ένα ποτενσιόμετρο, τα οποία υπήρχαν στη διάθεση μας. Με βάση αυτά τα στοιχεία το βαθυπερατό φίλτρο βρέθηκε να έχει συχνότητα 3db περίπου 1.3 kHz για $R=250\Omega$ και 0.7 kHz για $R=478\Omega$. Οι τιμές αυτές επιβεβαιώθηκαν τόσο πειραματικά όσο και με το PSPICE. Το δεύτερο στάδιο στον ενισχυτή είναι αυτό του απομονωτή ο οποίος και σχεδιάστηκε έτσι ώστε να επιτρέπει τάσεις μόνο μεταξύ 2 και 9.5 V. Επιβεβαιώθηκε επίσης η λειτουργία του απομονωτή ως βαθυπερατού φίλτρου με συχνότητα 3dB περίπου 400 kHz . Το τρίτο στάδιο του ενισχυτή αποτελείται από ένα προενισχυτή ο οποίος σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου 741. Ο προενισχυτής έχει κέρδος 16.1 (σε σχέση με το θεωρητικό 17.7.) και συχνότητα 3db 30 kHz . Τέλος, το τέταρτο μέρος του ενισχυτή αποτελείται από ένα ενισχυτή ισχύος με τρανζίστορ. Επιβεβαιώσαμε ότι το κέρδος του παραμένει σταθερό και περίπου 1 για όλες τις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν. Με αυτά τα 4 μέρη συμπληρώνεται ένας ενισχυτής με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά.

Μέρος 5.1 - Το βαθυπερατό φίλτρο

Το πρώτο στάδιο του ενισχυτή αποτελείται από ένα βαθυπερατό φίλτρο RC. Το φίλτρο αυτό χρησιμεύει στον περιορισμό των σημάτων εισόδου στη ζώνη ακουστικών συχνοτήτων, για την οποία ενδιαφερόμαστε και στην οποία θα λειτουργεί ο ενισχυτής. Στο εργαστήριο, πραγματοποιήθηκε η συνδεσμολογία του παρακάτω σχήματος:



Η R_{π} είναι μεταβλητή αντίσταση και λαμβάνει τιμές από 0 έως 500 Ω περίπου. Ο πυκνωτής που χρησιμοποιήθηκε είναι ονομαστικής αξίας 0.47 μF .

Υπολογισμός της συχνότητας 3db $f_{3\text{db}}$

Από το διαιρέτη τάσης του σχήματος, έχουμε :

$$V_o = V_i \cdot \frac{Z_c}{R_{\pi} + Z_c} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{C s}}{R_{\pi} + \frac{1}{C s}} = \frac{1}{1 + R_{\pi} \cdot C \cdot s}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_{\pi} \cdot C \cdot \omega)^2}}$$

Άρα

$$\omega_{3\text{db}} = 1/R_{\pi} \cdot C$$

$$f_{3\text{db}} = 1/(2\pi \cdot R_{\pi} \cdot C) \quad (1)$$

και επειδή

$$\omega/\omega_{3\text{db}} = f/f_{3\text{db}}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{3\text{db}}} \right)^2}} \quad (2)$$

Έτσι, από τη σχέση (1) και θεωρώντας ότι $C=0.47 \mu\text{F}$ (αναγραφόμενη τιμή στον πυκνωτή που χρησιμοποιήσαμε) υπολογίζουμε τις θεωρητικά αναμενόμενες τιμές των της συχνοτήτων 3db για το φίλτρο που πραγματοποιήσαμε στο εργαστήριο. Φτιάχνουμε τον πίνακα:

ΠΙΝΑΚΑΣ 1

Rπ (Ω)	f3db (KHz)
100	3.386
200	1.693
300	1.129
400	0.847
500	0.677

Μετρήσεις

Για $R_{\pi}=250\Omega$ και στη συνέχεια $R_{\pi}=478\Omega$ (το trimer που μας δόθηκε δεν μπορούσε να πάρει μεγαλύτερη τιμή) μεταβάλλαμε τη συχνότητα f της γεννήτριας από 50Hz έως 30kHz και μετρήσαμε με τη βοήθεια ψηφιακού παλμογράφου την τάση εισόδου V_i , την τάση στα άκρα του πυκνωτή V_o . Οι μετρήσεις αυτές καταγράφηκαν στους πίνακες 2 και 3. Στους ίδιους πίνακες, έχει καταγραφεί το κέρδος V_o/V_i του κυκλώματος για τις διάφορες συχνότητες. Επίσης, παρατηρήσαμε ότι η συχνότητα του σήματος V_o ήταν κάθε φορά ίση με τη συχνότητα της πηγής με αρκετά μεγάλη ακρίβεια, γεγονός απόλυτα λογικό, αφού το φίλτρο δεν επηρεάζει τη συχνότητα.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2

$$R_{\pi} = 250\Omega$$

f(KHz)	V_i p-p (mV)	V_o p-p (mV)	V_o/V_i
0.05	2094	2031	0.969914
0.1	2062	2000	0.969932
0.5	2000	1810	0.905
0.75	1969	1656	0.841036
1	1938	1484	0.765738
1.2	1938	1360	0.701754
1.5	1900	1220	0.642105
2	1750	984	0.562286
3	1828	750	0.410284
4	1812	587	0.323951
5	1812	480	0.264901
10	1730	237	0.136994
12	1703	203.1	0.11926
14	1703	171.9	0.10094
18	1703	140.6	0.08256
20	1703	128.1	0.07522
22	1688	118.8	0.070379
26	1703	106.2	0.062361
28	1703	103	0.0604815
30	1703	97	0.056958

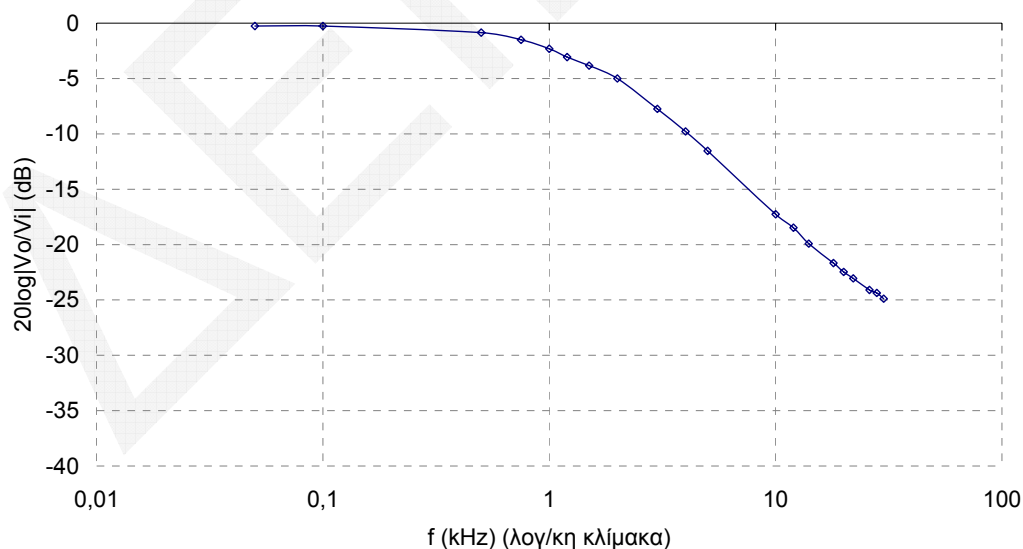
ΠΙΝΑΚΑΣ 3

$R_{\pi} = 478\Omega$

f(KHz)	Vi p-p (mV)	Vo p-p (mV)	Vo/Vi
0.05	2094	1969	0.940306
0.1	2062	1938	0.939864
0.5	2000	1500	0.75
0.75	1938	1220	0.629515
1.1	1938	953	0.491744
1.5	1875	750	0.4
2	1906	587	0.307975
3	1906	406.2	0.213116
4	1906	325	0.170514
5	1906	262	0.137461
6	1906	219	0.1149
7	1906	193	0.101259
10	1906	143	0.075026
12	1906	125	0.065582
14	1875	106.2	0.05664
16	1844	96.8	0.052495
20	1859	84	0.045186
24	1844	75	0.040672
28	1859	72	0.038731
30	1844	68	0.036876

