



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ**  
**ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

**Διπλωματική εργασία**

**Τίτλος εργασίας: Ενισχυτής ισχύος 60W, 8Ω τάξης AB| 60W,  
8Ω, class AB audio amplifier**

του φοιτητή

**Γκέκα Παναγιώτη**

Επιβλέπων καθηγητής: **Πλέσσας Φώτιος**

Δεύτερο μέλος επιτροπής: **Σταμούλης Γεώργιος**

**Βόλος, Σεπτέμβριος 2017**

## Περίληψη

Οι ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων βρίσκουν εφαρμογή σε πάρα πολλές ηλεκτρονικές συσκευές που χρησιμοποιούνται σε καθημερινή βάση. Λόγω της σημαντικότητας και της ευρείας χρήσης τους επιλέχθηκαν σαν θέμα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, η οποία ασχολείται με τη μελέτη, τη σχεδίαση και την υλοποίηση ενός ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων μέσης ισχύος και υψηλής πιστότητας. Αρχικά παρουσιάζονται οι τεχνικές απαιτήσεις και το θεωρητικό υπόβαθρο στο οποίο βασίζονται ο σχεδιασμός και η λειτουργία των ενισχυτών ισχύος. Έπειτα παρουσιάζεται η κυκλωματική τοπολογία που επιλέχθηκε και αναλύονται τα επιμέρους στάδια που τη διέπουν. Η ανάλυση γίνεται σε θεωρητικό επίπεδο αλλά και με τη χρήση λογισμικού προσομοίωσης για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων, τόσο του κάθε σταδίου ξεχωριστά όσο και του συνολικού κυκλώματος. Κατόπιν γίνεται εκτενής περιγραφή των εξαρτημάτων και των ηλεκτρονικών διατάξεων που συμβάλλουν στην τελική υλοποίηση του ενισχυτή. Στη συνέχεια διενεργούνται οι μετρήσεις με εργαστηριακό εξοπλισμό και παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα που περιγράφουν τη λειτουργία του ενισχυτή. Τέλος γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων και εξάγονται τα τελικά συμπεράσματα για τη συνολική απόδοση του ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων.

## **Abstract**

The acoustic power amplifiers are applied to many electronic devices used on a daily basis. Due to their importance and widespread use, were chosen as the subject of this thesis, which deals with the study, the design and the implementation of an audio amplifier of medium power and high fidelity. In the beginning, the technical requirements and the theoretical background on which the design and operation of power amplifiers are based are presented. Then the circuit topology that was selected is presented and the individual stages underlying it are analyzed. The analysis is made at a theoretical level, but also with the use of simulation software for the export of results, for each stage separately as well as for the whole circuit. Afterwards there is an extensive description of the components and the electronic devices that conduce to final implementation of the amplifier. Subsequently measurements are taken with laboratory equipment and results corresponding to the operation of the amplifier are presented accordingly. At the end, the results are compared and final conclusions are exported for the overall performance of the audio power amplifier.

## Ευχαριστίες

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Φώτιο Πλέσσα για την αμέριστη καθοδήγηση και την άψογη συνεργασία μας καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου και την κοπέλα μου που ήταν δίπλα μου στις καλές αλλά κυρίως στις δύσκολες στιγμές όλα αυτά τα χρόνια.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω αλλά και να αφιερώσω τη διπλωματική μου εργασία στην οικογένειά μου. Χωρίς την υποστήριξή τους τίποτα από όλα αυτά δεν θα μπορούσε να είχε πραγματοποιηθεί.

# Περιεχόμενα

Εισαγωγή .....	1
Κεφάλαιο 1.....	2
1.1. Ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων.....	2
1.2. Τεχνικές απαιτήσεις απόδοσης ενισχυτών.....	4
Κεφάλαιο 2.....	8
2.1. Η αρχιτεκτονική των ενισχυτών ισχύος ήχου.....	8
2.2. Αρνητική ανάδραση.....	9
2.3. Στάδιο εισόδου.....	10
2.3.1. Τοπολογίες σταδίου εισόδου.....	11
2.4. Δεύτερο στάδιο.....	13
2.5. Στάδιο εξόδου.....	15
2.5.1. Κατάταξη των σταδίων εξόδου.....	15
2.5.2. Ανάλυση των σταδίων εξόδου.....	19
2.5.3. Θερμική ανάλυση διπολικών τρανζίστορ ισχύος.....	29
2.6. Φίλτρα εισόδου.....	30
Κεφάλαιο 3.....	31
3.1. Εισαγωγή.....	31
3.2. Στάδιο εισόδου.....	32
3.3. Στάδιο ενίσχυσης τάσης.....	41
3.4. Στάδιο εξόδου.....	43
3.4.1. Κύκλωμα προστασίας και κύκλωμα διόρθωσης.....	47
3.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης ενισχυτή ισχύος.....	49
Κεφάλαιο 4.....	58
4.1. Η πλακέτα.....	58
4.2. Τροφοδοσία.....	60
4.3. Τελική επιλογή υλικών και πρώτη ρύθμιση.....	62
4.4. Μετρήσεις.....	63
4.4.1. Απόκριση συχνότητας.....	63
4.4.2. Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD).....	63
4.4.3. Μέγιστη ισχύς εξόδου.....	66
4.4.4. Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR).....	67
4.4.5. Ρυθμός ανόδου (Slew rate).....	68
4.4.6. Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD).....	68
Κεφάλαιο 5.....	70
5.1. Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	70
Βιβλιογραφία.....	72



## Εισαγωγή

Από τις απαρχές της ανθρωπότητας ο ήχος έχει υπάρξει ένας από τους σημαντικότερους παράγοντες στην εξέλιξή της. Καθημερινά χρησιμοποιούμε ήχους για την επικοινωνία και την ψυχαγωγία μας, φυσικό επακόλουθο είναι οι επιστήμονες να αναζητούσαν τρόπους για την ενίσχυση των ακουστικών συχνοτήτων. Ήδη από το 1906 εφευρέθηκε ο πρώτος ενισχυτής που αποτελούνταν από λυχνίες κενού. Για πολλές δεκαετίες αποκλειστικά τέτοιου είδους ενισχυτές χρησιμοποιήθηκαν σε εφαρμογές ήχου. Όμως λόγω του μεγάλου τους όγκου, των μεγάλων απαιτήσεων τους σε ηλεκτρική ενέργεια και της χαμηλής τους απόδοσης οι επιστήμονες στράφηκαν στην εύρεση νέων μεθόδων που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν στην ενίσχυση των ακουστικών σημάτων. Αυτό επιτεύχθηκε τη δεκαετία του 1930 με την εφεύρεση των ημιαγωγών που αποτέλεσαν και τη βάση για την κατασκευή λίγα χρόνια αργότερα των τρανζίστορ [1]. Από εκεί και έπειτα οι ενισχυτές με χρήση είτε διπολικών είτε FET τρανζίστορ ή αλλιώς ενισχυτές στερεάς κατάστασης χρησιμοποιούνται ευρέως από τις τηλεπικοινωνίες μέχρι τους ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων. Η υλοποίηση αυτών μπορεί να γίνει είτε με χρήση διακριτών στοιχείων είτε σε εξ ολοκλήρου μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος όπου οι απαιτήσεις σε μικρό μέγεθος είναι αυξημένες. Η παρούσα διπλωματική εργασία εστιάζει στη μελέτη και την υλοποίηση ενός ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων μέσης ισχύος και υψηλής πιστότητας με χρήση διπολικών τρανζίστορ και διακριτών στοιχείων.

Στο 1<sup>ο</sup> Κεφάλαιο δίνεται ο ορισμός του ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων όπως επίσης παρουσιάζονται οι τεχνικές απαιτήσεις που εξασφαλίζουν τη σωστή απόδοσή του.

Στο 2<sup>ο</sup> Κεφάλαιο παρουσιάζεται η βασική αρχιτεκτονική των ενισχυτών ήχου και τα επιμέρους στάδια που τους διέπουν. Επιπρόσθετα παρουσιάζονται διάφορες τοπολογίες των σταδίων αυτών και γίνεται σύγκριση των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων τους.

Στο 3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο παρουσιάζεται η επιλογή της τοπολογίας των επιμέρους σταδίων, οι μετρήσεις και τα αποτελέσματα που υπολογίστηκαν με τη χρήση λογισμικού προσομοίωσης τόσο για τα επιμέρους στάδια όσο και για το συνολικό κύκλωμα.

Στο 4<sup>ο</sup> Κεφάλαιο παρουσιάζεται η υλοποίηση του ενισχυτή σε πλακέτα και οι επιμέρους μετρήσεις με εργαστηριακό εξοπλισμό.

Στο 5<sup>ο</sup> Κεφάλαιο συγκρίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με την υλοποίηση και εξάγονται τα τελικά συμπεράσματα.

## Κεφάλαιο 1

### 1.1. Ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων

Ενισχυτής ονομάζεται οποιαδήποτε ηλεκτρονική διάταξη που παίρνει ένα σήμα στην είσοδό του και βγάζει ιδανικά το ίδιο σήμα ενισχυμένο κατά πλάτος στην έξοδό του όπως παρουσιάζεται στο Σχ.1 [2], [3].



