

Πτυχιακή Εργασία

**Σχεδιασμός ενισχυτή ακουστικών
συχνοτήτων**

Σιάμος Άρης-Στυλιανός

2015



Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και
Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών

Επιβλέπων Καθηγητής

Πλέσσας Φώτιος, Επίκουρος Καθηγητής

Δεύτερο μέλος επιτροπής

Ευμορφόπουλος Νέστωρ, Επίκουρος Καθηγητής

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ τον επιβλέποντα καθηγητή μου **κ. Πλέσσα Φώτιο** για την πολύτιμη βοήθεια του, την διαρκή καθοδήγηση και τις σημαντικές συμβουλές του καθ' όλη την διάρκεια της παρούσας εργασίας.

Πίνακας περιεχομένων

Περίληψη.....	4
Κεφάλαιο 1	6
1.1 Εισαγωγή.....	6
1.2 Θεωρία σημάτων	6
1.2.1 Σήματα συνεχούς χρόνου ή αναλογικά σήματα	7
1.2.2 Σήματα διακριτού χρόνου.....	7
1.2.3 Ψηφιακά σήματα	8
1.2.4 Περιοδικά σήματα	8
1.3 Ακουστό Φάσμα	9
1.3.1 Ακουστό φάσμα στον άνθρωπο	9
1.4 Παραμόρφωση σήματος	10
1.4.1 Ψαλιδισμός.....	10
1.4.2 Ψαλιδισμός ενισχυτή	11
Κεφάλαιο 2	12
2.1 Εισαγωγή στα τρανζίστορ	12
2.1.2 Ιστορία των τρανζίστορ.....	13
2.2 Είδη τρανζίστορ.....	14
2.2.1 Διπολικά τρανζίστορ επαφής-BJT	14
2.2.2 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου-FET	15
Κεφάλαιο 3	16
3.1 Εισαγωγή στους Ενισχυτές.....	16
3.1.1 Τι είναι ενίσχυση	16
3.2 Απαιτήσεις ενός ενισχυτή.....	17
3.3 Ενισχυτής κοινού εκπομπού	19
3.3.1 Πυκνωτές ζεύξης	21
3.3.2 Χαρακτηριστική καμπύλη εξόδου	22
3.3.3 Κέρδος τάσης κοινού εκπομπού	23
3.3.4 Ανακεφαλαίωση	24
3.4 Κλάσεις ενισχυτών	24
3.4.1 Ενισχυτής κλάσης A.....	25
3.4.2 Ενισχυτής κλάσης B	27
3.4.3 Ενισχυτής κλάσης AB	28

3.4.4 Ενισχυτής κλάσης C	29
3.4.5 Ανακεφαλαίωση κλάσεων	30
3.5 Άλλες κλάσεις ενισχυτών	31
3.5.1 Κλάση D.....	31
3.5.2 Κλάση F.....	31
3.5.3 Κλάση G.....	31
3.5.4 Κλάση I	32
3.5.5 Κλάση S.....	32
3.5.6 Κλάση T	32
3.6 Crossover Distortion.....	33
3.6.1 Προ-πόλωση (pre-biasing) της εξόδου	34
Κεφάλαιο 4	36
4.1 Εισαγωγή στο πρόγραμμα LTspice	36
4.2 Κυκλωματική μελέτη Κλάσης A	36
4.2.1 Πόλωση τρανζίστορ.....	36
4.2.2 Μοντέλο μικρού σήματος και κέρδος	39
4.3 Μελέτη κλάσης A στο LTspice	43
4.4 Κυκλωματική μελέτη Κλάσης B, AB	49
4.5 Μελέτη κλάσης B, AB στο LTspice	49
4.5.1 Κύκλωμα AB πολωμένο με αντιστάσεις.....	51
4.5.2 Κύκλωμα AB πολωμένο με διόδους	53
4.6 Μελέτη κυκλώματος AB με αυξανόμενο φορτίο εξόδου	54
Κεφάλαιο 5	59
5.1 Κατασκευή ενισχυτή ακουστικών ηχείων.....	59
5.1.1 Αποτελέσματα παλμογράφου	61
5.2 Κατασκευή ενισχυτή ηχείων ηχοσυστήματος.....	72
5.2.1 Αποτελέσματα παλμογράφου	74
5.3 Συμπεράσματα και τελικά αποτελέσματα μελέτης	76
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	77

Περίληψη

Η παρούσα πτυχιακή εργασία, που εκπονήθηκε στο πλαίσιο των προπτυχιακών μου σπουδών στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών, πραγματεύεται τη μελέτη, τον σχεδιασμό και την κατασκευή ενός ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων με τρανζίστορ.

Αρχικά, γίνεται μια εισαγωγή στις βασικές έννοιες των ακουστικών σημάτων και των φαινομένων παραμόρφωσης και ψαλιδισμού. Στην συνέχεια μελετάμε θεωρητικά τα διάφορα είδη ενισχυτών που υπάρχουν, ως προς τα χαρακτηριστικά και την απόδοσή τους. Έπειτα σχεδιάζουμε και αναλύουμε σε κατάλληλο πρόγραμμα (LTspice) τα κυκλώματα τους για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας τους. Τέλος κατασκευάζουμε σε πλακέτες το κύκλωμα του ενισχυτή που επιλέξαμε και επαληθεύουμε την λειτουργικότητα του μέσω εργαστηριακής προσομοίωσης, καθώς και ακουστικής, συνδέοντας ένα MP3 player. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συλλέγονται για την εξαγωγή συμπερασμάτων και την ολοκλήρωση της μελέτης.

Abstract

This thesis, prepared under my undergraduate studies in the Department of Electrical and Computer Engineering, discusses the study, design and construction of an audio transistor amplifier.

Initially, there is an introduction to the basic concepts of acoustic signals and phenomena of distortion and clipping. Then we exam theoretically the different types of amplifiers that exist, in terms of features and performance. Then we design and analyze with LTspice the circuits for better understanding of their function. Finally we manufacture the amplifier in a PCB (printed circuit board), also we verify its functionality by laboratory simulation and audio by connecting an MP3 player. The results of the simulations gathered to draw conclusions and to complete the study.

Κεφάλαιο 1

1.1 Εισαγωγή

Ενισχυτής ονομάζεται η ηλεκτρική ή ηλεκτρονική συσκευή που ενισχύει το ηλεκτρικό σήμα. Το σήμα εξόδου μπορεί να είναι η ίδια ή διαφορετική κυματομορφή, αλλά σίγουρα το πλάτος του σήματος εξόδου θα είναι ενισχυμένο. Οι ενισχυτές μπορούν να κατασκευαστούν είτε με λυχνίες, είτε με στοιχεία στερεάς κατάστασης (τρανζίστορ, μοσφет, τελεστικούς κ.τ.λ.).

Η πρώτη πρακτική ηλεκτρονική συσκευή που κατάφερε να ενισχύσει ένα σήμα, ήταν το **Audion**(τρίοδος) σωλήνας κενού, που εφευρέθηκε το 1906 από τον *Lee De Forest*, η οποία οδήγησε στην δημιουργία των μετέπειτα ενισχυτών. Για τα επόμενα πενήντα χρόνια οι σωλήνες κενού ήταν οι μόνες συσκευές που μπορούσαν να ενισχύσουν. Την δεκαετία του 1960 εμφανίζονται τα τρανζίστορ και οι πρώτοι ενισχυτές νέας τεχνολογίας που συνεχίζουν μέχρι και σήμερα. Στην παρούσα πτυχιακή θα μελετήσουμε τους τρανζίστορ ενισχυτές, αλλά πρώτα θα αναλύσουμε κάποια βασικά θεωρητικά χαρακτηριστικά που έχει ο ήχος και οι κυματομορφές του, καθώς επίσης την ιστορία και την λειτουργία των τρανζίστορ.

1.2 Θεωρία σημάτων

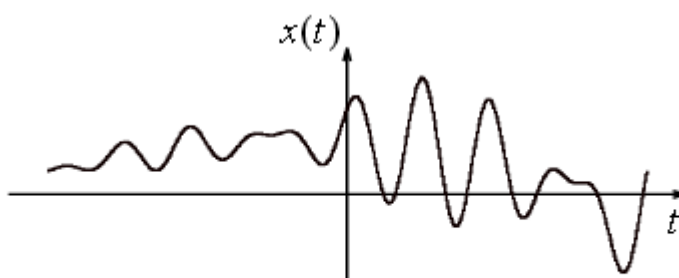
Ως σήμα ορίζεται ένα φυσικό μέγεθος το οποίο μεταβάλλεται σε σχέση με το χρόνο ή το χώρο ή, με οποιαδήποτε άλλη ανεξάρτητη μεταβλητή ή μεταβλητές. Για παράδειγμα, το σήμα ομιλίας αντιστοιχεί στις μεταβολές της ακουστικής πίεσης σε σχέση με το χρόνο και προέρχεται από τις κινήσεις των φωνητικών χορδών. Το σήμα εικόνας αντιστοιχεί στις μεταβολές της φωτεινότητας σε σχέση με τις δύο χωρικές μεταβλητές. Άλλα παραδείγματα σημάτων είναι τα σεισμικά σήματα, τα ιατρικά σήματα (όπως το καρδιογράφημα), κ.λπ.

Ανάλογα με τον τύπο της ανεξάρτητης ή της εξαρτημένης μεταβλητής της συνάρτησης μπορούμε να κατατάξουμε τα σήματα στις παρακάτω κατηγορίες:

Σήματα συνεχούς χρόνου ή αναλογικά σήματα, σήματα διακριτού χρόνου, ψηφιακά σήματα.

1.2.1 Σήματα συνεχούς χρόνου ή αναλογικά σήματα

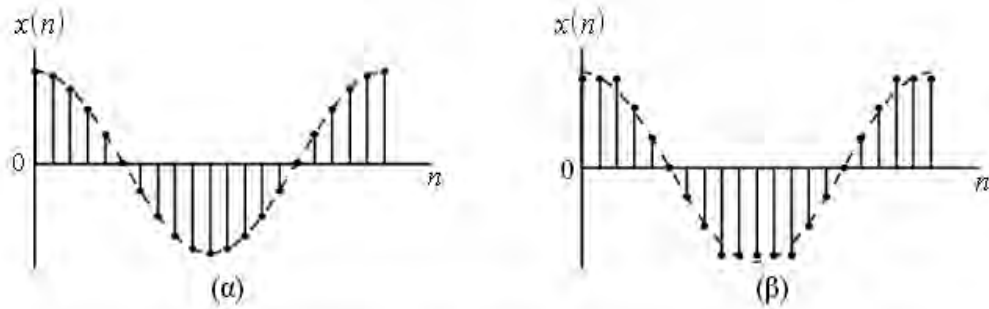
Σήματα συνεχούς χρόνου ή αναλογικά σήματα είναι τα σήματα των οποίων η ανεξάρτητη μεταβλητή μεταβάλλεται σ' ένα συνεχές διάστημα. Στα μονοδιάστατα σήματα το πεδίο ορισμού του σήματος είναι το διάστημα της ευθείας των πραγματικών αριθμών. Στο Σχήμα 1.1 έχει σχεδιαστεί ένα αναλογικό σήμα. Επειδή η ανεξάρτητη μεταβλητή t συνήθως είναι ο χρόνος τα σήματα αυτά ονομάζονται *σήματα συνεχούς χρόνου* ή *σήματα συνεχούς μεταβλητής*.



Σχήμα 1.1 Γραφική αναπαράσταση ενός αναλογικού σήματος.

1.2.2 Σήματα διακριτού χρόνου

Σήματα διακριτού χρόνου είναι τα σήματα των οποίων το πεδίο ορισμού είναι κάποιο διακριτό σύνολο, (π.χ. το σύνολο των ακεραίων αριθμών), ενώ η εξαρτημένη μεταβλητή είναι δυνατόν να λαμβάνει οποιαδήποτε τιμή. Το σήμα στο Σχήμα 1.2 α είναι ένα σήμα διακριτού χρόνου.



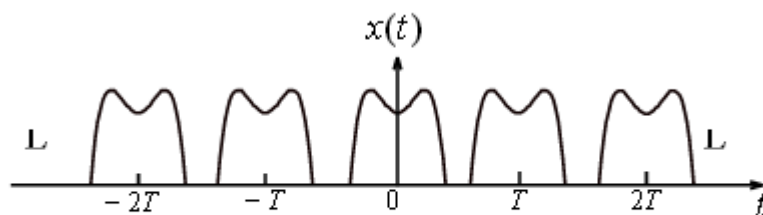
Σχήμα 1.2 Γραφική αναπαράσταση (α) ενός σήματος διακριτού χρόνου και (β) ενός ψηφιακού σήματος.

1.2.3 Ψηφιακά σήματα

Ψηφιακά σήματα είναι τα σήματα στα οποία τόσο η ανεξάρτητη μεταβλητή, όσο και η εξαρτημένη μεταβλητή μπορούν να λαμβάνουν μόνο διακριτές τιμές. Στο Σχήμα 1.2 β φαίνεται ένα ψηφιακό σήμα.

1.2.4 Περιοδικά σήματα

Ένα αναλογικό σήμα $x(t)$ λέγεται *περιοδικό*, όταν υπάρχει ένας θετικός αριθμός T για τον οποίο ισχύει $x(t) = x(t+T)$ για κάθε τιμή του t . Στο Σχήμα 1.3 έχει σχεδιαστεί ένα περιοδικό σήμα. Ο σταθερός αριθμός T λέγεται *περίοδος*. Η ελάχιστη δυνατή περίοδος είναι γνωστή ως *θεμελιώδης περίοδος* και συμβολίζεται με T_0 . Επίσης *συχνότητα* ονομάζουμε τον αριθμό των επαναλήψεων ενός γεγονότος στην μονάδα του χρόνου με τύπο $f = 1/T$.



Σχήμα 1.3 Περιοδικό σήμα συνεχούς χρόνου.

Παράδειγμα ενός γνωστού περιοδικού σήματος είναι το ημιτονοειδές σήμα.

$$x(t) = \sin(\omega t + \theta)$$

1.3 Ακουστό Φάσμα

Ως *ακουστό φάσμα* περιγράφεται το διάστημα μεταξύ της μικρότερης και της μεγαλύτερης συχνότητας ήχου που μπορεί να ακούσει ένας άνθρωπος ή ένα ζώο. Στους ανθρώπους το ακουστό φάσμα εκτείνεται κατά προσέγγιση από τα 20 Hz έως τα 20 KHz (20.000 Hz). Ωστόσο, υπάρχουν σημαντικές διαφορές στο φάσμα μεταξύ ατόμων, ειδικά στην περιοχή των ψηλών συχνοτήτων, στην οποία παρατηρείται και η μεγαλύτερη απομείωση ανάλογα με την ηλικία του ατόμου. Η ευαισθησία στον ήχο εξαρτάται επίσης από την συχνότητα.

1.3.1 Ακουστό φάσμα στον άνθρωπο

Στους ανθρώπους, τα ηχητικά κύματα εισέρχονται στο αφτί από το εξωτερικό του μέρος και κρούουν στην μεμβράνη του τυμπάνου. Τα κύματα αυτά θέτουν σε κίνηση την μεμβράνη και τα οστά του μέσου αφτιού. Ο αριθμός των δονήσεων ανά δευτερόλεπτο υποδεικνύει την συχνότητα του ήχου που ακούγεται, και μετράται σε Χερτζ (Hz), όπου ένα Hz είναι μια δόνηση ανά δευτερόλεπτο. Οι συχνότητες αυτές χωρίζονται σε υπόηχους (κάτω από το ακουστό φάσμα), ήχους (μέσα στο ακουστό φάσμα) και υπέρηχους (πάνω από το ακουστό φάσμα).

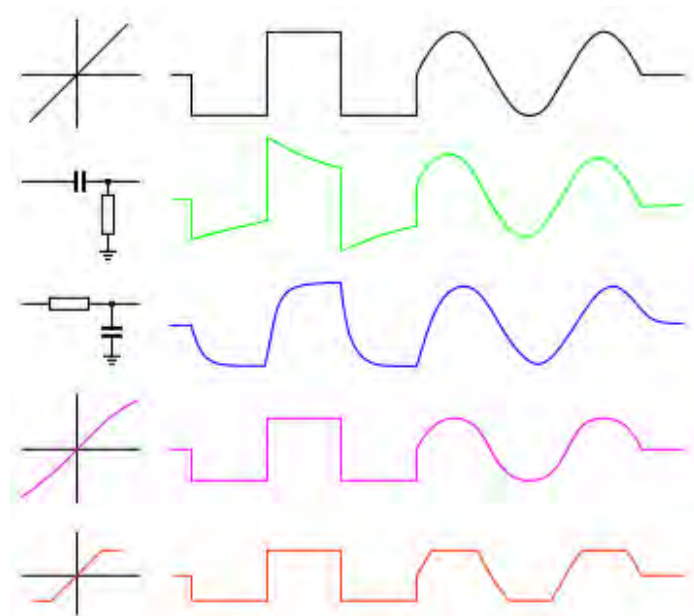
Συγκεκριμένα οι άνθρωποι έχουν ακουστό φάσμα που ξεκινά από τα 20 Hz, αν και σε ιδανικές συνθήκες είναι δυνατή η ακοή ήχων από τα 12 Hz. Το φάσμα φτάνει στα 20.000 Hz στα περισσότερα παιδιά και σε μερικούς ενήλικες, αρχίζει όμως να συρρικνώνεται σταθερά από την ηλικία περίπου των 8 ετών, με την εντονότερη συρρίκνωση να παρατηρείται στις ψηλές συχνότητες.

Εφαρμογή του ακουστού φάσματος αποτελεί η συμπίεση ενός ψηφιακού ηχητικού σήματος, κατά την οποία αποκόβονται οι συχνότητες πάνω από τα 20 KHz, μια που η έλλειψη τους δεν γίνεται αισθητή στο τελικό αποτέλεσμα. Για παράδειγμα,

ο αλγόριθμος συμπίεσης ήχου για το MP3 αποκόβει τους ήχους πάνω από τα 18KHz, ή ακόμα και πάνω από τα 16 KHz όταν η συμπίεση γίνεται στα 128 Kbits/s.

1.4 Παραμόρφωση σήματος

Παραμόρφωση σήματος λέγεται οποιαδήποτε τροποποίηση της κυματομορφής του σήματος. Η απλούστερη μορφή παραμόρφωσης είναι γνωστή ως *ρύθμιση έντασης*, η οποία περιλαμβάνει την παραμόρφωση του πλάτους ενός ηχητικού κύματος με έναν αναλογικό ή γραμμικό τρόπο, ώστε να αυξάνεται ή να μειώνεται η ένταση του ήχου χωρίς να επηρεάζεται η ποιότητα του τόνου. Η πιο κοινή παραμόρφωση έντασης ήχου κυρίως στους ενισχυτές είναι ο ψαλιδισμός.



Εικόνα 1.4 Είδη παραμόρφωσης

1.4.1 Ψαλιδισμός

Ο *ψαλιδισμός* (clipping) είναι μια μη γραμμική διαδικασία που παράγει συχνότητες που δεν φαινόνταν αρχικά στο σήμα ήχου. Αυτές οι συχνότητες μπορεί να είναι αρμονικές συνιστώσες, δηλαδή ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας εισόδου, ή δυσαρμονικές, που προκύπτουν από την γενική παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

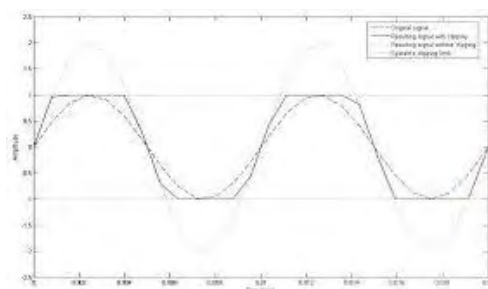
Ο μαλακός ψαλιδισμός (soft clipping) ισιώνει σταδιακά τις κορυφές ενός σήματος και αποδυναμώνει τις υψηλές περιττές αρμονικές. Ο έντονος ψαλιδισμός (Hard clipping) ισιώνει τις κορυφές απότομα, με αποτέλεσμα να δυναμώνει τις υψηλές περιττές αρμονικές.

1.4.2 Ψαλιδισμός ενισχυτή

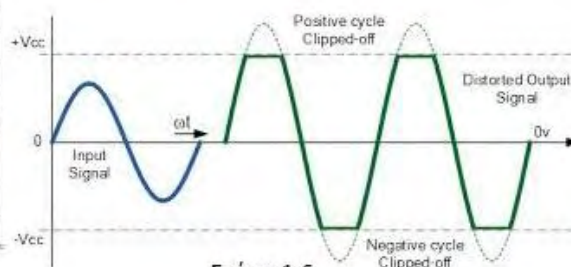
Όταν ένας ενισχυτής ωθείτε να δημιουργήσει ένα σήμα με μεγαλύτερη ισχύ απ' ό τι μπορεί να παρέχει η τροφοδοσία, θα ενισχύσει το σήμα εισόδου μόνο μέχρι το μέγιστο δυναμικό της, στο οποίο σημείο το σήμα δεν μπορεί να ενισχυθεί περαιτέρω. Καθώς το σήμα περνάει αυτό το σημείο κόβεται και λέμε ότι είναι ψαλιδισμένο. Το επιπλέον σήμα το οποίο κόπηκε από την ενίσχυση απλά χάνεται, με αποτέλεσμα ένα ημιτονοειδές σήμα εισόδου να αντικαθίσταται από ένα παραμορφωμένο τετραγωνικό σήμα τύπου κυματομορφής. Στο Σχήμα 1.5 και 1.6 δίνεται ένα παράδειγμα ψαλιδισμού.

Οι ενισχυτές έχουν όρια στην τάση, στο ρεύμα, καθώς και σε ορισμένα θερμικά όρια. Ψαλιδισμός μπορεί να συμβεί και λόγω περιορισμών αυτών των ορίων. Μερικοί ενισχυτές μπορούν να προσφέρουν μέγιστη ενίσχυση χωρίς ψαλιδισμό για σύντομο χρονικό διάστημα πριν η ενέργεια τους αρχίζει να εξαντλείται ή ο ενισχυτής αρχίσει να υπερθερμαίνεται.

Ο ψαλιδισμός γενικά είναι ένα ανεπιθύμητο φαινόμενο παραμόρφωσης και στόχος κάθε σχεδιαστεί ενισχυτών είναι η μείωση όσο το δυνατόν περισσότερο του φαινομένου αυτού.



Σχήμα 1.5



Σχήμα 1.6

Σχήμα 1.5, 1.6 Παραδείγματα ψαλιδισμού

2.1.2 Ιστορία των τρανζίστορ

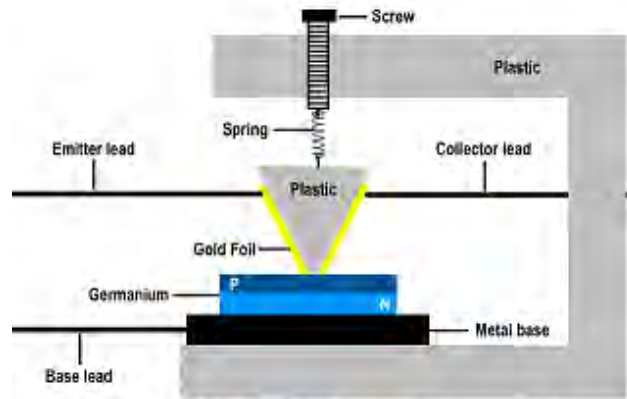
Οι πρώτες πατέντες που σχετίζονταν με την αρχή λειτουργίας του τρανζίστορ κατοχυρώθηκαν το 1928 από τον *Γιούλιους Έντγαρ Λιλινφελτ* (Julius Edgar Lilienfeld) στην Γερμανία. Το 1934 ο Γερμανός φυσικός *Όσκαρ Χάιλ* (Oskar Heil) κατοχύρωσε την ευρεσιτεχνία για το τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (field effect). Αυτή τους η εργασία ακολούθησε τις προσπάθειες τους κατά την διάρκεια του Β' Παγκοσμίου Πολέμου να παρασκευάσουν γερμάνιο υψηλής καθαρότητας, που είχε χρησιμοποιηθεί ως στοιχείο του δέκτη μικροκυμάτων στο ραντάρ. Η προηγούμενη τεχνολογία που βασιζόταν σε λυχνίες δεν προσέφερε αρκετά ταχεία εναλλαγή για να εξυπηρετήσει επαρκώς αυτή τη λειτουργία. Έτσι, η ομάδα των παραπάνω ερευνητών χρησιμοποίησε διόδους στερεάς κατάστασης. Με τις γνώσεις που απέκτησαν από αυτές, προσπάθησαν να κατασκευάσουν μία τρίοδο, πράγμα που αρχικά αποδείχθηκε δύσκολο. Ο Μπαρντίν (Bardeen) τελικά ανέπτυξε έναν νέο κλάδο φυσικής επιφανειών, με σκοπό να ερμηνεύσει τις "περίεργες" συμπεριφορές που παρατηρούσαν στα πειράματα τους και οι Bardeen και Brattain τελικά κατάφεραν να κατασκευάσουν μία διάταξη που λειτουργούσε. Το 1956 κέρδισαν το βραβείο Νόμπελ στην φυσική.

Το πρώτο τρανζίστορ πυριτίου κατασκευάστηκε από την Texas Instruments το 1954. Ήταν εργασία του Gordon Teal, ενός ειδικού στην παραγωγή κρυστάλλων υψηλής καθαρότητας που εργάζονταν προηγουμένως στα Bell labs. Το πρώτο MOS τρανζίστορ κατασκευάστηκε από τους Kahng και Attalla στα Bell Labs το 1960.

Στην εικόνα 2.2 και 2.3 ένα παράδειγμα του πρώτου τρανζίστορ.



Εικόνα 2.2 Το πρώτο τρανζίστορ



Εικόνα 2.3 Τα υλικά που το αποτελούν

2.2 Είδη τρανζίστορ

Τα τρανζίστορ διαχωρίζονται ανάλογα με το υλικό από το οποίο είναι φτιαγμένα, την χρήση τους (διακόπτης, ήχος κ.α.) , βαθμό ενίσχυσης κ.λπ. Δύο είδη είναι τα πιο δημοφιλή τα διπολικά τρανζίστορ επαφής BJT (Bipolar junction transistor) και τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου FET (Field effect transistor).

2.2.1 Διπολικά τρανζίστορ επαφής-BJT

Τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor) ήταν τα πλέον διαδεδομένα τρανζίστορ στις δεκαετίες του 1960 και 1970. Ακόμα και μετά την αύξηση της χρήσης των MOSFET, παρέμειναν στην κυκλοφορία κυρίως σε αναλογικά κυκλώματα όπως οι απλοί ενισχυτές λόγω της απλότητας κατασκευής τους και της γραμμικότητας που παρουσιάζει το σήμα τους. Ένα παράδειγμα BJT στην εικόνα 2.4.

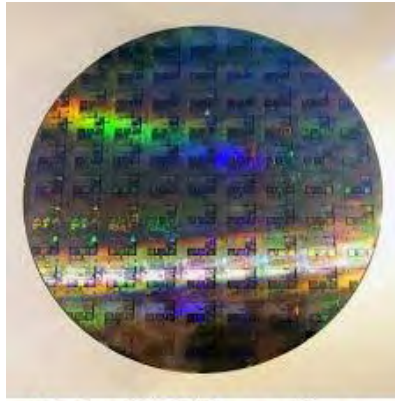


Εικόνα 2.4 Διπολικό τρανζίστορ

2.2.2 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου-FET

Τα *τρανζίστορ επίδρασης πεδίου* (Field Effect Transistor) είναι μια ηλεκτρονική διάταξη με τρεις ακροδέκτες η οποία περιλαμβάνει μια επαφή p-n. Η λειτουργία βασίζεται στον έλεγχο ενός εσωτερικού ηλεκτρικού πεδίου με την εφαρμογή εξωτερικού δυναμικού στον έναν από τους τρεις ακροδέκτες που ονομάζεται πύλη (gate). Το πεδίο αυτό ελέγχει την αγωγιμότητα μεταξύ των άλλων δυο ακροδεκτών, που ονομάζονται απαγωγός ή εκροή ή υποδοχή (drain) και πηγή (source). Το ρεύμα που διέρχεται από αυτούς τους δύο ακροδέκτες ελέγχεται από το πεδίο αυτό και έτσι, ενώ στα διπολικά τρανζίστορ ο έλεγχος του ρεύματος στην έξοδο γίνεται με το ρεύμα βάσης, στα FETs γίνεται με το δυναμικό της πύλης. Επίσης, η αγωγιμότητα γίνεται με ένα τύπο φορέων (οπές ή ηλεκτρόνια) ανάλογα με την πολικότητα τους, οπότε τα τρανζίστορ αυτά χαρακτηρίζονται ως μονοπολικά (unipolar).

Υπάρχουν δυο τύποι FET τρανζίστορ, που ονομάζονται FET επαφής, JFET (Junction FET) και FET μονωμένης πύλης ή Μετάλλου-Οξειδίου-Ημιαγωγού, (MOSFET, Metal-Oxide-Semiconductor FET). Κάθε τύπος μπορεί να κατασκευαστεί με κανάλι αγωγιμότητας ημιαγωγού τύπου n ή τύπου p, οπότε χαρακτηρίζεται αντίστοιχα ως n-καναλιού (n-channel) ή p-καναλιού (p-channel). Επιπλέον, υπάρχουν δύο κατηγορίες των παραπάνω, τα FET αραιώσης (depletion mode) και τα FET πύκνωσης (enhancement mode). Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του FET είναι ότι συχνά είναι απλούστερο να κατασκευαστεί και ότι καταλαμβάνει μικρότερο χώρο πάνω σε ένα μικροκύκλωμα (chip) σε σύγκριση με ένα BJT. Έτσι, η πυκνότητα εξαρτημάτων πάνω σε ένα μόνο μικροκύκλωμα μπορεί να είναι εξαιρετικά μεγάλη και συχνά ξεπερνά τα 100.000 MOSFET ανά chip. Ένα παράδειγμα στην εικόνα 2.5 ενός wafer MOSFET τρανζίστορ.



Εικόνα 2.5 Wafer τρανζίστορ

Κεφάλαιο 3

3.1 Εισαγωγή στους Ενισχυτές

3.1.1 Τι είναι ενίσχυση

Από εννοιολογικής απόψεως, η απλούστερη μορφή επεξεργασίας σήματος είναι η *ενίσχυση σήματος*. Η ανάγκη για ενίσχυση οφείλεται στο γεγονός ότι οι μετατροπείς παρέχουν σήματα της τάξης των μικροβόλτ (μV) ή μιλιβόλτ (mV) τα οποία χαρακτηρίζονται ως «ασθενή». Τέτοια σήματα είναι πολύ μικρά για να υποστούν αξιόπιστη επεξεργασία. Η επεξεργασία καθίσταται πολύ πιο εύκολη εάν το πλάτος του σήματος μεγαλώσει αρκετά. Η λειτουργική μονάδα που εκτελεί αυτή τη διαδικασία ονομάζεται ενισχυτής σήματος (signal amplifier).

Ενισχυτές τάσεις έχουν σχεδιαστεί για να πραγματοποιούν ακριβώς αυτή την ενίσχυση, που καλείται προ-ενίσχυση. Ένα απλό σήμα ήχου (π.χ. κασετόφωνου, CD player, ραδιόφωνου) θα προ-ενισχυθεί στα 1 με 2 Volt. Αυτό το επίπεδο καλείται επίπεδο εξόδου του ενισχυτή και το μέγεθος της ενίσχυσης, κέρδος του ενισχυτή (amplifier gain). Ο ενισχυτές τάσεις επίσης μπορούν να εκτελέσουν κάποια μορφής αναδιάταξης στο φάσμα συχνοτήτων του σήματος εισόδου, είναι γνωστοί για την χρησιμότητά τους στα ηχοσυστήματα καθώς προσαρμόζουν τον ήχο στις ακουστικές προτιμήσεις του ακροατή, χρησιμοποιούνται σαν ρυθμιστές τόνου, ισοσταθμιστές, φίλτρα κ.α.

Όλοι οι προ-ενισχυτές είναι ενισχυτές τάσεις και η λειτουργία τους είναι να προετοιμάζουν και να ενισχύουν τη στάθμη της τάσης σε στάθμη γραμμής για να το στείλουν στον ενισχυτή ισχύος. Σε αντίθεση ένας ακουστικός ενισχυτής ισχύος είναι σχεδιασμένος να ενισχύει το σήμα που βρίσκεται σε στάθμη γραμμής, σε αντίστοιχο υψηλού επιπέδου τάσης και ρεύματος, ικανό να οδηγήσει ένα χαμηλής εμπέδησης ηχείο (συνήθως στα 4 ή 8 ohms).

Ο ενισχυτής ισχύος μπορεί να δώσει μέτριο κέρδος τάσης αλλά σημαντικό κέρδος ρεύματος. Έτσι ενώ απορροφά λίγη ισχύ από την πηγή σήματος εισόδου με την οποία είναι συνδεδεμένος συνήθως ένας προ-ενισχυτής (ενισχυτής τάσης), παρέχει μεγάλη ισχύ στο φορτίο του. Ως παράδειγμα αναφέρουμε ο ενισχυτής ισχύος ενός ηχοσυστήματος, του οποίου ο σκοπός είναι να παρέχει επαρκή ισχύ για την οδήγηση των ηχείων, τα οποία λειτουργούν ως «φορτίο» για τον ενισχυτή.

3.2 Απαιτήσεις ενός ενισχυτή

Κάθε κατασκευαστής ενισχυτών είτε επαγγελματίας είτε ερασιτέχνης οφείλει να πληροί ορισμένες προδιαγραφές στο σχεδιασμό του ενισχυτή. Το βασικότερο στοιχείο είναι η αξιοπιστία, δηλαδή να προσφέρει αυτό για το οποίο σχεδιάστηκε.