Με βάση τις παραπάνω μετρήσεις, σχεδιάζουμε τα αντίστοιχα διαγράμματα Bode: βλέπε σχήμα 1 (για $R_{\pi}=250\Omega$) και σχήμα 2 (για $R_{\pi}=478\Omega$). Στον οριζόντιο άξονα έχουμε τη συχνότητα σε λογαριθμική κλίμακα και στον κάθετο το κέρδος V_o/V_i σε dB.

ΣΧΗΜΑ 1



Από τα διαγράμματα αυτά παρατηρούμε ότι οι μετρήσεις επιβεβαιώνουν τη συμπεριφορά του κυκλώματος ως βαθυπερατού φίλτρου. Παρ' όλα αυτά, στο διάγραμμα για $R_{\pi}=478\Omega$, βλέπουμε ότι, ενώ μετά το γόνατο τα περισσότερα σημεία ανήκουν σε μια ευθεία, όπως και θα έπρεπε, στις συχνότητες κοντά στα 30 KHz, τα σημεία βρίσκονται πάνω από την ευθεία αυτή. Αυτό οφείλεται στο ότι, κοντά στα 30 KHz, το σήμα εξόδου έχει εξασθενήσει σημαντικά (κάτω από 100mV p-p) και για

αυτό ο ψηφιακός παλμογράφος το μετράει με μεγάλο σφάλμα. Μάλιστα, μετράει συστηματικά τιμές μεγαλύτερες από τις πραγματικές.

Το ίδιο φαινόμενο παρατηρούμε και στο διάγραμμα για $R_p=250\Omega$, αλλά σε μικρότερη έκταση, λόγω του ότι σε αυτήν την περίπτωση το κύκλωμα έχει μεγαλύτερη συχνότητα 3db και άρα στα 30 KHz, το σήμα δεν έχει προλάβει να εξασθενήσει τόσο πολύ.

Θεωρητικά, από τον τύπο (1) $f_{3db}=1/(2\pi \cdot R_p \cdot C)$ υπολογίζουμε:

Για $R_p=250\Omega$: $f_{3db}=1.355$ kHz

Για $R_p=478\Omega$: $f_{3db}=0.708$ kHz

Σε μια πρώτη εξέταση για το κατά πόσο συμπίπτουν τα θεωρητικά αποτελέσματα για την f_{3db} με τις μετρήσεις, εξετάζουμε τους πίνακες 2 και 3. Γνωρίζουμε ότι στη συχνότητα 3db το κέρδος V_o/V_i γίνεται $1/\sqrt{2} \approx 0.707$. Άρα, επειδή το κέρδος είναι φθίνουσα συνάρτηση της συχνότητας, σε κάθε περίπτωση, η συχνότητα που υπολογίσαμε θεωρητικά θα πρέπει να είναι ανάμεσα στις συχνότητες με μικρότερο και μεγαλύτερο κέρδος από 0.707. Αυτό όντως ισχύει για $R_p=478\Omega$, διότι:

για $R_p=478\Omega$: $0.5 \text{ kHz} < f_{3db}=0.708 \text{ kHz} < 0.75 \text{ kHz}$

Όμως, για $R_p=250\Omega$ δεν ισχύει, διότι:

$f_{3db}=1.355 \text{ kHz} > 1.2 \text{ kHz}$.

η απόκλιση αυτή είναι σχετικά μικρή.

Μια δεύτερη εξέταση, που λαμβάνει υπόψη της όλες τις μετρήσεις, είναι η ακόλουθη:

Περιμένουμε τα ζεύγη f - (V_o/V_i) να υπακούουν σε μια σχέση της μορφής (2) (βλ. τη θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος που έγινε πιο πάνω).

Έτσι, υπολογίζουμε την f_{3db} με βάση τις πειραματικές μετρήσεις. Η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων (που έγινε με ειδικό πρόγραμμα) δίνει:

Για $R_p=250\Omega$: $f_{3db}=(1.29 \pm 0.03) \text{ kHz}$ ($\pm 2.1\%$)

Για $R_p=478\Omega$: $f_{3db}=(0.629 \pm 0.017) \text{ kHz}$ ($\pm 2.7\%$)

(Παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις το σφάλμα είναι σχετικά μικρό, άρα οι μετρήσεις υπακούουν με αρκετά καλή ακρίβεια στη χαρακτηριστική των βαθυπερατών φίλτρων.)

Με βάση τα παραπάνω, φτιάχνουμε τον πίνακα:

f_{3db}			
$R_p (\Omega)$	θεωρητική τιμή f_0 (kHz)	πειραματική τιμή f_p (kHz)	$\Delta f/f_0$
250	1.355	1.29	4.8%
478	0.708	0.629	11.2%

Βλέπουμε ότι για $R_p=250\Omega$ αλλά ειδικά $R_p=478\Omega$, παρουσιάζεται κάποια απόκλιση των δύο τιμών. Αυτή από τη μια μπορεί να οφείλεται σε λάθος υπολογισμό της θεωρητικής τιμής, λόγω διαφοράς της αναγραφόμενης με την πραγματική τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή ή/και σε σφάλμα μέτρησης της αντίστασης R_p με το πολύμετρο. Από την άλλη, κύριο αίτιο για την απόκλιση αυτή αποτελούν τα σφάλματα που υπεισέρχονται στις μετρήσεις και οφείλονται κυρίως σε σφάλμα μέτρησης του παλμογράφου (ιδιαίτερα σε μεγάλες συχνότητες, όπου το σήμα εξόδου είναι μικρό) και στις παρεμβολές των άλλων γεννητριών που βρίσκονταν σε λειτουργία στο εργαστήριο.

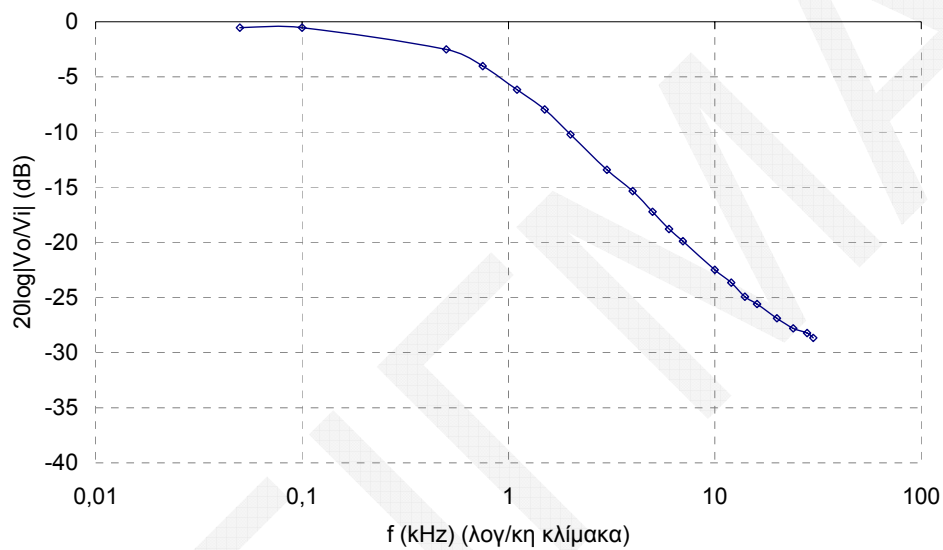
Προσομοίωση στο SPICE

Στα σχήματα P1 και P2 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του βαθυπερατού φίλτρου για $R_p=250\Omega$ και $R_p=478\Omega$ αντίστοιχα. (AC sweep).