Σχ. 1: Βασικό διάγραμμα ενίσχυσης

Αν και το παραπάνω σχήμα μας δείχνει μια απλοποιημένη εικόνα του τι ακριβώς σημαίνει ενισχυτής αυτό ακριβώς συμβαίνει σε όλες τις ηλεκτρονικές συσκευές που επεξεργάζονται ηχητικά σήματα στην καθημερινότητά μας. Ένας ενισχυτής μπορεί να είναι είτε ενισχυτής τάσης δηλαδή παίρνει στην είσοδό του μία τάση και αυξάνει το πλάτος της στην έξοδό του είτε ενισχυτής ισχύος (ενισχυτής ρεύματος) ο οποίος παίρνει ένα ενισχυμένο σήμα κατά τάση στην είσοδό του και παραδίδει ένα ενισχυμένο σήμα κατά ισχύ στην έξοδό του [3].

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ασχοληθούμε με τους ενισχυτές ισχύος. Για να καταλάβουμε πως λειτουργεί ένας ενισχυτής ισχύος αρκεί να σκεφτούμε ένα οικιακό σύστημα ήχου που αποτελείται από μια πηγή (MP3 player, πικάπ κτλ.) έναν προενισχυτή (ενισχυτή τάσης) έναν τελικό ενισχυτή (ενισχυτή ισχύος) και τα ηχεία. Το σήμα που προέρχεται από την πηγή και τον προενισχυτή είναι ασθενές της τάξης του 1-3 V και μερικών mA. Το συγκεκριμένο σήμα οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή ισχύος ο οποίος αναλαμβάνει να ενισχύσει τόσο το πλάτος της τάσης όσο και του ρεύματος χωρίς να αλλοιώσει όσο αυτό είναι δυνατό το αρχικό σήμα, οποιαδήποτε αλλοίωση στο αρχικό σήμα καλείται παραμόρφωση. Οι παραμορφώσεις συνήθως οφείλονται στα υλικά κατασκευής (ενεργά, παθητικά στοιχεία, τρανζίστορ) του ενισχυτή και είναι αδύνατον να αποφευχθούν [4]. Θα γίνει εκτενέστερη αναφορά



στα διάφορα ήδη παραμορφώσεων στα παρακάτω κεφάλαια της παρούσας εργασίας. Στη συνέχεια το ενισχυμένο σήμα οδηγείται στα ηχεία. Τα ηχεία αποτελούν ηλεκτρομηχανικά ακουστικά συστήματα τα οποία χαρακτηρίζονται από την αντίστασή τους (συνήθως 4-8 Ohm) και απαιτούν μεγάλα ποσά ισχύος ώστε να παράγουν ένα ακουστικά ρεαλιστικό αποτέλεσμα. Με άλλα λόγια αναλαμβάνουν να μετατρέψουν την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική έτσι ώστε να κινηθούν τα διαφράγματά τους τα οποία με την σειρά τους θα δημιουργήσουν παλμούς (κύματα) συγκεκριμένης συχνότητας και πλάτους. Τέλος οι παλμοί αυτοί διεγείρουν το ακουστικό νευρικό μας σύστημα και έτσι τελικά αντιλαμβανόμαστε τον ήχο [5].

Οι ενισχυτές ισχύος μπορούν να υλοποιηθούν με διατάξεις που χρησιμοποιούν διπολικά (BJT) ή MOSFET τρανζίστορ ή ακόμα και με διατάξεις που χρησιμοποιούν και τα δύο ήδη τρανζίστορ. Ας δούμε όμως τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που προσφέρει η κάθε τεχνολογία. Κύριο πλεονέκτημα της MOSFET τεχνολογίας αποτελεί η άπειρη αντίσταση εισόδου που καθιστά εφικτή τη σχεδίαση ενισχυτών με εξαιρετικά υψηλές αντιστάσεις εισόδου και σχεδόν μηδενικό ρεύμα πόλωσης εισόδου. Επίσης σημαντικά χαρακτηριστικά είναι ότι λειτουργούν πολύ καλά ως διακόπτες και απαιτούν μικρά ποσά ισχύος για να λειτουργήσουν. Από την άλλη η διπολική τεχνολογία εμφανίζει πολύ μεγαλύτερη διαγωγιμότητα στην ίδια dc τιμή ρεύματος πόλωσης. Οπότε και επιτυγχάνουν πολύ υψηλότερα κέρδη τάσης ανά στάδιο ενίσχυσης και εμφανίζουν πολύ καλύτερη απόδοση στις υψηλές συχνότητες. Το σημαντικότερο μειονέκτημα των διπολικών τρανζίστορ είναι ο μικρός ρυθμός ανόδου (Slew rate) που εμφανίζουν σε σχέση με τα MOSFET τρανζίστορ. Αυτός όμως μπορεί να βελτιωθεί αρκετά με τη σωστή επιλογή κυκλωματικών διατάξεων και τεχνικών σχεδίασης. Μερικές από τις οποίες θα παρουσιαστούν παρακάτω [6].

Τα πλεονεκτήματα των διπολικών τρανζίστορ ήταν αυτά που με οδήγησαν ώστε στην παρούσα διπλωματική να παρουσιάσω έναν ενισχυτή ισχύος αποκλειστικά με διπολικά στοιχεία. Στα παρακάτω κεφάλαια όλες οι επιμέρους κυκλωματικές διατάξεις που θα παρουσιαστούν θα είναι με διπολικά στοιχεία.

## 1.2. Τεχνικές απαιτήσεις απόδοσης ενισχυτών [7, 8]

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιάσουμε τα σημαντικότερα τεχνικά χαρακτηριστικά που μας ενδιαφέρουν στη μελέτη και τη σχεδίαση αποδοτικών ενισχυτικών διατάξεων.

### 1. Ισχύς Εξόδου

Το πλέον σημαντικό χαρακτηριστικό που καθορίζει έναν ενισχυτή είναι η ισχύς εξόδου που μπορεί αυτός να αποδώσει. Μετράται σε Watt και αναφέρεται σε συνάρτηση της παραγόμενης τάσης εξόδου (Volt) πάνω σε ένα συγκεκριμένο φορτίο ( $\Omega$ m) και δίνεται από τον τύπο:

$$P_{out} = V_{out} \times I_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{load}}$$

Οι τιμές που προαναφέραμε είναι RMS τιμές γιατί μόνο αυτές αξίζει να μελετάμε και όχι τις τιμές κορυφής που πολλές φορές αναφέρονται καθαρά και μόνο για εμπορικούς λόγους. Ιδανικά θα θέλαμε όταν το φορτίο υποδιπλασιάζεται η ισχύς εξόδου να διπλασιάζεται κάτι που δεν είναι εφικτό. Οπότε όσο πιο κοντά σε αυτές τις τιμές είμαστε τόσο καλύτερα αποδίδει ο ενισχυτής. Τέλος όπως γίνεται κατανοητό η ισχύς εξόδου που παράγει ένας ενισχυτής έχει να κάνει με το πόσο πολύ μπορεί να διεγείρει ένα ηχείο και πόσο δυνατό ήχο αυτό μπορεί να παράξει.

### 2. Απόκριση συχνότητας

Αρχικά αξίζει να αναφέρουμε ότι ο άνθρωπος μπορεί να αντιληφθεί ακουστικές συχνότητες από 20 Hz έως 20 kHz. Επίσης το φάσμα των ακουστικών συχνοτήτων μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ως εξής:

- χαμηλές συχνότητες (μπάσα) : 20-200 Hz
- μεσαίες συχνότητες (φωνή) : 200-4000 Hz
- υψηλές συχνότητες (πρίμα) : 4000-20000 Hz

Η απόκριση συχνότητας ενός ενισχυτή πρέπει να μπορεί να καλύψει και μικρότερες και μεγαλύτερες συχνότητες από αυτές που μπορεί να αντιληφθεί ο άνθρωπος. Αυτό πρέπει να συμβαίνει διότι υπάρχουν συχνότητες με τη μορφή αρμονικών έξω από το ακουστικό εύρος του ανθρώπου που αν αποκοπούν, το τελικό ηχητικό αποτέλεσμα θα παραμορφωθεί. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται slew-induced distortion (SID) και για να το αποφύγουμε ο ενισχυτής πρέπει να έχει απόκριση συχνότητας τουλάχιστον από 10Hz μέχρι 60 kHz [9].

### 3. Εύρος ζώνης (bandwidth)

Το εύρος συχνοτήτων στο οποίο ο ενισχυτής διατηρεί το κέρδος του σταθερό ονομάζεται εύρος ζώνης (bandwidth). Κάθε ενισχυτής πρέπει να διατηρεί το κέρδος σε ένα αρκούντως μεγάλο εύρο ζώνης.