Ένας καλά σχεδιασμένος ενισχυτής ισχύος πρέπει να αποδίδει στο φορτίο όσον το δυνατόν μεγαλύτερο ποσοστό ισχύος με την λιγότερη κατανάλωση, καθώς και να πετυχαίνει την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Εδώ πρέπει να τονισθεί σχετικά με την ισχύ ότι ο άνθρωπος δεν αντιλαμβάνεται την ακουστική ισχύ αλλά την πίεση. Επομένως θα πρέπει να τετραπλασιάζεται η ισχύς ώστε να διπλασιάζεται η ηχοστάθμη SPL (Sound Pressure Level):

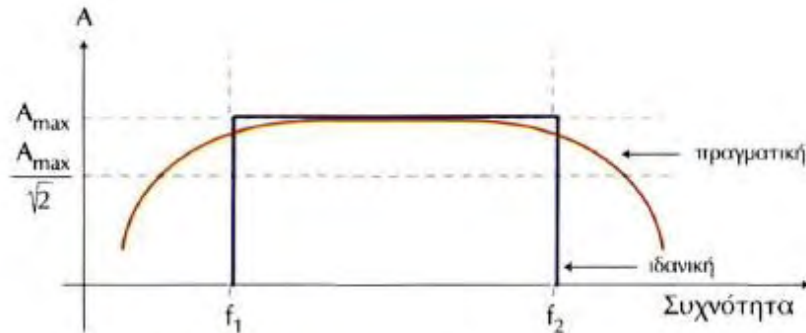
$$SPL = 20 \log_{10} \left(\frac{P_{rms}}{P_{ref}} \right) dB, p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} Pa$$

Όσον αφορά την *απόκριση συχνότητας* θα πρέπει να υπάρχει μια μικρή διακύμανση $\pm 0.5dB$ στις ακουστικές συχνότητες δηλαδή από 20Hz έως 20KHz. Για

τον θόρυβο στην έξοδο η σχεδίαση πρέπει να είναι τέτοια ώστε να είναι ο ελάχιστος. Το επίπεδο του θορύβου μετριέται από τον λόγο του σήματος προς τον θόρυβο:

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{V_{Signal}}{V_{noise}}$$

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται η καμπύλη απόκρισης συχνοτήτων του ιδανικού και ενός πραγματικού ενισχυτή.



Σχήμα 3.1 Καμπύλη απόκρισης συχνοτήτων

Επίσης το κέρδος του ενισχυτή πρέπει να παραμένει σταθερό παρ' όλες τις μεταβολές στο σήμα εισόδου. Υπάρχουν τρία είδη κέρδους ενισχυτών: i) κέρδος τάσης με τύπο, $Voltage\ gain(A_v) = \frac{Output\ voltage}{Input\ voltage}$ ή $\frac{V_{out}}{V_{in}}$, ii) κέρδος ρεύματος με τύπο, $Current\ gain(A_i) = \frac{Output\ current}{Input\ current}$ ή $\frac{I_{out}}{I_{in}}$, iii) Τέλος το κέρδος ισχύς με τύπο, $Power\ gain(A_p) = A_v \times A_i$.

Η παραμόρφωση πρέπει να είναι όσο το δυνατόν λιγότερη, χωρίς αυτό να έχει επιπτώσεις στο υπόλοιπο σύστημα. Η παραμόρφωση είναι γενικά ανεπιθύμητη εκτός από μερικές περιπτώσεις που ο σχεδιαστής ή ο χρήστης την δημιουργεί επίτηδες (ορισμένα είδη μουσικής χρησιμοποιούν παραμόρφωση), το μέτρο της είναι το THD (Total Harmonic Distortion): $\%THD = 100 \frac{\sum U_{RMS(i)}^2}{U_{RMS(f_0)}^2}$, όπου $U_{RMS(i)}$ είναι η RMS τιμή της i αρμονικής και $U_{RMS(f_0)}$ η RMS τιμή της θεμελιώδους αρμονικής.

Οι ενισχυτές ήχου επιδιώκουν να έχουν μηδενική αντίσταση εξόδου σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων, ώστε να λειτουργούν ως ιδανικές πηγές τάσης. Το αποτέλεσμα είναι ότι η έξοδος του ενισχυτή μένει ανεπηρέαστη από το φορτίο, οπότε η εξαρτώμενη από την συχνότητα εμπέδηση των ηχείων δεν δίνει εξίσου μεταβλητή απόκριση συχνότητας. Μία πραγματικά μηδενική εμπέδηση είναι αδύνατη. Ο

συντελεστής απόσβεσης είναι το κλάσμα της εμπέδησης φορτίου προς την εμπέδηση εξόδου. $Damping\ Factor = \frac{R_{load}}{R_{out}}$.

Τέλος η σχεδίαση ενός ενισχυτή θα πρέπει να λαμβάνει υπόψη και τις μεταβολές θερμοκρασίας ώστε να μην επηρεάζεται η ομαλή λειτουργία του. Πολλές παράμετροι των τρανζίστορ είναι ευαίσθητες στις μεταβολές της θερμοκρασίας, το εγχειρίδιο (datasheet) κάθε τρανζίστορ αναγράφει λεπτομερώς την απόκλιση θερμοκρασίας που μπορεί να ανεχτεί, έτσι ώστε η σχεδίαση να γίνεται πιο λεπτομερής χωρίς να αλλοιώνει το τελικό αποτέλεσμα.

Η αποδοτικότητα του ενισχυτή (amplifier efficiency) δίνεται από τον λόγο της ισχύς που δίδεται στο φορτίο προς την ισχύ είσοδο:

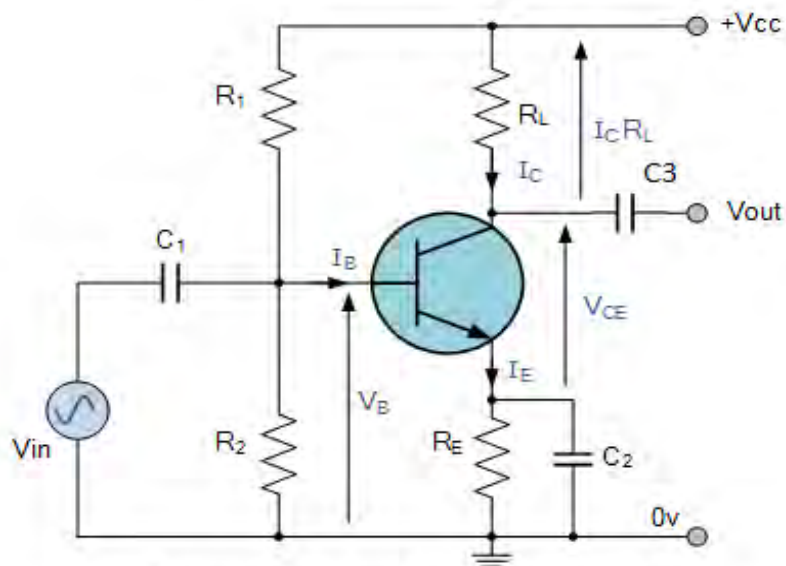
$$Efficiency(\eta) = \frac{P_{load}}{P_{in}}$$

3.3 Ενισχυτής κοινού εκπομπού

Όλα τα είδη τρανζίστορ ενισχυτών λειτουργούν χρησιμοποιώντας σήματα εισόδου AC που εναλλάσσονται μεταξύ θετικής και αρνητικής τιμής, έτσι ένας τρόπος για να λειτουργεί το κύκλωμα του ενισχυτή μεταξύ των μέγιστων αυτών τιμών επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας μια διαδικασία γνωστή ως *πόλωση* (biasing). Η πόλωση είναι πολύ σημαντική στον σχεδιασμό του ενισχυτή καθώς θεσπίζει το σωστό σημείο λειτουργίας του ενισχυτή (ένα αρχικό σημείο λειτουργίας), μειώνοντας οποιαδήποτε παραμόρφωση στο σήμα εισόδου.

Ο στόχος κάθε ενισχυτή όπως είπαμε είναι να ενισχύσει το σήμα εισόδου με την ελάχιστη δυνατή ποσότητα παραμόρφωσης στο σήμα εξόδου, με άλλα λόγια, το σήμα εξόδου θα πρέπει να είναι μια ακριβής αναπαραγωγή του σήματος εισόδου απλά μεγαλύτερο (ενισχυμένο). Ο ενισχυτής κοινού εκπομπού μπορεί να το πετύχει.

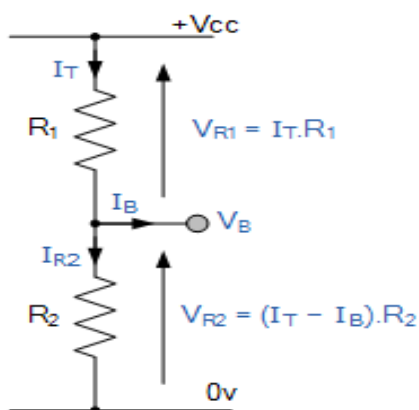
Ένα παράδειγμα ενισχυτή κοινού εκπομπού φαίνεται στην εικόνα 3.2.



Σχήμα 3.2 Ενισχυτής κοινού εκπομπού

Το κύκλωμα κοινού εκπομπού ενός σταδίου που φαίνεται από την παραπάνω εικόνα 3.2 χρησιμοποιεί την ονομαζόμενη πόλωση διαιρέτη τάσεως (Voltage Divider Biasing). Αυτό το είδος πόλωσης χρησιμοποιεί δύο αντιστάσεις ως ένα δυναμικό δίκτυο. Τέτοια πόλωση εφαρμόζεται συνήθως στα κυκλώματα ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ.

Αυτή η μέθοδος μειώνει σημαντικά τις επιπτώσεις της μεταβολής Beta (β), κρατώντας την Base bias σε ένα σταθερό επίπεδο τάσης. Η τάση ηρεμίας V_B προσδιορίζεται από το δυναμικό δίκτυο που σχηματίζεται από τις δύο αντιστάσεις R_1 , R_2 και τη τάση τροφοδοσίας V_{cc} , όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3 με το ρεύμα που ρέει μέσω των δύο αντιστάσεων.



Σχήμα 3.3 Παράδειγμα πόλωσης

Στην συνέχεια, η συνολική αντίσταση R_T θα ισούται με R_1+R_2 δίνοντας το ρεύμα $i = \frac{V_{CC}}{R_T}$. Το επίπεδο της τάσης που δημιουργείται κατά τη διασταύρωση των αντιστάσεων R_1 και R_2 συγκρατεί την τάση Base (V_B) σταθερή σε μια τιμή κάτω από την τάση τροφοδοσίας. Έπειτα, το δυναμικό δίκτυο που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα κοινού εκπομπού, διαιρεί το σήμα εισόδου σε αναλογία με την αντίσταση. Αυτή η τάση αναφοράς bias μπορεί εύκολα να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τον απλό τύπο διαιρέτη τάσης παρακάτω: $Bias Voltage (V_B) = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2}$.

Η ίδια τάση τροφοδοσίας (V_{CC}) καθορίζει επίσης το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη, I_C όταν το τρανζίστορ είναι ενεργοποιημένο πλήρως 'ON' (κορεσμός), $V_{ce}=0$. Η ρεύμα βάσης I_B για το τρανζίστορ βρίσκεται από το ρεύμα συλλέκτη, I_C και το DC κέρδος ρεύματος β του τρανζίστορ.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Το β αναφέρεται μερικές φορές ως h_{fe} , είναι μια σταθερή αναλογία μεταξύ των δύο ρευμάτων I_C και I_B , έτσι μια μικρή αλλαγή στο ρεύμα βάσης θα προκαλέσει μια μεγάλη στο ρεύμα του συλλέκτη.

3.3.1 Πυκνωτές ζεύξης

Στα κυκλώματα κοινού εκπομπού, οι πυκνωτές $C1$ και $C3$ χρησιμοποιούνται ως πυκνωτές ζεύξης για το διαχωρισμό των σημάτων AC από την τάση πόλωσης DC. Αυτό εξασφαλίζει ότι η κατάσταση πόλωσης που έχει συσταθεί για το κύκλωμα για να λειτουργεί σωστά δεν θα επηρεάζεται από τυχόν επιπλέον στάδια του ενισχυτή, καθώς οι πυκνωτές θα αφήνουν να περνάνε μόνο AC σήματα και μπλοκάρουν την DC συνιστώσα. Επίσης υπάρχει και ένας ακόμα πυκνωτής 'παράκαμψης', ο $C2$ στον πομπό.

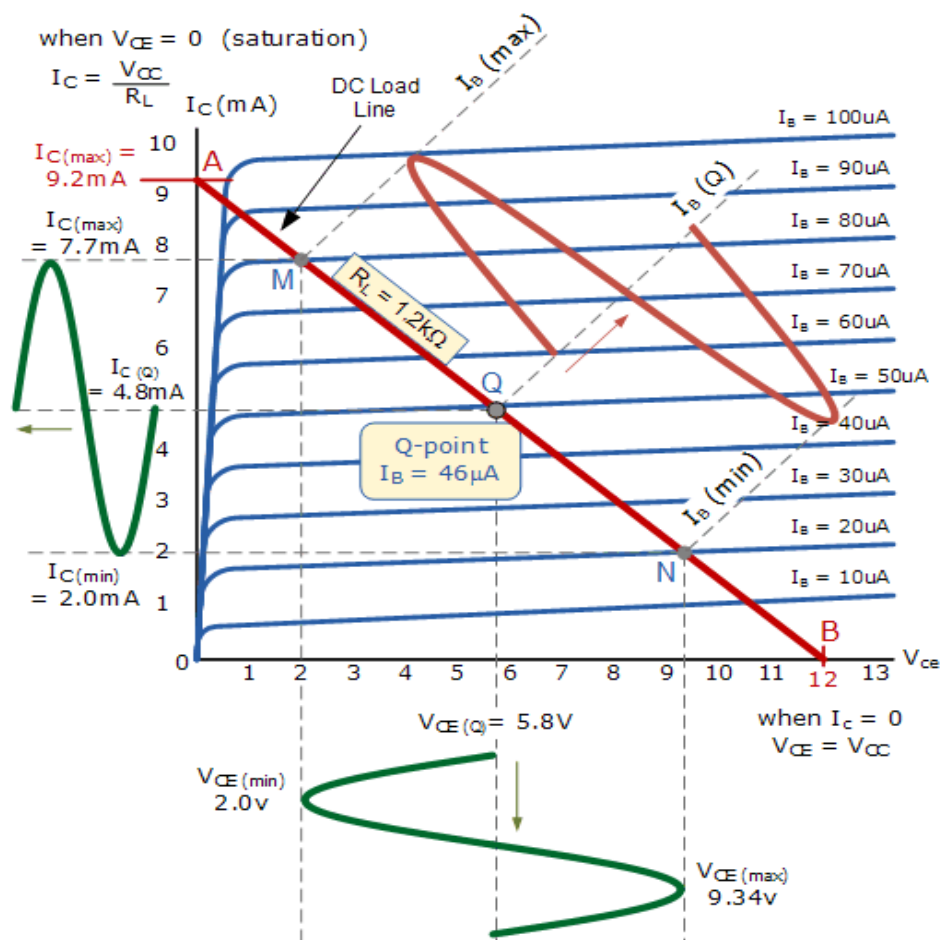
Αυτός ο πυκνωτής είναι ένα ανοιχτό κύκλωμα για το συνεχές ρεύμα πόλωσης, που σημαίνει ότι τα ρεύματα και οι τάσεις πόλωσης, δεν επηρεάζονται από την προσθήκη του πυκνωτή με αποτέλεσμα μια καλή Q-point σταθερότητα. Συνήθως δρα

σαν φίλτρο για της υψηλές συχνότητες και η τιμή του δεν ξεπερνά το $\frac{1}{10}$ της τιμής της αντίστασης R_E .

3.3.2 Χαρακτηριστική καμπύλη εξόδου

Η χαρακτηριστική καμπύλη εξόδου χρησιμοποιείται για να δείξει πως ένα τρανζίστορ λειτουργεί πάνω από το δυναμικό εύρος του. Για φορτίο αντίστασης $R_{load} = 1.2k\Omega$ και για μια στατική ή DC γραμμή φορτίου, βλέπουμε όλα τα πιθανά σημεία λειτουργίας του τρανζίστορ (βλέπε σχήμα 3.4).

Όταν το τρανζίστορ τίθεται 'OFF', το V_{ce} ισούται με την τάση τροφοδοσίας V_{cc} και αυτό είναι το σημείο B στην γραμμή. Παρομοίως όταν το τρανζίστορ είναι πλήρως 'ON' και κορεσμένο, ο συλλέκτης ρεύματος καθορίζεται από την αντίσταση φορτίου R_L και αυτό είναι το σημείο A στην γραμμή.



Σχήμα 3.4 Χαρακτηριστική καμπύλη εξόδου

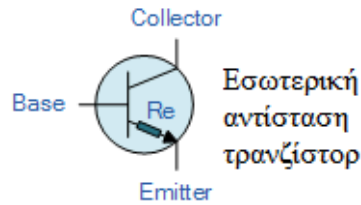
Το σημείο Q στην γραμμή φορτίου μας δίνει το ρεύμα βάσης $I_b=45.8\mu A$ ή $46\mu A$. Πρέπει να βρούμε τις μέγιστες και ελάχιστες διακυμάνσεις κορυφής του ρεύματος βάσης που θα οδηγήσει σε μια ανάλογη αλλαγή στο ρεύμα του συλλέκτη I_c , χωρίς όμως καμία παραμόρφωση στο σήμα εξόδου. Καθώς η γραμμή φορτίου κόβει μέσω των διαφόρων τιμών ρεύματος βάσης, από την χαρακτηριστική μπορούμε να βρούμε τις εναλλαγές των κορυφών που ισαπέχουν κατά μήκος της γραμμής φορτίου. Αυτές οι τιμές μαρκάζονται ως σημεία N και M στη γραμμή, δίνοντας ένα ελάχιστο και ένα μέγιστο ρεύμα βάσης $20\mu A$ και $80\mu A$ αντίστοιχα. Αυτά τα σημεία, N και M μπορεί να είναι οπουδήποτε κατά μήκος της γραμμής που έχουμε επιλέξει για όσο διάστημα βρίσκονται σε ίσες αποστάσεις από το Q. Στη συνέχεια, αυτό μας δίνει ένα θεωρητικό μέγιστο σήμα εισόδου στον ακροδέκτη τιμής $60\mu A$ από κορυφή σε κορυφή ($30\mu A$ κάθε κορυφή), δεν δημιουργεί καμία παραμόρφωση στο σήμα εξόδου. Κάθε σήμα εισόδου δίνοντας ένα ρεύμα βάσης μεγαλύτερο από την παραπάνω τιμή, θα οδηγήσει το τρανζίστορ να πάει πέρα από το σημείο B και στην περιοχή αποκοπής ‘cut-off’ ή πέρα από το σημείο M και στην περιοχή κορεσμού, με αποτέλεσμα την παραμόρφωση στο σήμα εξόδου με την μορφή ψαλιδισμού.

3.3.3 Κέρδος τάσης κοινού εκπομπού

Το κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού εκπομπού είναι ίσο με την αναλογία της αλλαγής της τάσης εισόδου προς την αλλαγή στην τάση εξόδου των ενισχυτών. Έτσι το ΔV_L είναι V_{out} και το ΔV_B είναι V_{in} . Ακόμα μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος τάσης από τον λόγο της αντίστασης φορτίου προς την αντίσταση πομπού:

$$Voltage\ gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_B} = -\frac{R_L}{R_E}$$

Σε υψηλές συχνότητες όπως αναφέραμε βραχυκυκλώνεται η αντίσταση του πομπού δηλαδή $R_E=0$, καθιστώντας το κέρδος άπειρο. Ωστόσο, τα διπολικά τρανζίστορ έχουν μια μικρή εσωτερική αντίσταση ενσωματωμένη την R_e , ένα παράδειγμα φαίνεται στην εικόνα 3.5. Τα εγχειρίδια (datasheets) των τρανζίστορ δίνουν την τιμή της να είναι $\frac{25mV}{I_E}$. Οπότε το κέρδος τάσης μπορεί να γραφεί επίσης ως: $gain = -\frac{R_L}{(R_E+R_e)}$, για τις χαμηλές συχνότητες και $gain = -\frac{R_L}{R_e}$, για τις υψηλές.



Εικόνα 3.5

3.3.4 Ανακεφαλαίωση

Συνοψίζοντας, ο ενισχυτής κοινού εκπομπού έχει μια αντίσταση στο κύκλωμα του συλλέκτη. Το ρεύμα που ρέει μέσω αυτού του αντιστάτη παράγει την τάση εξόδου του ενισχυτή. Η τιμή αυτή της αντίστασης επιλέγεται έτσι ώστε το σημείο Q να βρίσκεται στην μέση της γραμμής φορτίου. Για την πόλωση της βάσης χρησιμοποιούνται δύο αντιστάσεις, μειώνοντας έτσι σε μεγάλο βαθμό τις επιπτώσεις της μεταβολής του Beta (β) και κρατώντας σε σταθερή τάση την βάση. Αυτού του είδους η πόλωση παράγει την μεγαλύτερη σταθερότητα.

Αν υπάρχει αντίσταση στον πομπό R_E το κέρδος τάσης όπως αναφέραμε θα είναι $-\frac{R_L}{R_E}$. Εάν δεν υπάρχει αυτή η εξωτερική αντίσταση τότε το κέρδος του ενισχυτή δεν είναι άπειρο, καθώς υπάρχει εσωτερική αντίσταση με τιμή $R_e = \frac{25\text{mV}}{I_E}$ και κέρδος $-\frac{R_L}{(R_E + R_e)}$.

3.4 Κλάσεις ενισχυτών

Δεν είναι όλοι οι ενισχυτές το ίδιο και υπάρχει σαφής διαφορά μεταξύ τους στο τρόπο που το στάδιο εξόδου τους λειτουργεί. Τα κύρια χαρακτηριστικά λειτουργίας ενός ενισχυτή είναι η γραμμικότητα, το κέρδος σήματος, η αποτελεσματικότητα και η παραγόμενη ισχύς. Όλα αυτά σε πραγματικούς ενισχυτές είναι δύσκολο να συνυπάρξουν, έτσι προκύπτει ένας συμβιβασμός μεταξύ αυτών των χαρακτηριστικών.

Σε γενικές γραμμές όπως προαναφέραμε, οι ενισχυτές ισχύος χρησιμοποιούνται στα στάδια εξόδου ηχοσυστημάτων. Τα ηχεία που απαρτίζουν το σύστημα έχουν σύνθετη αντίσταση μεταξύ 4Ω και 8Ω , έτσι ένας ενισχυτής ισχύος πρέπει να είναι σε θέση να παράγει πολύ υψηλά ρεύματα αιχμής για να «οδηγήσει» τα χαμηλής αντίστασης ηχεία. Λόγου τέτοιων προβλημάτων δημιουργήθηκαν οι *κλάσεις ενισχυτών*.

Οι κλάσεις ενισχυτών αντιπροσωπεύουν την ποσότητα του σήματος εξόδου που ποικίλει εντός του κυκλώματος του ενισχυτή μετά από διέγερση στην είσοδο. Η ταξινόμηση κυμαίνεται από την εντελώς γραμμική λειτουργία με πολύ χαμηλή απόδοση, σε εντελώς μη-γραμμική αλλά με πολύ υψηλότερη απόδοση, ενώ μπορεί να υπάρχουν και ενισχυτές που παρέχουν κάτι ενδιάμεσο.

Οι κατηγορίες που χωρίζονται οι ενισχυτές είναι δύο. Στην πρώτη βρίσκονται αυτοί που έχουν ελεγχόμενη γωνία αγωγής και οι πιο κοινοί είναι οι A, B, AB, C, οι οποίοι ορίζονται από το μήκος της αγωγίσιμης κατάστασης πάνω στην κυματομορφή εξόδου, κάπου ανάμεσα στο «πλήρες-ON» και «πλήρες-OFF». Η δεύτερη σειρά των ενισχυτών είναι νεότερης γενιάς, η λεγόμενη «switching», τέτοιοι είναι οι D, E, F, G, S, T κ.λπ. Οι οποίοι χρησιμοποιούν ψηφιακά κυκλώματα και εύρους παλμού PWM για να εναλλάσσουν το σήμα συνεχώς από το «πλήρες-ON» και «πλήρες-OFF» στις καταστάσεις κορεσμού και αποκοπής.

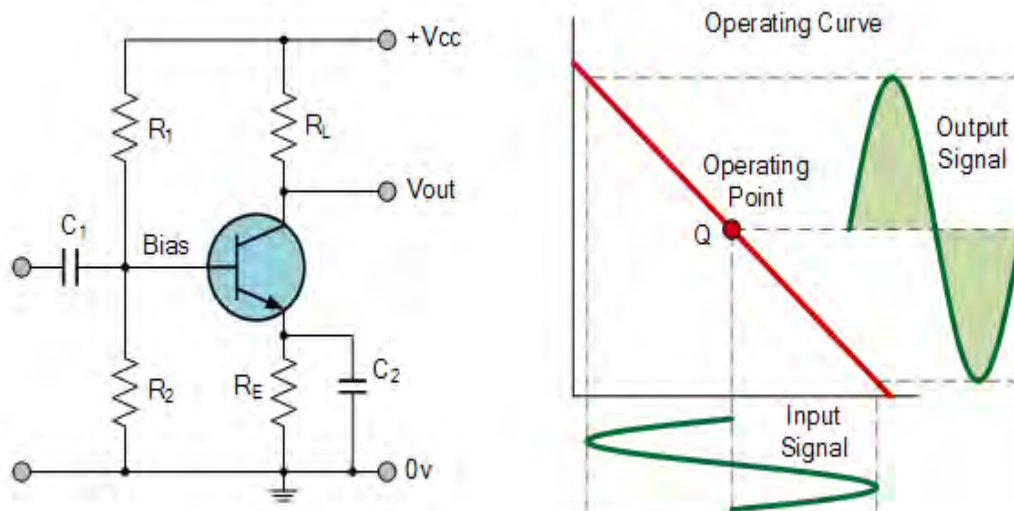
Οι ενισχυτές ήχου είναι αυτοί που κατασκευάζονται πιο συχνά, με τις κυριότερες κατηγορίες να είναι οι A, B, AB και C. Αυτές τις κατηγορίες θα αναλύσουμε παρακάτω.

3.4.1 Ενισχυτής κλάσης A

Ο ενισχυτής κλάσης A είναι ο πιο κοινός τύπος, αυτό οφείλεται κυρίως στον απλό σχεδιασμό του. Στην κυριολεξία σημαίνει «η καλύτερη κατηγορία» ενισχυτή, κυρίως λόγω χαμηλών επιπέδων παραμόρφωσης και καλύτερου ήχου. Έχει την υψηλότερη γραμμικότητα πάνω από τις άλλες κατηγορίες ενισχυτών και γι' αυτό λειτουργεί στο γραμμικό κομμάτι της χαρακτηριστικής καμπύλης. Πιο συγκεκριμένα, είναι ένα μονό κλασικό τρανζίστορ (διπολικό, FET, IGBT, κ.λπ.) που

συνδέεται με μια διαμόρφωση κοινού εκπομπού και για τα δύο μισά της κυματομορφής έχει πάντα ρεύμα που ρέει μέσα από το τρανζίστορ, ακόμα και αν δεν έχει βασικό σήμα. Αυτό σημαίνει ότι το στάδιο εξόδου είτε χρησιμοποιείται διπολικό είτε MOSFET τρανζίστορ, ποτέ δεν οδηγείται πλήρως στην περιοχή κορεσμού ή αποκοπής, αλλά αντίθετα έχει σημείο Q πόλωσης στην μέση της γραμμής φορτίου. Έτσι το τρανζίστορ δεν πάει ποτέ “OFF” το οποίο είναι και το κύριο μειονέκτημα του, παρ’ όλα αυτά με το να βρίσκεται στην κατάσταση “ON” συνέχεια, επιτυγχάνει υψηλή γραμμικότητα και κέρδος αλλά και συνεχής κατανάλωση με απώλεια ισχύος στον ενισχυτή.

Λόγω αυτής της απώλειας δημιουργούνται μεγάλες ποσότητες θερμότητας στον ενισχυτή, με αποτέλεσμα να έχει μια χαμηλή επίδοση περίπου στο 30%, καθιστώντας τον ανέφικτο για ενίσχυση υψηλής ισχύος. Επίσης το συνεχές υψηλό ρεύμα που κυκλοφορεί, αναγκάζει την τροφοδοσία να έχει το ανάλογο μέγεθος και τα κατάλληλα φίλτρα ώστε να αποφευχθεί το βουητό και ο θόρυβος. Ως εκ τούτου, λόγω της χαμηλής απόδοσης και των προβλημάτων θέρμανσης, πιο αποτελεσματικοί ενισχυτές έχουν αναπτυχθεί. Ένα παράδειγμα του ενισχυτή κλάσης A φαίνεται στην εικόνα 3.6.



Εικόνα 3.6 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης A

3.4.2 Ενισχυτής κλάσης B

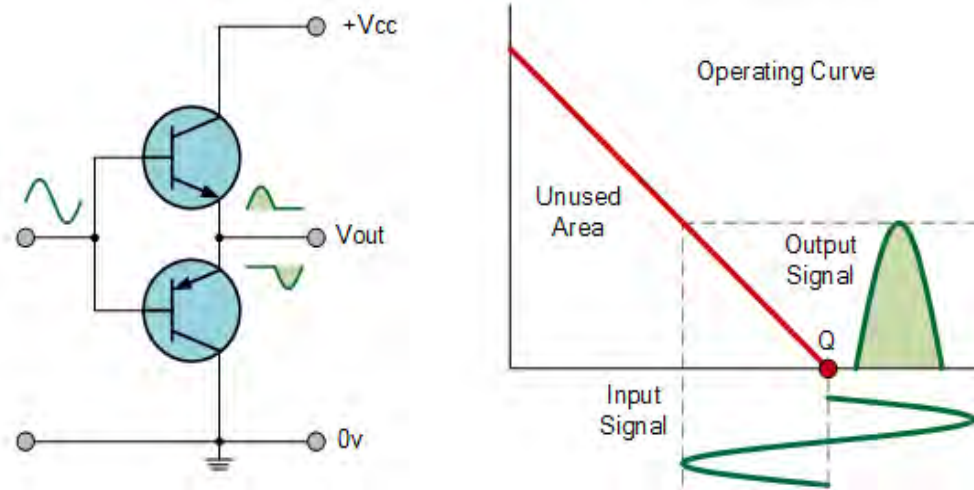
Οι ενισχυτές κλάσης B εφευρέθηκαν ως λύση στα προβλήματα της αποδοτικότητας και θέρμανσης της προηγούμενης κλάσης A. Αυτή η κλάση χρησιμοποιεί δύο τρανζίστορ είτε διπολικά είτε FET για κάθε μισό της κυματομορφής, με το στάδιο εξόδου να διαμορφώνεται σε διάταξη «push-pull» τύπου, έτσι ώστε κάθε τρανζίστορ να ενισχύει μόνο το ήμισυ της κυματομορφής εξόδου.

Στο ενισχυτή κατηγορίας B, δεν υπάρχει ρεύμα DC πόλωσης βάσης καθώς το ρεύμα ηρεμίας του είναι μηδέν, έτσι η DC ισχύς είναι μικρή και ως εκ τούτου η αποτελεσματικότητα της κλάσης αυτής είναι πολύ υψηλότερη από εκείνη της κλάσης A. Ωστόσο, η τιμή που καταβάλλεται για τη βελτίωση της αποτελεσματικότητας είναι η γραμμικότητα της συσκευής εναλλαγής.

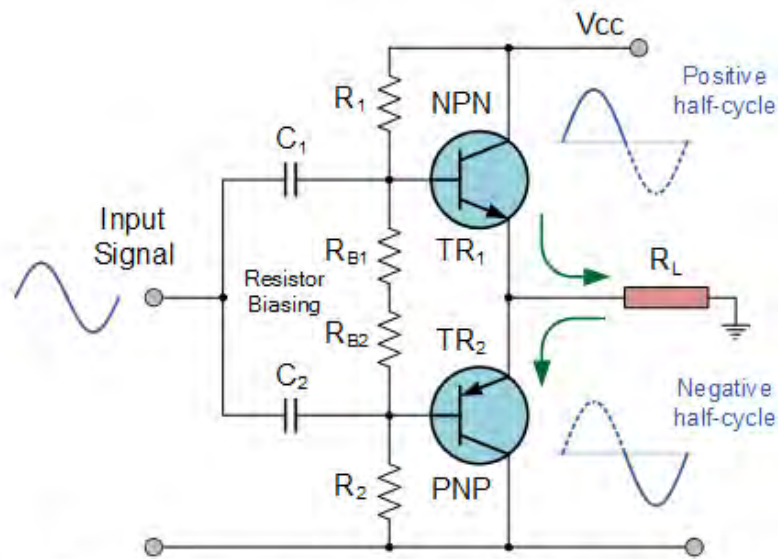
Ειδικότερα, όταν το σήμα εισόδου πηγαίνει στα θετικά, η αντίστοιχη θετική πολωμένη «πλευρά» του τρανζίστορ άγει, ενώ η αρνητική τίθεται «OFF». Ομοίως, όταν το σήμα εισόδου πηγαίνει αρνητικά, η θετική πλευρά του τρανζίστορ γίνεται «OFF» και η αρνητική γίνεται «ON» και άγει το αρνητικό μέρος του σήματος. Έτσι τα τρανζίστορ λειτουργούν στον μισό χρόνο άγοντας είτε το θετικό μισό είτε το αρνητικό μισό του σήματος εισόδου.

Αυτό το σχέδιο push-pull του ενισχυτή είναι προφανώς πιο αποτελεσματικό απ' ό,τι της κλάσης A, περίπου στο 50%, αλλά το πρόβλημα που δημιουργείται, είναι ότι μπορεί να προκληθεί παραμόρφωση στο σημείο στρέβλωσης μηδέν (Zero crossing point) της κυματομορφής εξαιτίας της νεκρής ζώνης των βάσεων των τρανζίστορ (από $-0,7V$ σε $+0,7V$). Τα $0,7 V$ είναι περίπου η τάση που χρειάζεται το τρανζίστορ για να ανοίξει (ON) και να αρχίσει να άγει τα ρεύμα. Τα τρανζίστορ της κλάσης B δεν βρίσκονται στη κατάσταση «ON» αν δεν ξεπεράσουν αυτή τη τάση. Αυτό σημαίνει ότι το τμήμα της κυματομορφής που εμπίπτει στο «παράθυρο» των $0,7 Volt$ δεν θα αναπαραχθεί με ακρίβεια, κάνοντας τον ενισχυτή κλάσης B ακατάλληλο για τη χρήση σε εφαρμογές ενίσχυσης ήχου.

Για να ξεπεραστεί αυτή η στρέβλωση μηδενισμού (Crossover Distortion) αναπτύχθηκαν οι ενισχυτές κλάσης AB. Ένα παράδειγμα του ενισχυτή τύπου B παρουσιάζεται στις εικόνες 3.7, 3.8.