Συγκεκριμένα έχει σχεδιαστεί το πλάτος του ημιτόνου που εμφανίζεται στην έξοδο, αν στην είσοδο εφαρμοστεί ημίτονο πλάτους 1V, σε συνάρτηση με τη συχνότητα της εισόδου. Οι δύο άξονες έχουν τεθεί σε λογαριθμική κλίμακα.

Παρατηρούμε ότι τα διαγράμματα αυτά συμπίπτουν με τη θεωρητική ανάλυση που κάναμε για το φίλτρο. Πρόκειται για σχέσεις της μορφής (2). Ακόμα, η συμπεριφορά είναι ανάλογη με αυτή που παρατηρήσαμε πειραματικά στο εργαστήριο.

ΣΧΗΜΑ 2

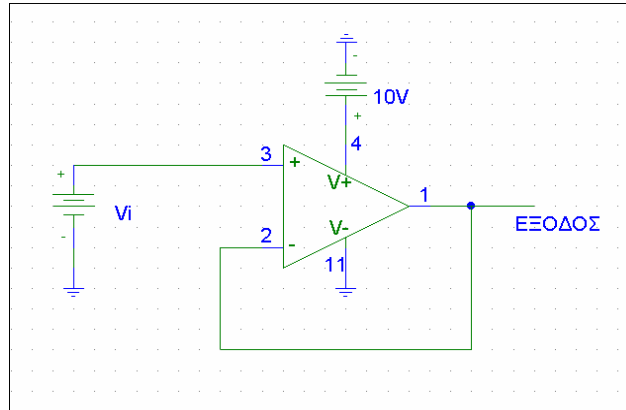


Μέρος 5.2 - Ο απομονωτής

Το δεύτερο στάδιο του ενισχυτή αποτελείται από έναν απομονωτή, που χρησιμεύει για τη σωστή σύνδεση του βαθυπερατού φίλτρου με το τρίτο στάδιο (τον προενισχυτή) χωρίς απώλεια σήματος, και υλοποιείται με τη χρήση του ολοκληρωμένου 741.

dc ανάλυση

Για τις dc μετρήσεις μέρος της άσκησης, πραγματοποιούμε τη συνδεσμολογία του παρακάτω σχήματος:



Θεωρητική ανάλυση

Η παραπάνω απλή διάταξη αποτελεί μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή. Αν θεωρήσουμε ότι βρισκόμαστε στη περιοχή κανονικής λειτουργίας και ότι ο ενισχυτής είναι ιδανικός (άπειρο κέρδος ανοικτού βρόχου), έχουμε:

Μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου υπάρχει “κατ’ ουσίαν βραχυκύκλωμα”, επομένως:

$$V_o = V_i.$$

Άρα, η dc χαρακτηριστική μεταφοράς του κυκλώματος πρέπει να είναι ευθεία με κλίση 1.

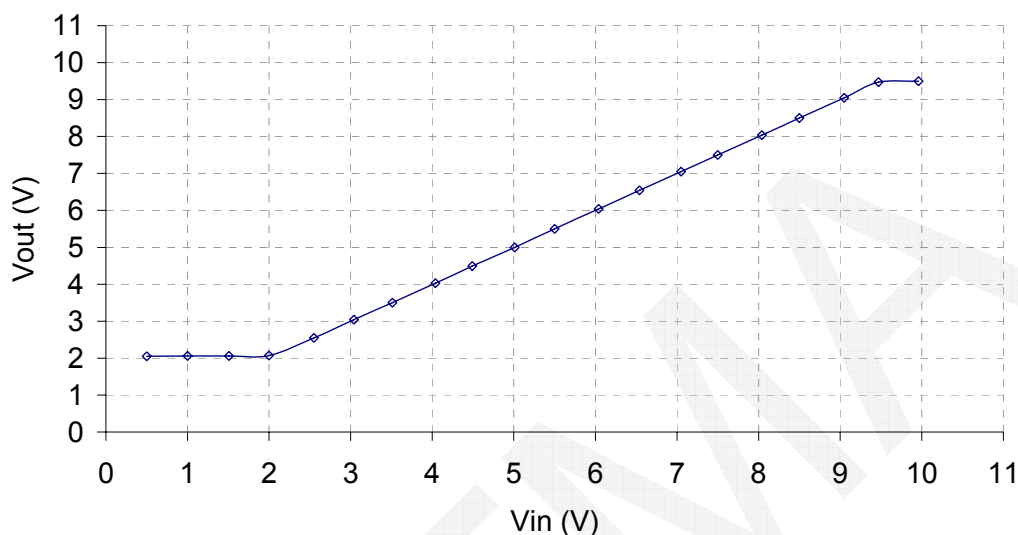
Μετρήσεις

Μεταβάλλουμε την τάση εισόδου V_i από 0V έως +10V με βήμα 0.5V και μετρούμε με το πολύμετρο την τάση στην είσοδο V_i και την τάση στην έξοδο V_o . Οι μετρήσεις που πήραμε έχουν καταγραφεί στον πιο κάτω πίνακα :

V_{in} (V)	V_{out} (V)
0.5	2.05
1	2.06
1.51	2.06
2	2.07
2.55	2.55
3.04	3.04
3.51	3.5
4.04	4.03
4.49	4.49
5.01	5
5.5	5.5
6.04	6.04
6.54	6.54
7.05	7.05
7.5	7.5
8.04	8.04
8.5	8.5
9.05	9.05
9.47	9.47
9.96	9.5

Με βάση τις παραπάνω μετρήσεις, σχεδιάζουμε την dc χαρακτηριστική μεταφοράς του απομονωτή (βλ. σχήμα 3.)