### 4. Ολική αρμονική παραμόρφωση

Παραμόρφωση όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω καλείται οποιαδήποτε αλλοίωση στο αρχικό μας σήμα. Όπως είναι κατανοητό σε ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων θέλουμε να μειώσουμε στο ελάχιστο οποιαδήποτε παραμόρφωση. Αν και έχουμε διάφορα είδη παραμορφώσεων (crossover, TIM) σε ενισχυτικές διατάξεις ακουστικών συχνοτήτων με τον όρο παραμόρφωση αναφερόμαστε κυρίως στην ολική αρμονική παραμόρφωση (THD). Ένα μόνο σήμα, πριν ενισχυθεί, αποτελείται από μία μόνο συχνότητα δηλαδή δεν έχει αρμονικές. Όταν αυτό οδηγηθεί στην είσοδο του ενισχυτή, αν μελετήσουμε την έξοδό του με αναλυτή φάσματος θα παρατηρήσουμε ότι πέρα της βασικής (θεμελιώδους) συχνότητας του σήματος έχουν εισαχθεί και νέες συχνότητες που είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους και ονομάζονται αρμονικές. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) και υπολογίζεται σε dB ή σε % με τον παρακάτω τύπο:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} V_{n\_RMS}^2}}{V_{fund\_RMS}} [10]$$

όπου:

- $V_{n\_RMS}$  είναι η RMS τάση της n-οστης αρμονικής
- $V_{fund\_RMS}$  είναι η RMS τάση της βασικής ή κεντρικής συχνότητας

Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι για μη γίνει αντιληπτή η THD πρέπει να ισχύει  $THD < 0.3\%$  [11].

### 5. Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD)

Όταν τροφοδοτούνται πολλαπλά σήματα στην είσοδο του ενισχυτή, είναι πιθανόν να παρουσιαστεί διαμόρφωση ή μη γραμμική ανάμειξη αυτών των σημάτων. Το μέτρο της συγκεκριμένης διαμόρφωσης καλείται παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης. Για δυο σήματα εισόδου συχνοτήτων  $f_1$  και  $f_2$ , τα δύο σήματα παραμόρφωσης δευτέρου βαθμού θα εμφανιστούν στις συχνότητες  $f_3 = f_1 + f_2$  και  $f_4 = |f_1 - f_2|$ .

Τότε η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης δίνεται από τον τύπο:

$$IMD = \sqrt{\frac{V_3^2 + V_4^2}{V_1^2 + V_2^2}}$$

Όπου:

- $V_3, V_4$  είναι τα πλάτη των δύο όρων παραμόρφωσης δευτέρου βαθμού
- $V_1, V_2$  είναι τα πλάτη των σημάτων εισόδου

Η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης συνήθως μετράται για όρους δευτέρου βαθμού, και υπολογίζεται σε db ή σε ποσοστό επί τις εκατό(%).

## 6. Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)

Ένας ακόμα σημαντικός δείκτης εκτός του THD που αφορά την πιστότητα που μπορεί να αποδώσει ένας ενισχυτής, είναι ο λόγος του σήματος εξόδου προς τον θόρυβο που δημιουργείται κυρίως από τα ενεργά και τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος και υπολογίζεται σε db από τον τύπο:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \Rightarrow SNR_{db} = 10 \log \frac{P_{signal}}{P_{noise}} = 20 \log \frac{V_{signal}}{V_{noise}}$$

όπου:

- $P_{signal}, V_{signal}$  είναι η ισχύς και η τάση του σήματος εξόδου αντίστοιχα.
- $P_{noise}, V_{noise}$  είναι η ισχύς και η τάση του θορύβου για μηδενική είσοδο.

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό από τον τύπο όσο μεγαλύτερος ο λόγος τόσο καλύτερα. Τυπικά έχουμε τιμές μεγαλύτερες των 100 db.

## 7. Συντελεστής Απόσβεσης (Damping factor)

Οι ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων ιδανικά θα θέλαμε να συμπεριφέρονται σαν ιδανικές πηγές τάσης. Δηλαδή να εμφανίζουν μηδενική αντίσταση εξόδου, έτσι ώστε η έξοδος να μην επηρεάζεται από το φορτίο. Όμως επειδή είναι αδύνατο να καταφέρουμε μηδενική αντίσταση εξόδου, προσπαθούμε μέσω αρκετά μεγάλης αρνητικής ανάδρασης, η αντίσταση να προσεγγίζει όσο είναι δυνατόν το μηδέν.

Ο συντελεστής απόσβεσης (DF) ορίζεται ως ο λόγος της αντίστασης του φορτίου προς την συνολική αντίσταση εξόδου του ενισχυτή και δίνεται από τον τύπο:

$$DF = \frac{R_{load}}{R_{out}}$$

Όσο μεγαλύτερος είναι αυτός ο λόγος τόσο το καλύτερο, βέβαια ένας ενισχυτής με DF=100 σε σχέση με έναν ενισχυτή με DF=1000 (μετρώντας και τους δύο για το ίδιο φορτίο) δεν θα έχουν καμία απολύτως ακουστική διαφορά. Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι ο συντελεστής απόσβεσης δημιουργεί την παρανόηση πως η αντίσταση εξόδου

είναι σταθερή κάτι που στην πραγματικότητα δεν ισχύει διότι αυτή αυξάνεται με την συχνότητα όσο η αρνητική ανάδραση μειώνεται.

### **8. Ευαισθησία εισόδου**

Ως ευαισθησία εισόδου ορίζουμε την ελάχιστη τιμή της τάσης που μπορεί να δεχθεί ο ενισχυτής στην είσοδο ώστε η τάση εξόδου να πάρει την μέγιστη τιμή της.

### **9. Μέγιστος Αριθμός Ανόδου (Slew rate)**

Ο ρυθμός ανόδου (slew rate) μας πληροφορεί για το πόσο γρήγορα ο ενισχυτής μπορεί να μεταβάλει την τάση εξόδου για ένα σχετικά μεγάλο σήμα εισόδου. Μετράται σε V/ $\mu$ s, και η τιμή του πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη χωρίς όμως να περιορίζει την τελική απόκριση συχνότητας του ενισχυτή. Η τιμή του ρυθμού ανόδου εξαρτάται από το είδος των τρανζίστορ (τα διπολικά (BJT) εμφανίζουν χειρότερο ρυθμό ανόδου από τα FET τρανζίστορ) και την τοπολογία στη βαθμίδα εξόδου του ενισχυτή. Τυπικά ένας ενισχυτής υψηλών επιδόσεων εμφανίζει slew rate  $>20$  V/ $\mu$ s. Στα επόμενα κεφάλαια θα γίνει εκτενέστερη αναφορά στις τεχνικές με τις οποίες μπορεί να υπολογιστεί αλλά και να βελτιωθεί [12].

### **10. Αξιοπιστία**

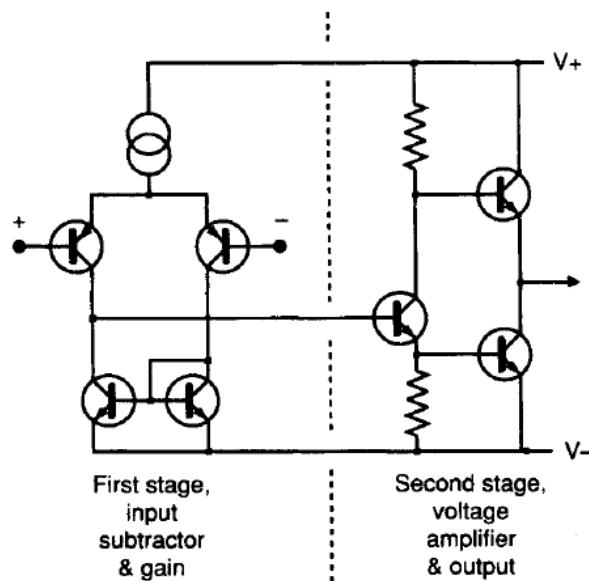
Ένας ενισχυτής για να μπορεί να θεωρηθεί αξιόπιστος πρέπει να μπορεί να αποδίδει τα μέγιστα τόσο σε ισχύ όσο και σε ποιότητα χωρίς να δημιουργείται κίνδυνος ούτε για τα εξαρτήματά αλλά ούτε και για τα ηχεία. Τα τρανζίστορ όπως και οι αντιστάσεις εμφανίζουν ενεργειακές απώλειες με την μορφή θερμότητας, οι οποίες αυξάνουν την εσωτερική θερμοκρασία του ενισχυτή και εισάγουν σοβαρές παραμορφώσεις με την μορφή θορύβου στο κύκλωμα. Επίσης πολλά από τα εξαρτήματα (τρανζίστορ, αντιστάσεις) όσο αυξάνεται η θερμοκρασία αρχίζουν να υπολειπώνονται και κινδυνεύουν να καταστραφούν. Έτσι στη μελέτη και τη σχεδίαση πρέπει να ληφθούν μέτρα για την πρόληψη και την αποφυγή ενδεχόμενης βλάβης μέσω τεχνικών ψύξης και κυκλωμάτων ασφαλείας.