Εικόνα 3.7 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης B



Εικόνα 3.8 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης B

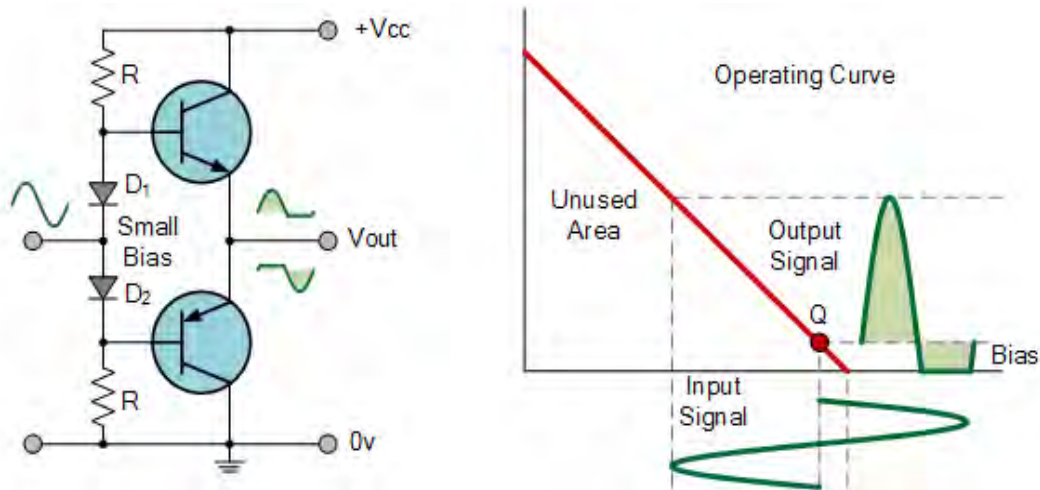
3.4.3 Ενισχυτής κλάσης AB

Όπως υποδηλώνει το όνομα του, ο ενισχυτής κλάσης AB είναι ένας συνδυασμός των δύο προηγούμενων κατηγοριών (κλάσης A και B). Η κλάση αυτή

είναι σήμερα η πιο κοινά χρησιμοποιημένη για τον σχεδιασμό ενισχυτών ισχύος. Είναι μια παραλλαγή της κατηγορίας B, μόνο που τα τρανζίστορ αυτής της κλάσης επιτρέπονται να άγουν ταυτόχρονα εξαλείφοντας έτσι το πρόβλημα της στρέβλωσης (Crossover distortion) του τύπου B ενισχυτή.

Τα δύο τρανζίστορ έχουν πολύ μικρή τάση πόλωσης, τυπικά στο 5% έως 10% του ρεύματος ηρεμίας, πάνω ακριβώς από το σημείο αποκοπής. Έτσι τα τρανζίστορ λειτουργούν, είναι στην κατάσταση «ON» για πάνω από μισό κύκλο του σήματος εισόδου και λίγο λιγότερο από τον πλήρες κύκλο της κλάσης A.

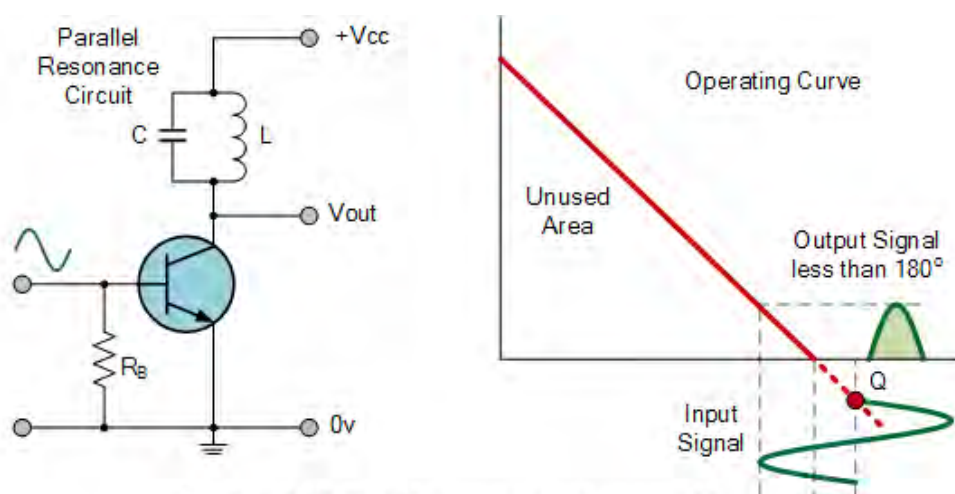
Το πλεονέκτημα αυτής της μικρής τάσης πόλωσης, που παρέχεται από διόδους σε σειρά ή αντιστάσεις, είναι ότι η στρέβλωση (crossover distortion) που δημιουργείται από τον ενισχυτή B ξεπερνιέται και χωρίς να υπάρχουν οι ανεπάρκειες της κλάσης A. Έτσι, η κατηγορία AB είναι ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ της κατηγορίας A και B όσον αφορά την αποτελεσματικότητα και τη γραμμικότητα, με αποδόσεις που φθάνουν περίπου στο 50% έως και 60%. Ένα παράδειγμα ενισχυτή κλάσης AB εμφανίζεται στην εικόνα 3.9 παρακάτω.



Εικόνα 3.9 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης AB

3.4.4 Ενισχυτής κλάσης C

Η κλάση C έχει την μεγαλύτερη απόδοση αλλά ταυτόχρονα και την μικρότερη γραμμικότητα μεταξύ των άλλων κατηγοριών που προαναφέραμε. Οι προηγούμενες κλάσεις A, B και AB θεωρούνται γραμμικοί ενισχυτές, καθώς τα σήματα εξόδου ενίσχυσης και φάσης είναι γραμμικά συσχετιζόμενα με τα αντίστοιχα σήματα εισόδου. Η κλάση C διαφέρει στις γωνίες αγωγής του τρανζίστορ που ενώ στις άλλες κατηγορίες κυμαίνονται μεταξύ 180 μοιρών έως και 360 μοιρών, σε αυτή την κατηγορία δεν ξεπερνά της 90 μοίρες. Ενώ αυτή η πόλωση του τρανζίστορ δίνει μια πολύ βελτιωμένη απόδοση της τάξης του 80% στον ενισχυτή, εισάγει μια πολύ έντονη παραμόρφωση του σήματος εξόδου. Με αποτέλεσμα, οι ενισχυτές κλάσης C να μην είναι κατάλληλοι για χρήση ως ενισχυτές ήχου. Στην εικόνα 3.10 παρουσιάζεται ένα σχήμα ενισχυτή κλάσης C.

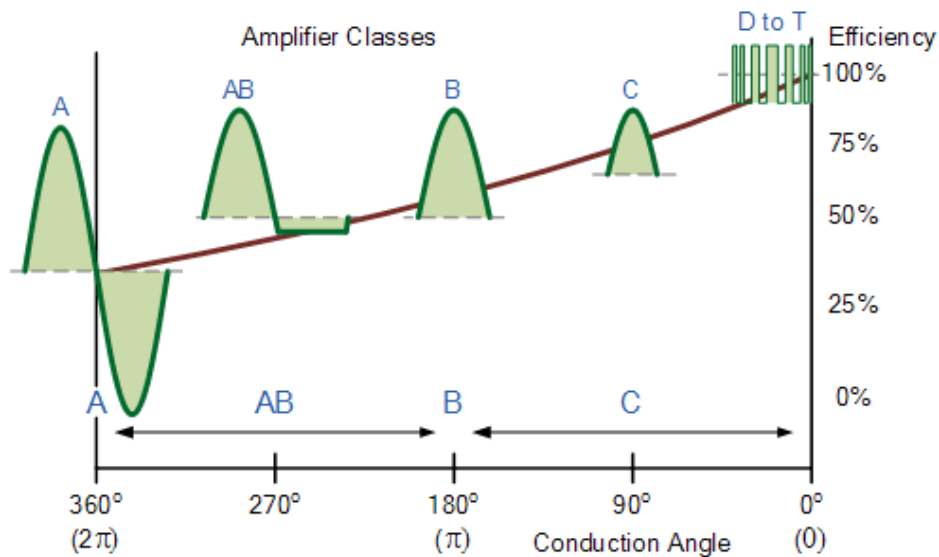


Εικόνα 3.10 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης C

3.4.5 Ανακεφαλαίωση κλάσεων

Έχουμε δει ότι το DC σημείο λειτουργίας (Q-σημείο) ενός ενισχυτή καθορίζει και την κλάση του. Με την τοποθέτηση του Q-σημείου στην μέση της γραμμής φορτίου, ο ενισχυτής θα λειτουργήσει ως κλάσης A. Με την μετακίνηση του χαμηλότερα στην γραμμή φορτίου αλλάζει σε κλάση AB, B ή C ενισχυτή.

Ως εκ τούτου, η κλάση λειτουργίας ενός ενισχυτή σε σχέση με το DC σημείο λειτουργίας μπορεί να δοθεί από το παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.11 Κλάσεις ενισχυτών σε σχέση με το DC σημείο λειτουργίας

3.5 Άλλες κλάσεις ενισχυτών

3.5.1 Κλάση D

Ένας ενισχυτής ήχου κλάσης D είναι βασικά ένας μη γραμμικός ενισχυτής μεταγωγής ή PWM ενισχυτής. Ο ενισχυτής αυτός θεωρητικά μπορεί να φτάσει 100% αποτελεσματικότητα, καθώς δεν υπάρχει περίοδος κατά τη διάρκεια ενός κύκλου όπου οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος επικαλύπτει η μία της άλλης.

3.5.2 Κλάση F

Η κλάση F ενισχύει τόσο την αποτελεσματικότητα και την απόδοση με τη χρήση αρμονικής αντηχείας στο δίκτυο εξόδου, διαμορφώνοντας έτσι την κυματομορφή εξόδου σε τετραγωνικό κύμα. Αν χρησιμοποιηθεί συντονισμός άπειρης αρμονικής η απόδοση των ενισχυτών αυτών μπορεί να ξεπεράσει το 90%.

3.5.3 Κλάση G

Αυτή η κλάση είναι μια βελτίωση στο βασικό σχεδιασμό της κλάσης AB ενισχυτών. Χρησιμοποιεί πολλαπλές «ράγες» τροφοδοσίας των διαφόρων τάσεων και αλλάζει αυτόματα μεταξύ τροφοδοσίας και σήματος εισόδου. Αυτή η συνεχής εναλλαγή μειώνει τη μέση κατανάλωση ενέργειας, και ως εκ τούτου την απώλεια ισχύος από την αποβολή θερμότητας.

3.5.4 Κλάση I

Ο ενισχυτής κατηγορίας I έχει δύο σειρές συσκευών συμπληρωματικής μεταγωγής εξόδου διαταγμένα σε παράλληλη σειρά push-pull, με τα δύο σύνολα να δειγματολογούν την ίδια κυματομορφή εισόδου. Μία συσκευή αλλάζει το θετικό μισό της κυματομορφής ενώ η άλλη το αρνητικό μισό, παρόμοια με την λειτουργία της κλάσης B. Με κανένα σήμα εισόδου ή όταν το σήμα φτάσει στο σημείο στρέβλωσης μηδέν, οι μεταγωγοί μεταβαίνουν στις καταστάσεις «ON» και «OFF» ταυτόχρονα με ένα 50% PWM ακύρωσης κύκλου οποιασδήποτε υψηλής συχνότητας.

Για να παραχθεί το θετικό μισό του σήματος εξόδου, η έξοδος της θετικής εναλλαγής της συσκευής αυξάνει σε κύκλο εργασίας, ενώ η αρνητική μειώνεται κατά το ίδιο και αντίστροφα. Τα δύο ρεύματα μεταγωγής σήματος λέγεται ότι παρεμβάλλονται στην έξοδο, δίνοντας στην κλάση I το όνομα της: «Interleaved PWM ενισχυτής» που λειτουργεί σε συχνότητες άνω των 250kHz.

3.5.5 Κλάση S

Η κλάση S είναι ένας μη γραμμικός ενισχυτής μεταγωγής παρόμοιας λειτουργίας με τον ενισχυτή κλάσεως D. Ο ενισχυτής μετατρέπει τα αναλογικά σήματα εισόδου σε ψηφιακά τετραγωνικά κύματα παλμού, με την βοήθεια ενός διαμορφωτή delta-sigma, και τα ενισχύει ώστε να αυξηθεί η ισχύς εξόδου πριν τελικά αναδιαμορφωθούν από ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Καθώς το ψηφιακό σήμα του ενισχυτή μεταγωγής είναι πάντα πλήρως «ON» ή «OFF» (θεωρητικά μηδενική κατανάλωση ισχύος), η απόδοση μπορεί να φτάσει το 100%.

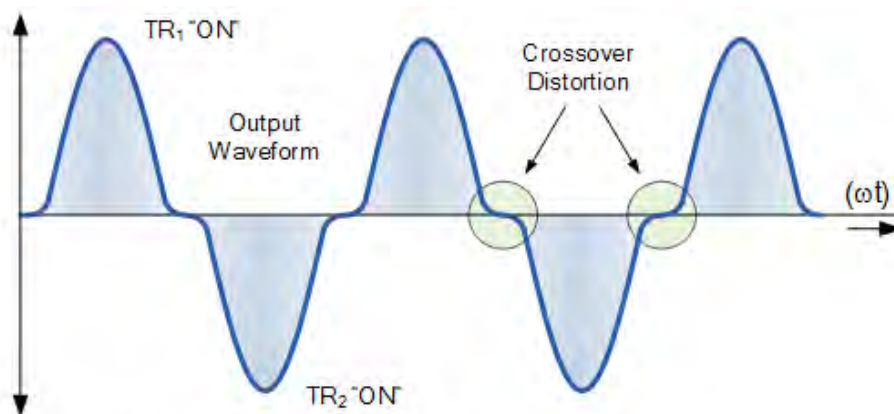
3.5.6 Κλάση T

Ο ενισχυτής κατηγορίας T είναι ένας άλλος τύπος σχεδιασμού του ψηφιακού ενισχυτή μεταγωγής. Οι ενισχυτές αυτοί αρχίζουν να γίνονται πιο δημοφιλείς τον τελευταίο καιρό για τον σχεδιασμό ενισχυτών ήχου, εξαιτίας της ύπαρξης τσιπ που επεξεργάζονται το ψηφιακό σήμα (DSP), καθώς μετατρέπουν το αναλογικό σήμα σε ψηφιακό παλμό PWM (pulse width modulated) για ενίσχυση απόδοσης. Τα σχέδια ενισχυτών T συνήθως συνδυάζουν τα χαμηλά επίπεδα παραμόρφωσης σήματος της κλάσης AB και την απόδοση ισχύς της κλάσης D ενισχυτών.

3.6 Crossover Distortion

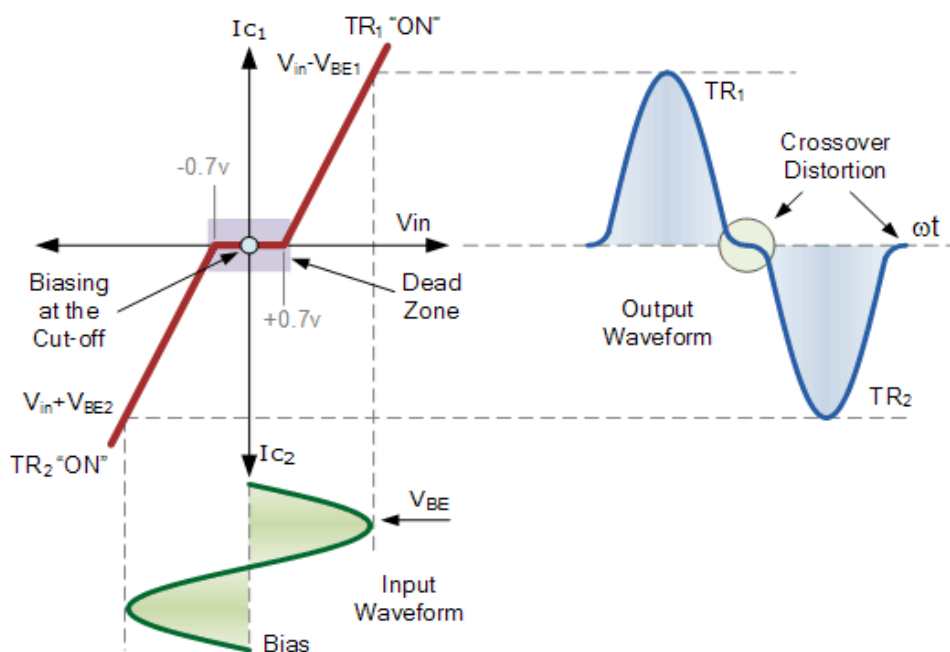
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει οι ενισχυτές push-pull, σαν την κλάση B έχουν δύο τρανζίστορ που δεν συνδυάζονται μαζί πλήρως στην έξοδο της κυματομορφής λόγω της πόλωσης τους. Αυτή η κακή «επικοινωνία» των δύο τρανζίστορ προκαλεί στο σήμα εξόδου μια παραμόρφωση την γνωστή ως *crossover distortion*. Ένα παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα 3.12.

Η παραμόρφωση crossover παράγει μια τάση μηδέν το λεγόμενο «flat spot» ή «νεκρής ζώνης» (deadband) στο σχήμα εξόδου καθώς διασχίζει από το ένα μισό της κυματομορφής στο άλλο. Το σημείο μηδέν οφείλεται λόγω μια μικρής καθυστέρησης στην εναλλαγή των τρανζίστορ από «ON» σε «OFF».



Σχήμα 3.12 Παράδειγμα crossover παραμόρφωσης

Ένα ακόμα παράδειγμα της παραμόρφωσης crossover παρουσιάζεται στην εικόνα 3.13. Όπου είναι η λεγόμενη μη γραμμική χαρακτηριστική, με το σημείο αποκοπής του τρανζίστορ εμφανές.



Εικόνα 3.13 Παράδειγμα crossover παραμόρφωσης με εμφανές το σημείο αποκοπής

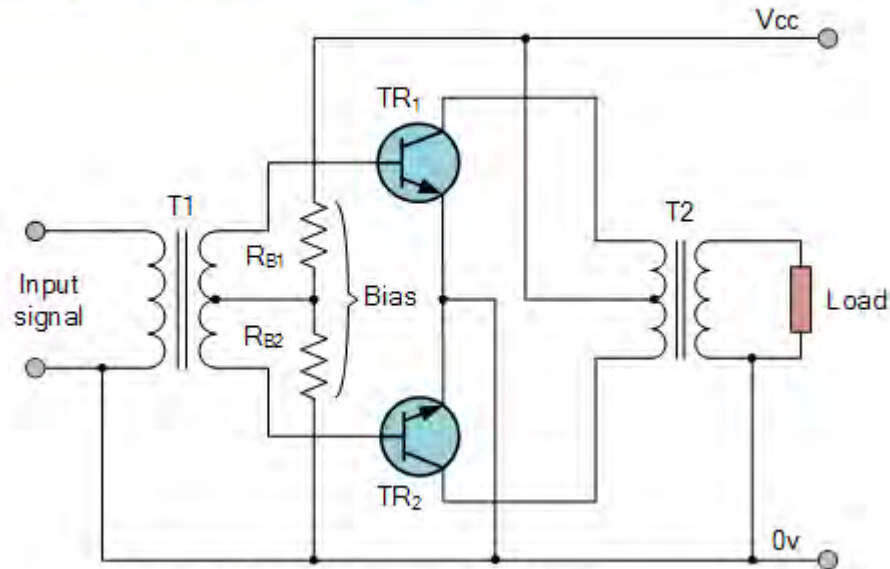
3.6.1 Προ-πόλωση (pre-biasing) της εξόδου

Το πρόβλημα της crossover παραμόρφωσης μπορεί να μειωθεί σημαντικά με την εφαρμογή μιας μικρής πόλωσης στις βάσεις των τρανζίστορ πιο νωρίς μέσω του center-tap του μετασχηματιστή εισόδου, κλείνοντας αυτό το κενό (μηδέν) που υπήρχε πριν. Η προ-πόλωση μπορεί να γίνει είτε με αντιστάσεις είτε με διόδους (βλέπε εικόνα 3.14 και 3.15).

Αναλυτικότερα, η προ-πόλωση προκαλεί ένα τρανζίστορ να γίνει «ON» την ίδια χρονική στιγμή που το άλλο γυρίζει σε «OFF», καθώς και τα δύο είναι πολωμένα λίγο πάνω από την περιοχή αποκοπής τους. Ωστόσο για να επιτευχθεί αυτή η τάση

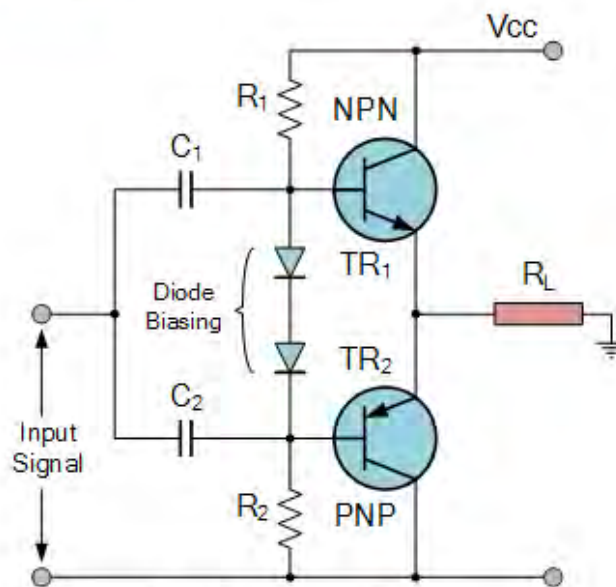
πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια από αυτή της κανονικής τάσης του πομπού που ανοίγει το τρανζίστορ.

Push-pull Amplifier with Pre-biasing



Εικόνα 3.14 Πόλωση με αντιστάσεις

Pre-biasing with Diodes



Εικόνα 3.15 Πόλωση με διόδους

Συνοψίζοντας, οι ενισχυτές κλάσης A δεν έχουν παραμόρφωση crossover, καθώς ωθούνται στο κέντρο της γραμμής φορτίου. Η κλάση B έχει πολύ μεγάλες ποσότητες crossover παραμόρφωσης λόγω πόλωσης στο σημείο αποκοπής. Και

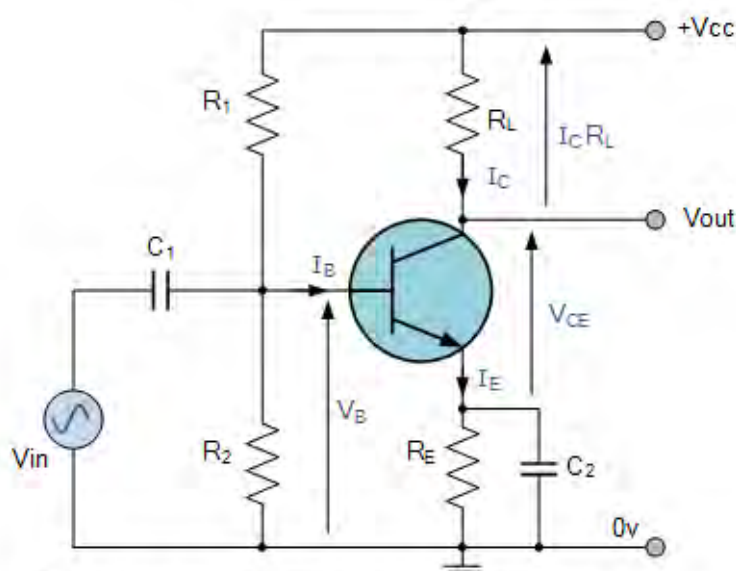
τέλος η κλάση AB έχει κάποια παραμόρφωση εάν το επίπεδο πόλωσης είναι πολύ χαμηλό.

Κεφάλαιο 4

4.1 Εισαγωγή στο πρόγραμμα LTspice

Το LTspice είναι ένα δωρεάν πρόγραμμα προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, παρέχει διάφορα μοντέλα κυκλωμάτων, την δυνατότητα ανάλυσης τους σε κυματομορφή και γρήγορη προσομοίωση τους με εναλλαγές μεταβλητών. Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετήσουμε, θα σχεδιάσουμε και θα συγκρίνουμε τα ηλεκτρικά κυκλώματα των κλάσεων A, B και AB ενισχυτών.

4.2 Κυκλωματική μελέτη Κλάσης A

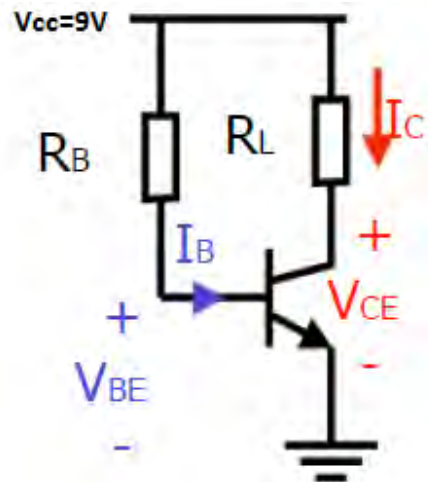


Σχήμα 4.1 Παράδειγμα ενισχυτή κλάσης A

4.2.1 Πόλωση τρανζίστορ

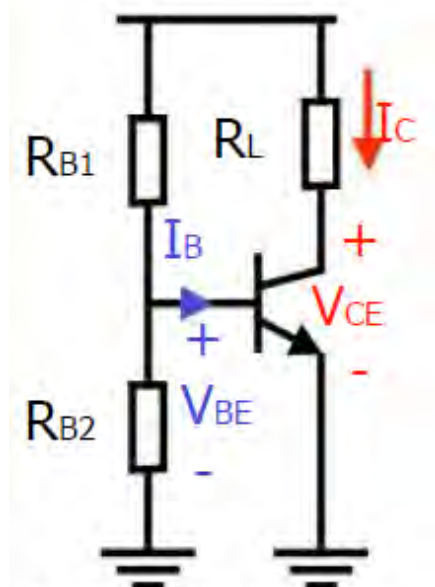
Αρχικά πρέπει να φέρουμε το τρανζίστορ σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο DC δηλαδή να το πολώσουμε. Θέτουμε το I_C και το V_{CE} στις τιμές που θέλουμε, π.χ. $I_C = 10mA$, $V_{CE} = 4.5V$ και πηγή τροφοδοσίας $V_{CC} = 9V$. Ξεκινάμε από το

$V_{BE} \approx 0.7V$, τότε το $I_B = \frac{9-V_{BE}}{R_B} = \frac{9-0.7}{R_B}$ και $I_C = 10mA = \beta I_B = \frac{100(9-0.7)}{R_B}$. Άρα, $R_B = 83k\Omega$, επίσης $V_{CE} = 9 - R_L \times I_C$, οπότε $4.5 = 9 - 10 \times R_C$. Άρα $R_L = 0.45k\Omega$. Σχήμα 4.2.



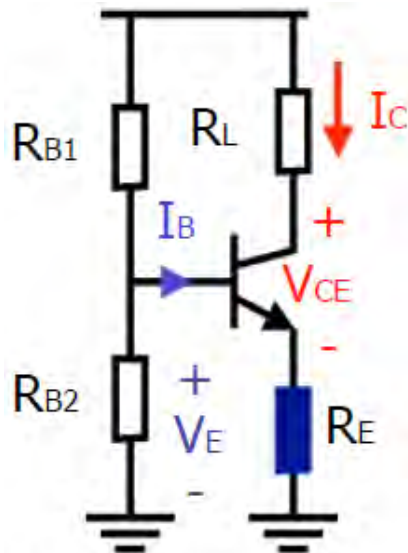
Σχήμα 4.2 Μέθοδος πόλωσης

Βέβαια η παραπάνω μέθοδος είναι κακή μέθοδος πόλωσης, διότι εξαρτόμαστε από το β , που όπως γνωρίζουμε έχει απόκλιση $\pm 50\%$. Μια ελαφρός καλύτερη πόλωση φαίνεται στο σχήμα 4.3, όπου $I_C = 10mA$, $V_{CE} = 4.5V$ με το I_B να είναι μικρό έχουμε $0.6 = 9 \times \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} \Rightarrow \frac{R_{B1}}{R_{B2}} = \frac{84}{6}$, έτσι αναλογικά μπορούμε να πούμε $R_{B1} = 840\Omega$ και $R_{B2} = 60\Omega$ για να εξασφαλίσουμε ότι το ρεύμα I_B θα είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα που ρέει μέσω των αντιστάσεων R_{B1}, R_{B2} .



Σχήμα 4.3 Μέθοδος πόλωσης

Μια πολύ καλύτερη πόλωση είναι γνωστή ως *emitter degeneration* (σχήμα 4.4), ισχύει ότι και προηγουμένως $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 4.5\text{V}$, θέτουμε $V_E = 2\text{V}$, τότε $R_E = \frac{2\text{V}}{10\text{mA}} = 0.2\text{k}\Omega$. Για να πάρουμε $V_{CE} = 4.5\text{V}$ θα πρέπει το $R_L = 0.45 - 0.2 = 0.25\text{k}\Omega$. Επίσης έχουμε $V_B = V_E + 0.6 = 2.6\text{V}$. Άρα $V_B = 9 \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \Rightarrow \frac{R_{B1}}{R_{B2}} = \frac{9 - V_B}{V_B} = \frac{6.4}{2.6}$, επομένως $R_{B1} = 640\Omega$ και $R_{B2} = 260\Omega$. Παρατηρούμε ότι το β δεν χρησιμοποιείται στους υπολογισμούς, έτσι το αποτέλεσμα μας είναι πιο αξιόπιστο. Γενικά ισχύει η συνθήκη $R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$ όπου $R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$, η οποία διασφαλίζει ότι το ρεύμα I_E θα είναι «αναίσθητο» στις διακυμάνσεις του β και μπορεί να ικανοποιηθεί επιλέγοντας μικρή R_B . Αυτό με την σειρά του επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας μικρές τιμές για τις R_{B1} και R_{B2} . Ωστόσο, η επιλογή μικρότερων τιμών σημαίνει ότι θα αντλείται μεγαλύτερο ρεύμα από την τροφοδοσία, με αποτέλεσμα τη μείωση της αντίστασης εισόδου του ενισχυτή, αυτός είναι ο συμβιβασμός που απαιτείται σε αυτή τη φάση σχεδίασης. Αναλύοντας καλύτερα το σχήμα 4.4 παρατηρούμε πως η αντίσταση R_E παρέχει *αρνητική ανάδραση* (negative feedback) η οποία σταθεροποιεί το ρεύμα πόλωσης και αυτό γιατί αν υποθέσουμε ότι το ρεύμα εκπομπού αυξάνεται, η πτώση τάσης στα άκρα της R_E και κατ' επέκταση, η V_E θα αυξηθεί αντίστοιχα. Ωστόσο αν η τάση βάσης υπαγορεύεται κυρίως από το διαιρέτη τάσης R_{B1} και R_{B2} , πράγμα το οποίο ισχύει όταν η R_B είναι μικρή, θα παραμείνει σταθερή και η αύξηση της V_E θα έχει ως αποτέλεσμα αντίστοιχη μείωση της V_{BE} . Αυτό, με την σειρά του, σημαίνει ότι η R_E παρέχει αρνητική ανάδραση.

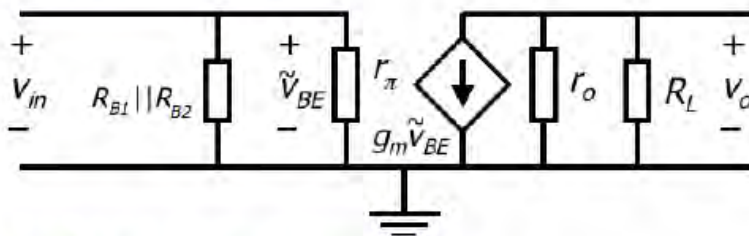


Σχήμα 4.4 Πόλωση emitter degeneration

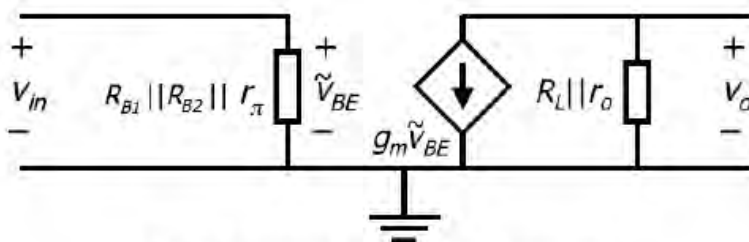
4.2.2 Μοντέλο μικρού σήματος και κέρδος

Στο κεφάλαιο 3 είδαμε τον ενισχυτή κοινού εκπομπού και μελετήσαμε ορισμένα χαρακτηριστικά του, εδώ θα δούμε το μοντέλο μικρού σήματος του και τι κέρδος θέλουμε να έχουμε και πώς. Στο σχήμα 4.5 φαίνεται το πλήρες μοντέλο και το απλοποιημένο.

Πλήρες μοντέλο:



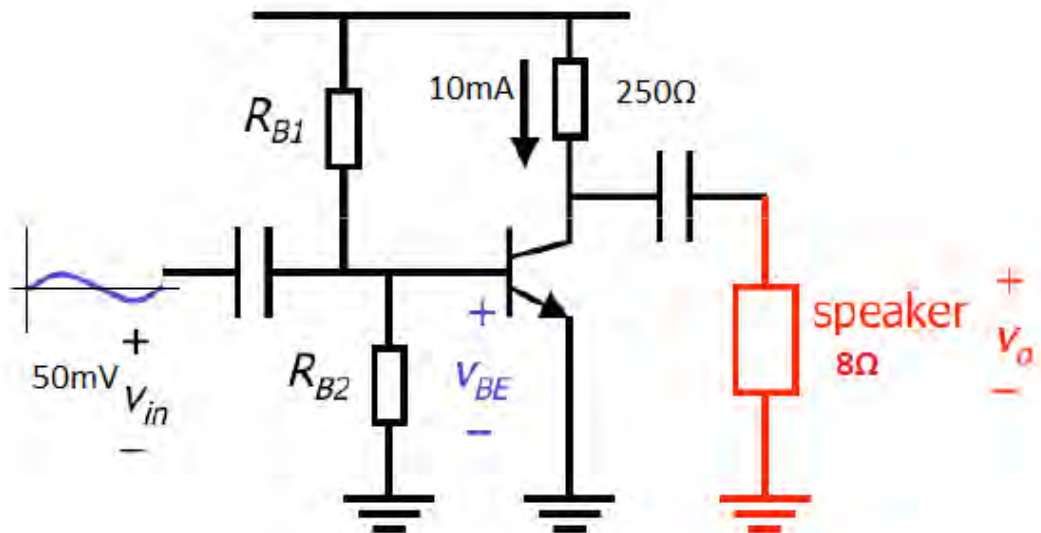
Απλοποιημένο μοντέλο:



Σχήμα 4.5 Μοντέλο μικρού σήματος ενισχυτή

Για να προχωρήσουμε στην ανάλυση πρέπει να γνωρίζουμε ορισμένες παραμέτρους του BJT. Αυτές είναι το $g_m = \frac{I_C}{qV_T} = \frac{I_C}{V_T}$, $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$ και $r_o = \frac{V_A}{I_C}$, όπου V_T η θερμική τάση με τιμή $V_T \approx 25mV$ και V_A η τάση early effect με τιμή $V_A \approx 100V$. Επομένως από το σχήμα 4.5 έχουμε τη συνολική αντίσταση $R_{in} = R_{B1} || R_{B2} || r_\pi$, τη συνολική αντίσταση εξόδου $R_o = R_L || r_o$, και το κέρδος τάσης $gain = \frac{V_o}{V_{in}} = -g_m(R_L || r_o) \approx -g_m \times R_L$. Αντικαθιστώντας τις τιμές που βρήκαμε στην προηγούμενη ενότητα, έχουμε το $R_{in} = 640 || 260 || r_\pi \approx 185\Omega$ και $R_o = 250\Omega || r_o$

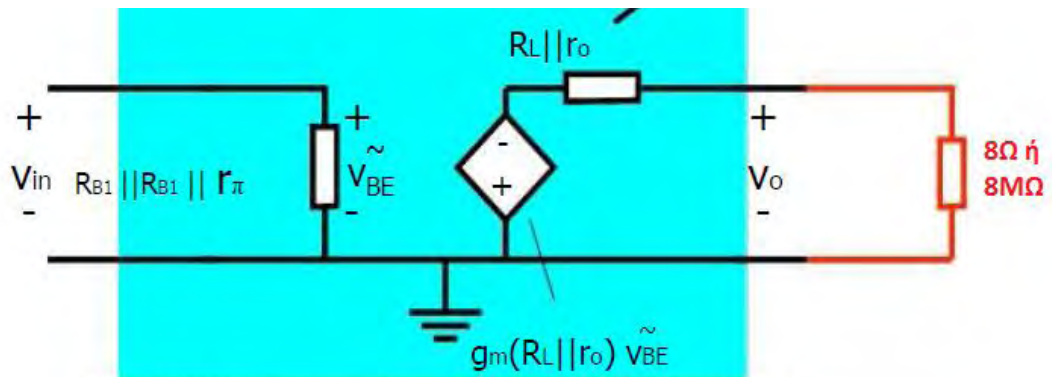
και κέρδος $gain = -0.4 \times 250 = 100$. Όπως παρατηρούμε λόγω της μεγάλης αντίστασης εξόδου $R_o = 250\Omega || r_o \approx 250\Omega$, ο ενισχυτής κοινού εκπομπού είναι ένας κακός διαιρέτης τάσης και καθώς το φορτίο που θέλουμε να οδηγήσουμε έχει συνήθως 8Ω αντίσταση βλέπουμε πως είναι ακατόρθωτο να δώσει ρεύμα στο φορτίο μας. Οπότε σύμφωνα με το σχήμα 4.6 θα έχουμε το πραγματικό κέρδος να ισούται με $gain = 100 \times \frac{8}{250+8} = 3.1V/V$.