ΣΧΗΜΑ 3



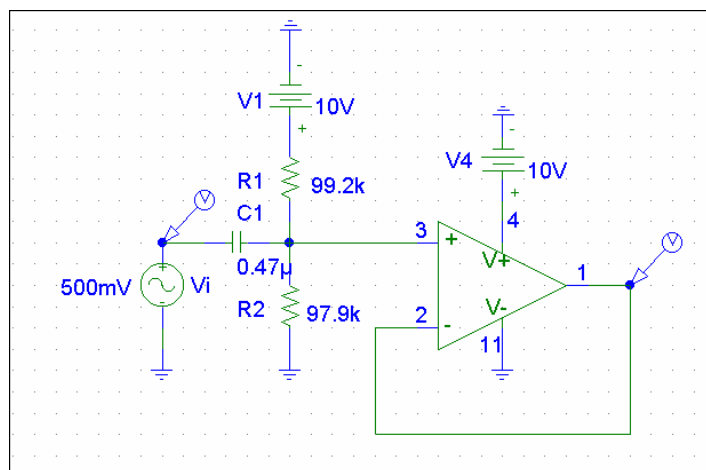
Παρατηρούμε ότι στην περιοχή 2V - 9.5V, τα πειραματικά ζεύγη ανήκουν όντως, όπως περιμέναμε από τη θεωρητική ανάλυση, στην ευθεία με κλίση 1. Ισχύει δηλαδή με πολύ καλή ακρίβεια ότι $V_o = V_i$, πράγμα που σημαίνει ότι έχουμε αμελητέα σφάλματα. Όμως, για τιμές κάτω από 2V και πάνω από 9.5V, υπάρχει μια απότομη μεταβολή της ευθείας: και από τις δύο μεριές, γίνεται παράλληλη στον οριζόντιο άξονα. Αυτό οφείλεται στο ότι, έξω από την περιοχή 2V - 9.5V, ο απομονωτής είναι κορεσμένος. Για τάση εισόδου μικρότερη από 2V, παρατηρούμε μια σταθερή έξοδο 2,06V περίπου, η οποία είναι η τάση απόκλισης εξόδου του 741 που χρησιμοποιήσαμε.

Προσομοίωση στο SPICE

Στο σχήμα P3, φαίνεται η dc χαρακτηριστική μεταφοράς που δίνει το SPICE σαν αποτέλεσμα της προσομοίωσης του απομονωτή. Το στοιχείο που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του ολοκληρωμένου 741 είναι το LM324. Βλέπουμε ότι και αυτή η χαρακτηριστική είναι ευθεία με κλίση 1 στο μεγαλύτερο μέρος της. Η διαφορά έγκειται στο ότι εδώ η περιοχή γραμμικής λειτουργίας είναι από 0V έως 9V. Αυτό οφείλεται στο ότι ο τελεστικός ενισχυτής του spice είναι ιδανικός και έχει τάση απόκλισης εξόδου 0V.

Ας ανάλυση

Στην προηγούμενη συνδεσμολογία, προσθέτουμε το διαιρέτη R1/R2 (χρησιμοποιήσαμε αντιστάσεις των 99,2k και 97,9kΩ αντίστοιχα) και τον πυκνωτή C2 (ηλεκτρολυτικός, ονομαστικής αξίας 0.47 μF), όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



Θεωρητική ανάλυση

Αρχικά, θεωρούμε ότι δεν υπάρχει σήμα εισόδου και ότι μοναδική πηγή είναι η πηγή συνεχούς τάσης V1 (στη θεωρητική μας ανάλυση δεν μας ενδιαφέρει η τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή). Λόγω του διαιρέτη τάσης R1/R2, έχουμε:

$$V_3 = \frac{97.9}{97.9 + 99.2} 10V = 4.97V$$

Άρα στην έξοδο παίρνουμε

$$V_{o,dc} = V_3 = 4.97V$$

Για να βρούμε την ac συνιστώσα, θεωρούμε ότι η V1 έχει μηδενιστεί. Τότε, οι R1 R2 είναι συνδεδεμένες παράλληλα και η ισοδύναμη αντίσταση είναι:

$$R = R1 // R2 = \frac{97.9 \cdot 99.2}{97.9 + 99.2} k\Omega = 49.27 k\Omega$$

Ο πυκνωτής C2 και η R σχηματίζουν διαιρέτη τάσης, άρα:

$$V_3 = V_i \frac{R}{R + \frac{1}{C_2 \cdot s}} \Rightarrow \frac{V_3}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{RC_2 \cdot s}}$$

Δηλαδή από την είσοδο στον ακροδέκτη + του ενισχυτή έχουμε ένα υψιπερατό φίλτρο.

Ο ενισχυτής έχει προφανώς πεπερασμένο κέρδος A(s), το οποίο παρουσιάζει χαρακτηριστικά βαθυπερατού φίλτρου. Έστω ωt το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους του τελεστικού ενισχυτή. Από τη θεωρία γνωρίζουμε ότι για τη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή ισχύει:

$$\frac{V_{o,ac}}{V_3} = \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + \frac{s}{\omega_t (1 + R_4 / R_3)}}$$

Όμως εδώ έχουμε : R4=0 και R3=∞, άρα:

$$\frac{V_{O,ac}}{V_3} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t}}$$

Άρα, τελικά έχουμε:

$$\frac{V_{O,ac}}{V_i} = \frac{V_{O,ac}}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_i} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_t}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{RC_2 \cdot s}\right)}$$

Όμως, η συχνότητα 3db του υπερπαρατονίου φίλτρου είναι:

$$1/(2\pi RC_2) = 6.9 \text{ Hz}$$

Η συχνότητα αυτή είναι πάρα πολύ μικρή σε σχέση με τις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν και άρα μπορούμε να αγνοήσουμε τον αντίστοιχο όρο στο παραπάνω γινόμενο. Έτσι:

$$\begin{aligned} \frac{V_{O,ac}}{V_i} &= \frac{V_{O,ac}}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_i} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_t}\right)} \Rightarrow \\ \left| \frac{V_{O,ac}}{V_i} \right| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_t}\right)^2}} \quad (3) \end{aligned}$$

Συμπεραίνουμε ότι, χάρη στον πυκνωτή κόβεται η dc συνιστώσα του σήματος εισόδου (χωρίς επίδραση στις υπόλοιπες συνιστώσες του σήματος λόγω της μεγάλης του τιμής) και χάρη στο διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι R1 και R2 προστίθεται η επιθυμητή dc συνιστώσα 5 V. Έτσι, ο απομονωτής πολώνεται στα 5 Volt, σε σημείο δηλαδή, που όπως είδαμε προηγουμένως, ο ακόλουθος τάσης λειτουργεί γραμμικά.

Η τιμή των αντιστάσεων δεν παίζει κανένα ρόλο, αφού αυτό που μας ενδιαφέρει είναι ο λόγος της μιας ως προς την άλλη. Έτσι αν η τιμή των αντιστάσεων διπλασιαστεί ή υποδεκαπλασιαστεί η μόνη διαφορά που θα παρουσιαστεί θα είναι στην ισχύ που καταναλώνεται πάνω στις αντιστάσεις αυτές.