## Κεφάλαιο 2

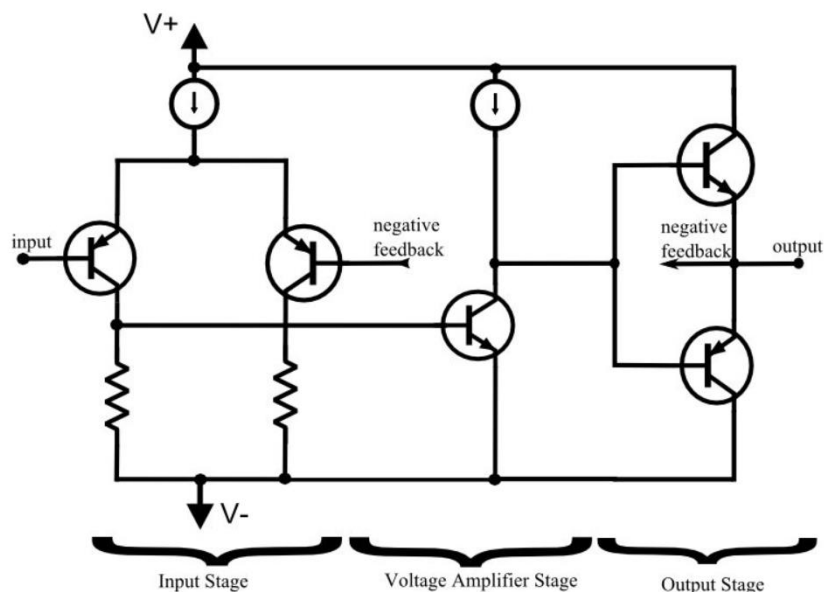
Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε το κυρίως θεωρητικό υπόβαθρο που διέπει τους ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων. Θα παρουσιαστούν οι αρχιτεκτονικές των ενισχυτών, η αρνητική ανάδραση όπως επίσης και τα στάδια αυτών.

### 2.1. Η αρχιτεκτονική των ενισχυτών ισχύος ήχου

Υπάρχουν δύο είδη αρχιτεκτονικών υλοποίησης ενισχυτών ισχύος, δύο σταδίων (Σχ. 2, [13]) και τριών σταδίων (Σχ. 3, [14]). Η πιο διαδεδομένη υλοποίηση ενισχυτών ισχύος ακουστικών συχνοτήτων είναι αυτή που αποτελείται από τρία επιμέρους στάδια και αυτό γιατί οι ενισχυτές δύο σταδίων είναι πιο δύσκολοι στη σχεδίασή τους και έχουν χειρότερη απόδοση όσο αναφορά τα επίπεδα της παραμόρφωσης [15]. Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ασχοληθούμε με τη μελέτη και τη σχεδίαση ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων τριών σταδίων οπότε και δεν θα ασχοληθούμε περαιτέρω με την ανάλυση ενισχυτών δύο σταδίων.



Σχ. 2 : Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή δύο σταδίων



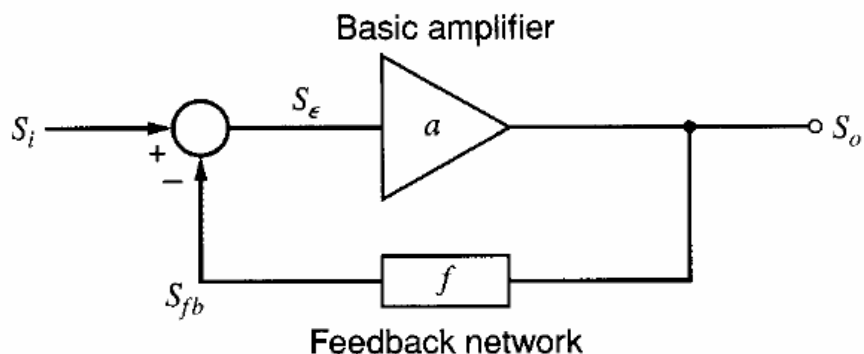
Σχ. 3 : Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή τριών σταδίων

### Αρχιτεκτονική τριών σταδίων

Η σωστή και αποδοτική λειτουργία ενός ενισχυτή ισχύος τριών σταδίων βασίζεται στο καταμερισμό των εργασιών που γίνεται στα επιμέρους στάδιά του. Έτσι το πρώτο στάδιο ή στάδιο εισόδου αποτελεί έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας, το δεύτερο στάδιο αποτελεί έναν ενισχυτή τάσης και τέλος έχουμε το στάδιο εξόδου. Η ανάλυση των τριών σταδίων θα γίνει αναλυτικότερα στις ενότητες που ακολουθούν [15].

## 2.2. Αρνητική ανάδραση

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση των σταδίων των ενισχυτών ισχύος, πρέπει να εισάγουμε την έννοια της αρνητικής ανάδρασης, γιατί αποτελεί σημαντικότερο χαρακτηριστικό για τη σωστή λειτουργία των ενισχυτών ακουστικών συχνοτήτων. Η γενική δομή της αρνητικής ανάδρασης παρουσιάζεται στο Σχ. 4[16], [17]. Κάθε τιμή  $S$  αναφέρεται σε ένα σήμα, είτε τάσης είτε ρεύματος, η τιμή του  $a$  αναφέρεται στο κέρδος ( $\frac{S_e}{S_0} = a$ ) ανοιχτού βρόχου του βασικού ενισχυτή και το  $f$  ονομάζεται συντελεστής ανάδρασης. Όπως γίνεται αντιληπτό και από το σχήμα ο ρόλος της ανάδρασης είναι να αφαιρεί ένα δείγμα του σήματος εξόδου ( $S_{fb}$ ) από το σήμα εισόδου ( $S_i$ ) ώστε ο βασικός ενισχυτής να τροφοδοτείται με ένα νέο σήμα ( $S_e = S_i - S_{fb}$ ). Το κέρδος όλου του κυκλώματος ή αλλιώς κέρδος κλειστού βρόχου υπολογίζεται ως  $\frac{S_0}{S_i} = \frac{a}{1+af}$  [18].



Σχ. 4 : Γενική δομή αρνητικής ανάδρασης

Η χρήση της αρνητικής ανάδρασης στους ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων έχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- Απειαισθητοποίηση και σταθεροποίηση του κέρδους
- Μείωση της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης
- Έλεγχος της σύνθετης εισόδου και εξόδου

Βασικό μειονέκτημά της είναι η μείωση του κέρδους.

Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι η αρνητική ανάδραση υλοποιείται μέσω παθητικών στοιχείων και έτσι η ρύθμισή της μπορεί να γίνει με μεγάλη ακρίβεια [19].

### 2.3. Στάδιο εισόδου

Το στάδιο εισόδου όπως αναφέρθηκε και παραπάνω αποτελεί έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας και αυτό διότι λαμβάνει ένα σήμα τάσης στην είσοδό του και το παραδίδει ως ενισχυμένο ρεύμα στο επόμενο στάδιο (στάδιο ενίσχυσης τάσης). Επίσης επιτελεί το σημαντικό έργο της αφαίρεσης του σήματος ανάδρασης από το σήμα εισόδου και την παράδοση του νέου σήματος στο επόμενο στάδιο. Σημαντικά κριτήρια για την απόδοση του σταδίου εισόδου είναι ότι δρα σαν απομονωτής της εισόδου, πρέπει να εμφανίζει μεγάλη αντίσταση εισόδου ώστε να μην τραβάει ρεύμα από το προηγούμενο στάδιο. Ακόμα η λειτουργία του δεν πρέπει να επηρεάζεται από μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας, η γραμμικότητά του πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη και τέλος πρέπει να παράγει όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο, γιατί ο συνολικός λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) εξαρτάται ουσιαστικά από τη βαθμίδα εισόδου του ενισχυτή. Για όλους τους παραπάνω λόγους οι διαφορικοί ενισχυτές έχουν επικρατήσει ως στάδια εισόδου έναντι των single-ended ενισχυτών που εμφανίζουν μεγαλύτερη ευαισθησία στο θόρυβο και τις παρεμβολές και απαιτούν

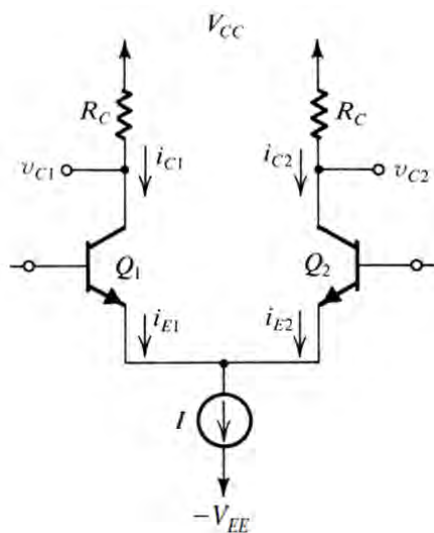


τη χρήση πυκνωτών σύζευξης και παράκαμψης για την σύνδεση των σταδίων ενίσχυσης [20, 21].