Σχήμα 4.6 Παράδειγμα ενισχυτή με φορτίο 8Ω στην έξοδο του

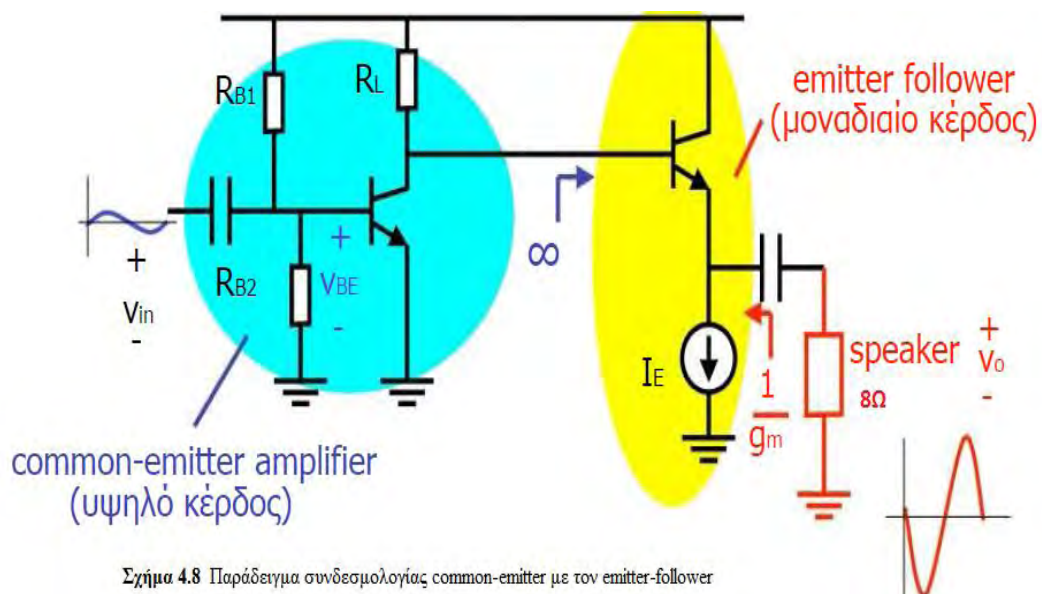
Για να έχουμε το πλήρες κέρδος σε αυτή την περίπτωση θα έπρεπε το φορτίο εξόδου να ήταν κατά πολύ μεγαλύτερο του R_L . Έτσι θα είχαμε $gain = 100 \times \frac{8^7}{250+8^7} \approx 100$. Το σχήμα 4.7 δείχνει το μοντέλο μικρού σήματος με συνδεδεμένο το φορτίο εξόδου είτε 8Ω είτε $8M\Omega$. Αναλυτικότερα έχουμε τους

τύπους $R_o = R_L || r_o = 250\Omega || r_o \approx 250\Omega$ και το κέρδος $A_V = A_{V0} \times \frac{R_{LOAD}}{(R_{LOAD} + R_o)}$ από διαιρέτη τάσεως.



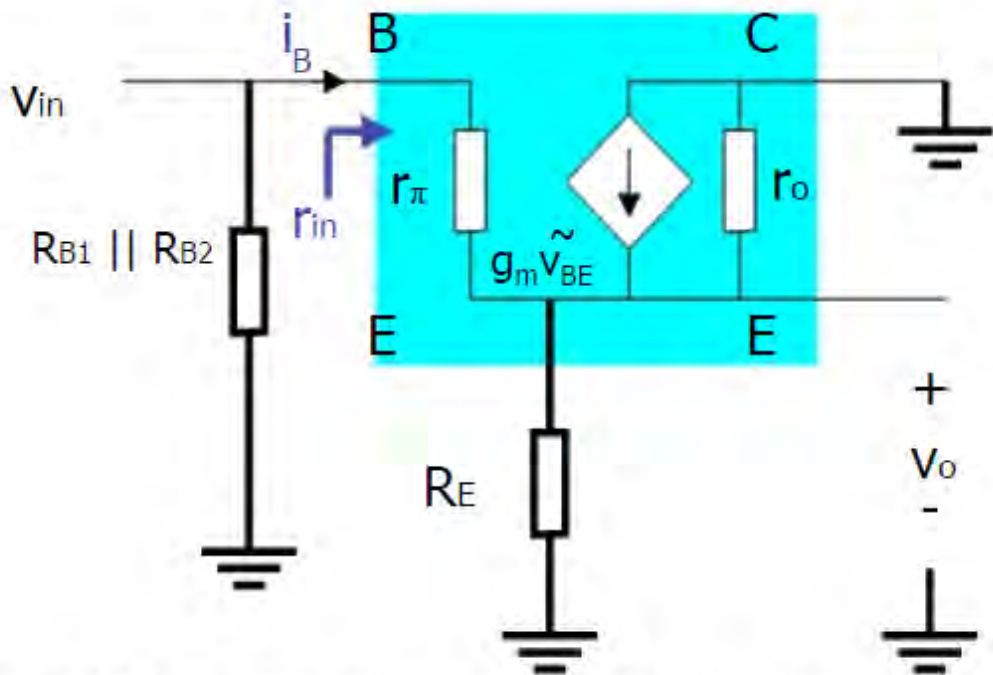
Σχήμα 4.7 Παράδειγμα μοντέλου μικρού σήματος με φορτίο 8Ω στην έξοδο

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει το φορτίο μας δεν είναι 8MΩ αλλά 8Ω και με την παρούσα κατάσταση δεν μπορούμε να πάρουμε το αποτέλεσμα που θέλουμε, έτσι θα προσθέσουμε ακόμα ένα στάδιο ανάμεσα από τον ενισχυτή κοινού εκπομπού και τα φορτία, το γνωστό ως *ακόλουθος εκπομπού* (emitter follower) και αυτό γιατί το κέρδος τάσης του είναι μικρότερο της μονάδας και με λίγα λόγια «ακολουθεί κατά πόδας» την τάση στην είσοδο. Έτσι καταφέρνουμε να έχουμε την τάση του προενισχυτή στην έξοδο μας. Ένα παράδειγμα συνδεσμολογίας στην εικόνα 4.8.



Σχήμα 4.8 Παράδειγμα συνδεσμολογίας common-emitter με τον emitter-follower

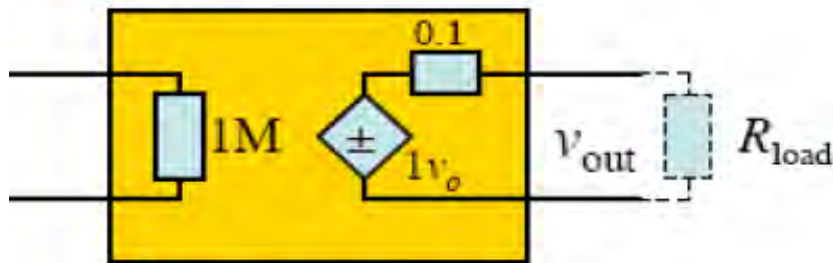
Επίσης στην εικόνα 4.9 έχουμε το μοντέλο μικρού σήματος ενός emitter follower και το αναλύουμε βγάζοντας το μοναδιαίο κέρδος του



Σχήμα 4.9 Παράδειγμα μοντέλου μικρού σήματος emitter-follower

Η αντίσταση εισόδου $r_{in} = \frac{V_{in}}{I_B} = \frac{V_{BE} + V_E}{I_B} = r_{\pi} + \frac{V_E}{I_B} = r_{\pi} + \frac{V_E}{\frac{I_E}{1+\beta}} = r_{\pi} + (1 + \beta) \times R_E$ η οποία είναι πολύ μεγάλη. Αντίστοιχα η αντίσταση εξόδου θα είναι $r_{out} = R_E || 1/g_m$, που είναι πολύ μικρή.

Στάδιο εξόδου

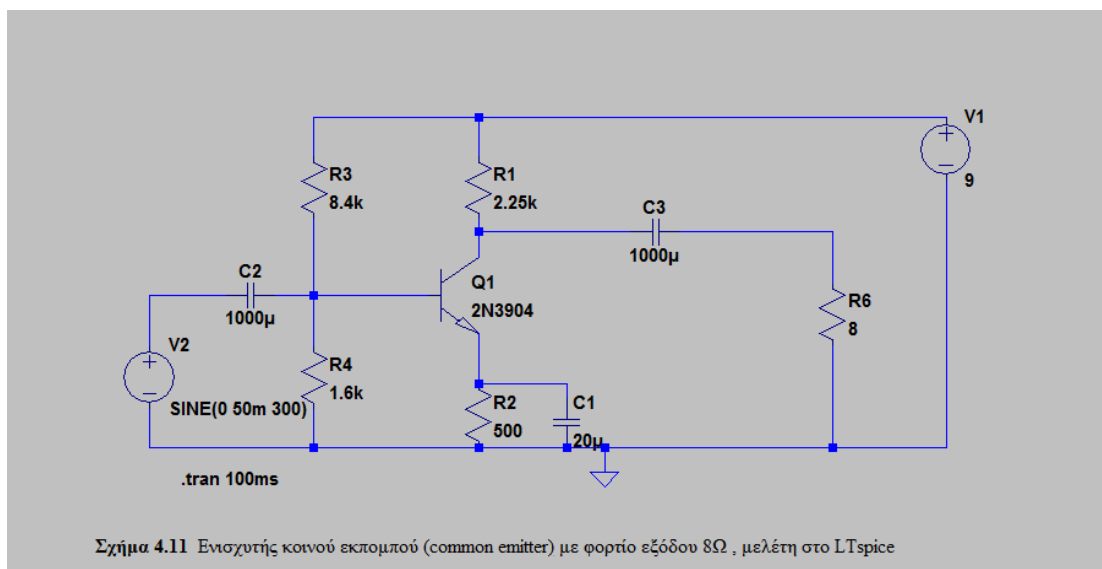


Σχήμα 4.10 Παράδειγμα σταδίου εξόδου

4.3 Μελέτη κλάσης Α στο LTspice

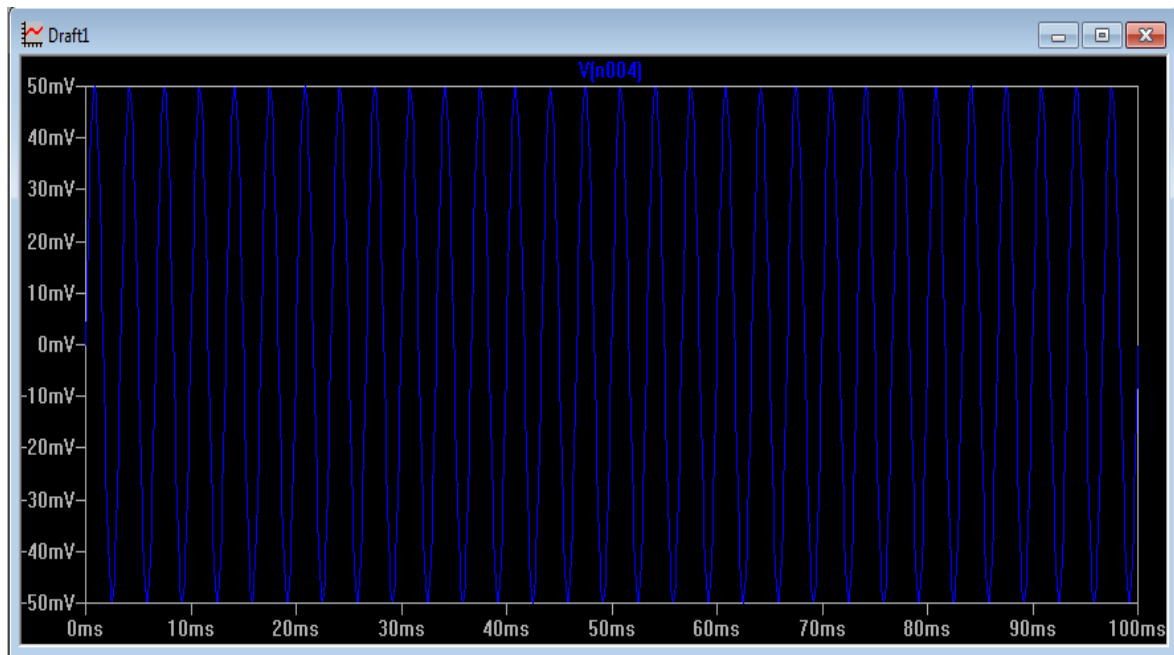
Προτού κατασκευάσω το κύκλωμα στο πρόγραμμα, θα βρω πρώτα τις τιμές που θα ήθελα να χρησιμοποιήσω. Θέλω η τάση τροφοδοσίας μου να είναι μια 9V μπαταρία οπότε $V_{CC} = 9V$, η τάση εξόδου του κοινού εκπομπού να είναι στα 4.5V άρα $V_C = 4.5V$ και το ρεύμα $I_C = 2mA$. Έτσι έχω $R_L = \frac{V_{CC}-V_C}{I_C} = \frac{9-4.5}{0.002} = \frac{4.5}{0.002} = 2250\Omega$ ή $2.250k\Omega$. Το $V_B = 1.6V = V_E + 0.6$, άρα $V_E = 1V$ και $V_E = R_E \times I_E$ με $I_E \approx I_C$ επομένως $V_E = R_E \times I_C \Rightarrow R_E = \frac{1}{0.002} = 500\Omega$. Η εσωτερική αντίσταση $R_{e'} = \frac{25mV}{I_E} = \frac{25mV}{I_C} = \frac{0.025}{0.002} = 12.5\Omega$, οπότε το κέρδος είναι $gain = -\frac{R_L}{(R_E+R_{e'})} = \frac{2250}{500+12.5} = 4.4$. Χρησιμοποιούμε πυκνωτή απόζευξης $C_E = \frac{1}{2\pi \times f \times R_E} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 500} = 0.000020F = 20\mu F$ και πυκνωτές ζεύξης $C_1, C_2 = 1000\mu F$ για σίγουρο αποτέλεσμα.

Άρα το καθαρό κέρδος μας θα είναι $gain = -\frac{R_L}{(R_e)} = \frac{2250}{12.5} = 180V/V$. Επίσης για την πόλωση του τρανζίστορ ισχύει $V_{out} = \frac{R_2}{R_2+R_1} \times V_{in} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{in}-V_{out}}{V_{out}} = \frac{V_{CC}-V_B}{V_B} = \frac{9-1.6}{1.6} = 8.4/1.6$. Άρα μπορώ να πω ότι $R_1 = 8.4k\Omega$ και $R_2 = 1.6k\Omega$. Με αυτές τις τιμές σχεδίασα στο LTspice έναν ενισχυτή κοινού εκπομπού (βλέπε εικόνα 4.11), επίσης να αναφέρω πως υποθέσαμε ότι η είσοδος μας είναι ένα MP3 player με τάση περίπου στα 50mV και συχνότητα 300Hz.

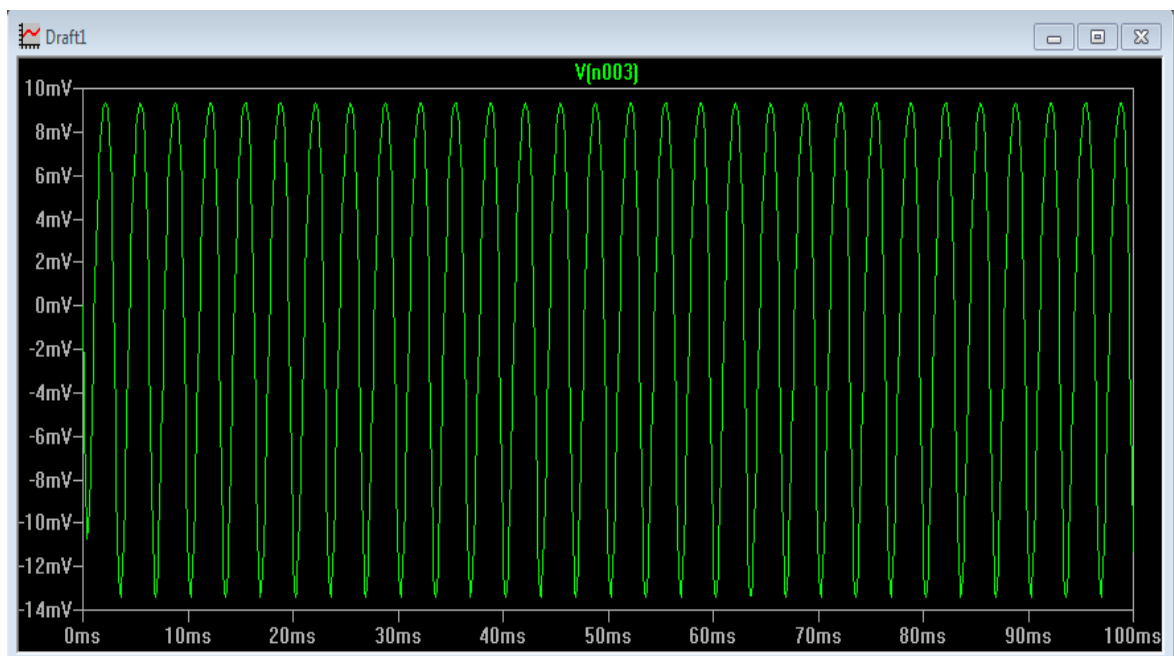


Όπως θα δούμε αναλυτικότερα στις παρακάτω εικόνες δεν είχαμε καθόλου ενίσχυση, αντιθέτως είχαμε συρρίκνωση του αρχικού μας σήματος.

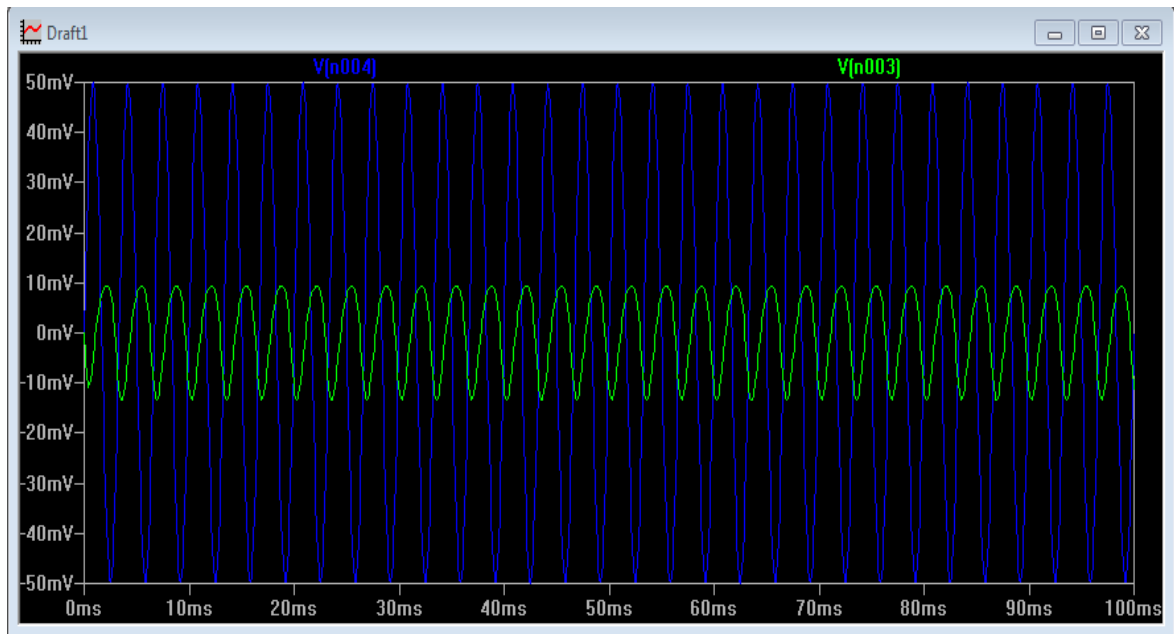
Στην εικόνα 4.12 βλέπουμε το σήμα εισόδου, στην 4.13 το σήμα εξόδου και στην 4.14 την σύγκριση μεταξύ τους.



Εικόνα 4.12 Σήμα εισόδου

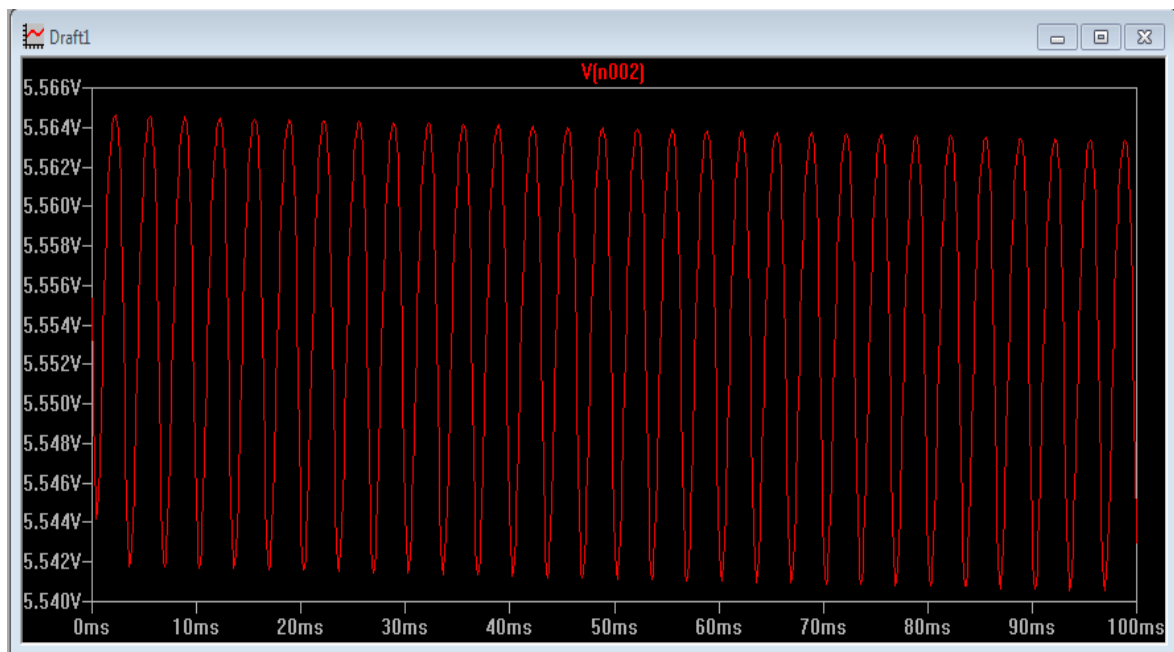


Εικόνα 4.13 Σήμα εξόδου

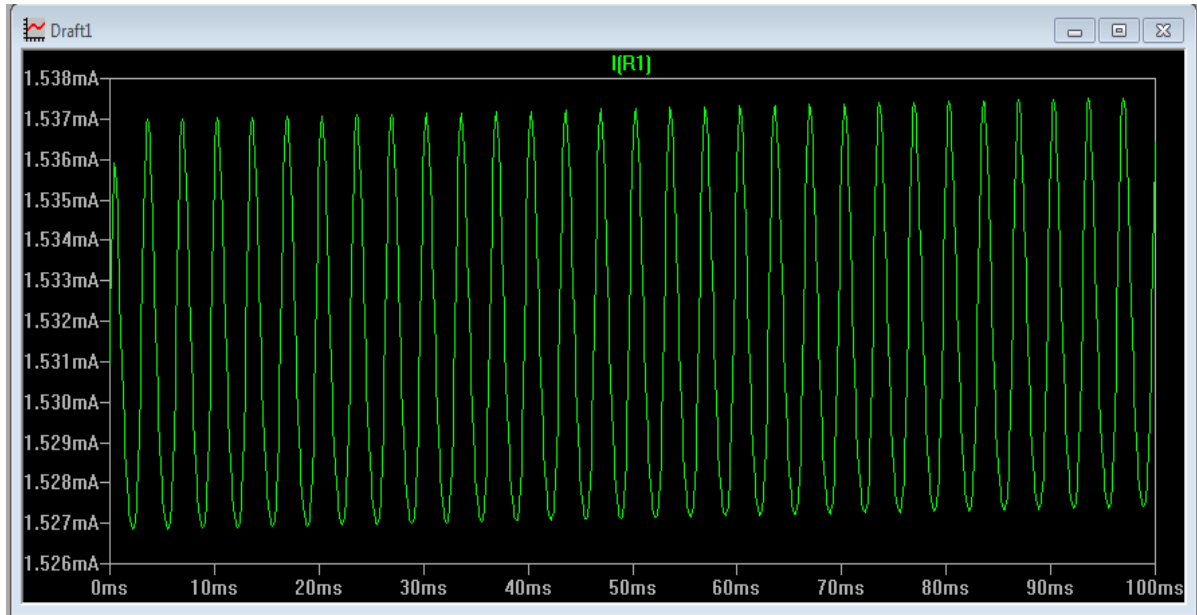


Εικόνα 4.14 Σχέση σήματος εισόδου με σήματος εξόδου

Επίσης στην εικόνα 4.15 βλέπουμε την τάση V_C να έχει μεγαλύτερη τιμή από την ζητούμενη, κάτι που δεν μας επηρεάζει και στην 4.16 το ρεύμα I_C να είναι λίγο μικρότερο περίπου στο 1.6mA.

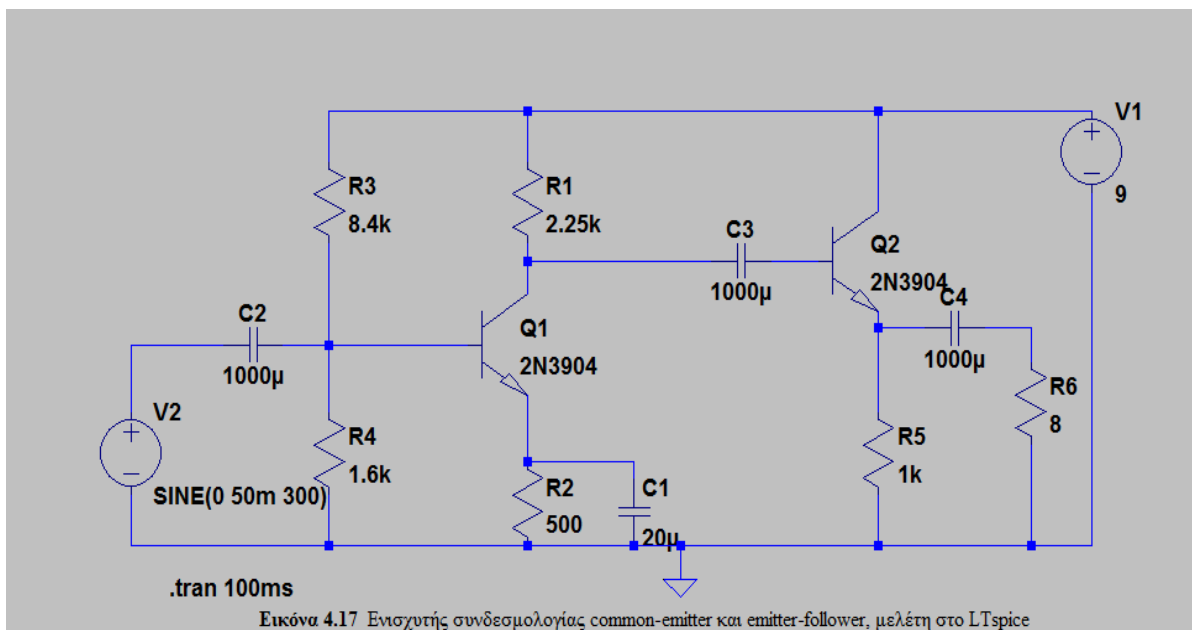


Εικόνα 4.15 Τάση V_C



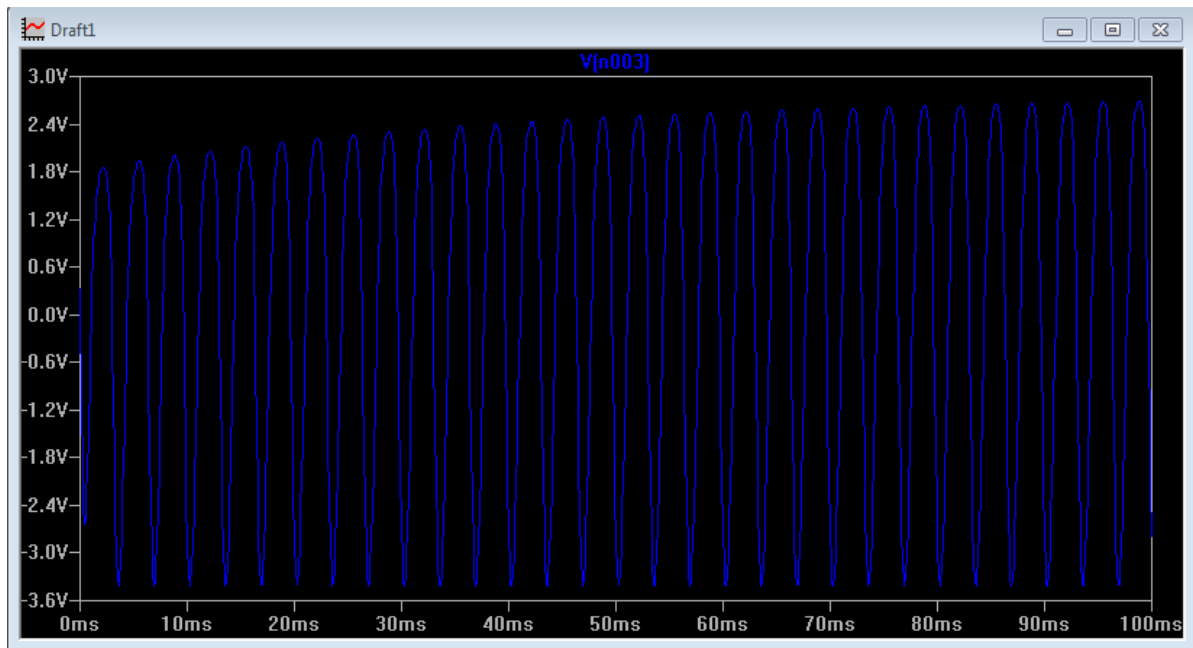
Εικόνα 4.16 Ρεύμα I_c

Η διαφορά στην εικόνα 4.14 οφείλεται στο ότι το φορτίο μας $R_{LOAD} = 8\Omega$ όπως αναφέραμε θα έπρεπε να ήταν πολύ μεγαλύτερο από το R_o ώστε ο διαιρέτης τάσης να παρείχε το δυνατό καλύτερο αποτέλεσμα. Γι' αυτό το λόγο στην εικόνα 4.17 έχουμε κατασκευάσει τον emitter follower για να πετύχουμε αυτό τον σκοπό. Όπως είπαμε ο ακόλουθος εκπομπού έχει μοναδιαίο κέρδος και αναμένουμε να έχουμε κέρδος εξόδου 180 φορές του αρχικού σήματος. Επίσης η πόλωση του τρανζίστορ του emitter follower δεν χρειάζεται να γίνει, καθώς όπως αναφέραμε παραπάνω η τάση του ενισχυτή κοινού εκπομπού $V_C = 5.5V$ είναι αρκετά μεγάλη για να «ανοίξει» το τρανζίστορ.