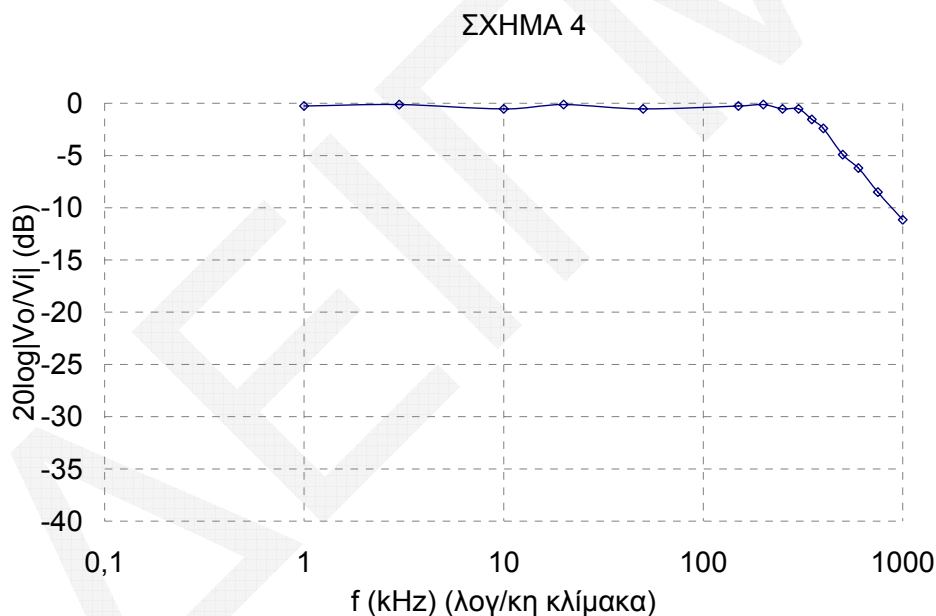
Μετρήσεις

Συνδέουμε στην είσοδο του απομονωτή ημιτονοειδές σήμα 1kHz και πλάτους 1V με μηδενική dc συνιστώσα, και παρατηρούμε στην οθόνη του παλμογράφου την έξοδο του απομονωτή: Βλέπουμε ένα ημίτονο πλάτους λίγο κάτω από τα 1V, το οποίο όμως έχει και μια dc συνιστώσα 5V περίπου. Το γεγονός αυτό είναι απόλυτα σύμφωνο με τη θεωρητική ανάλυση που κάναμε πιο πάνω. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος εισόδου στα 5V και παρατηρούμε ότι τώρα ότι η κυματομορφή εξόδου είναι ένα ψαλιδισμένο ημίτονο, κυμαίνεται δηλαδή από τα 2 μέχρι τα 5 Volt, κάτι που οφείλεται στο ότι το σήμα εισόδου είχε μεγάλο πλάτος και η διακύμανσή του ξεπέρασε τα όρια της γραμμικής λειτουργίας του απομονωτή.

Στη συνέχεια, συνδέσαμε στην είσοδο ημιτονοειδές σήμα πλάτους 500mV και μετρήσαμε στον παλμογράφο τα σήματα εισόδου και εξόδου, μεταβάλλοντας τη συχνότητα από 1kHz έως 1MHz. Οι μετρήσεις που πήραμε εμφανίζονται στον παρακάτω πίνακα:

f(KHz)	Vi p-p (mV)	Vo p-p (mV)	Vo/Vi
1	1094	1062	0.97075
3	1031	1016	0.985451
10	1031	968	0.938894
20	1016	1000	0.984252
50	1047	984	0.939828
150	1031	1000	0.969932
200	1047	1031	0.984718
250	1047	984	0.939828
300	1031	968	0.938894
350	1047	875	0.835721
400	1031	781	0.757517
500	1047	594	0.567335
600	1047	512	0.489016
750	1047	393	0.375358
1000	1047	290	0.276982

Το διάγραμμα Bode που σχεδιάστηκε βάσει των παραπάνω τιμών απεικονίζεται στο σχήμα 4.



Από το διάγραμμα αυτό παρατηρούμε ότι οι μετρήσεις επιβεβαιώνουν τη συμπεριφορά του απομονωτή ως βαθυπερατού φίλτρου. Περιμένουμε τα ζεύγη f - (V_o/V_i) να υπακούουν σε μια σχέση της μορφής (3). Έτσι, υπολογίζουμε την f_i από τις πειραματικές μετρήσεις με τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων:

$$f_i = (404.0 \pm 30.5) \text{ kHz } (\pm 7.5\%)$$

Όπως φαίνεται από το μεγάλο σφάλμα της μεθόδου αλλά και από το διάγραμμα που σχεδιάσαμε, οι μετρήσεις παρουσιάζουν μια απόκλιση από το θεωρητικό μοντέλο. Κύριο αίτιο είναι το σφάλμα μέτρησης του παλμογράφου. Επίσης, το DC σήμα των 10 Volt που πήραμε από το τροφοδοτικό είναι πιθανό να περιείχε παρεμβολές.

Προσομοίωση στο SPICE

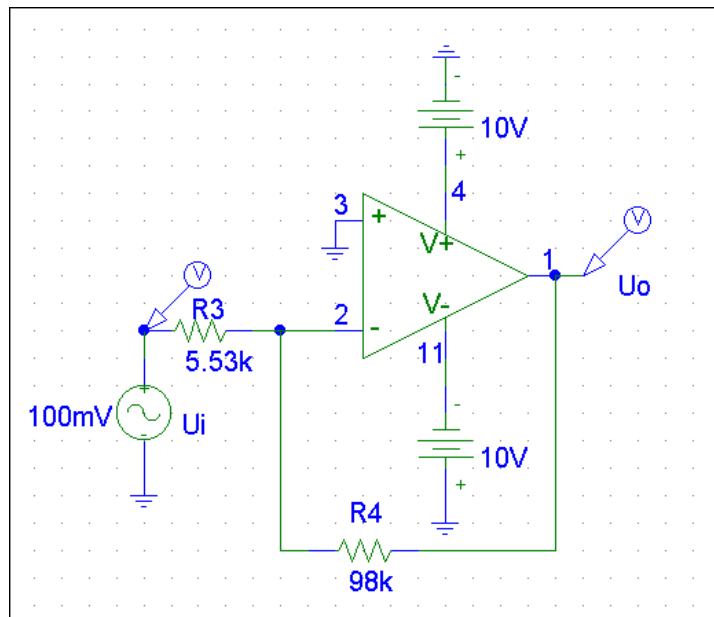
Στο σχήμα P4, φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του απομονωτή(AC sweep)

Σχήμα P4.

Παρατηρούμε ότι και στην προσομοίωση του SPICE ο απομονωτής συμπεριφέρεται ως βαθυπερατό φίλτρο. Η διαφορά όμως είναι ότι εδώ παρουσιάζει ‘γόνατο’ για μεγαλύτερη συχνότητα. Κι αυτό διότι ο τελεστικός ενισχυτής του SPICE παρουσιάζει συμπεριφορά που είναι πολύ κοντύτερα στην ιδανική από ό,τι αυτός που χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο.

Μέρος 5.3 - Ο προενισχυτής

Το τρίτο μέρος της ενισχυτικής βαθμίδας αποτελείται από έναν προενισχυτή που υλοποιούμε με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου 741. Πραγματοποιούμε το κύκλωμα του παρακάτω σχήματος:



Θεωρητική ανάλυση

Πρόκειται για την αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή. Από τη θεωρία γνωρίζουμε ότι ισχύει:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_4 / R_3}{1 + \frac{s}{\omega_t / (1 + R_4 / R_3)}}$$

Άρα:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_t / (1 + R_4 / R_3)} \right)^2}}$$

Επομένως, το dc κέρδος είναι:

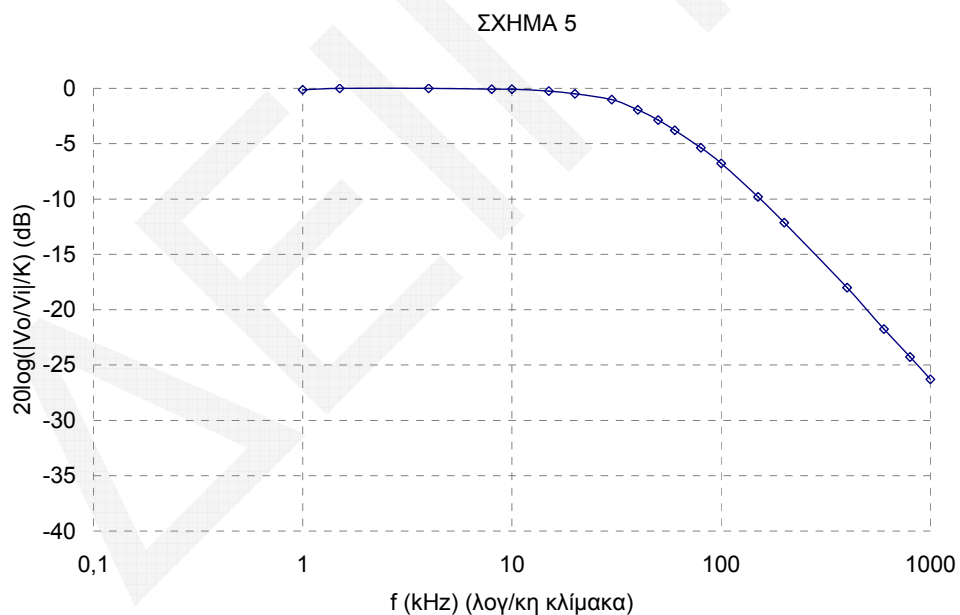
$$R_4/R_3 = 98/5.53 = 17.7$$

Μετρήσεις

Συνδέουμε στην είσοδο ημιτονοειδές σήμα πλάτους 100mV, μεταβάλλουμε τη συχνότητα της τάσης εισόδου από 1kHz έως 1MHz, και μετρούμε στον παλμογράφο την τάση εισόδου και την τάση εξόδου. Οι μετρήσεις που πήραμε, και το κέρδος V_o/V_i του προενισχυτή έχουν καταγραφεί στον πίνακα:

f(KHz)	Vi p-p (mV)	Vo p-p (mV)	Vo/Vi
1	209.4	3375	16.11748
1.5	206.2	3375	16.3676
4	206.2	3375	16.3676
8	206.2	3344	16.21726
10	206.2	3344	16.21726
15	206.2	3281	15.91174
20	206.2	3188	15.46072
30	206.2	3000	14.54898
40	212.5	2781	13.08706
50	212.5	2500	11.76471
60	212.5	2250	10.58824
80	212.5	1875	8.823529
100	212.5	1594	7.501176
150	212.5	1125	5.294118
200	212.5	859.4	4.044235
400	212.5	437.5	2.058824
600	212.6	284.5	1.338194
800	212.5	212.5	1
1000	212.5	168.5	0.792941

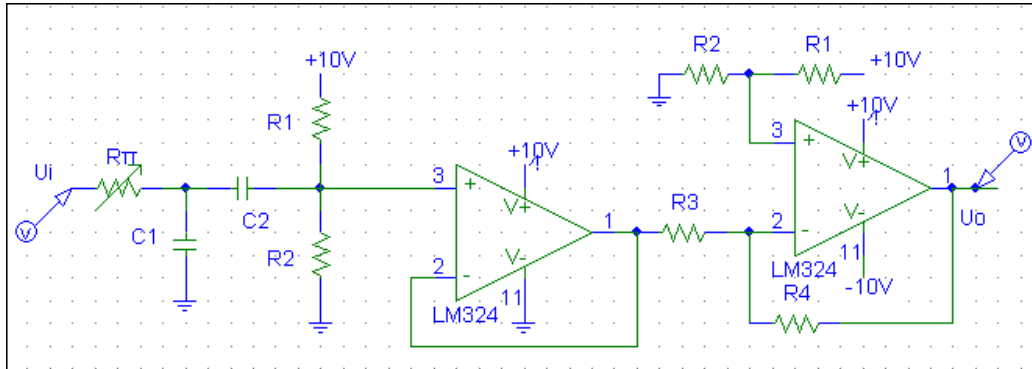
Το αντίστοιχο διάγραμμα Bode έχει χαραχθεί στο σχήμα 5.



Παρατηρούμε ότι η καμπύλη που σχηματίζουν οι μετρήσεις έχει ακριβώς τη μορφή που περιμέναμε. Βλέπουμε ακόμα ότι ο προενισχυτής είναι βαθυπερατός, παρουσιάζοντας μεγάλο και σχεδόν σταθερό κέρδος (ίσο με το dc κέρδος) σε συχνότητες από 1 έως 30kHz, εμφανίζοντας «γόνατο» στην περιοχή των 30 με 60kHz, ενώ στη συνέχεια το κέρδος του πέφτει με γραμμικό ρυθμό. Από τις μετρήσεις προκύπτει ότι το dc κέρδος του προενισχυτή είναι περίπου 16.3, ενώ θεωρητικά το υπολογίσαμε 17.7. Η διαφορά είναι σχετικά μικρή και οφείλεται σε σφάλματα μέτρησης των αντιστάσεων με το πολύμετρο.

Αν παράλληλα με την αντίσταση R_3 συνδεθεί ένα δικτύωμα σειράς RC, με αντίσταση $R' \ll R_3$, τότε για μικρές συχνότητες, θα έχουμε την ίδια με προηγουμένως συμπεριφορά (ο C' λειτουργεί ως ανοικτός διακόπτης). Αντίθετα, για μεγάλες συχνότητες ο C' θα έχει σύνθετη αντίσταση μικρή και επειδή $R' \ll R_3$, όλο σχεδόν το ρεύμα θα περνάει από το δίκτυωμα σειράς RC και έτσι ο ενισχυτής θα τείνει να αποκτήσει κέρδος R_4/R' πολύ μεγαλύτερο από προηγουμένως. Έτσι, ενώ πριν στις μεγάλες συχνότητες το κέρδος μειωνόταν, τώρα θα αυξάνεται.

Στη συνέχεια πραγματοποιούμε τη συνδεσμολογία του παρακάτω σχήματος:



Στο σημείο σύνδεσης της τροφοδοσίας των 10V συνδέουμε παράλληλα ένα πυκνωτή κυρίως για σταθεροποίηση της τάσης αλλά και γενικότερη προστασία του κυκλώματος. Ο μη αναστρέφων ακροδέκτης του προενισχυτή συνδέεται στο διαιρέτη τάσης R_1/R_2 , για τον ίδιο λόγο που χρησιμοποιήθηκε η ίδια συνδεσμολογία στον απομονωτή, για την πόλωση δηλαδή του τελεστικού ενισχυτή στα 5V.

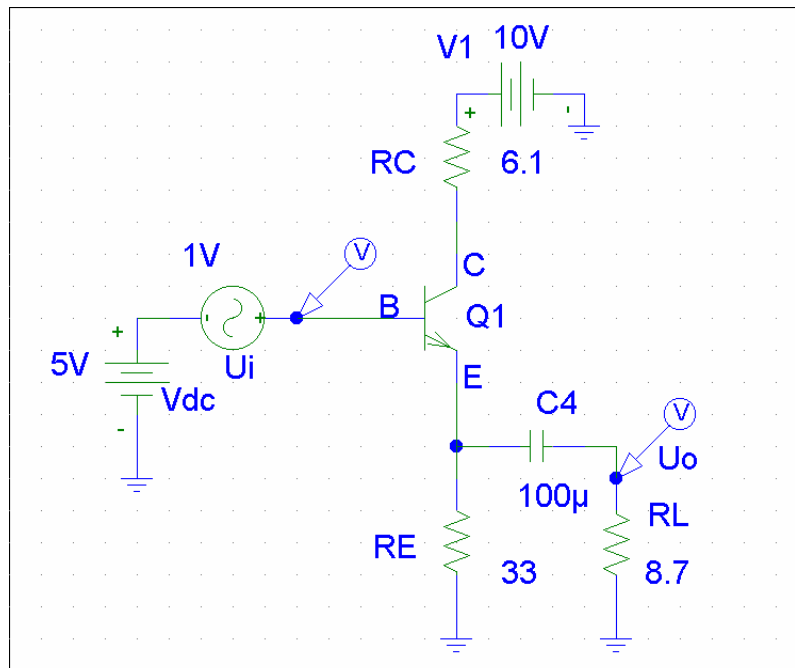
Προσομοίωση στο SPICE

Στο σχήμα P5, φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του προενισχυτή (AC sweep). Παρατηρούμε ότι στην προσομοίωση του SPICE ο προενισχυτής παρουσιάζει εντελώς παρόμοια συμπεριφορά με τη θεωρητικά αναμενόμενη και με τις πειραματικές μετρήσεις.