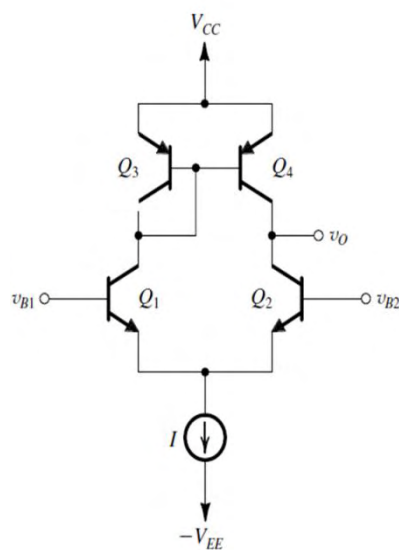
### 2.3.1. Τοπολογίες σταδίου εισόδου

Οι τοπολογίες της σύνδεσης διαφορικών σταδίων εισόδου διαφέρουν μεταξύ τους κυρίως από τη μέθοδο πόλωσης που επιλέγεται για την υλοποίησή τους. Έτσι έχουμε διαφορικούς ενισχυτές που πολώνονται με ωμικά φορτία (Σχ. 5, [22]), [21] και διαφορικούς ενισχυτές που πολώνονται με ενεργά φορτία, κυρίως δηλαδή με καθρέφτες ρεύματος που λειτουργούν ως πηγές ρεύματος (Σχ. 6, [23]), [21].

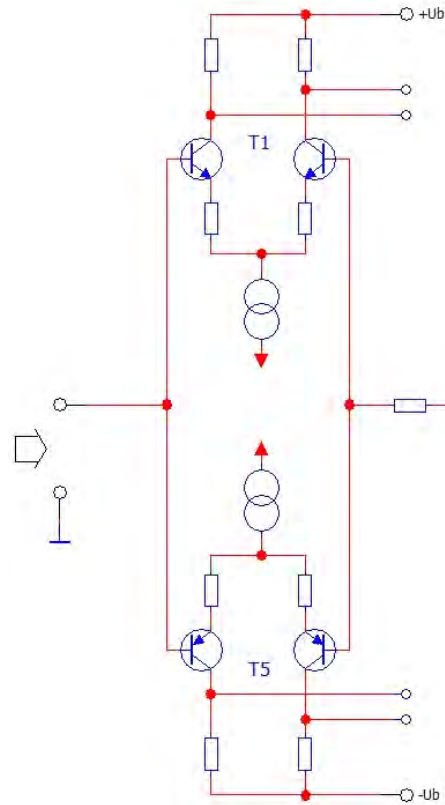
Μια σημαντική βελτίωση όσον αφορά τη μείωση του θορύβου που οφείλεται σε διαφορές στις τιμές των εξαρτημάτων, τη μείωση της εξάρτησης από ασταθείς τροφοδοσίες και τη μείωση στη συνολική αρμονική παραμόρφωση, μπορεί να γίνει με την υλοποίηση ενός κυκλώματος με συμμετρική σχεδίαση όπως φαίνεται και στο Σχ. 7. Στην ουσία πρόκειται για ένα καθρεφτισμένο κύκλωμα κατά τον οριζόντιο άξονα που λειτουργεί σαν ένα push-pull δικτύωμα. Η μια είσοδος των διαφορικών ενισχυτών λαμβάνεται από την πηγή ενώ η άλλη προέρχεται από την ανατροφοδότηση. Τέλος αυτό που πρέπει να επισημάνουμε είναι ότι σε περίπτωση επιλογής μια τέτοιας τοπολογίας η σχεδίαση της δεύτερης βαθμίδας πρέπει να είναι και αυτή συμμετρική [20].



Σχ. 5: Πόλωση με ωμικό φορτίο

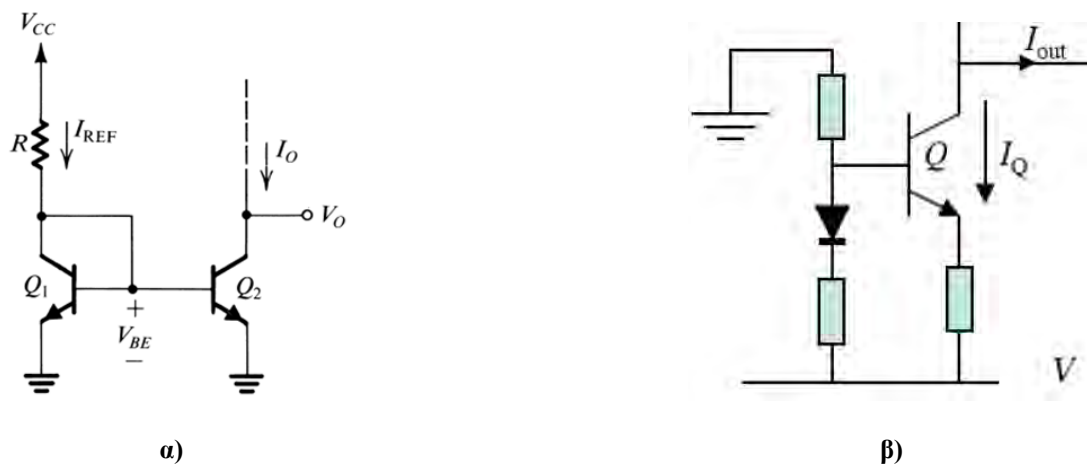


Σχ. 6: Πόλωση με ενεργό φορτίο



Σχ. 7: Συμμετρική σχεδίαση βαθμίδας εισόδου

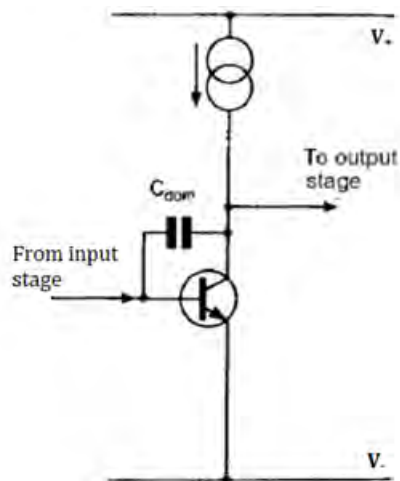
Όπως φαίνεται και από τα τρία παραπάνω σχήματα ο διαφορικός ενισχυτής αποτελείται από δυο ταιριασμένα τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$ , των οποίων οι εκπομποί είναι ενωμένοι και πολώνονται με μια πηγή σταθερού ρεύματος  $I$ . Η τελευταία συνήθως υλοποιείται είτε με τη μορφή ενός κυκλώματος καθρέφτη ρεύματος είτε με τη μορφή ενός κυκλώματος με τρανζίστορ και παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, διόδους) όπως φαίνεται και στο Σχ. 8, [21].



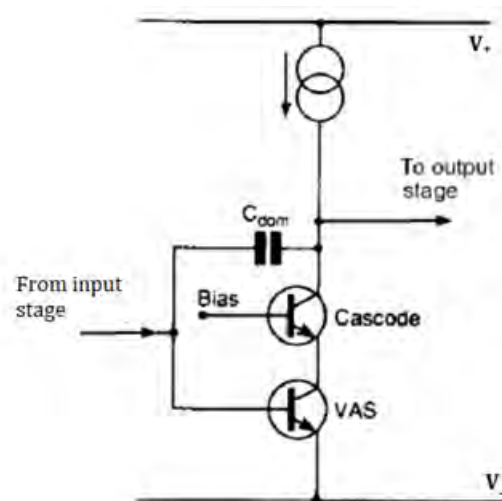
Σχ. 8: Απλές πηγές ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ και χρήση α) καθρέφτη ρεύματος, β) τρανζίστορ και παθητικών στοιχείων

## 2.4. Δεύτερο στάδιο

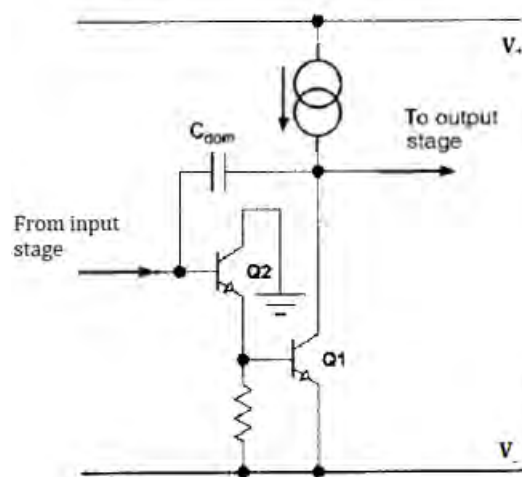
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω το δεύτερο στάδιο αναλαμβάνει τον καθορισμό του τελικού κέρδους τάσης του ενισχυτή ισχύος για αυτό και πολλές φορές αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως στάδιο ενίσχυσης τάσης. Λαμβάνει το ενισχυμένο σήμα ρεύματος στην είσοδό του και δίνει ένα ενισχυμένο σήμα τάσης στη έξοδό του δηλαδή λειτουργεί ως ένας ενισχυτής διαντίστασης. Σημαντικά χαρακτηριστικά του σταδίου αυτού είναι ότι συμβάλλει σημαντικά στην ευστάθεια και την απόκριση στις υψηλές συχνότητες του συνολικού κυκλώματος. Επίσης ένα σωστά σχεδιασμένο δεύτερο στάδιο συμβάλλει ελάχιστα έως καθόλου στη συνολική παραμόρφωση του ενισχυτή. Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται μερικές από τις πιο χαρακτηριστικές τοπολογίες ενισχυτών τάσης [24, 25].