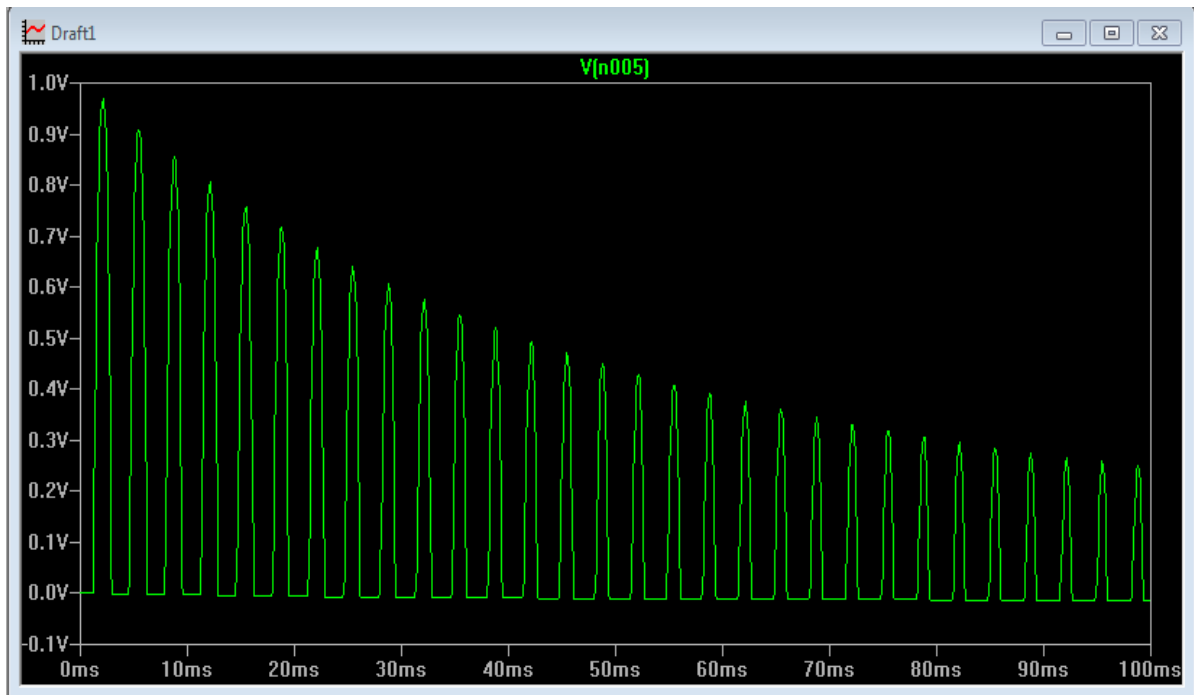
Εικόνα 4.17 Ενισχυτής συνδεσμολογίας common-emitter και emitter-follower, μελέτη στο LTspice

Στην εικόνα 4.18 παρατηρούμε αυτό που αναφέρθηκε παραπάνω, ότι η έξοδος V_C παρείχε αρκετή τάση ώστε να κρατάει το τρανζίστορ ανοιχτό με τιμή περίπου στα 1.8V.

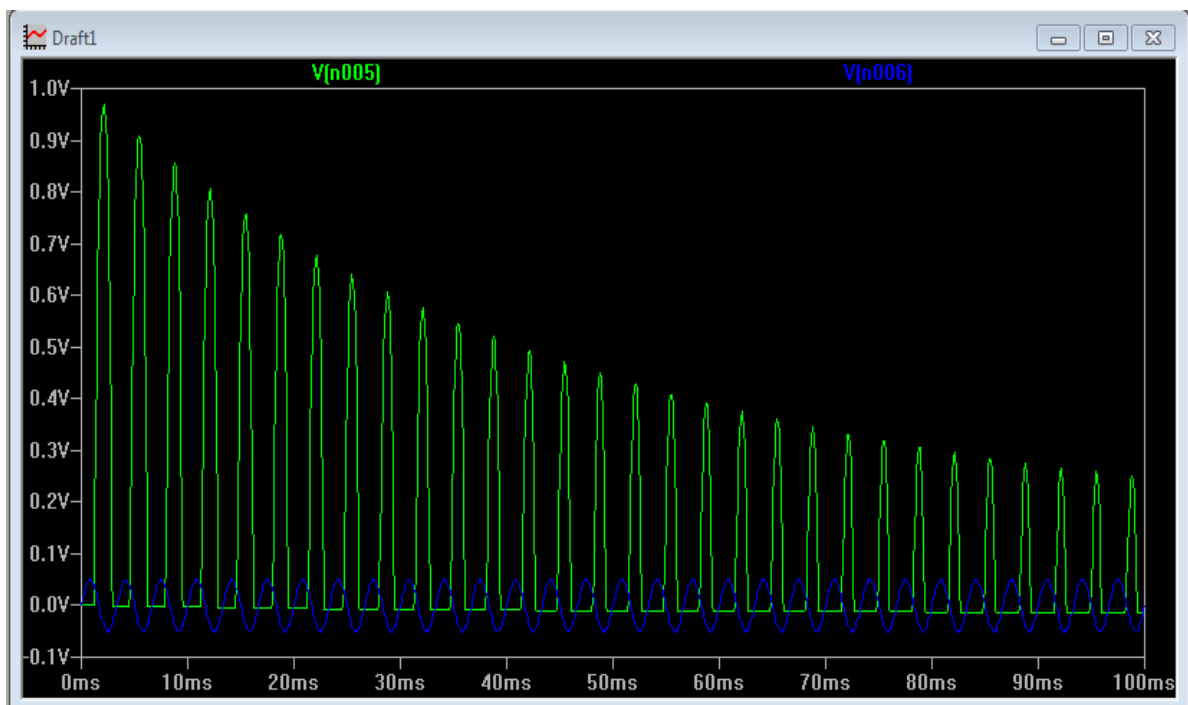


Εικόνα 4.18 Τάση V_C

Στις επόμενες δύο εικόνες βλέπουμε το σήμα εξόδου και την σύγκριση του με το σήμα εισόδου. Είναι φανερά πιο ενισχυμένο, αλλά όπως παρατηρούμε δεν προκύπτει το σήμα εισόδου απλά ενισχυμένο, παρά ένα σήμα «μισό». Αυτό οφείλεται στο ότι χρησιμοποιούμε ένα τρανζίστορ και όχι έναν push-pull emitter follower κλάσης B ή AB. Αυτή την ιδιαιτερότητα θα την μελετήσουμε παρακάτω.



Εικόνα 4.19 Σήμα εξόδου



Εικόνα 4.20 Σχέση σήματος εισόδου με σήμα εξόδου

Αυτή ήταν η μελέτη και ο σχεδιασμός του ενισχυτή κλάσης Α, στην επόμενη ενότητα θα μελετήσουμε τους ενισχυτές Β και ΑΒ μαζί, καθώς έχουν πολύ μικρές διαφορές. Το στάδιο του προενισχυτή είναι κοινό για όλες της κλάσης, επομένως ο ενισχυτής τάσεως κοινού εκπομπού και οι τιμές του θα παραμείνουν ίδιες και για τις επόμενες ενότητες.

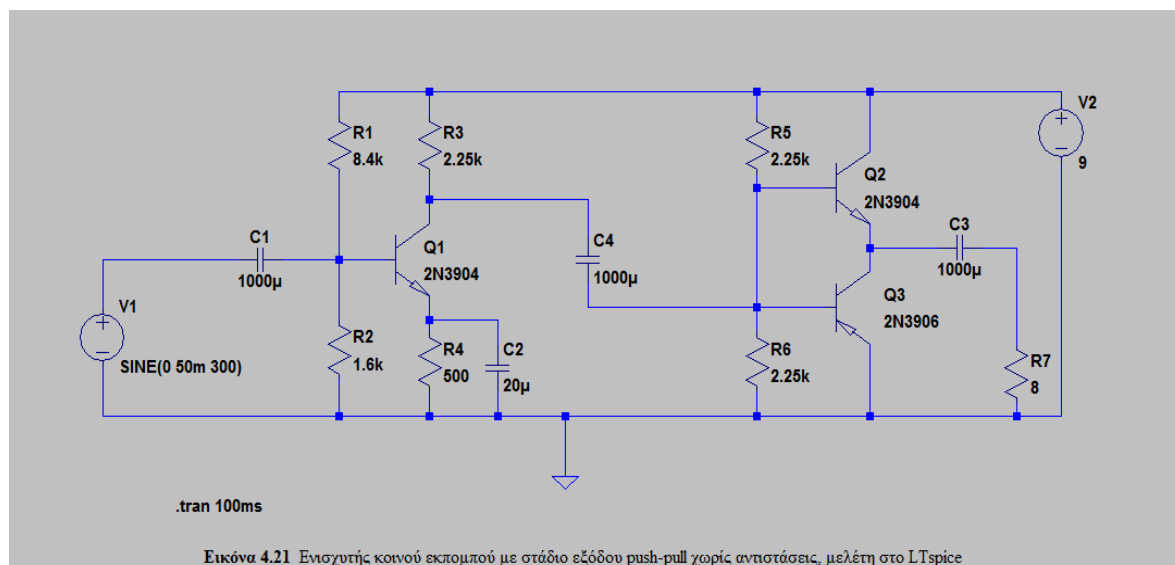
4.4 Κυκλωματική μελέτη Κλάσης B, AB

Όπως αναφέραμε το στάδιο της προ-ενίσχυσης παραμένει ίδιο, οπότε ισχύουν $V_{CC} = 9V$, η τάση εξόδου του κοινού εκπομπού να είναι στα $4.5V$ άρα $V_C = 4.5V$ και το ρεύμα $I_C = 2mA$. Έτσι έχω $R_L = 2250\Omega$. Το $V_B = 1.6V$ άρα $V_E = 1V$ και $I_E \approx I_C$ επομένως $R_E = 500\Omega$. Ο πυκνωτής απόζευξης $C_E = 20\mu F$ και πυκνωτές ζεύξης $C_1, C_2 = 1000\mu F$. Με κέρδος, $gain = 180V/V$. Επίσης για την πόλωση του τρανζίστορ ισχύει ότι $R_1 = 8.4k\Omega$ και $R_2 = 1.6k\Omega$.

Το στάδιο push-pull είναι και αυτό ένα στάδιο εξόδου με κέρδος λίγο μικρότερο του ένα, η πόλωση του μπορεί να γίνει με αντιστάσεις ή με διόδους (εικόνες 3.7, 3.8, 3.9).

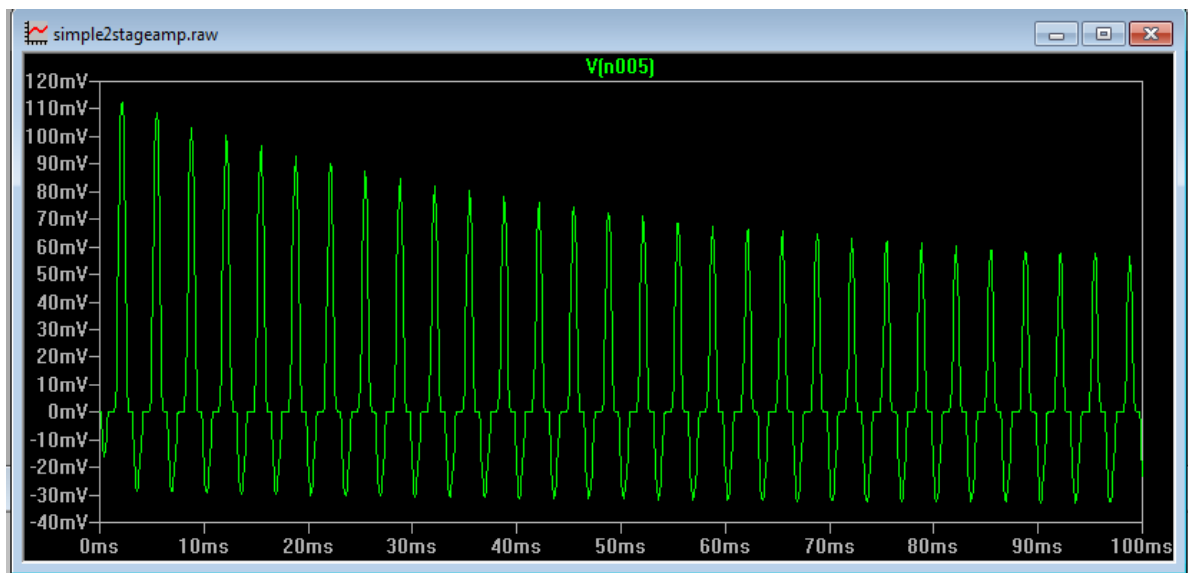
4.5 Μελέτη κλάσης B, AB στο LTspice

Στο LTspice φτιάξαμε τρία κυκλώματα, το πρώτο είναι ο ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου ένα push-pull στάδιο χωρίς αντιστάσεις ή διόδους για πόλωση, το δεύτερο είναι με αντιστάσεις και το τελευταίο με διόδους. Στην εικόνα 4.21 που ακολουθεί παρουσιάζεται το πρώτο κύκλωμα.

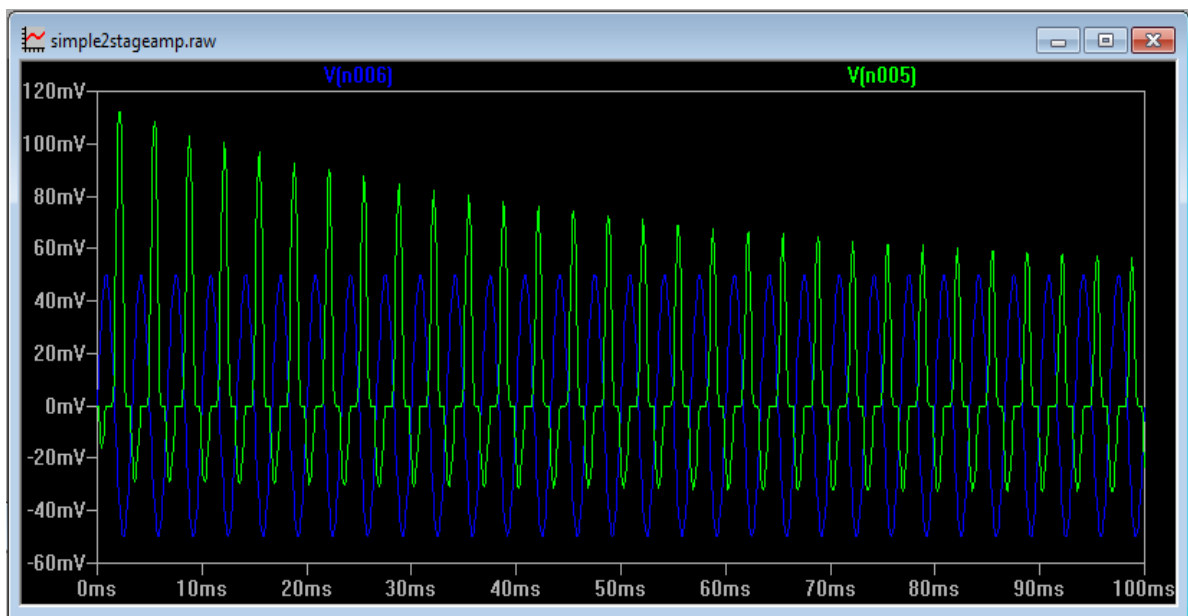


Εικόνα 4.21 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull χωρίς αντιστάσεις, μελέτη στο LTspice

Στις παρακάτω εικόνες θα δούμε το σήμα εξόδου και την σχέση του με το σήμα εισόδου.



Εικόνα 4.22 Σήμα εξόδου



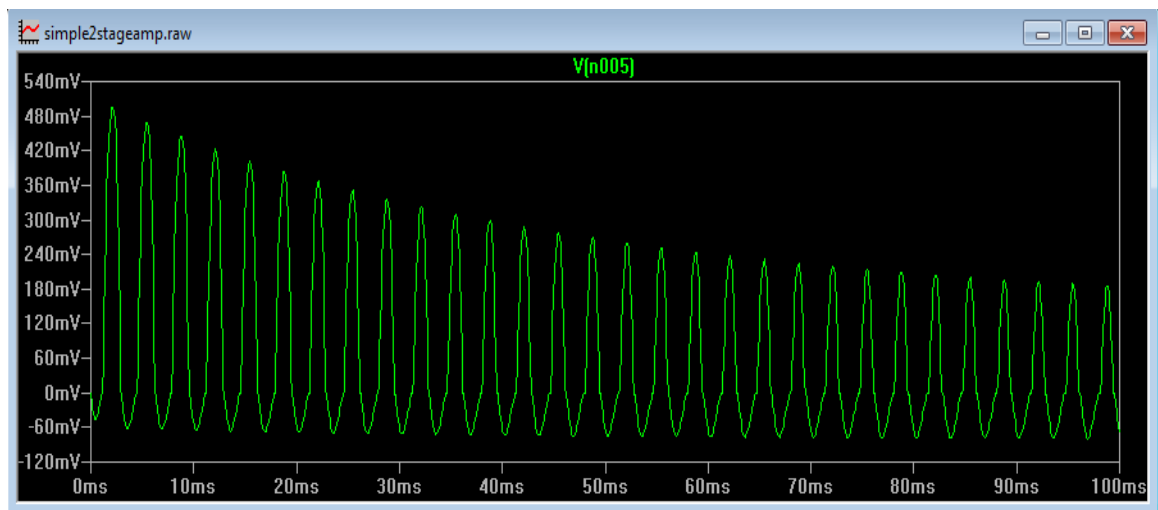
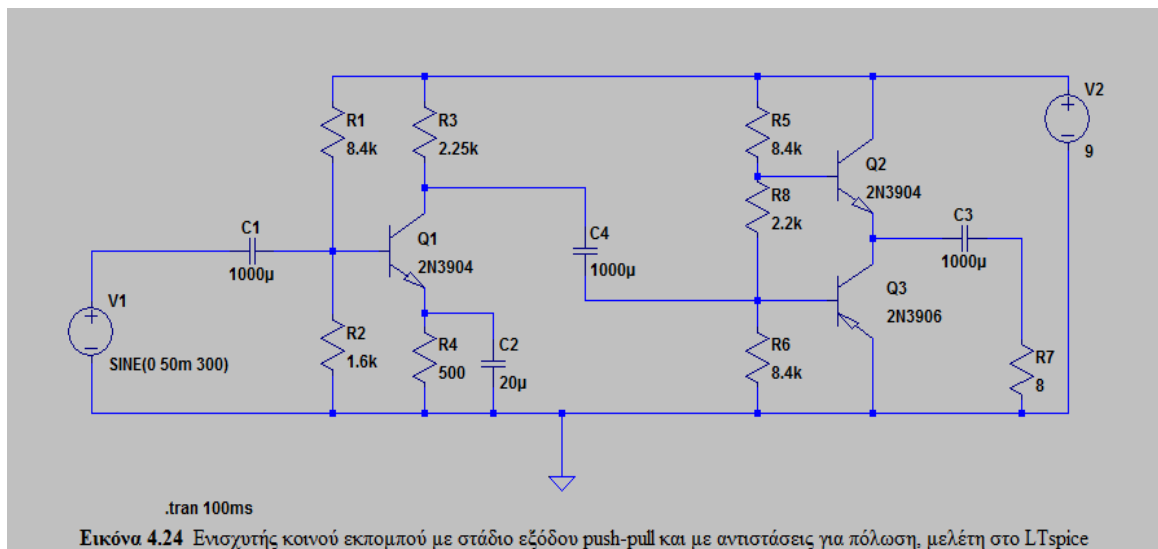
Εικόνα 4.23 Σχέση σήματος εισόδου με το σήμα εξόδου

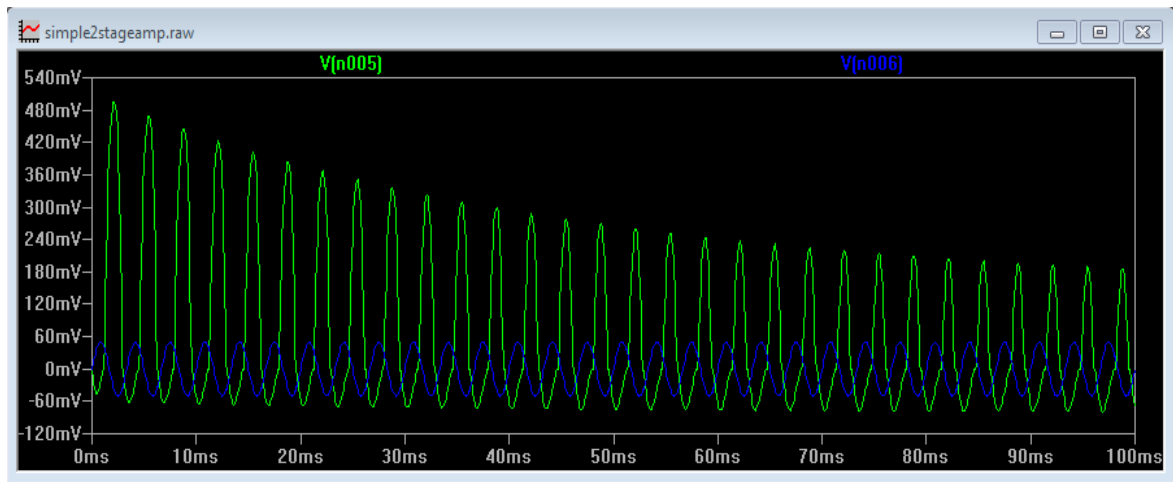
Αρχικά βλέπουμε να είναι εμφανές η παραμόρφωση crossover που έχουμε αναφέρει σε προηγούμενη ενότητα λόγω κακής πόλωσης του σταδίου push-pull (ενότητα 3.6), έπειτα στην εικόνα 4.23 βλέπουμε την σχέση εισόδου εξόδου να είναι σχεδόν στην ίδια peak-to-peak απόσταση, δηλαδή να μην υπάρχει ενίσχυση στο τελικό σήμα. Το αποτέλεσμα αυτό μπορεί να οφείλετε στο ότι ο ενισχυτής δεν μπορεί να οδηγήσει το φορτίο των 8Ω , καθώς τα τρανζίστορ nnp 2n3904 και npn 2n3906 μπορούν να άγουν ρεύμα το πολύ ύψους 200mA ή στο ότι τα τρανζίστορ δεν ανοίγουν λόγω πολύ κακής

πόλωσης, στην περίπτωση μας καθόλου πόλωση. Στο τελικό στάδιο του ενισχυτή (κεφάλαιο 5) θα χρησιμοποιηθούν όπως θα δούμε τρανζίστορ που άγουν μέχρι 1.5 A.

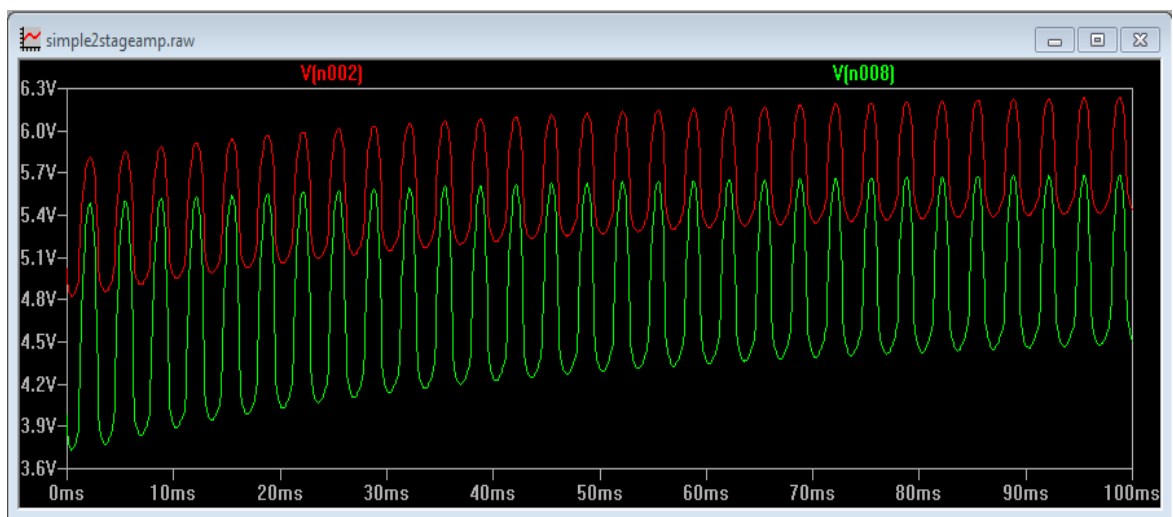
4.5.1 Κύκλωμα AB πολωμένο με αντιστάσεις

Το δεύτερο κύκλωμα που αναφέραμε, είναι η πόλωση με αντιστάσεις. Στην εικόνα 4.24 έχουμε το κύκλωμα και στις ακόλουθες εικόνες τα αποτελέσματα εξόδου και εισόδου-εξόδου.





Εικόνα 4.26 Σχέση σήματος εισόδου με το σήμα εξόδου

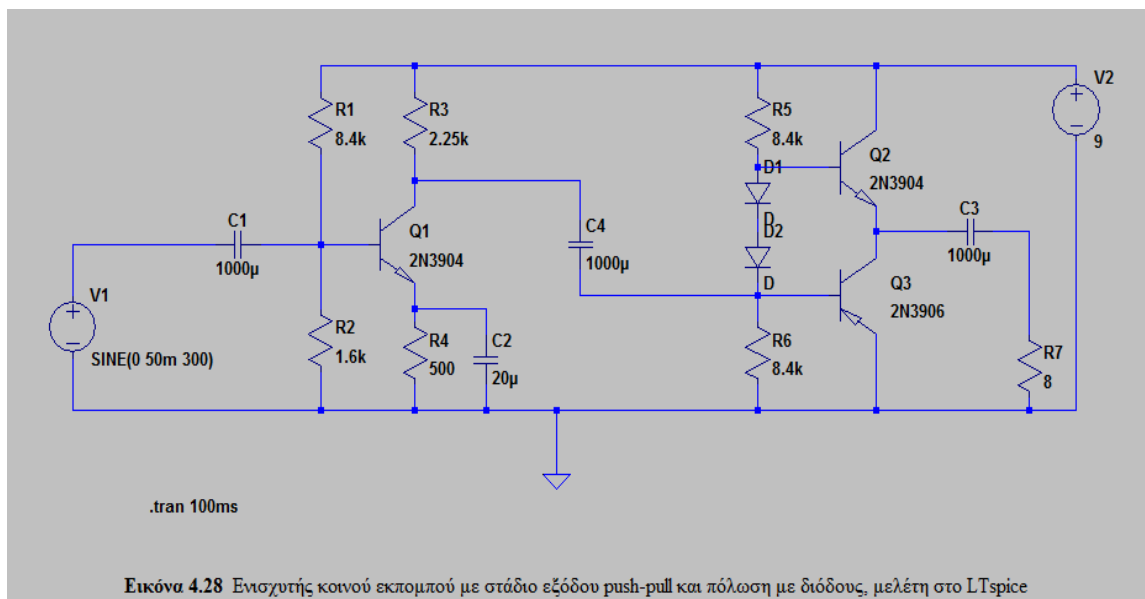


Εικόνα 4.27 Τάσεις όπου "ανοίγουν" τα τρανζίστορ του σταδίου εξόδου

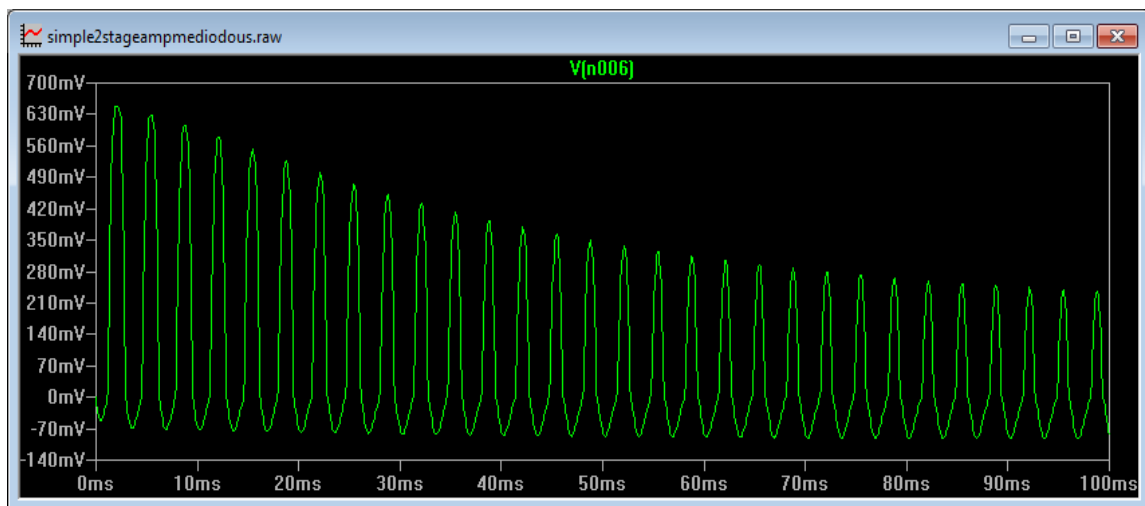
Στην 4.25 παρατηρούμε ότι η παραμόρφωση crossover έχει αρχίσει και ελαττώνεται σε σχέση με το προηγούμενο κύκλωμα, λόγω της πόλωσης των τρανζίστορ. Στην συνέχεια βλέποντας την εικόνα 4.26 παρατηρούμε ότι έχουμε ενίσχυση αλλά όχι αυτή που περιμέναμε ($gain = 180V/V$) όπως προαναφέραμε οφείλετε στο ότι δεν μπορεί να οδηγηθεί το φορτίο μας. Τέλος μια παρατήρηση για την εικόνα 4.27 όπου παρουσιάζονται οι τιμές εισόδου των τρανζίστορ του σταδίου push-pull όπου και «ανοίγουν».

4.5.2 Κύκλωμα AB πολωμένο με διόδους

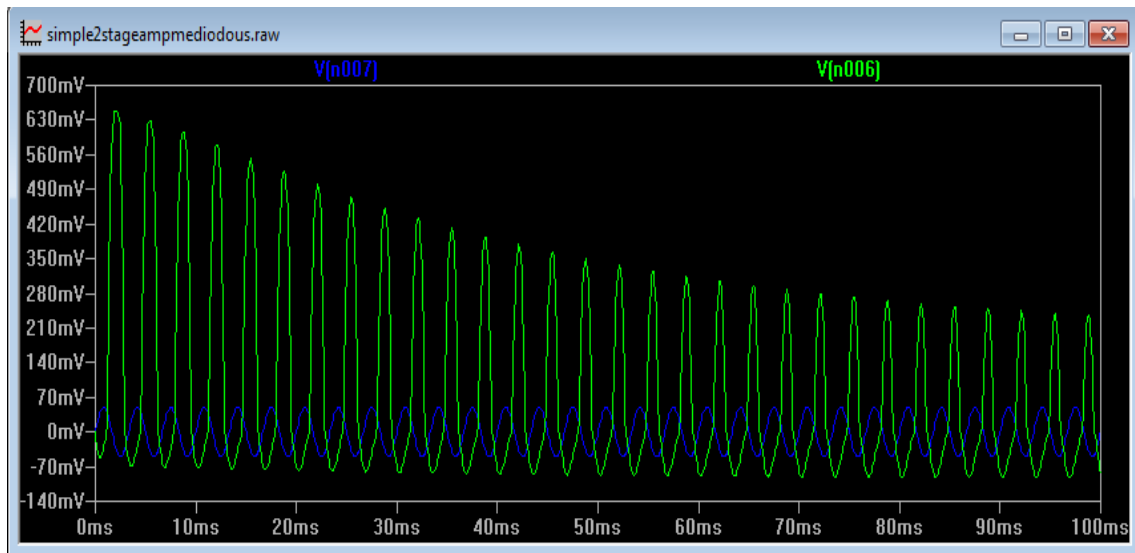
Στην συνέχεια μελετάμε το τελευταίο κύκλωμα, που είναι πόλωση με διόδους. Αναλυτικότερα για να πετύχουμε την κατάλληλη αυτή πόλωση στα τρανζίστορ μας, βάζουμε δύο διόδους σε σειρά. Εδώ να αναφέρουμε ότι οι διόδοι είναι ένα στοιχείο που περιορίζει τη κατευθυντήρια ροή των φορέων αγωγιμότητας (charge carries). Με λίγα λόγια επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει από τη μία κατεύθυνση, αλλά μπλοκάρει την κίνηση από την αντίθετη κατεύθυνση. Στις εικόνες 4.28-4.30 βλέπουμε ότι και στην προηγούμενη υποενότητα, το κύκλωμα και τα αποτελέσματα του.



Εικόνα 4.28 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull και πόλωση με διόδους, μελέτη στο LTspice



Εικόνα 4.29 Σήμα εξόδου

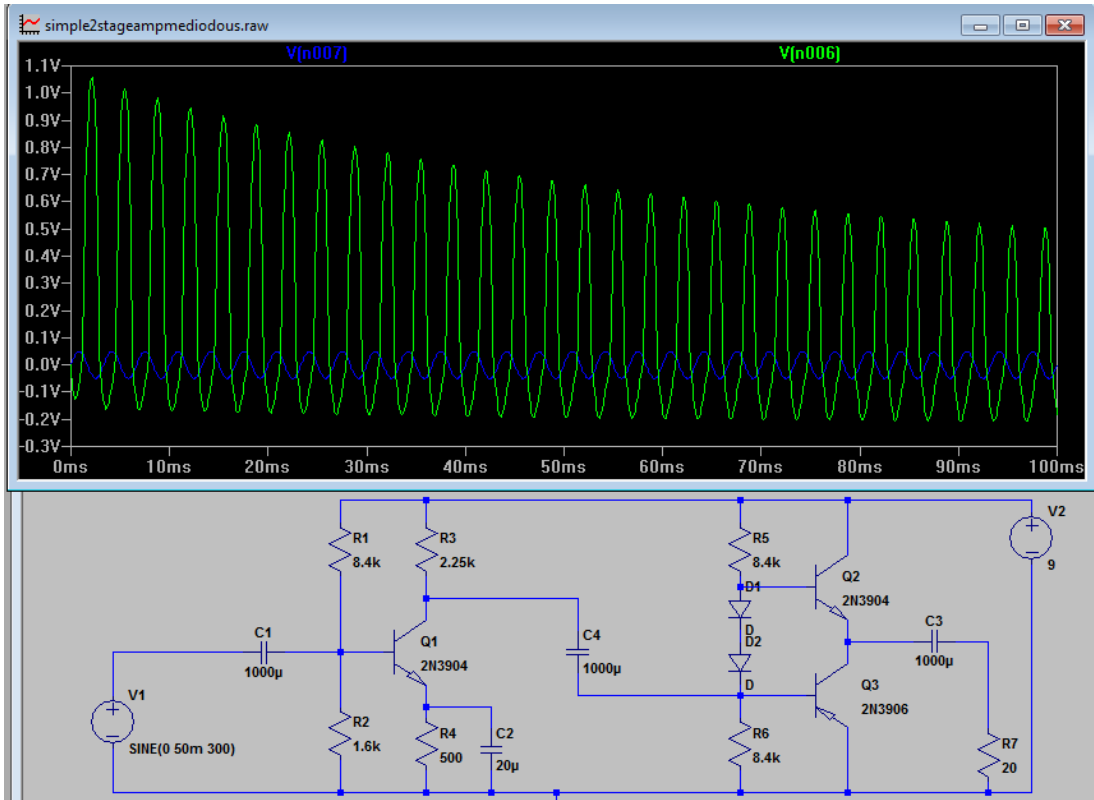


Εικόνα 4.30 Σχέση σήματος εισόδου με το σήμα εξόδου

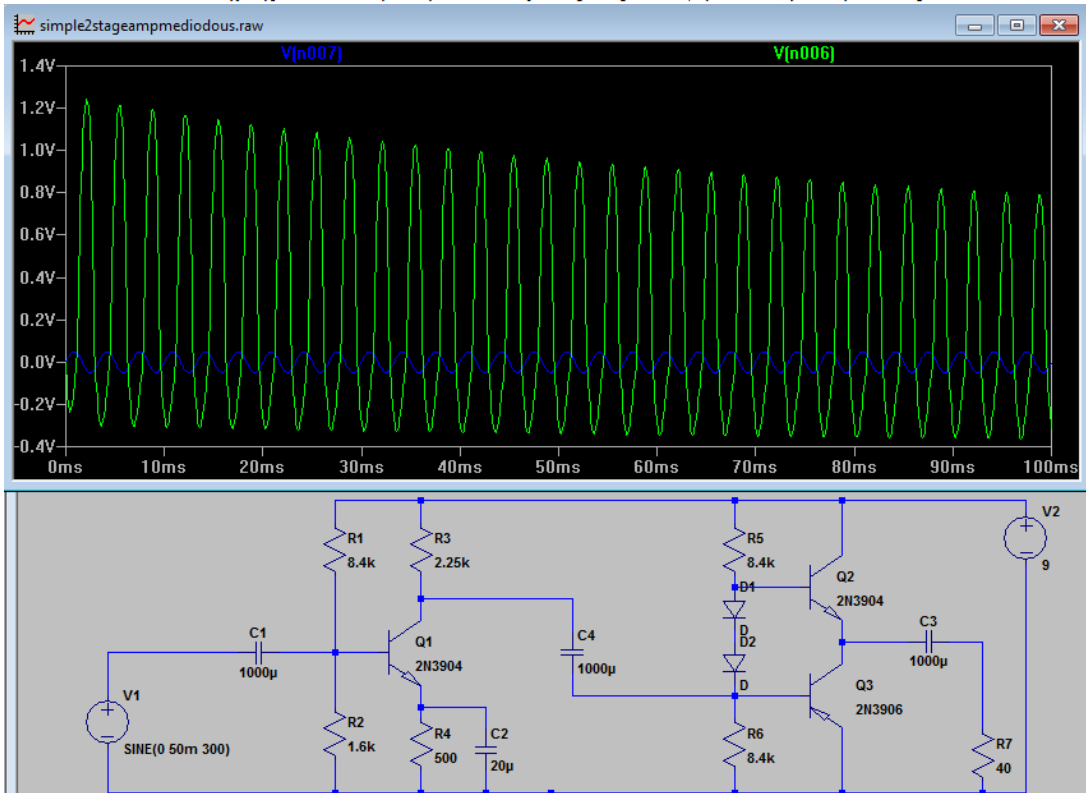
Τα αποτελέσματα όπως βλέπουμε, δεν διαφέρουν πολύ από τα προηγούμενα, το μόνο που μπορούμε να διακρίνουμε, είναι ότι με τις διόδους έχουμε εν μέρει μεγαλύτερη ενίσχυση, αλλά και πάλι όχι την επιθυμητή. Σε αυτό το σημείο θα πειραματιστούμε αυξάνοντας το φορτίο μας για να δούμε αν όντως το πρόβλημα της ενίσχυσης βρίσκεται στα τρανζίστορ, που δεν μπορούν να του παρέχουν το κατάλληλο ρεύμα.