Σχήμα P5.

Μέρος 5.4 - Το στάδιο εξόδου

Το τέταρτο στάδιο της ενισχυτικής βαθμίδας είναι ένας ενισχυτής ισχύος με ένα τρανζίστορ. Πραγματοποιούμε το κύκλωμα του παρακάτω σχήματος:



Θεωρητική ανάλυση

ανάλυση dc- διερεύνηση του σημείου λειτουργίας.

Θεωρούμε ότι έχει μηδενιστεί η ac πηγή Vi. Τότε:

$$V_B = 5 \text{ V}$$

$$V_E = 5 - 0.7 = 4.3 \text{ V}$$

$$I_E = V_E / R_E = 0.13 \text{ A}$$

Θεωρούμε ότι $\alpha \approx 1$, οπότε το ρεύμα πόλωσης είναι:

$$I_C \approx I_E = 0.13 \text{ A}$$

$$\text{και } I_B \approx 0$$

$$V_C = 10 \text{ V} - I_C R_C = 9.207 \text{ V}$$

ανάλυση ac- μοντέλο ασθενούς σήματος

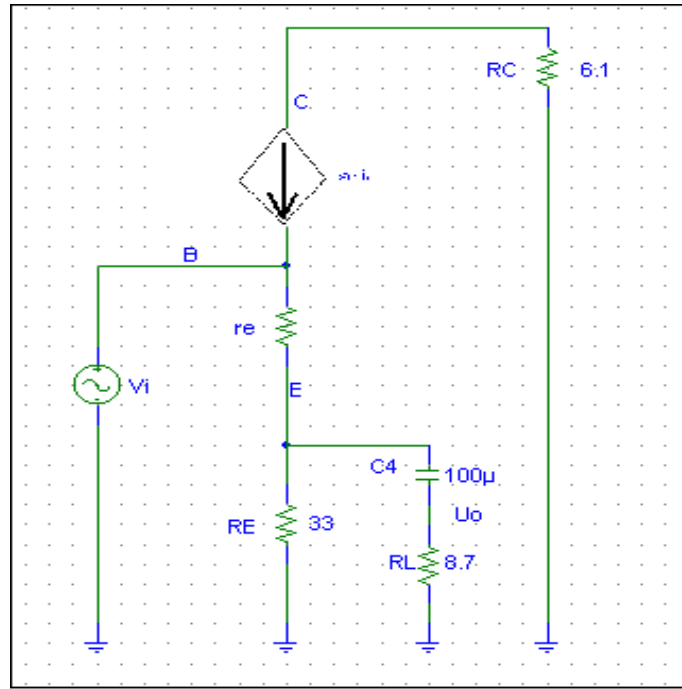
Χρησιμοποιούμε το μοντέλο T, όπου:

$$r_e = \alpha V_T / I_C$$

Θεωρούμε ότι $\alpha \approx 1$ και $V_T = 25,2 \text{ mV}$ (θερμοκρασία δωματίου), οπότε:

$$r_e = 25,2 \text{ mV} / 0.13 \text{ A} = 0.194 \Omega$$

Παρακάτω φαίνεται το μοντέλο T:



Έστω $Z_{i\sigma}$ η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση μεταξύ του Ε και της γης. Τότε:

$$\frac{1}{Z_{i\sigma}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_L + Z_4}$$

Έχουμε:

$$V_E = V_i \frac{Z_{i\sigma}}{Z_{i\sigma} + r_e}$$

και

$$V_o = V_E \frac{R_L}{R_L + Z_4}$$

Άρα

$$\begin{aligned} V_o &= V_i \cdot \frac{Z_{i\sigma}}{Z_{i\sigma} + r_e} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_4} \\ \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{1 + \frac{r_e}{Z_{i\sigma}}} \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{C_4 \cdot s}} \\ &= \frac{R_L}{R_L + r_e + \frac{r_e R_L}{R_E} + \left(1 + \frac{r_e}{R_E}\right) \frac{1}{C_4 \cdot s}} \\ &= \frac{1}{A + B \frac{1}{C_4 \cdot s}} = \frac{1}{A} \cdot \frac{1}{1 + \frac{B}{AC_4 \cdot s}} \end{aligned}$$

όπου

$$A = 1 + \frac{r_e}{R_L} + \frac{r_e}{R_E} = 1 + \frac{0.194}{8.7} + \frac{0.194}{33} = 1.03$$

$$B = \frac{1}{R_L} + \frac{r_e}{R_L R_E} = \frac{1}{8.7} + \frac{0.194}{8.7 \cdot 33} \Omega = 0.116 \Omega$$

Όμως, ο πυκνωτής C4 έχει τεράστια τιμή. Έτσι, για τις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν 1/C4s παίρνει μηδενική τιμή ενώ ο λόγος B/A παραμένει πεπερασμένος. Άρα, μπορούμε να αγνοήσουμε το δεύτερο όρο στο παραπάνω γινόμενο. Έτσι, στο στάδιο αυτό ο λόγος Vo/Vi πρέπει να παραμένει σταθερός και μικρότερος από 1:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{A} = 0.97$$

Μετρήσεις

Με το πολύμετρο μετράμε τις τάσεις και τα ρεύματα στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Οι τιμές που μετρήσαμε είναι:

$$V_C = 9.10V \quad V_B = 5.00V \quad \text{και} \quad V_E = 4.3V.$$

Είναι $V_C > V_B$ και $V_E < V_B$, άρα το τρανζίστορ όντως βρίσκεται στην ενεργό περιοχή.

Βλέπουμε ότι οι μετρήσεις είναι αρκετά κοντά στις θεωρητικές τιμές. Οι όποιες αποκλίσεις οφείλονται σε σφάλματα του πολύμετρου καθώς και στο γεγονός ότι το τρανζίστορ ζεσταινόταν πολύ εύκολα, κι έτσι αλλοιώνονταν τα χαρακτηριστικά του. Επίσης, στους θεωρητικούς υπολογισμούς, θεωρήσαμε ότι $\alpha \approx 1$, ενώ στην πραγματικότητα $\alpha < 1$.

Σύμφωνα με τις ενδείξεις των δύο τροφοδοτικών, διαρρέονταν από ρεύματα:

$$I_C = 0.15A$$

$$I_B = 0A,$$

που επιβεβαιώνει την υπόθεση ότι το I_B είναι αμελητέο. Οπότε

$$I_E = I_B + I_C = 0.15A$$

Αν από τις μετρήσεις των τάσεων, υπολογίζουμε τις τιμές των ρευμάτων:

$$I_C = 10 - 9.10 / 5.8 = 0.155A, \quad I_E = 4.3V / 33\Omega = 0.13A$$

οι αντίστοιχες τιμές των ρευμάτων δεν είναι ακριβώς ίσες λόγω σφαλμάτων μέτρησης των τάσεων και μη ακριβών ενδείξεων στα τροφοδοτικά.