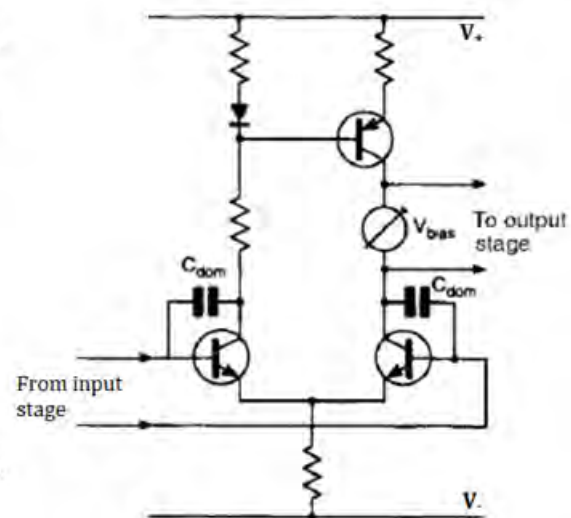
Σχ. 9: Απλό στάδιο ενίσχυσης



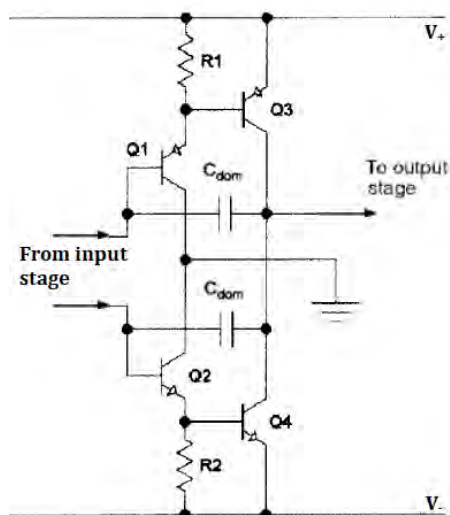
Σχ. 10: Cascade στάδιο ενίσχυσης



Σχ. 11: Darlington στάδιο ενίσχυσης



Σχ. 12: Διαφορικό στάδιο ενίσχυσης



Σχ. 13: Push-Pull στάδιο ενίσχυσης

Στις παραπάνω τοπολογίες σημαντικό κοινό χαρακτηριστικό όλων αποτελεί ο πυκνωτής  $C_{dom}$ , ο οποίος συνδέει την έξοδο με την είσοδο του δεύτερου σταδίου και δημιουργεί ένα είδος τοπικής αρνητικής ανάδρασης. Η εισαγωγή του συγκεκριμένου πυκνωτή έχει γίνει για να βελτιστοποιηθεί η ευστάθεια του κυκλώματος στις υψηλές συχνότητες. Η απόκριση στις υψηλές συχνότητες ενός ενισχυτή επηρεάζεται από τις εσωτερικές χωρητικότητες των τρανζίστορ και έτσι το κέρδος του, όσο αυξάνεται η συχνότητα πάνω από τη συχνότητα του επικρατούντα πόλου, αρχίζει να μειώνεται συνήθως με ρυθμό 6db/οκτάβα. Η συχνότητα του επικρατούντα πόλου επηρεάζεται από τις εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ. Το σήμα μας λοιπόν πάνω από τη συχνότητα του επικρατούντα πόλου υφίσταται μια μετατόπιση φάσης που σε συνδυασμό με την εισαγωγή της ολικής ανάδρασης οδηγεί το κύκλωμα σε ταλάντωση δηλαδή σε αστάθεια. Για να αποφευχθεί λοιπόν αυτό το φαινόμενο εισάγεται ο πυκνωτής  $C_{dom}$  ο οποίος μέσω του φαινομένου της αντιστάθμισης Miller μειώνει τη συχνότητα του επικρατούντα πόλου. Έτσι ώστε το κέρδος ανοιχτού βρόχου να έχει πέσει αρκετά, πριν η μετατόπιση φάσης οδηγήσει σε αστάθεια.

Στο Σχ. 9 βλέπουμε την πιο απλή και ίσως την πιο συχνά χρησιμοποιούμενη τοπολογία κοινού εκπομπού με πηγή ρεύματος για ενεργό φορτίο. Το μειονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι ότι απαιτούνται τρανζίστορ υψηλής τάσης και απαιτείται μεγαλύτερος συντελεστής κέρδους από αυτό που μπορεί να προσφέρει ένα τρανζίστορ μόνο του. Στο Σχ. 10 παρουσιάζεται μια βελτιωμένη εκδοχή του προηγούμενου σε συνδεσμολογία cascade η οποία βελτιώνει αρκετά το συντελεστή κέρδους. Στο Σχ. 11 παρουσιάζεται μια συνδεσμολογία τύπου Darlington που βελτιώνει και άλλο το συντελεστή κέρδους και την τοπική αρνητική ανάδραση. Στο Σχ. 12 φαίνεται ένα διαφορετικό στάδιο ενίσχυσης που βελτιώνει πολύ την ισορροπία του κυκλώματος και χρησιμοποιείται όταν έχουμε συμμετρική βαθμίδα εισόδου. Τέλος στο Σχ. 13 παρουσιάζεται η βέλτιστη τοπολογία διάταξης push-pull που μπορεί να συνδυαστεί είτε με μια Darlington είτε με μια διαφορετική συνδεσμολογία [24, 25].

## 2.5. Στάδιο εξόδου

Το στάδιο εξόδου στους ενισχυτές ισχύος τριών σταδίων αποτελεί κατά πολλούς [26] τη σημαντικότερη βαθμίδα από τις τρεις. Δεν είναι τυχαίο μάλιστα ότι η ονομασία του ενισχυτή προέρχεται από την τοπολογία ή αλλιώς ‘τάξη’ της βαθμίδας εξόδου του, έτσι έχουμε ενισχυτές τάξεως A, τάξεως B και ούτω καθεξής. Οπότε αναπόφευκτα είναι το πιο απαιτητικό στάδιο γιατί επηρεάζει στο μέγιστο βαθμό την απόδοση του τελικού ενισχυτή.

Μια σημαντική λειτουργία που επιτελεί το στάδιο εξόδου σε έναν ενισχυτή ισχύος είναι η δημιουργία της χαμηλής αντίστασης εξόδου που απαιτείται ώστε το ενισχυμένο σήμα να μεταβιβαστεί στα χαμηλής εμπέδησης ηχεία χωρίς απώλεια κέρδους. Μια ακόμα σημαντική απαίτηση για το στάδιο εξόδου αποτελεί η γραμμικότητα. Η μεγαλύτερη ίσως πρόκληση που συναντάμε στη σχεδίαση των σταδίων εξόδου είναι η παράδοση μεγάλης ισχύος στο φορτίο (ηχεία) με όσο το δυνατόν μικρότερη κατανάλωση ισχύος από τα τρανζίστορ γιατί αυτό μπορεί να αυξήσει την εσωτερική τους θερμοκρασία και να τα οδηγήσει στην καταστροφή σε περίπτωση που αυτή ανέβει πάνω από 150° C. Το κριτήριο που χαρακτηρίζει τη σωστή σχεδίαση της βαθμίδας εξόδου είναι η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) που εισάγει στο τελικό σήμα.

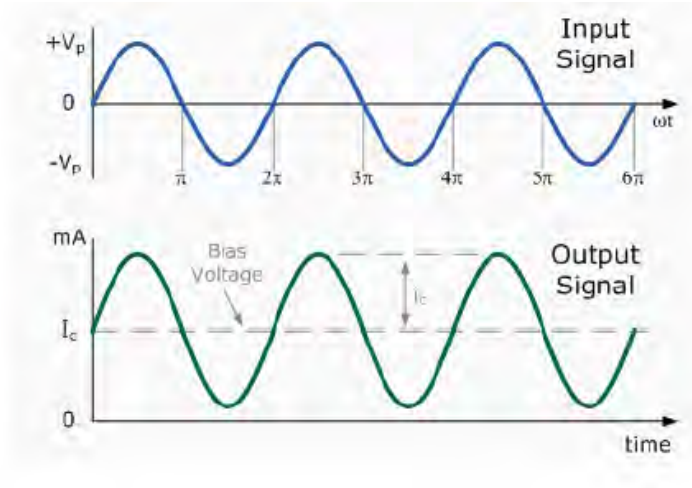
### 2.5.1. Κατάταξη των σταδίων εξόδου

Τα στάδια εξόδου κατατάσσονται σε κατηγορίες που ονομάζονται τάξεις ανάλογα με την κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη που προκύπτει όταν εφαρμόζεται στην είσοδο ένα ημιτονικό σήμα. Και μας δείχνει το ποσοστό της περιόδου ενός ημιτονικού σήματος για το οποίο άγει το τρανζίστορ. Επίσης κατατάσσονται ανάλογα με την επιλογή της πόλωσης της τοπολογίας.