4.6 Μελέτη κυκλώματος AB με αυξανόμενο φορτίο εξόδου

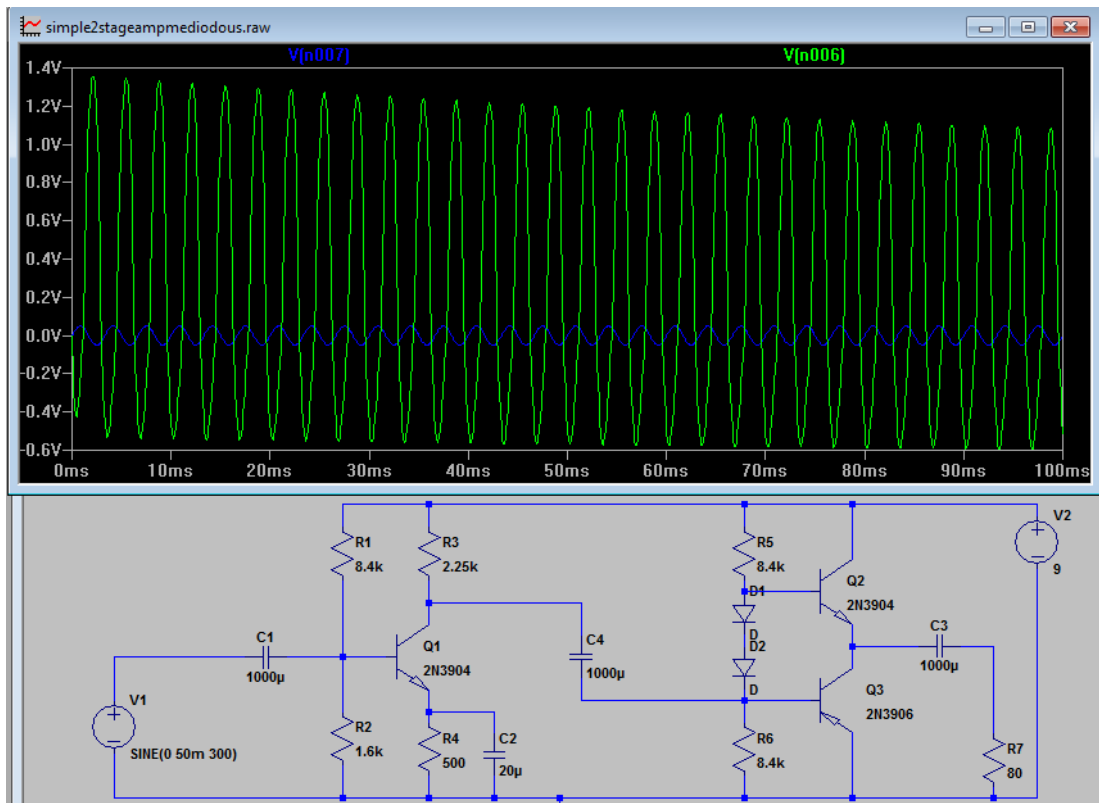
Το κύκλωμα μας παραμένει όπως έχουμε αναφέρει ίδιο και αυξάνουμε το φορτίο μας από την αρχική τιμή των 8Ω σε 20Ω , 40Ω , 80Ω , 160Ω . Στις εικόνες 4.31-4.34 βλέπουμε την διαφορά των αποτελεσμάτων σε σχέση με την εικόνα 4.30 που το κύκλωμα μας έχει το αρχικό φορτίο.



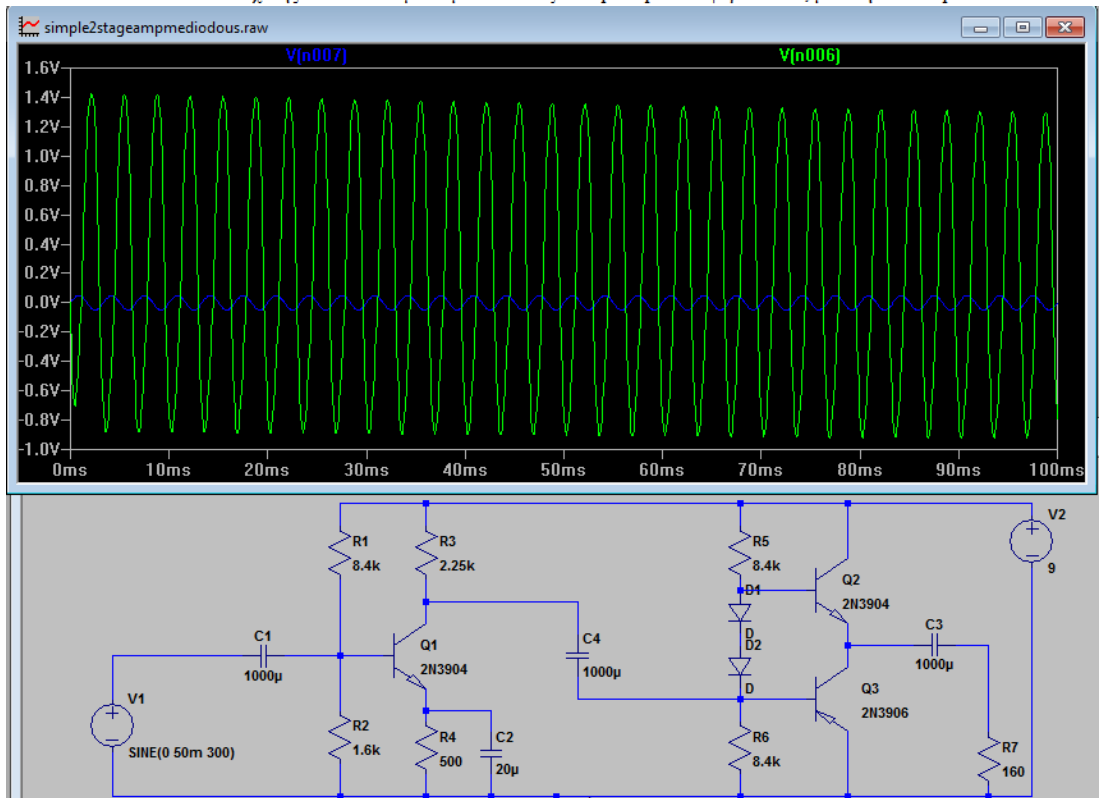
Εικόνα 4.31 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull και φορτίο 20Ω, μελέτη στο LTspice



Εικόνα 4.32 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull και φορτίο 40Ω, μελέτη στο LTspice



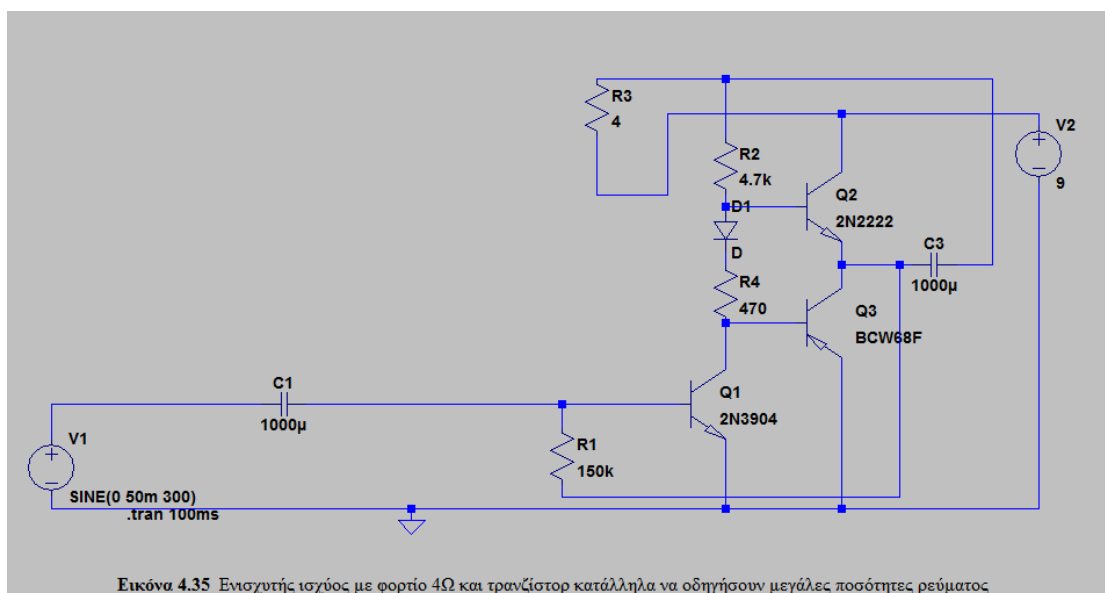
Εικόνα 4.33 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull και φορτίο 80Ω, μελέτη στο LTspice



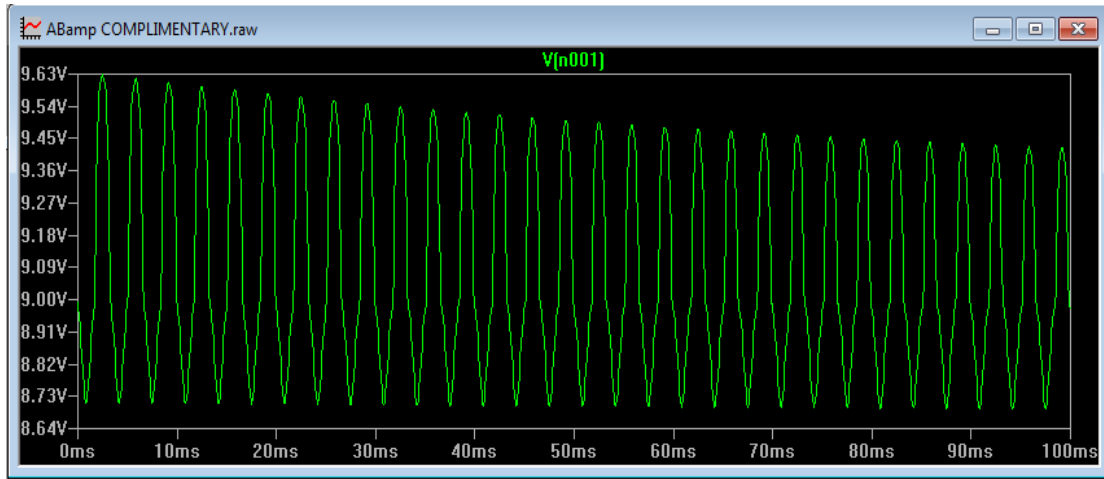
Εικόνα 4.34 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με στάδιο εξόδου push-pull και φορτίο 160Ω, μελέτη στο LTspice

Όπως είναι εμφανές, η ενίσχυση αυξάνει όσο αυξάνει το φορτίο μας, καθώς επίσης και τα σημεία peak-to-peak γίνονται πιο ίσα μεταξύ τους σε σχέση με το κέντρο τους. Το πρόβλημα μας όντως ήταν στο ότι τα συγκεκριμένα τρανζίστορ δεν προσφέρουν

το απαιτούμενο ρεύμα, οπότε αναγκαστήκαμε να αυξήσουμε το φορτίο για να πετύχουμε τον διαιρέτη τάσης που έχουμε αναφέρει σε προηγούμενες ενότητες. Αναλυτικότερα στην σελίδα 41, στην εικόνα με το στάδιο εξόδου παρατηρούμε ότι η $r_{out} = 0.1\Omega$ πολύ μικρή όπως θέλουμε, αλλά στην πραγματικότητα αυτό δεν ισχύει, αναλύοντας το κύκλωμα μας σε small signal και παίρνοντας τον τύπο $r_{out} = R_E || 1/g_m$ με την $R_E = 0$ έχουμε $r_{out} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\frac{I_C}{V_T}} = \frac{25mV}{2mA} = 12.5\Omega$, μεγαλύτερο από το 8Ω φορτίο μας, κάτι που όπως αναφέραμε δεν μπορεί να μας παρέχει την επιθυμητή ενίσχυση λόγω του προβλήματος που προκύπτει στον διαιρέτη τάσεως (κεφάλαιο 3). Για να επιλύσουμε αυτή την δυσκολία μπορούμε να εφαρμόσουμε δύο λύσεις, η πρώτη είναι να αυξήσουμε το φορτίο εξόδου στο κατάλληλο μέγεθος, όπως κάναμε παραπάνω και η δεύτερη να αυξήσουμε το ρεύμα που οδηγείτε στο φορτίο, αλλά για να το πετύχουμε αυτό χρειαζόμαστε συγκεκριμένα τρανζίστορ που να μπορούν να αντέξουν την ποσότητα ρεύματος που θα περνάει από μέσα τους. Η πρώτη λύση μπορούμε να πούμε πως είναι ιδανική για ενισχυτές ακουστικών ηχείων, καθώς κατασκευάζονται με υψηλές αντιστάσεις, της τάξεως των 20Ω έως 500Ω και απαιτούν λίγο ρεύμα. Ενώ αντίθετα τα απλά ηχεία ενός ηχοσυστήματος, συνήθως είναι όπως αναφέραμε της τάξεως των 4Ω έως 8Ω , οπότε η δεύτερη μέθοδος είναι αυτή που πρέπει να χρησιμοποιηθεί για να πετύχουμε το καλύτερο αποτέλεσμα. Στην παρακάτω εικόνα (4.35) έχουμε φτιάξει ένα κύκλωμα σύμφωνα με την δεύτερη λύση.

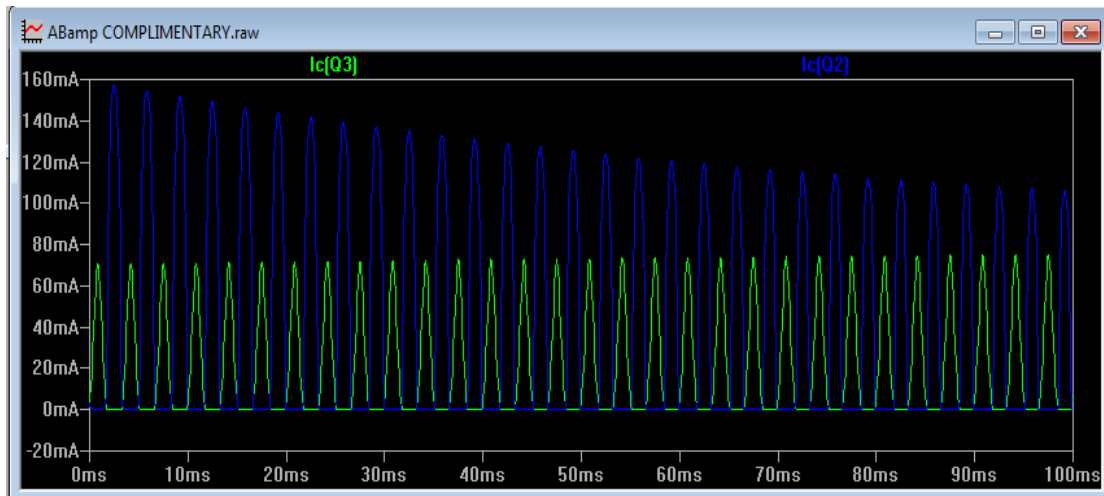


Στην 4.36 βλέπουμε το σήμα εξόδου και το μέγεθος της ενίσχυσης.

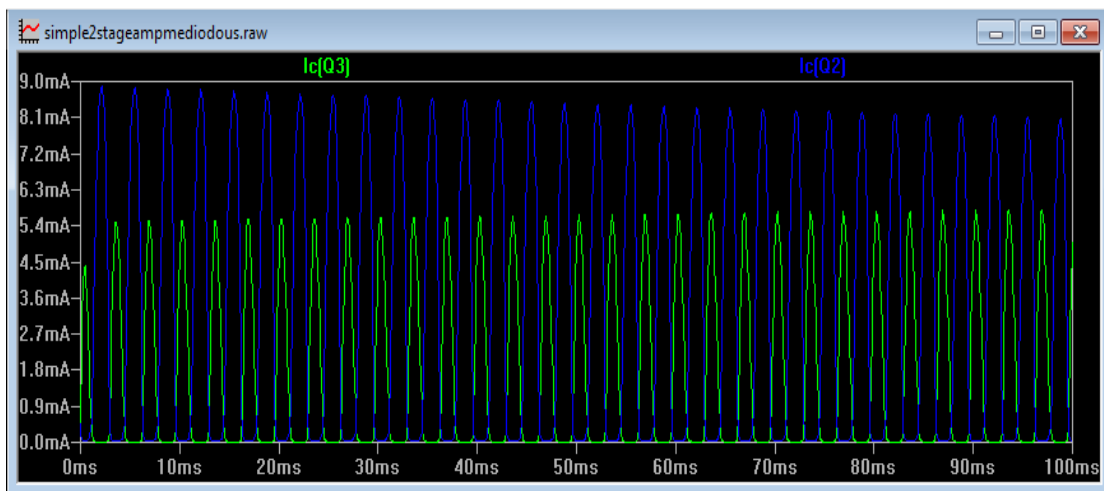


Εικόνα 4.36 Σήμα εξόδου

Και τέλος στην εικόνα 4.37 έχουμε τα ρεύματα I_{cQ2} και I_{cQ3} των αντίστοιχων τρανζίστορ.



Εικόνα 4.37 Ρεύματα I_{cQ2} , I_{cQ3} των 2N2222 και BCW68F τρανζίστορ



Εικόνα 4.38 Ρεύματα I_{cQ2} , I_{cQ3} των 2N3904 και 2N3906 τρανζίστορ

Όπως βλέπουμε το τρανζίστορ Q2 παρέχει ρεύμα ύψους 160mA και το Q3 ρεύμα ύψους 80mA ενώ αντίστοιχα στο προηγούμενο κύκλωμα με τον ενισχυτή ακουστικών ηχείων, τα ρεύματα είναι 9mA και 5.4mA (εικόνα 4.38).

Κλείνοντας, στο πέμπτο κεφάλαιο που ακολουθεί θα κατασκευάσουμε αυτούς του δύο ενισχυτές που περιγράψαμε και θα μελετήσουμε την έξοδο τους σε παλμογράφο, δίνοντας διάφορες συχνότητες στο σήμα εισόδου.

Κεφάλαιο 5

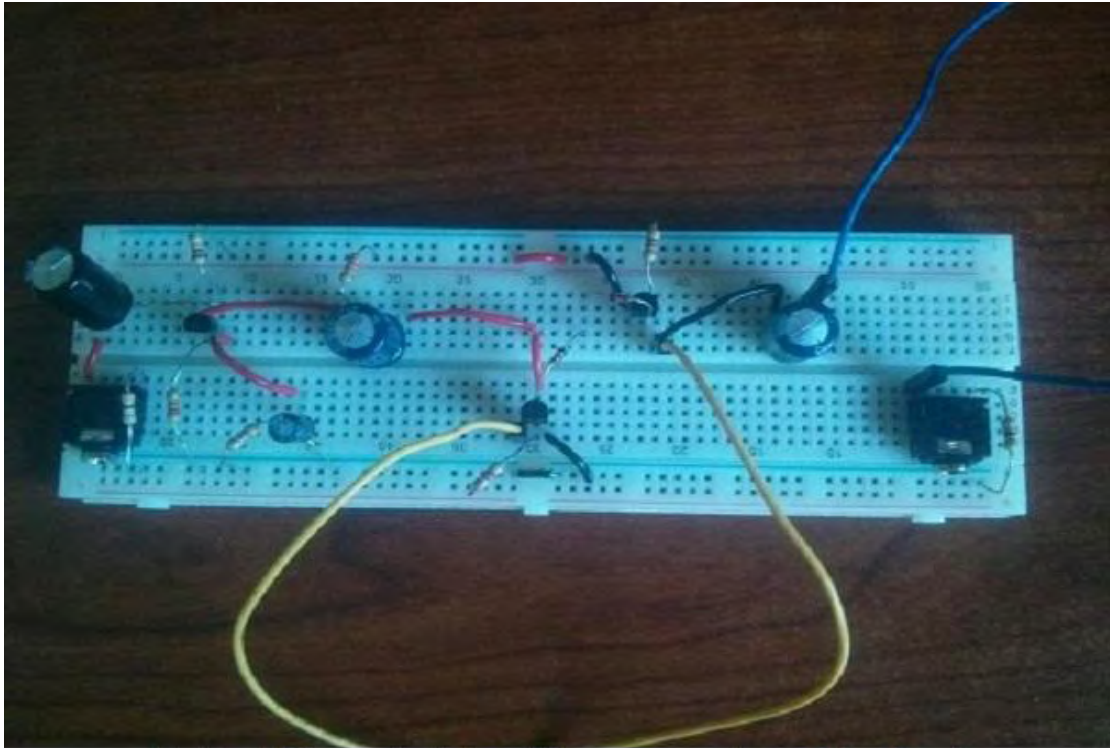
Στο πέμπτο και τελευταίο κεφάλαιο θα κατασκευάσουμε δύο ενισχυτές κλάσης AB. Ο ένας θα είναι για ακουστικά (εικόνα 4.28) , καθώς η εσωτερική τους αντίσταση είναι υψηλή και ο άλλος για απλά ηχεία ενός ηχοσυστήματος (εικόνα 4.35). Τα κυκλώματα που θα χρησιμοποιήσουμε είναι αυτά που αναφέραμε πιο πάνω, στην εικόνα 4.28 και στην εικόνα 4.35.

Αρχικά, υλοποιήσαμε τα κυκλώματα μας σε ένα breadboard (πλακέτα υλοποίησης πρωτότυπων κυκλωμάτων), και στην συνέχεια αφού δοκιμάσαμε την λειτουργία τους προχωρήσαμε στην συγκόλληση τους σε διάτρητη πλακέτα. Εδώ πρέπει να αναφέρουμε, πως οι τιμές των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν (αντιστάσεις, τρανζίστορ, πυκνωτές) δεν είναι ακριβώς οι ίδιες, με τις τιμές στα κυκλώματα που σχεδιάστηκαν στο LTspice, λόγω το ότι τα πραγματικά στοιχεία κατασκευάζονται από τις εταιρίες σε συγκεκριμένες τιμές. Έτσι στην κατασκευή μας χρησιμοποιήθηκαν τιμές όσο το δυνατόν πιο κοντά στις πειραματικές.

5.1 Κατασκευή ενισχυτή ακουστικών ηχείων

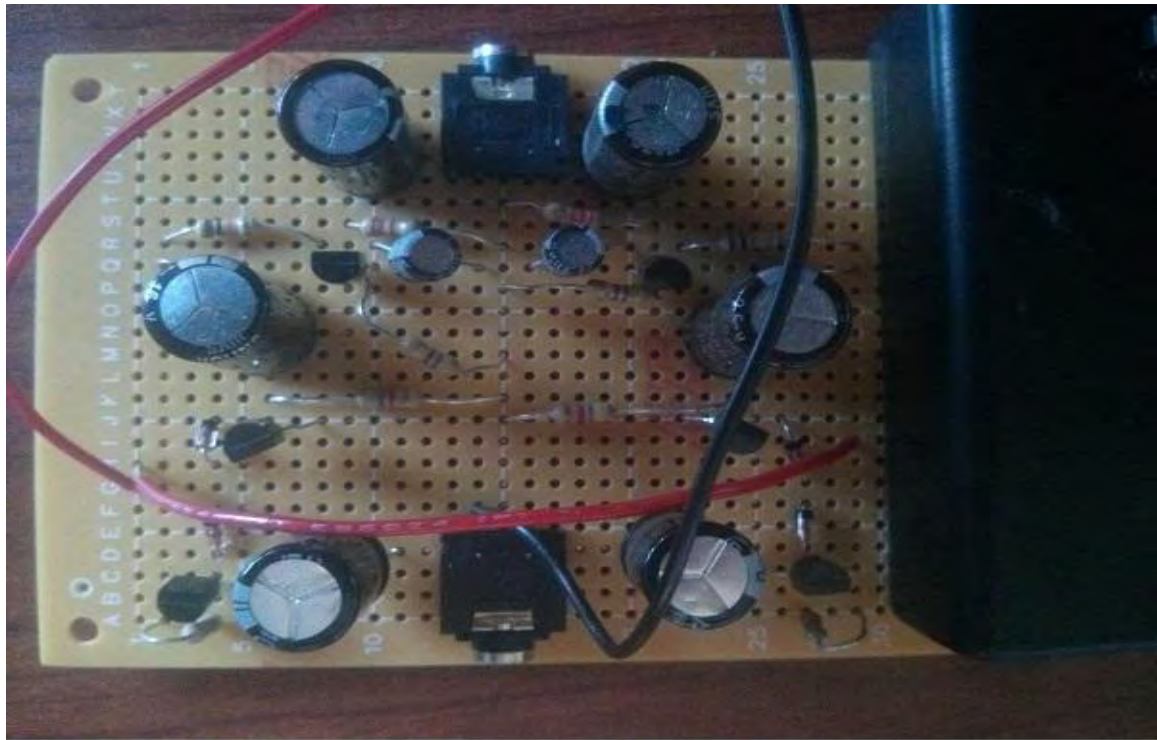
Ο ενισχυτής που κατασκευάσαμε στην πλακέτα breadboard φαίνεται στην εικόνα 5.1, τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα ακόλουθα: τρεις πυκνωτές ζεύξης 1000μf, δυο τρανζίστορ npn 2n3904 και ένα pnp 2n3906, για την πόλωση του τρανζίστορ πρώτου σταδίου, χρησιμοποιήθηκαν αντιστάσεις 10kΩ και 2.2kΩ, για τον

εκπομπή αντίσταση 470Ω και παράλληλα της, πυκνωτή απόζευξης $47\mu\text{f}$. Στον collector η R_L είναι $2.2\text{k}\Omega$. Τέλος, στο τελευταίο στάδιο του follower, η πόλωση των τρανζίστορ έγινε με δύο αντιστάσεις $4,7\text{k}\Omega$ και με δύο διόδους 1N4148 σε σειρά.

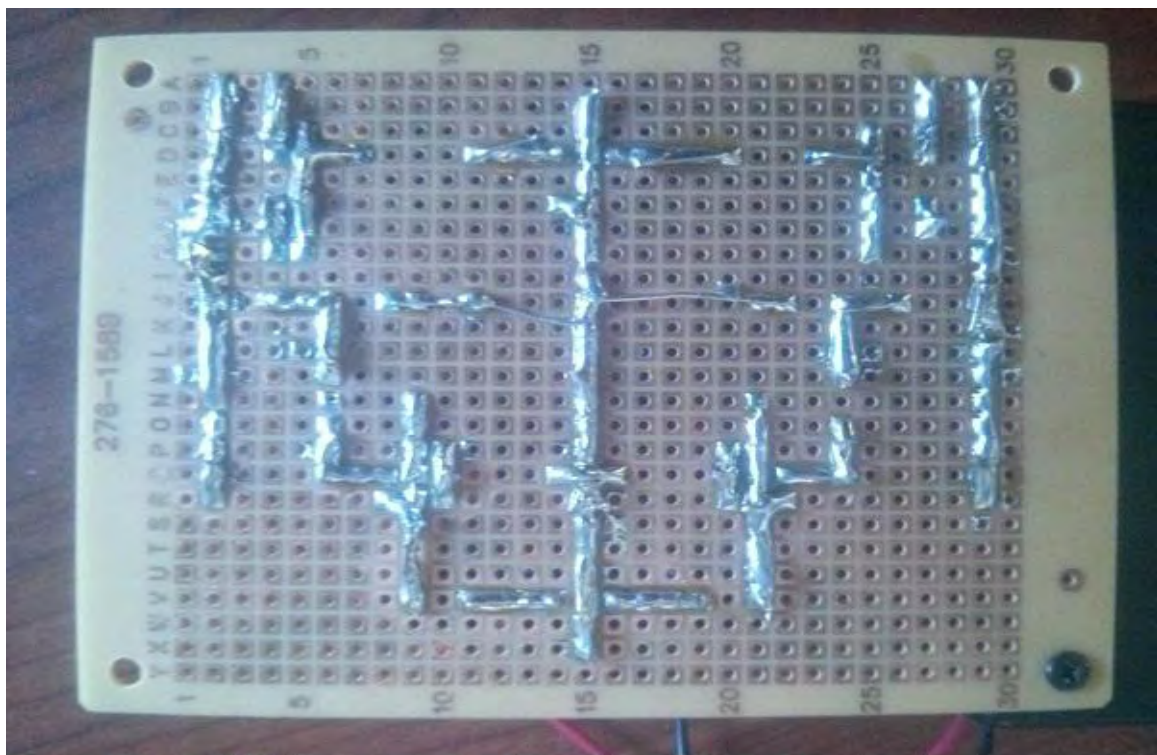


Εικόνα 5.1 Ενισχυτής κλάσης AB κατασκευασμένος σε Breadboard

Στην συγκόλληση της πλακέτας κατασκευάσαμε το παραπάνω κύκλωμα δύο φορές, σαν καθρέφτη του πρώτου, λόγω το ότι είχαμε stereo jacks για είσοδο και έξοδο. Στην εικόνα 5.2 και 5.3 φαίνεται η κατασκευή.