Ο πυκνωτής C4 χρησιμοποιείται για να αποκόπτει τη dc συνιστώσα.

Υποδεκαπλασιασμός της R_E , θα προκαλέσει αύξηση του ρεύματος που διέρχεται από αυτή την αντίσταση. Συνεπώς, το ρεύμα που θα διέρχεται από το φορτίο θα μειωθεί και επομένως θα έχουμε μείωση του λόγου Vo/Vi και άρα μια σχετική πτώση ισχύος.

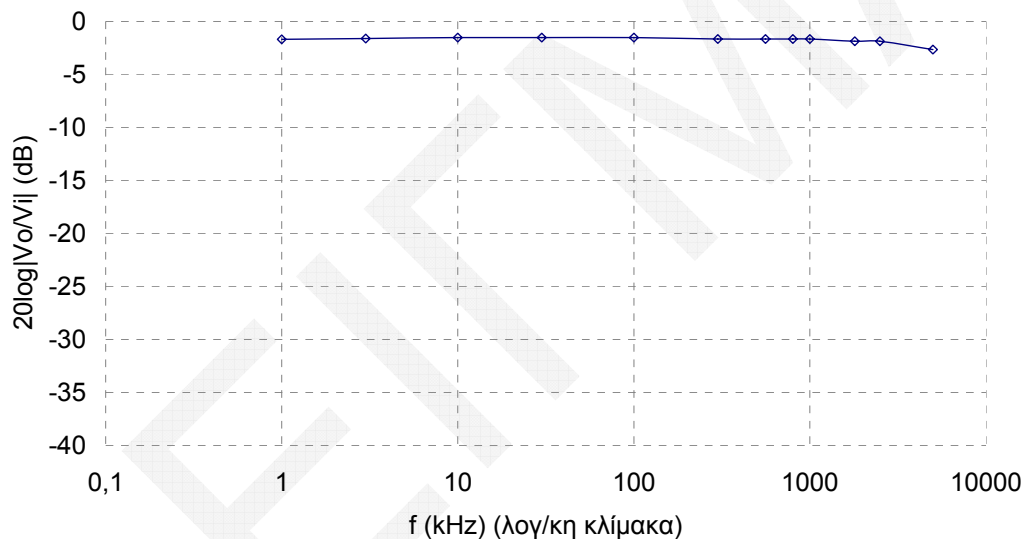
Υποδεκαπλασιασμός της R_L θα προκαλέσει αύξηση του ρεύματος που διέρχεται από αυτή και σε αντίθεση με την παραπάνω περίπτωση θα έχουμε αύξηση στη μεταφερόμενη προς το φορτίο ισχύ.

Συνδέουμε στην είσοδο τροφοδοτικό με τάση 5V σε σειρά με γεννήτρια με πλάτος 2V. Μεταβάλλουμε τη συχνότητα της γεννήτριας από το 1KHz μέχρι τα 5MHz και μετράμε στον παλμογράφο την τάση στο φορτίο R_L . Στην έξοδο παρατηρούσαμε ημίτονο μηδενικής dc συνιστώσας. Οι μετρήσεις που πήραμε εμφανίζονται στον επόμενο πίνακα:

f(KHz)	Vi p-p (V)	Vo p-p (V)	Vo/Vi
1	1.938	1.594	0.822497
3	1.938	1.609	0.830237
10	1.938	1.625	0.838493
30	1.938	1.625	0.838493
100	1.938	1.625	0.838493
300	1.969	1.625	0.825292
560	1.969	1.625	0.825292
800	1.969	1.625	0.825292
1000	1.969	1.625	0.825292
1800	1.938	1.562	0.805986
2500	1.938	1.562	0.805986
5000	2.187	1.609	0.735711

Το αντίστοιχο διάγραμμα Bode έχει χαραχθεί στο σχήμα 6.

ΣΧΗΜΑ 6



Παρατηρούμε ότι το κέρδος V_o/V_i παραμένει σχεδόν σταθερό, όπως είχαμε προβλέψει και με τα θεωρητικά αποτελέσματα. Με τη διαφορά όμως ότι είναι λίγο μικρότερο από το κέρδος που είχαμε υπολογίσει θεωρητικά. Αυτό οφείλεται σε σφάλματα του παλμογράφου καθώς και σε σφάλματα του πολύμετρου κατά τον υπολογισμό των αντιστάσεων. Επίσης, οφείλεται στο γεγονός ότι στους θεωρητικούς υπολογισμούς, θεωρήσαμε ότι $\alpha \approx 1$, ενώ στην πραγματικότητα $\alpha < 1$ και ότι $V_T = 25,2$ mV (θερμοκρασία δωματίου) ενώ στην πραγματικότητα η θερμοκρασία ενδεχομένως να ήταν μεγαλύτερη.

Προσομοίωση στο SPICE

Αρχικά, πραγματοποιούμε προσομοίωση για τη διερεύνηση του σημείου λειτουργίας. Βρίσκουμε:

$$V_C = 9.226V \quad V_B = 5.00V \quad \text{και} \quad V_E = 4.213V$$

$$I_C = 126.86mA \quad I_B = 0.813mA \quad \text{και} \quad I_E = 127.67mA$$

τιμές που είναι πολύ κοντά στους θεωρητικούς υπολογισμούς αλλά και στις μετρήσεις.

Στη συνέχεια, πραγματοποιούμε προσομοίωση στο πεδίο της συχνότητας (AC sweep) : στο σχήμα P6, φαίνονται τα αποτελέσματα.

Τέλος, πραγματοποιούμε προσομοίωση στο πεδίο του χρόνου (Transient Analysis). Θέτουμε ως συχνότητα πηγής 100 kHz. Στο σχήμα P7, φαίνονται το σήμα εισόδου και εξόδου. Ανάλογο σχήμα θα είχαμε και για τις υπόλοιπες συχνότητες που μας ενδιαφέρουν. Παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου έχει μηδενική dc συνιστώσα.

Παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα αυτά συμπίπτουν με τη θεωρητική ανάλυση που κάναμε καθώς και με τα πειραματικά αποτελέσματα.

Σχήμα P6.

Βιβλιογραφικές Αναφορές

1. Κ. Πίτρης, Γ. Γεωργίου, Σημειώσεις Εργαστηρίου Κυκλωμάτων και Μετρήσεων HMY 203, Κ. Πίτρης. (2007)
2. S. Wolf, R.F.M. Smith. Student Reference Manual for Electronic Instrumentation Laboratories (2nd Edition). Prentice Hall; 2nd edition (2003) ISBN: 0130421820
3. Y. Tsividis. A First Lab in Circuits and Electronics. Wiley Text Books (2001) ISBN: 0471386952
4. J. W. Nilsson, S. A. Riedel. Electric Circuits Revised and PSpice Supplement Package (6th Edition) Prentice Hall; 6 edition (2000) . ISBN: 0130573078
5. J. W. Nilsson, S. A. Riedel. Introduction to PSpice for Electric Circuits (6th Edition) Prentice Hall; 6 edition (2001). ISBN: 0130094706