Παρακάτω παρουσιάζονται οι σημαντικότερες τάξεις σταδίων εξόδου, φυσικά υπάρχουν και άλλες οι οποίες όμως κατά κύριο λόγο δημιουργήθηκαν για να βελτιώσουν κάποια χαρακτηριστικά των προηγούμενων.

#### Τάξη A

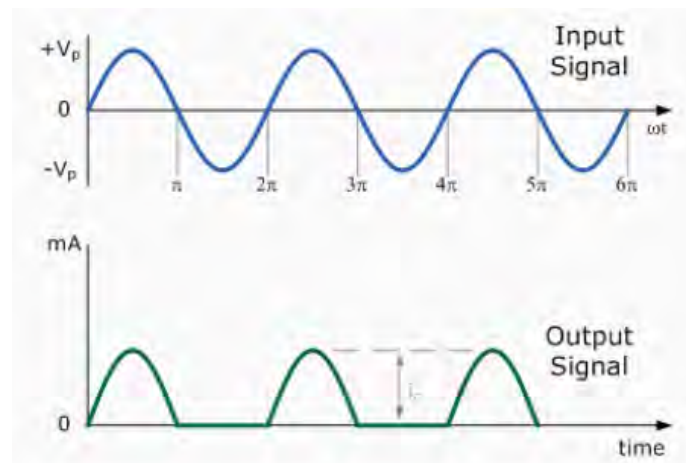
Το στάδιο τάξης A, του οποίου η κυματομορφή φαίνεται στο Σχ. 14, πολώνεται με ρεύμα  $I_C$  μεγαλύτερο από το πλάτος του ρεύματος σήματος. Συνεπώς το τρανζίστορ άγει καθ’ όλη την περίοδο του σήματος εισόδου, δηλαδή εμφανίζει γωνία αγωγής 360° [27].



Σχ. 14: Κυματομορφή σήματος εισόδου και ρεύματος συλλέκτη τάξης A

### Τάξη B

Το στάδιο εξόδου τάξης B πολώνεται με μηδενικό DC ρεύμα, για αυτό το τρανζίστορ άγει κατά το μισό κύκλο του σήματος εισόδου και η γωνία αγωγής του είναι  $180^\circ$  [27], όπως φαίνεται και από την κυματομορφή του Σχ. 15.

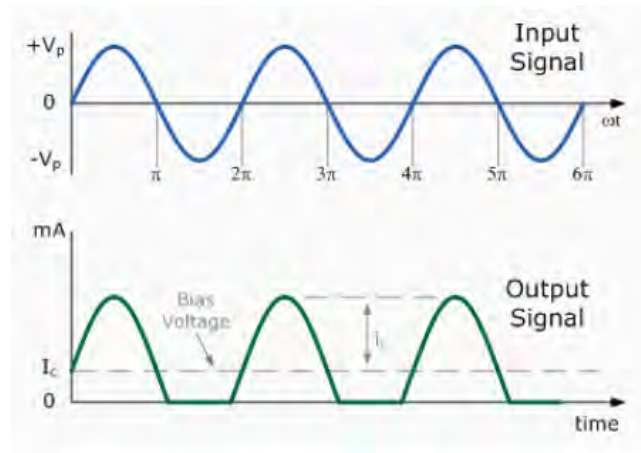


Σχ. 15: Κυματομορφή σήματος εισόδου και ρεύματος συλλέκτη τάξης B

### Τάξη AB

Η τάξη AB της οποίας η κυματομορφή φαίνεται στο Σχ. 16, αποτελεί ενδιάμεση τάξη των A και B, πολώνει το τρανζίστορ σε μη μηδενικό dc ρεύμα, αλλά και πολύ χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή ρεύματος του ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου.

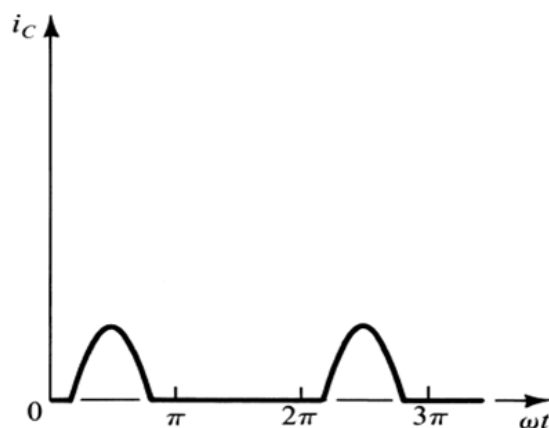
Συνεπώς, το τρανζίστορ άγει για διάστημα μεγαλύτερο του μισού κύκλου. Η γωνία αγωγής είναι μεγαλύτερη των  $180^\circ$  αλλά πολύ μικρότερη των  $360^\circ$  [27].



Σχ. 16: Κυματομορφή σήματος εισόδου και ρεύματος συλλέκτη τάξης AB

### Τάξη C

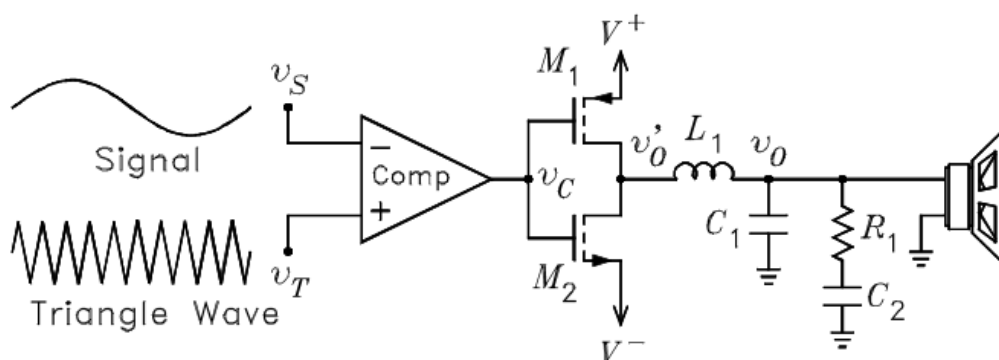
Το τρανζίστορ της τάξης C άγει για διάστημα μικρότερο του μισού κύκλου, δηλαδή η γωνία αγωγής είναι μικρότερη από  $180^\circ$ , όπως φαίνεται και στην κυματομορφή του Σχ. 17. Η συγκεκριμένη τάξη σταδίου εξόδου χρησιμοποιείται σε ενισχυτές ισχύος ραδιοσυχνότητας (RF) [27].



Σχ. 17: Κυματομορφή ρεύματος συλλέκτη τάξης C

## Τάξη D

Τα στάδια εξόδου τάξης D εμφανίζουν μεγάλο ενδιαφέρον λόγω της ευρείας χρήσης τους σε πληθώρα εφαρμογών μεταξύ αυτών και σε ενισχυτές ήχου και αυτό γιατί υπόσχονται υψηλές αποδόσεις αλλά και μεγάλη εξοικονόμηση όγκου. Μία βαθμίδα εξόδου τάξης D χρησιμοποιεί τα τρανζίστορ εξόδου ως διακόπτες. Όταν τα τρανζίστορ είναι OFF το ρεύμα που τα διαρρέει είναι μηδενικό ενώ όταν είναι ON η τάση στα άκρα τους είναι πολύ μικρή ιδανικά μηδέν.



Σχ. 18: Κύκλωμα σε τάξη D

Η αρχή λειτουργίας της τάξης D όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 18 είναι η μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ακολουθία παλμών μέσω κυκλώματος συγκριτή με σήμα αναφοράς ένα τριγωνικό κύμα. Ο παλμός μετέπειτα στέλνεται στα τρανζίστορ εξόδου (συνήθως MOSFET) τα οποία είναι σε διάταξη push-pull τα οποία όπως προαναφέρθηκε λειτουργούν σαν διακόπτες και έτσι είτε διακόπτουν την τάση είτε την ενισχύουν μέχρι την τάση τροφοδοσίας. Τέλος ο ενισχυμένος παλμός μετασχηματίζεται σε ημιτονοειδές σήμα μέσω ενός χαμηλοπερατού φίλτρου.

Οι ενισχυτές τάξεις D καταφέρνουν όντως πολύ υψηλές αποδόσεις της τάξεως του 85-95%, όμως η χρήση τους αντενδείκνυται σε ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων υψηλής πιστότητας διότι εισάγουν σχετικά μεγάλα ποσά παραμόρφωσης [28].