Εικόνα 5.2 Στέρεο ενισχυτής κλάσης AB σε διάτρητη πλακέτα, πάνω όψη



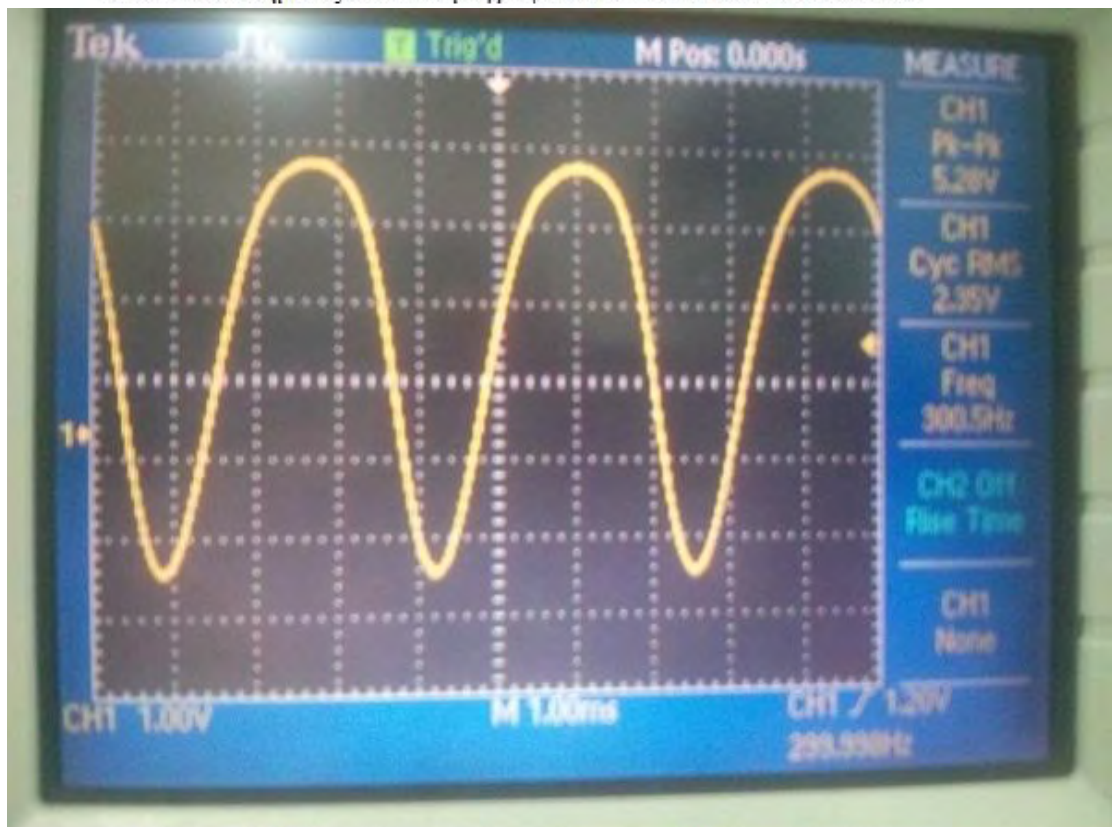
Εικόνα 5.3 Στέρεο ενισχυτής κλάσης AB σε διάτρητη πλακέτα, κάτω όψη

5.1.1 Αποτελέσματα παλμογράφου

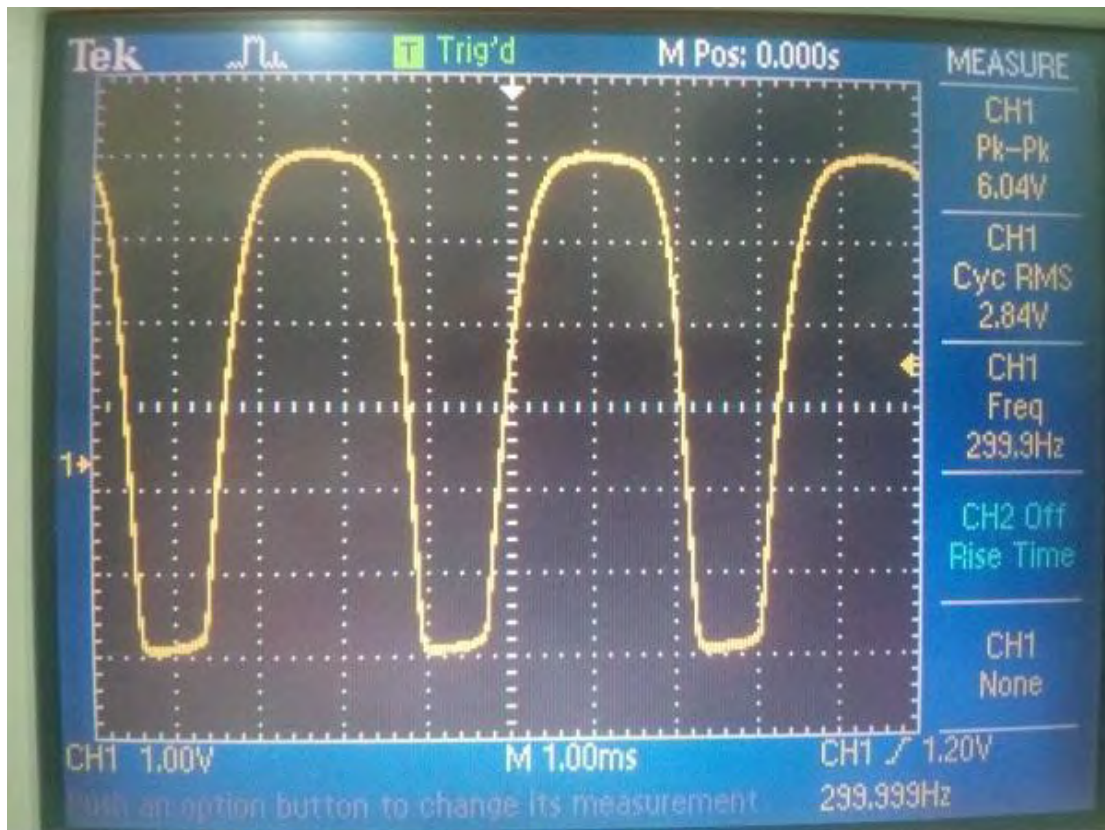
Στον παλμογράφο πειραματιστήκαμε με την τάση εισόδου για να καταφέρουμε να πάρουμε ένα δείγμα παραμόρφωσης ψαλιδισμού. Οι τιμές που δοκιμάστηκαν είναι : Συχνότητα στα 300Hz, 1kHz, 10kHz με τάση εισόδου 20mV, 40mV, 80mV, 120mV, 240mV. Παρακάτω ακολουθούν οι εικόνες με τις διάφορες συχνότητες και τάσεις, από 5.4 έως 5.21. Σε όλες τις εικόνες φαίνεται η τιμή peak-to-peak που φτάνει ο ενισχυτής και οι τιμές RMS (root mean square). Στις εικόνες 5.9 έως 5.11 βλέπουμε το ύψος της παραμόρφωσης με συγκεκριμένη μέτρηση στον παλμογράφο, για την συχνότητα 300Hz και τις τιμές 240mV, 120mV και 20mV.



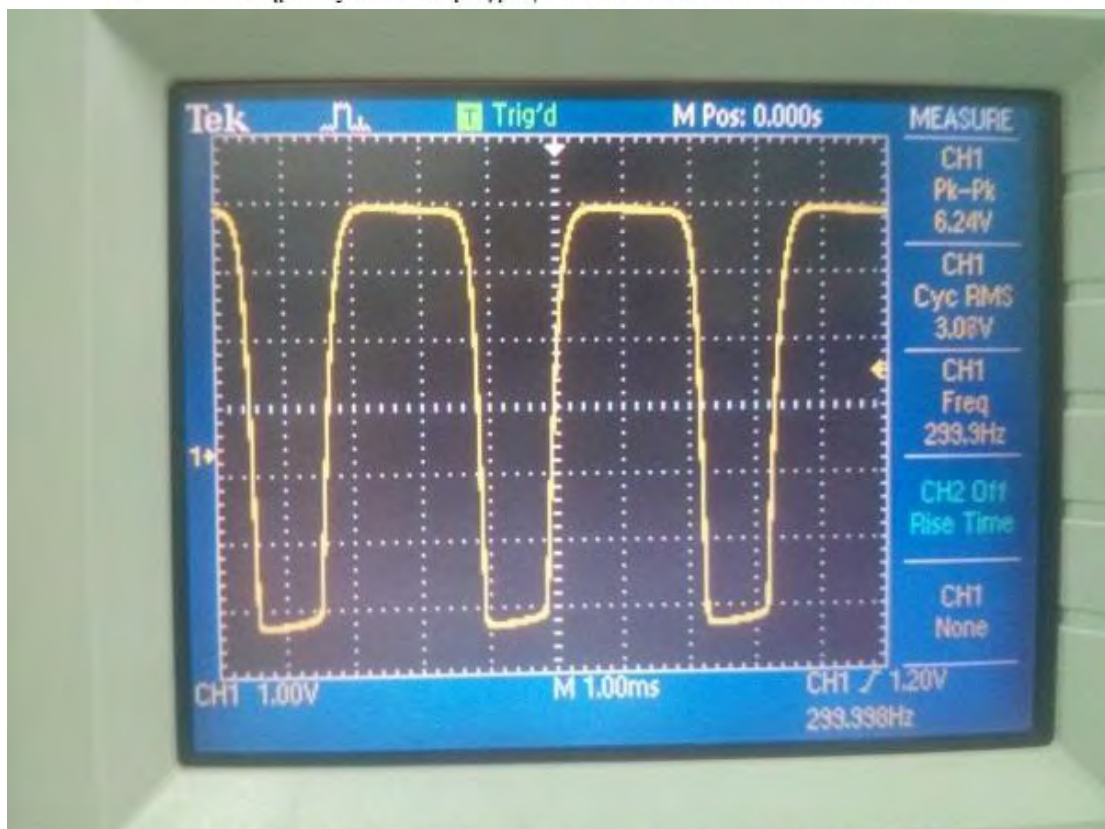
Εικόνα 5.4 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 20mV είσοδο



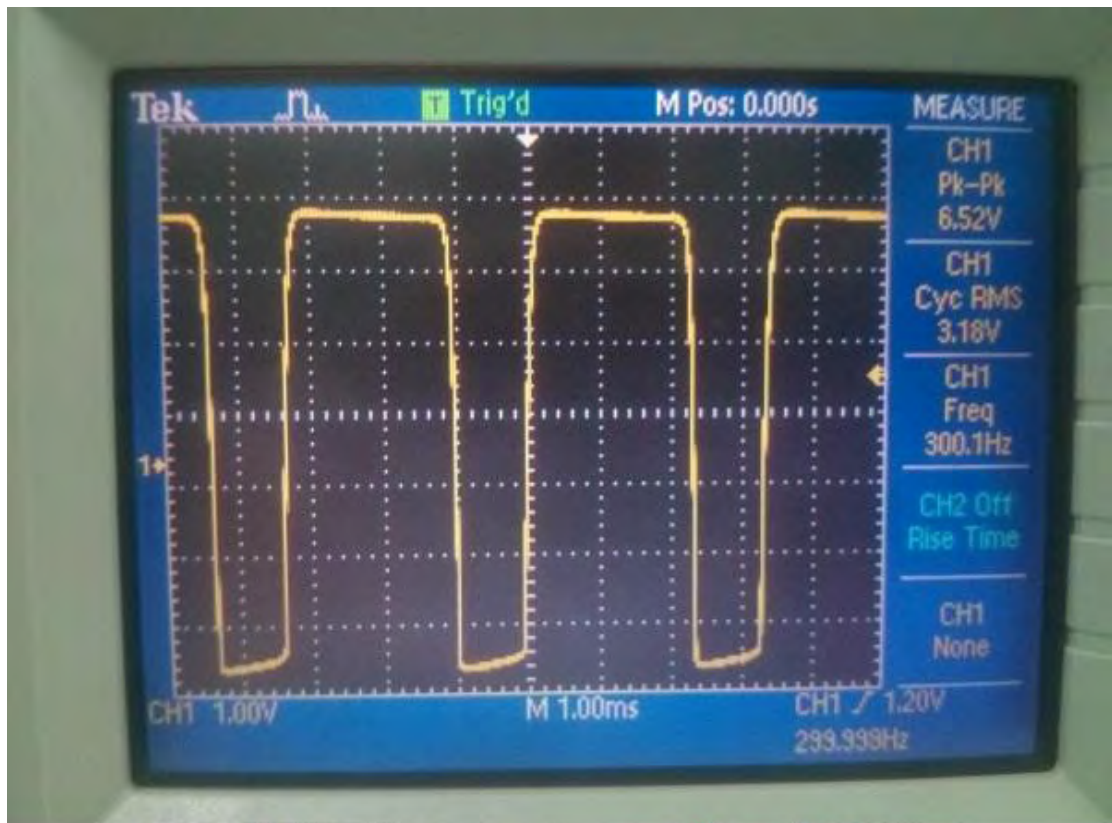
Εικόνα 5.5 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 40mV είσοδο



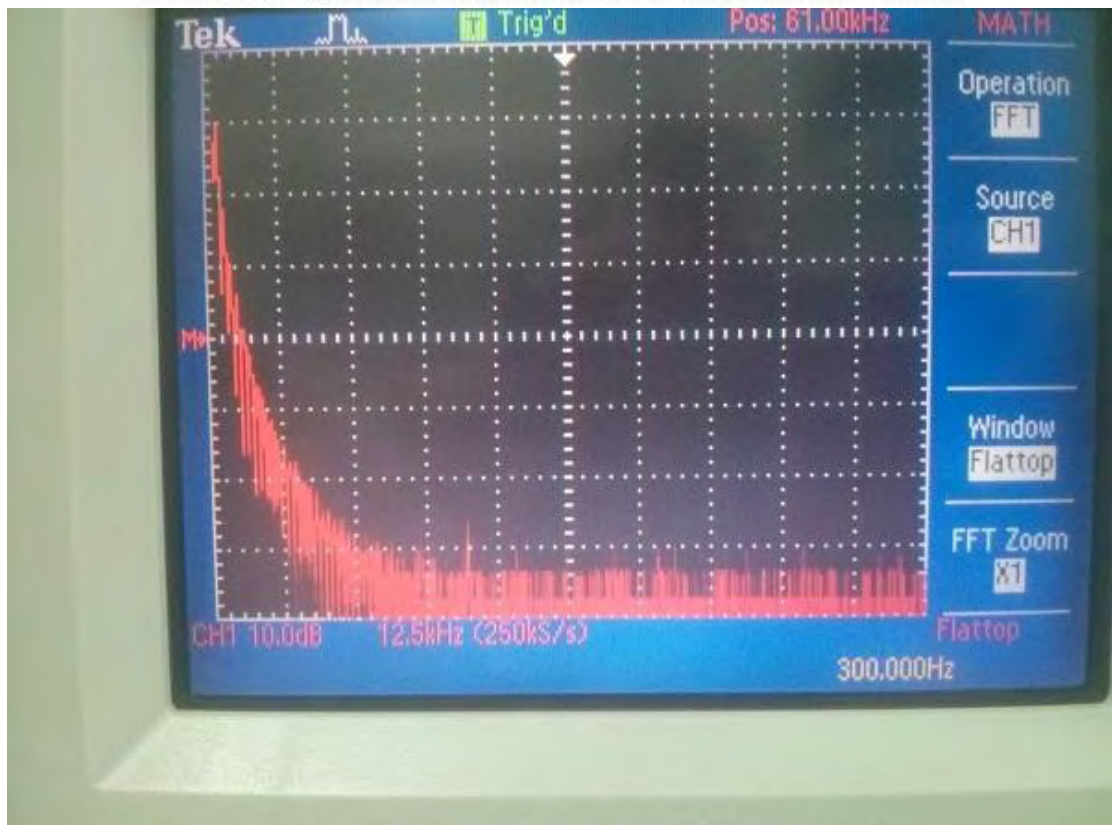
Εικόνα 5.6 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 80mV είσοδο



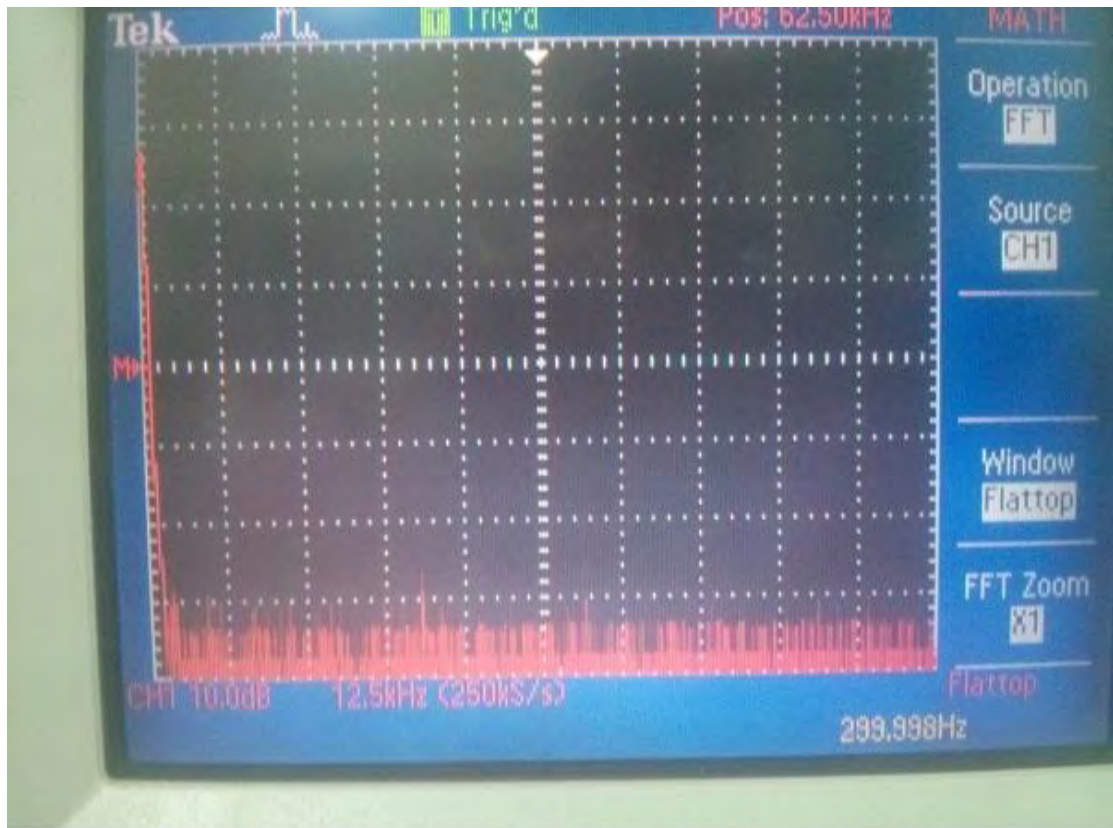
Εικόνα 5.7 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 120mV είσοδο



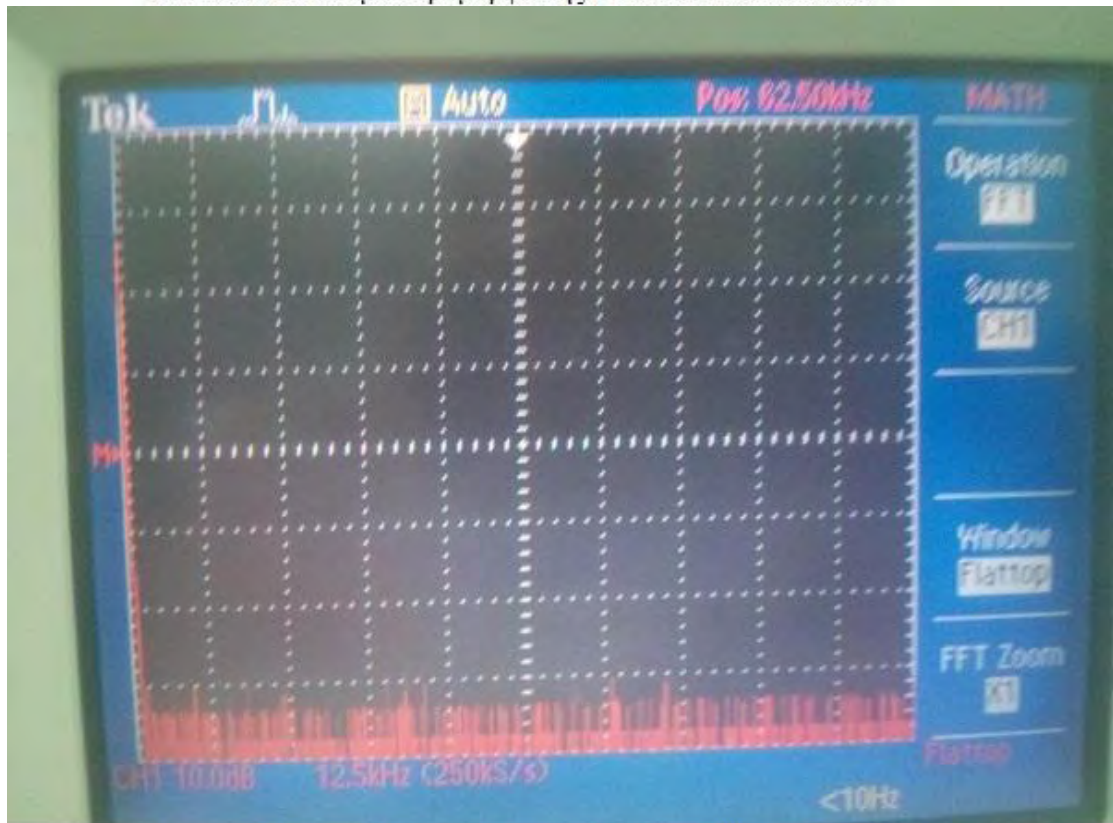
Εικόνα 5.8 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 240mV είσοδο



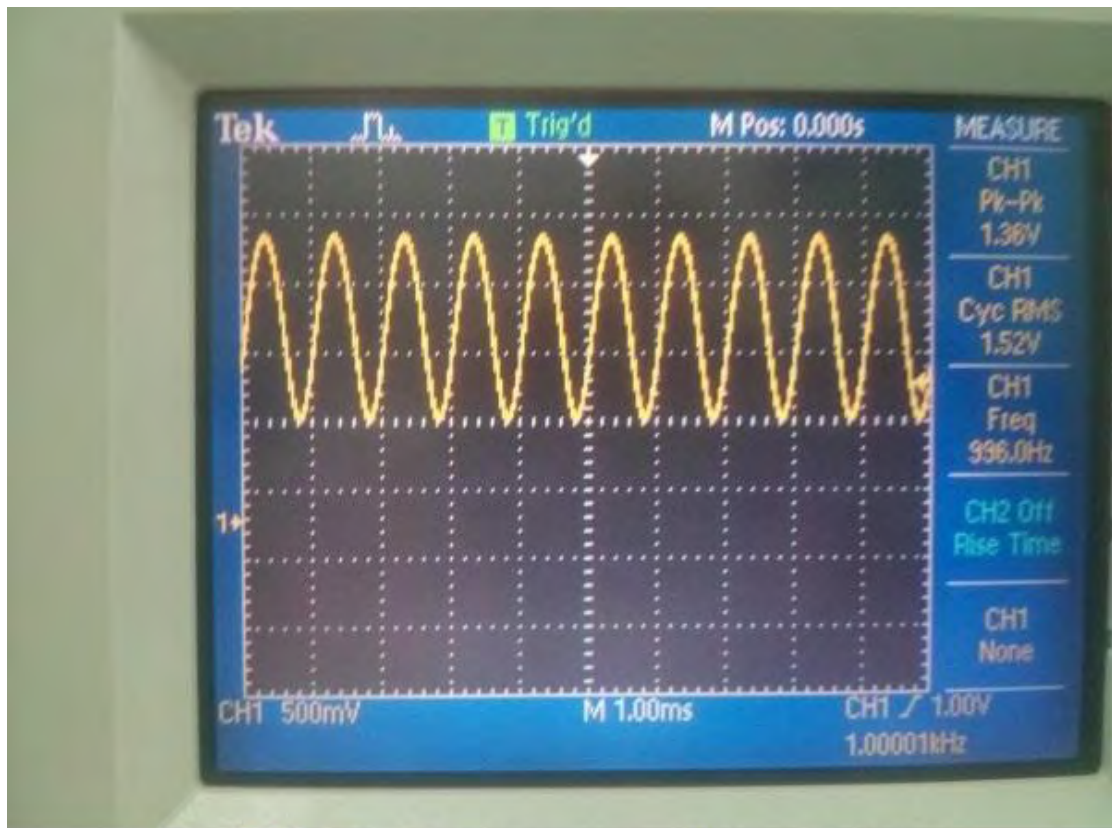
Εικόνα 5.9 Φάσμα παραμόρφωσης FT στα 300Hz και 240mV



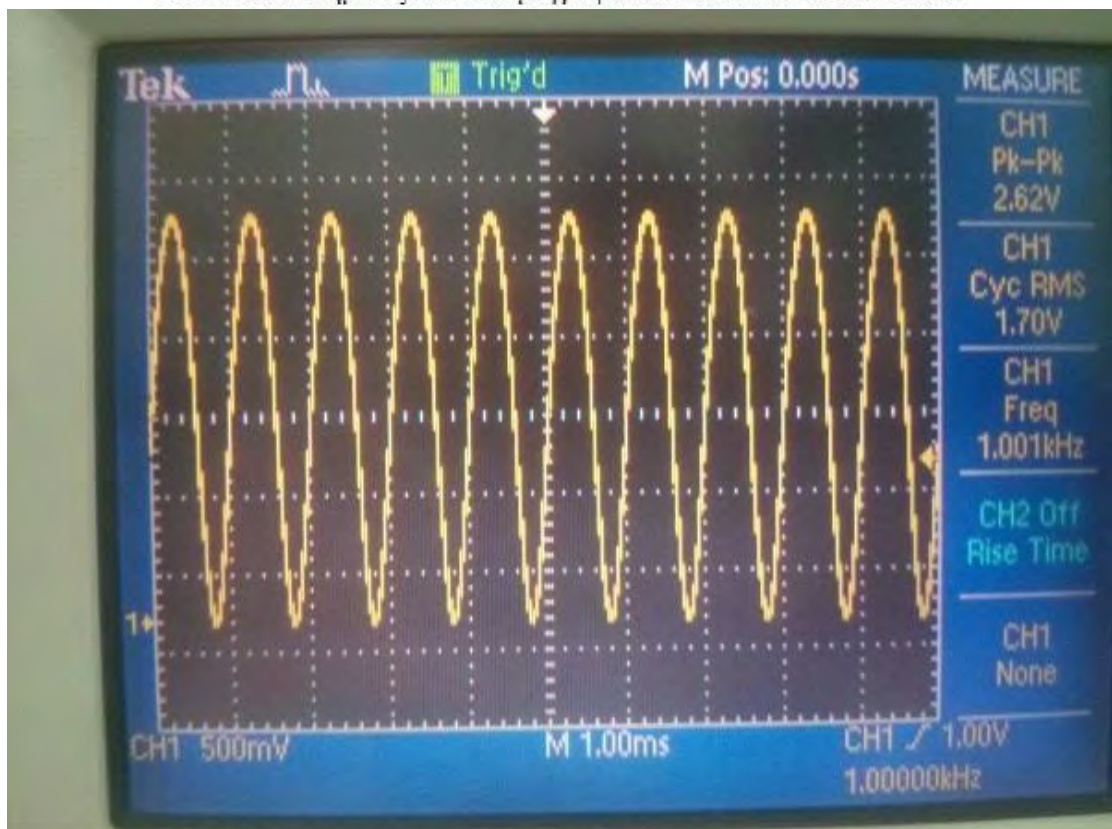
Εικόνα 5.10 Φάσμα παραμόρφωσης FT στα 300Hz και 120mV



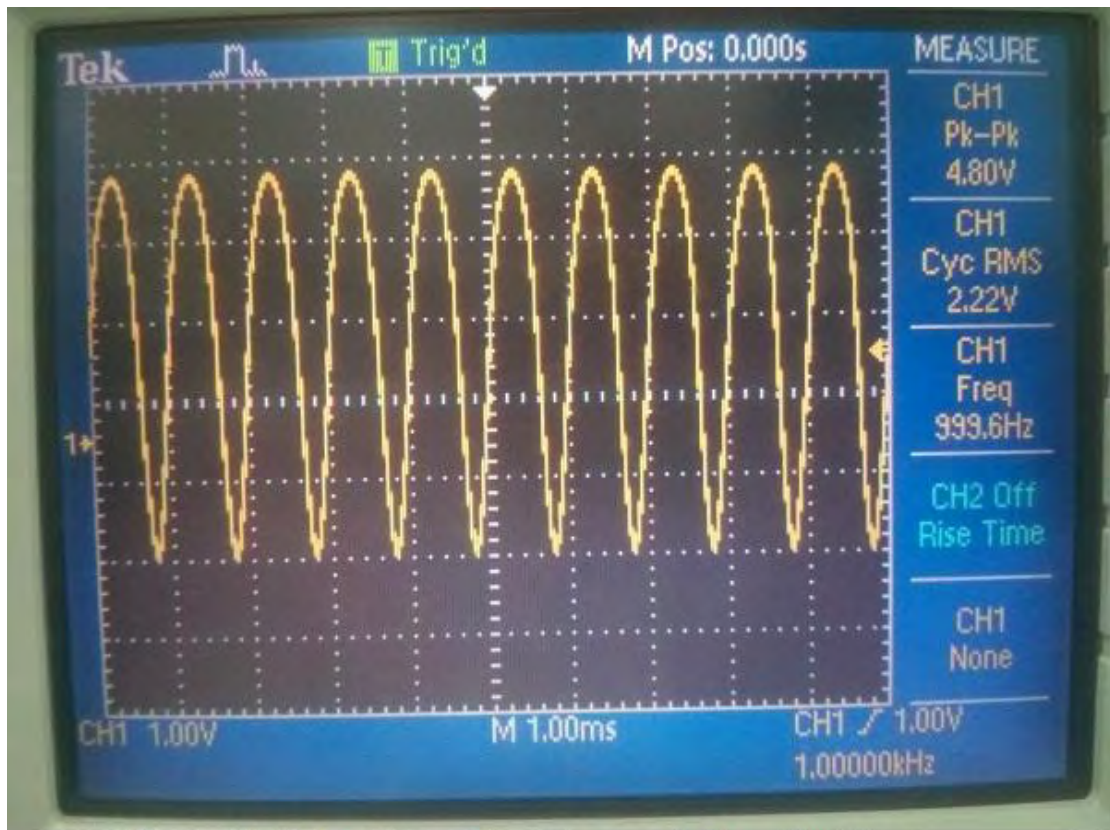
Εικόνα 5.11 Φάσμα παραμόρφωσης FT στα 300Hz και 20mV



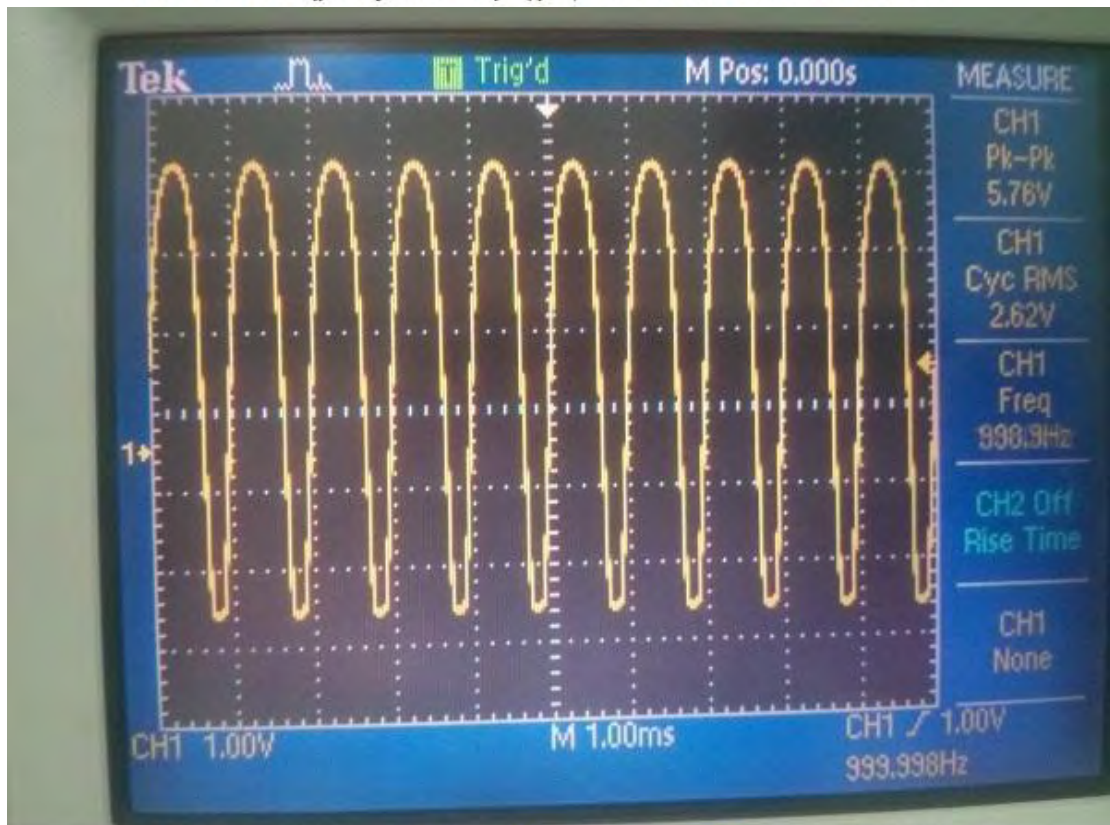
Εικόνα 5.12 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 20mV είσοδο



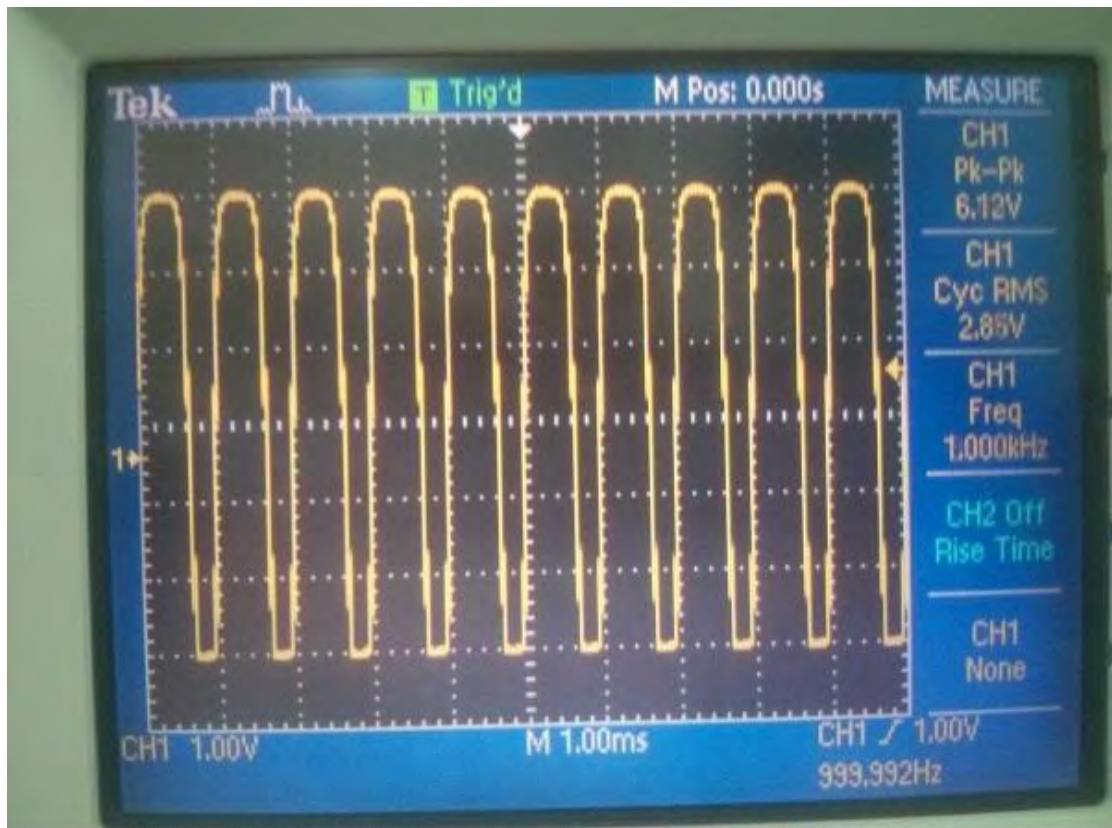
Εικόνα 5.13 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 40mV είσοδο



Εικόνα 5.14 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 80mV είσοδο



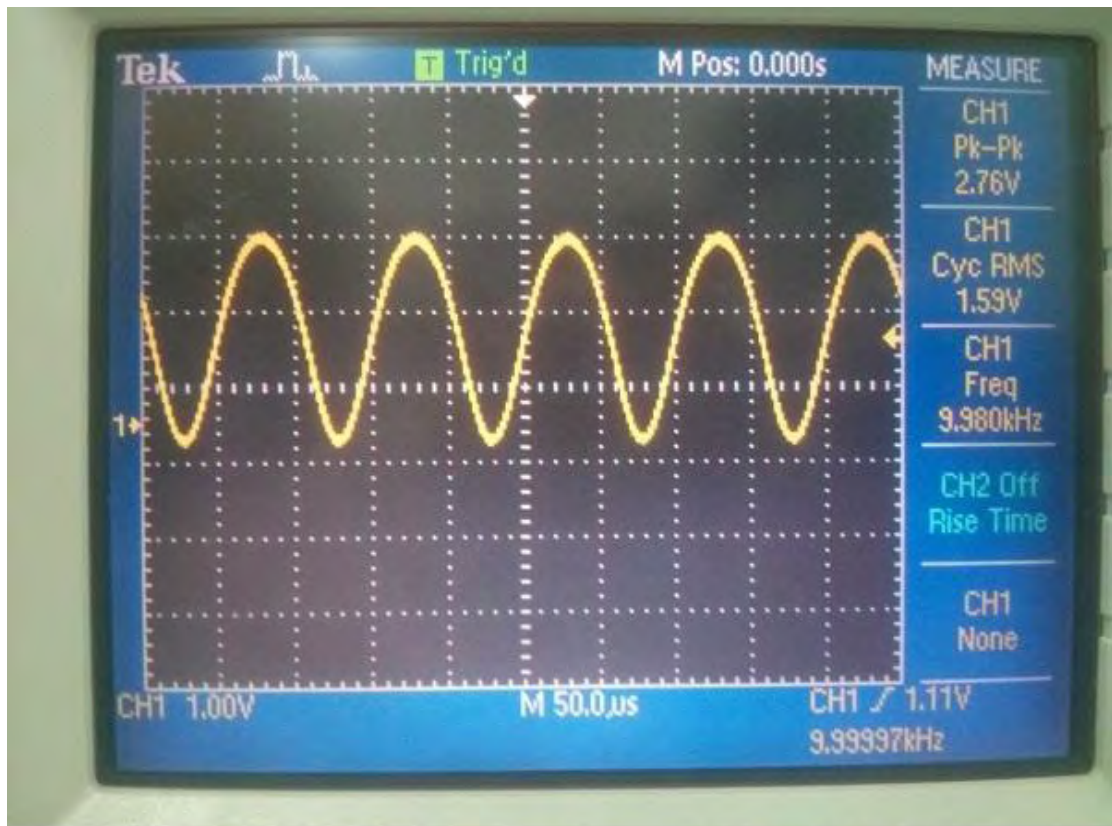
Εικόνα 5.15 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 120mV είσοδο



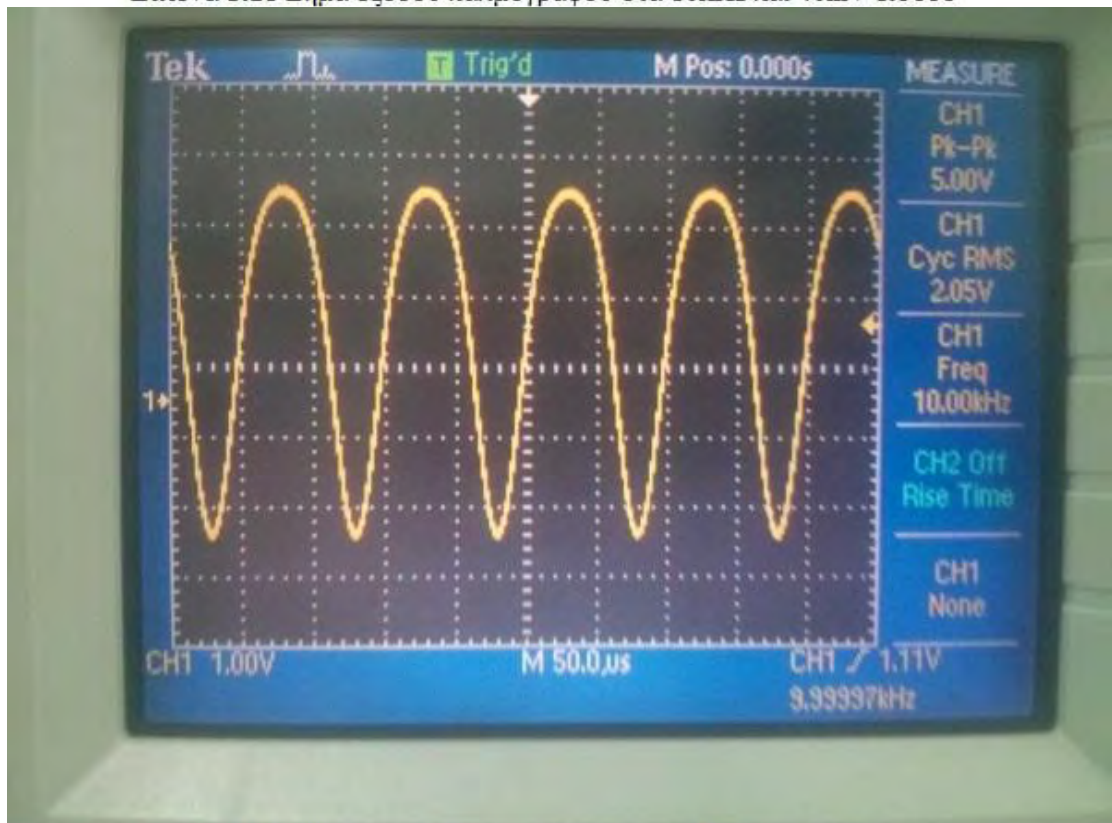
Εικόνα 5.16 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 240mV είσοδο



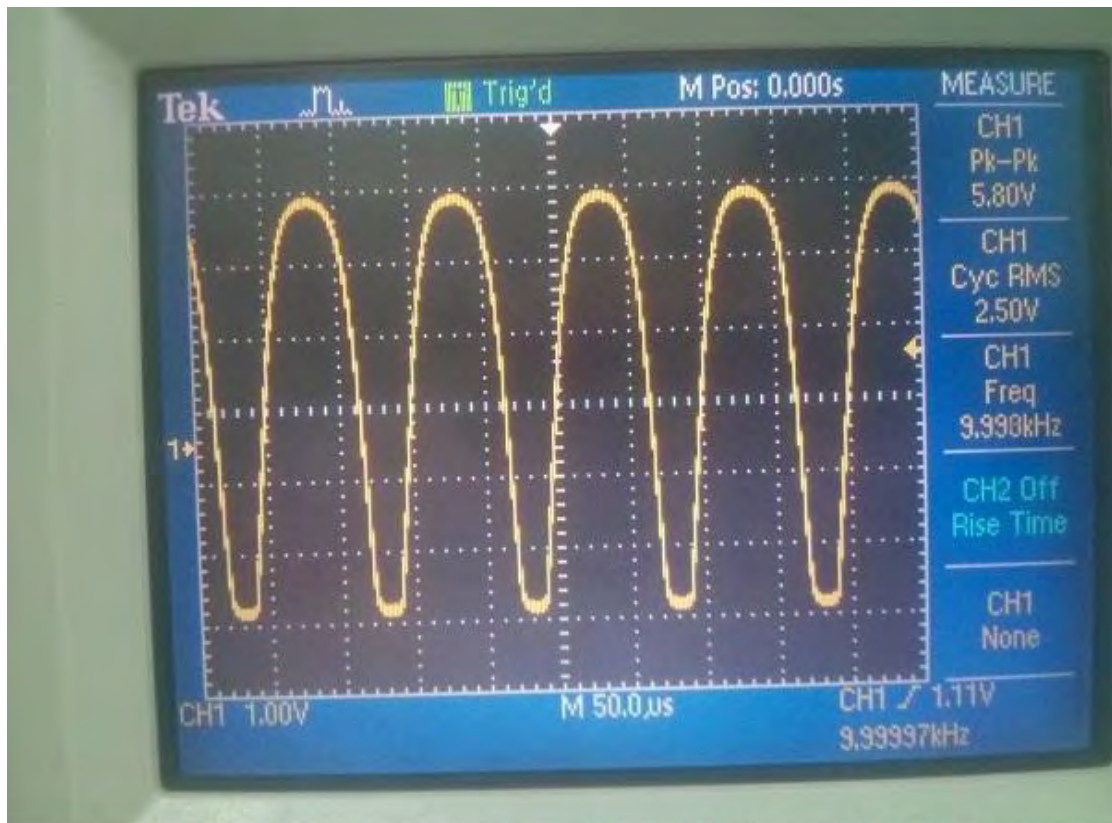
Εικόνα 5.17 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 20mV είσοδο



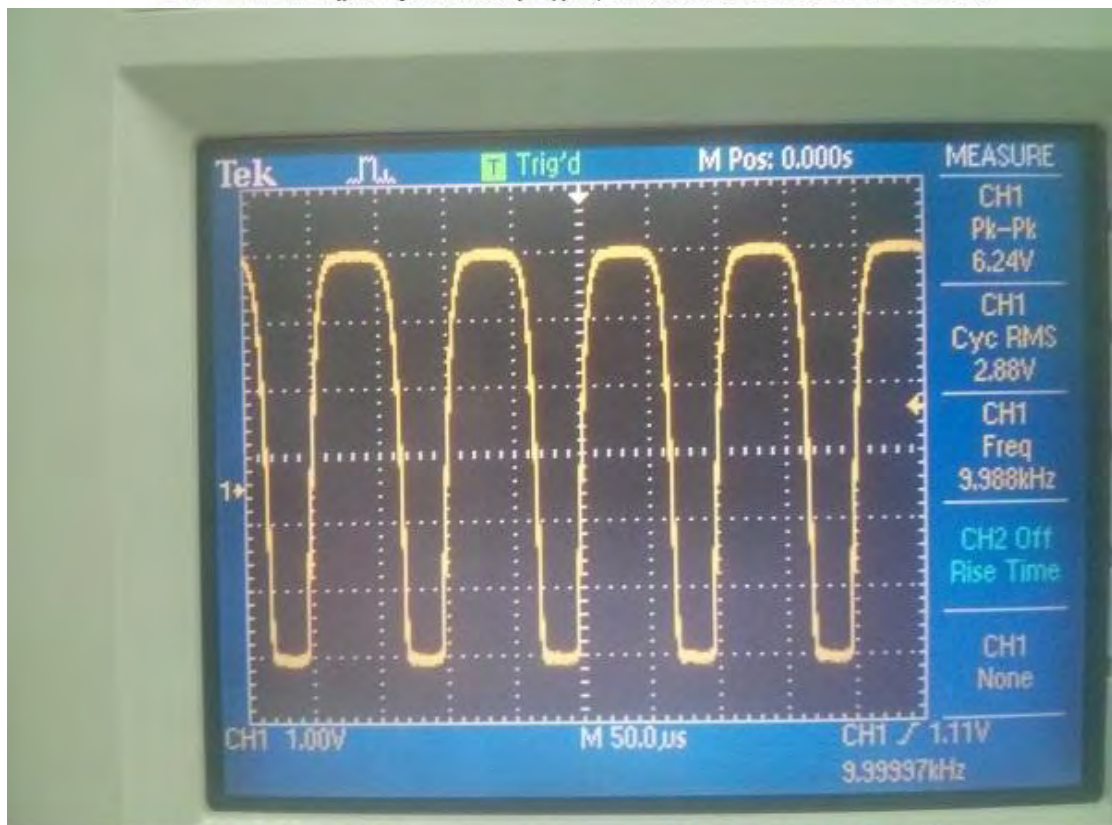
Εικόνα 5.18 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 40mV είσοδο



Εικόνα 5.19 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 80mV είσοδο



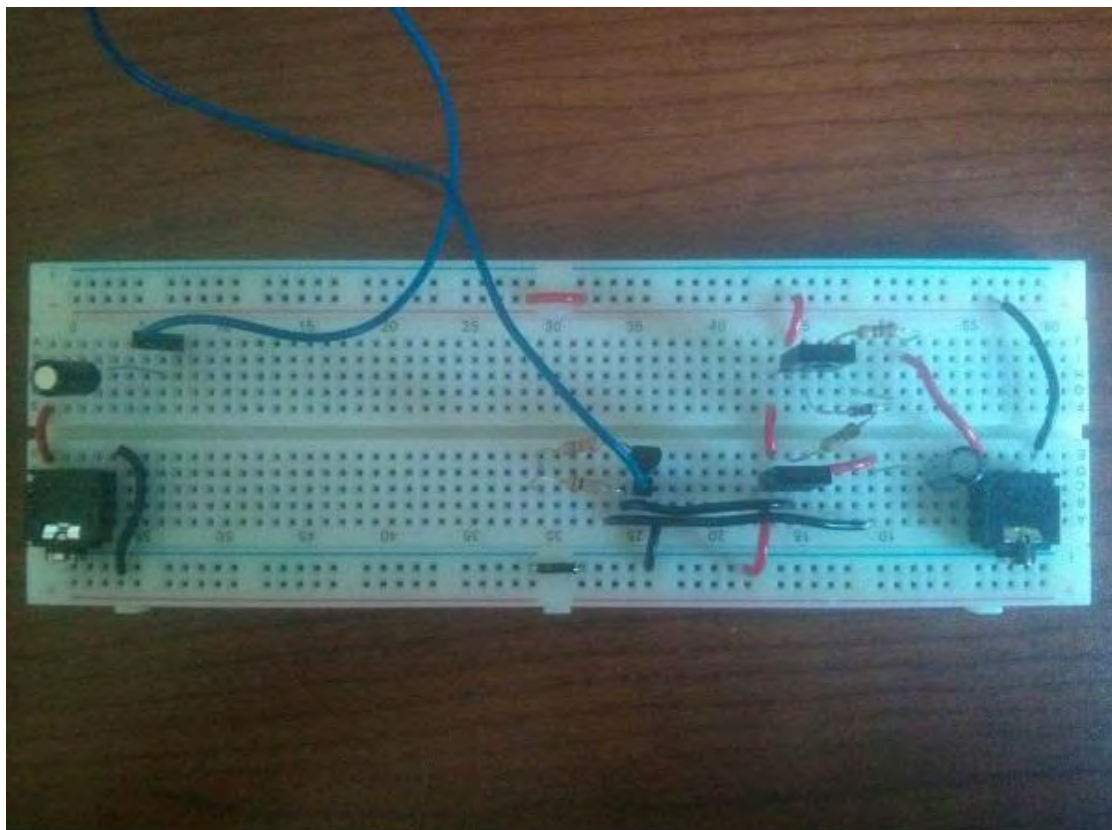
Εικόνα 5.20 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 120mV είσοδο



Εικόνα 5.21 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 240mV είσοδο

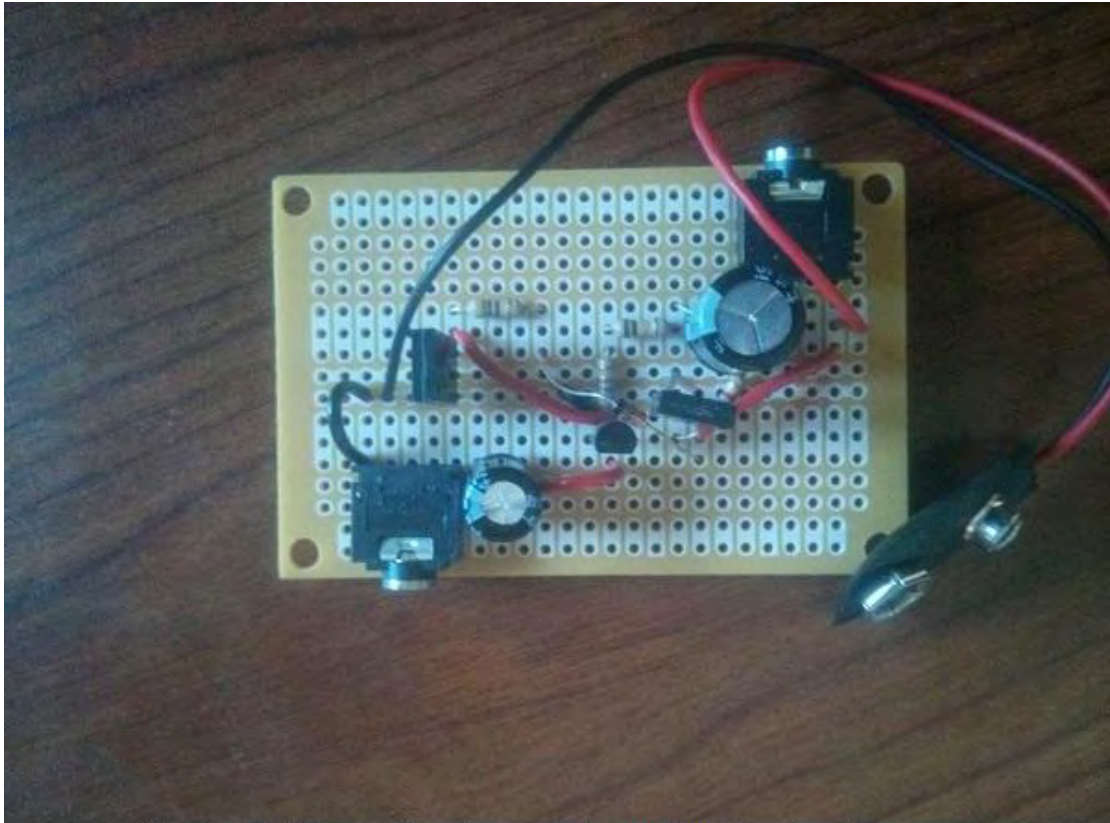
5.2 Κατασκευή ενισχυτή ηχείων ηχοσυστήματος

Στην εικόνα 5.22 παρουσιάζεται η πρωτότυπη κατασκευή του ενισχυτή μας, πάνω στο breadboard. Τα στοιχεία που χρησιμοποιήσαμε είναι : Δύο πυκνωτές ζεύξης των 1000μf, ένα τρανζίστορ ηρη 2n3904, δύο τρανζίστορ ηρη BD135 και ηρη BD136 που άγουν ρεύμα ύψους 1.5 A και για την πόλωση έχουμε, για το πρώτο στάδιο δυο αντιστάσεις σε σειρά των 100kΩ και 47kΩ που συνδέονται με την έξοδο, παρέχοντας «feedback» στην πόλωση μειώνοντας έτσι τον θόρυβο και τέλος για την πόλωση των τρανζίστορ στο στάδιο εξόδου, έχουμε μία αντίσταση των 4.7kΩ σε σειρά με μία δίοδο 1N4148 και μία αντίσταση των 470Ω.

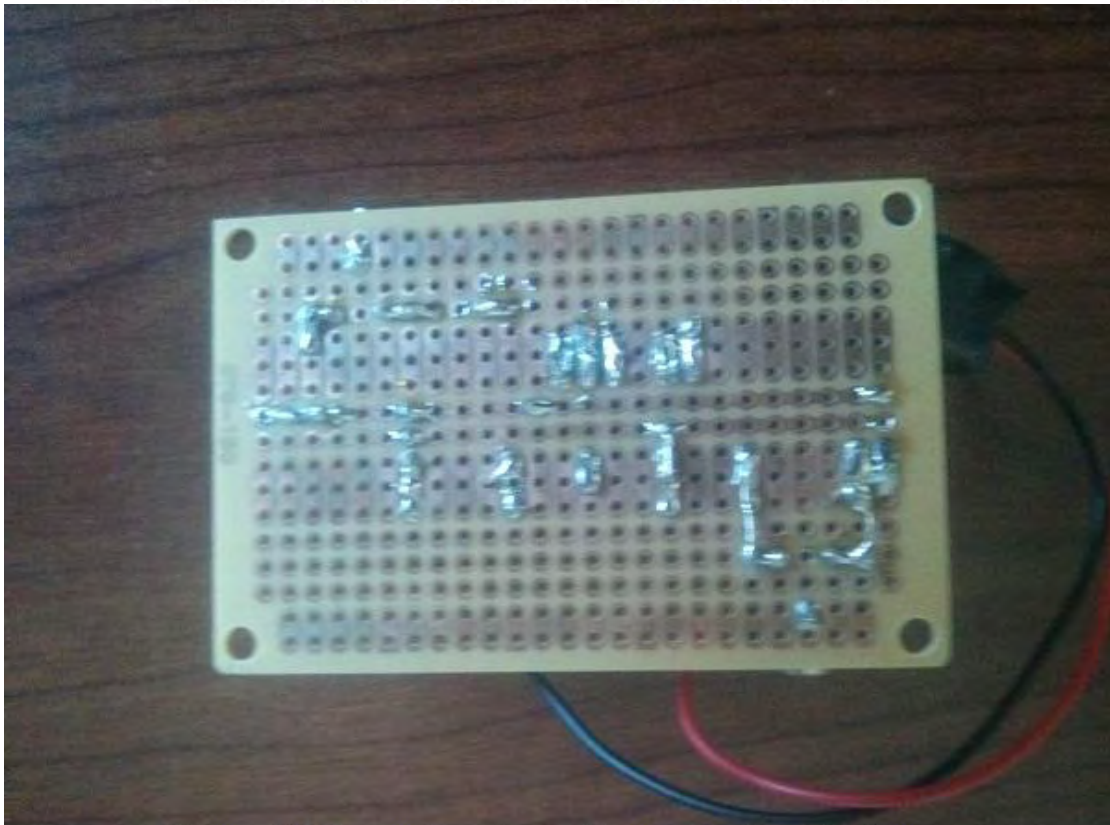


Εικόνα 5.22 Ενισχυτής ισχύος κατασκευασμένος σε Breadboard

Στις εικόνες 5.23 και 5.24 που ακολουθούν είναι το κύκλωμα μας κολλημένο στην διάτρητη πλακέτα.



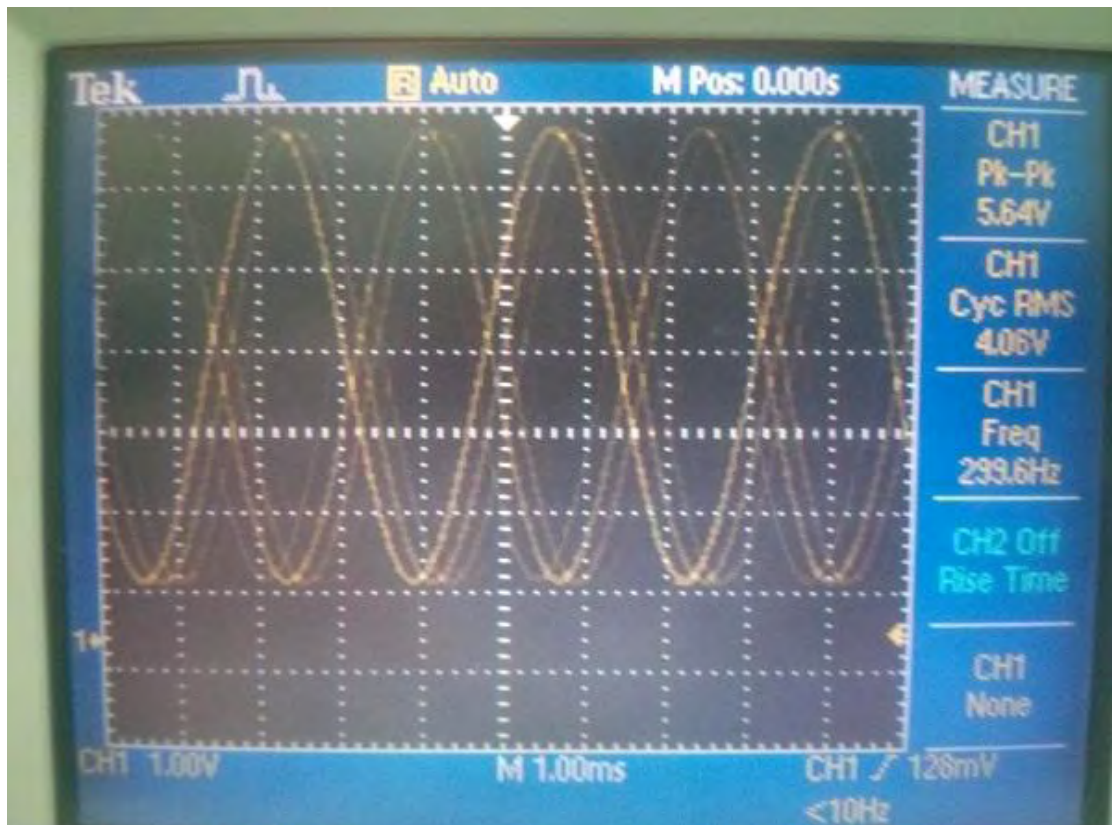
Εικόνα 5.23 Ενισχυτής ισχύος σε διάτρητη πλακέτα, πάνω όψη



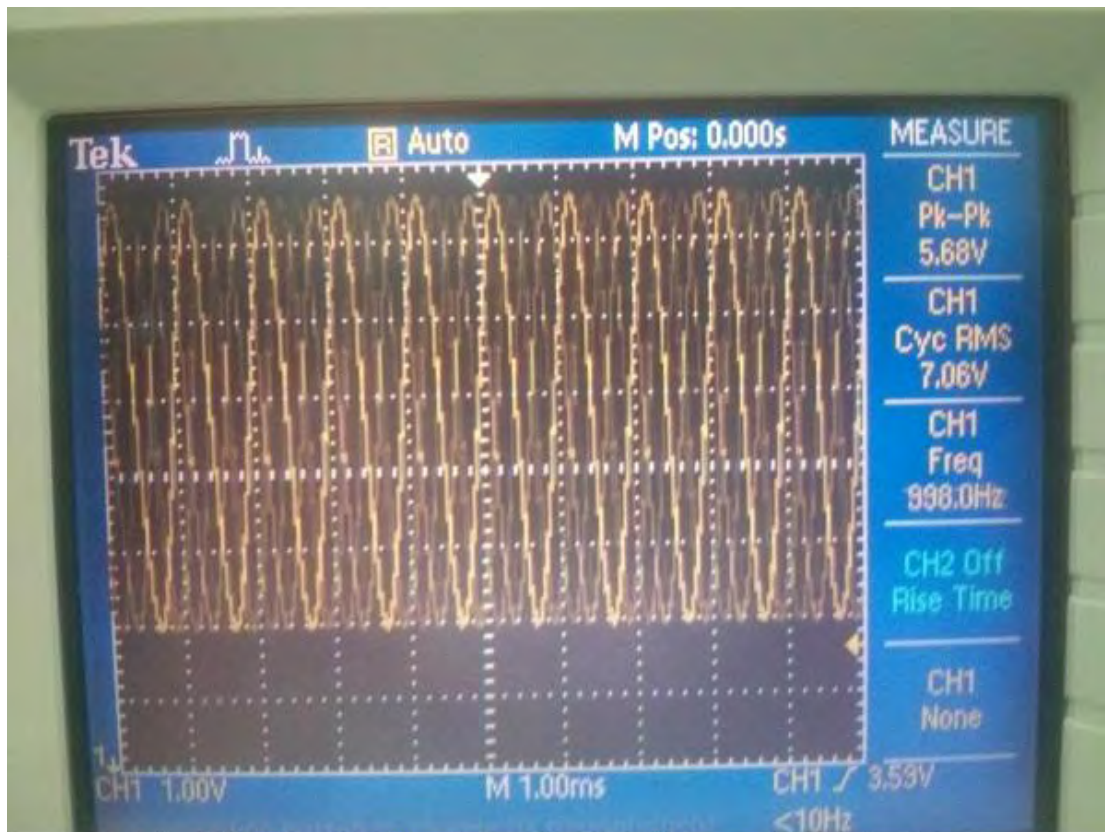
Εικόνα 5.24 Ενισχυτής ισχύος σε διάτρητη πλακέτα, κάτω όψη

5.2.1 Αποτελέσματα παλμογράφου

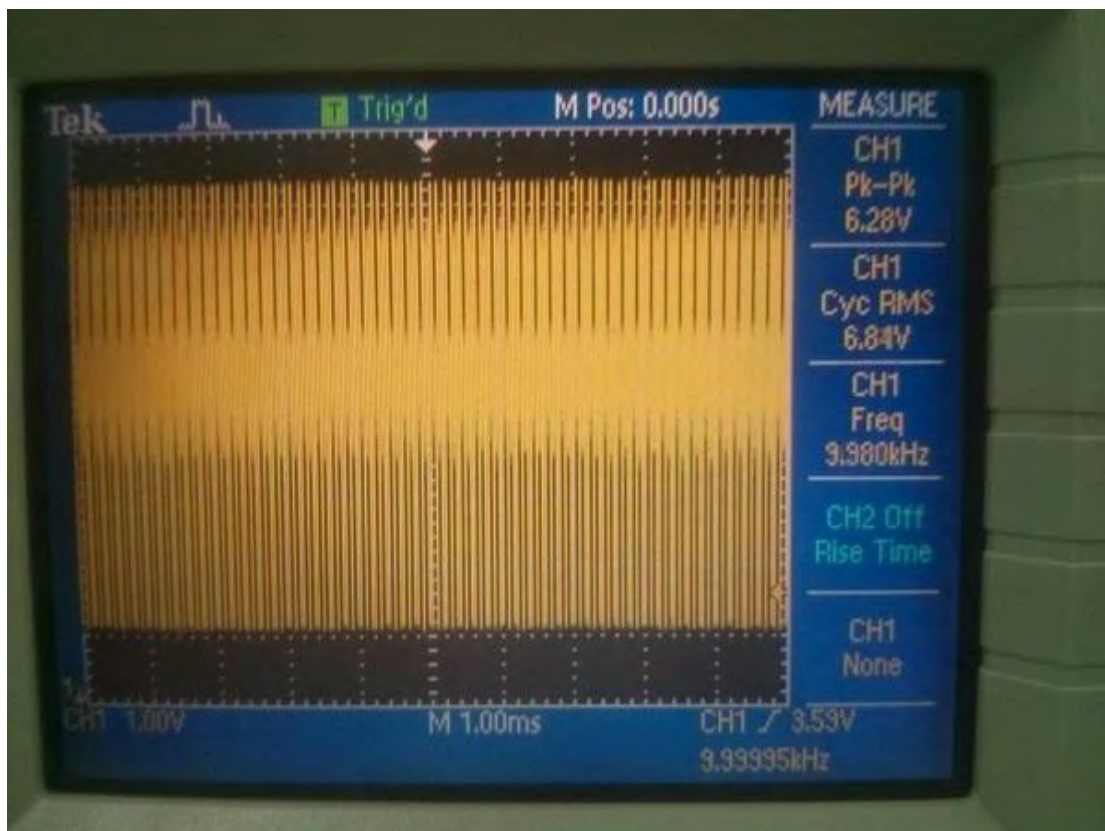
Για τον ενισχυτή αυτόν δοκιμάσαμε τις συχνότητες των 300Hz, 1kHz, 10kHz σε σταθερή είσοδο τάσης 500mV. Στις εικόνες 5.25 έως 5.27, έχουμε τα αποτελέσματα της μέτρησης και παρατηρούμε πως παρόλο την μεγάλη τάση στην είσοδο, δεν έχουμε παραμόρφωση και φαινόμενο ψαλιδισμού όπως προηγουμένως.



Εικόνα 5.25 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 300Hz και 500mV είσοδο



Εικόνα 5.26 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 1kHz και 500mV είσοδο



Εικόνα 5.27 Σήμα εξόδου παλμογράφου στα 10kHz και 500mV είσοδο

5.3 Συμπεράσματα και τελικά αποτελέσματα μελέτης

Όπως παρατηρήσαμε και από την μελέτη στο LTspice και από τα αποτελέσματα των κατασκευών μας στον παλμογράφο, οι ενισχυτές μας δουλεύουν και παρέχουν αυτό για το οποίο δημιουργήθηκαν, ενίσχυση. Ένα ακόμα πείραμα που κάναμε για να το επιβεβαιώσουμε και στην πράξη, είναι με το MP3 player, που το συνδέσαμε με τους ενισχυτές, μαζί με ακουστικά ηχεία με αντίσταση 40Ω και με απλό ηχείο 4Ω . Το αποτέλεσμα στον ήχο εξόδου και στις δύο περιπτώσεις, ήταν εμφανές πιο ενισχυμένο απ' ότι όταν συνδέσαμε το MP3 μόνο με ακουστικά ή μόνο με το ηχείο.

Κλείνοντας, να αναφέρουμε τα τελικά συμπεράσματα που αποκτήθηκαν καθ' όλη τη διάρκεια της μελέτης, έρευνας, σχεδίασης και κατασκευής αυτή της πτυχιακής. Η διαδικασία ήταν δύσκολη και χρονοβόρα για το κάθε κομμάτι που ακολουθήσαμε. Τα πολλά παραδείγματα, καθώς και τα συνεχή πειράματα ήταν η λύση του προβλήματος της ενίσχυσης. Το διαδίκτυο βρίθει από παραδείγματα, τα οποία βέβαια δεν ανταπεξέρχονται στην πραγματικότητα, καθώς δεν είναι δοκιμασμένα. Για κάποιον που θα ήθελε να κατασκευάσει μια παρόμοια εργασία, θα του συνιστούσα να οργανώσει ένα καλά δομημένο πλάνο μελέτης, διαφόρων πηγών πάνω στο αντικείμενο και έπειτα να προχωρήσει στην σχεδίαση και κατασκευή του αντικειμένου.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer. (2007). *Analysis and Design of Analog Integrated Systems*.
- [2] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. (2004). *Microelectronic Circuits, Fifth Edition*.
- [3] Σ. Θεοδωρίδης, Κ. Μπερμπερίδης, Λ. Κοφίδης. Τυπωθήτω, (2003), Αθήνα.
Εισαγωγή στη Θεωρία Σημάτων και Συστημάτων.
- [4] Wikipedia, Τρανζίστορ/transistor
- [5] Wikipedia, Φάσμα ήχου
- [6] Wikipedia, Παραμόρφωση ήχου
- [7] Wikipedia Distortion
- [8] Wikipedia, Amplifiers
- [9] Wikipedia, Clipping (audio)
- [10] Wikipedia, Crossover Distortion
- [11] Wikipedia, Capacitive Coupling
- [12] Wikipedia, Common Emitter
- [13] Wikipedia, Common Collector
- [14] <http://inf-server.inf.uth.gr/courses/CE335/lectures.php>
- [15] http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_1.html
- [16] <http://ebooks.edu.gr/new/allcourses.php>
- [17] <http://www.colorado.edu/physics/phys3330/PDF/Experiment7.pdf>
- [18] <http://www.talkingelectronics.com/projects/TheTransistorAmplifier/TheTransistorAmplifier-P1.html#STAGE%20GAIN>
- [19] <https://backyardbrains.com/experiments/transistorDesign>

- [20] http://www.edutek.ltd.uk/Tutorial_Pages/Transistor_Amplifiers_Calcs.html
- [21] <https://www.youtube.com/watch?v=Jj4JWIet5Go>
- [22] <https://www.youtube.com/watch?v=EfqneJCZNAM>
- [23] <https://www.youtube.com/watch?v=GmzfJa2GS7c>
- [24] <http://www.learnabout-electronics.org/Amplifiers/amplifiers55.php>
- [25] <http://www.sentex.ca/~mec1995/tutorial/xtor/xtor3/xtor3.html>
- [26] Διπλωματική εργασία, Παναγάκου Κωνσταντίνα.