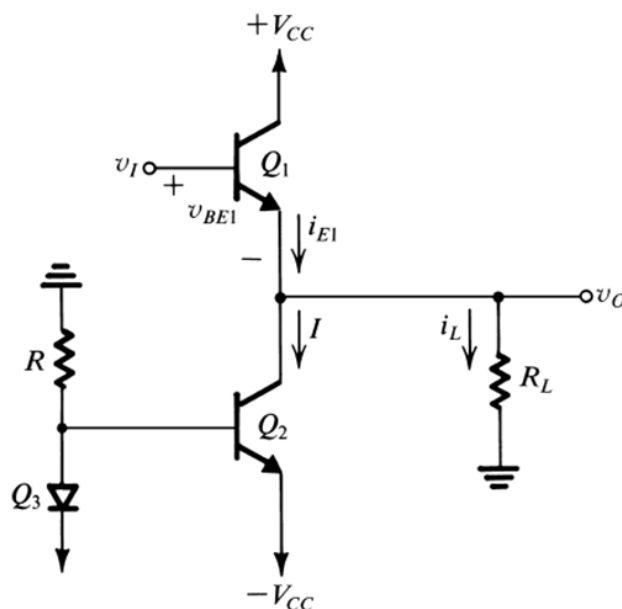


## 2.5.2. Ανάλυση των σταδίων εξόδου [27, 29]

Στην παρούσα ενότητα θα γίνει μια πληρέστερη ανάλυση των σταδίων εξόδου τάξης A, B, και AB, που είναι λόγω των χαρακτηριστικών τους καταλληλότερα για εφαρμογές ήχου.

### Στάδιο εξόδου τάξης A

Ένα στάδιο εξόδου τάξης A υλοποιείται όπως φαίνεται και από το Σχ. 19[30] με έναν ακόλουθο εκπομπού που πολώνεται από μια πηγή σταθερού ρεύματος  $I$ . Η επιλογή αυτή έγκειται στο ότι ο ακόλουθος εκπομπού εμφανίζει πολύ χαμηλή αντίσταση εξόδου και μοναδιαίο κέρδος τάσης και άρα μπορεί να τροφοδοτήσει ένα φορτίο χαμηλής αντίστασης.



Σχ. 19: Βασικό κύκλωμα τάξης A

Έχουμε  $i_{E1} = I + i_L$  το ρεύμα πόλωσης  $I$  πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο αρνητικό ρεύμα φορτίου, διαφορετικά το τρανζίστορ  $Q_1$  μπαίνει σε αποκοπή και το κύκλωμα παύει να λειτουργεί σε τάξη A.

Από ανάλυση μεγάλου σήματος για το τρανζίστορ  $Q_1$  όταν αυτό είναι στην ενεργό περιοχή έχουμε  $v_I = v_{be1} + v_O$  (1) και  $v_{be1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$  (2)

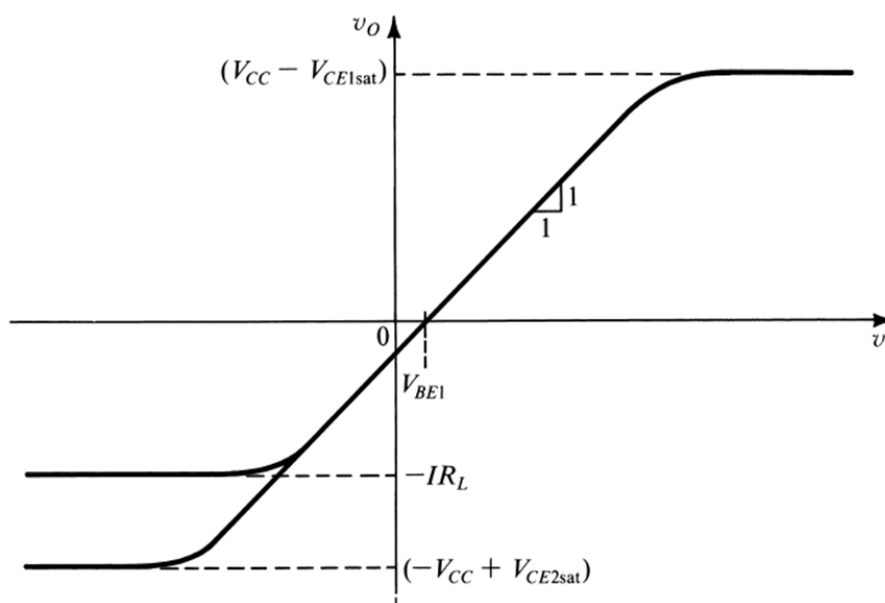
Ανάλογα για το τρανζίστορ  $Q_2$  έχουμε  $I_{C1} = I + i_L$  (3)

Με αντικατάσταση της σχέσης (2) και (3) στην (1) τελικά παίρνουμε

$$v_I = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_L + I}{I_{S1}} + v_O \quad (4)$$

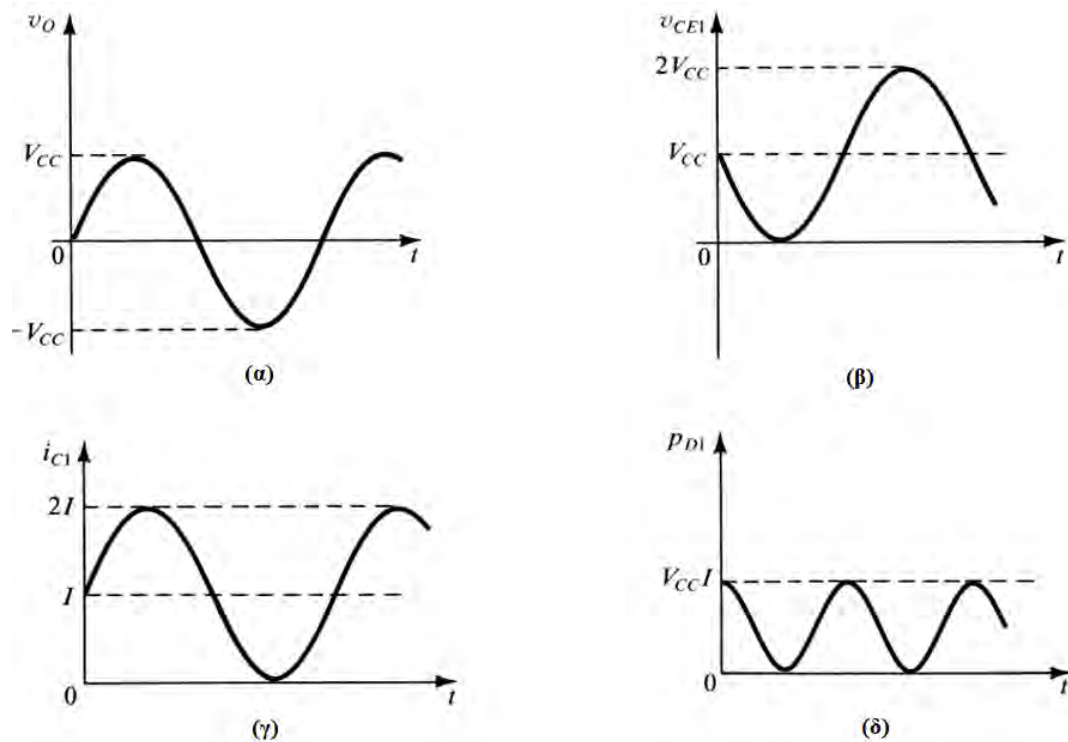
Από τη σχέση (4) φαίνεται η γραμμική εξάρτηση της τάσης εισόδου από την τάση εξόδου το οποίο δίνει στον ενισχυτή τάξης Α το κύριο χαρακτηριστικό του που είναι η χαμηλή παραμόρφωση.

Από τη χαρακτηριστική μεταφοράς του Σχ. 20[31] παρατηρούμε ότι η καλή γραμμικότητα επιτυγχάνεται όταν και τα δύο τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  βρίσκονται στην ενεργό περιοχή. Αν το  $Q_1$  μπει στον κόρο η τάση εξόδου ψαλιδίζεται στο ανώτερο σημείο  $v_{Omax} = V_{CC} - V_{CE1sat}$ , ενώ αν το  $Q_2$  μπει στον κόρο η τάση εξόδου ψαλιδίζεται στο κατώτερο σημείο  $v_{Omin} = -V_{CC} + V_{CE2sat}$ . Η μικρότερη τάση εξόδου επιτυγχάνεται με την προϋπόθεση το ρεύμα πόλωσης να είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο ρεύμα φορτίου έτσι ώστε να μην εμφανιστεί σοβαρός ψαλιδισμός. Έτσι η περιοχή λειτουργίας χωρίς ψαλιδισμό διαμορφώνεται ως εξής  $-V_{CC} + V_{CE2sat} + v_{be1} < v_I < V_{CC} - V_{CE1sat} + v_{be1}$



Σχ. 20: Χαρακτηριστική μεταφοράς ακόλουθου εκπομπού

Στο Σχ. 21[32] παρουσιάζονται οι μέγιστες κυματομορφές εξόδου για ημιτονοειδή είσοδο υπό την προϋπόθεση το ρεύμα πόλωσης να έχει επιλεγεί κατάλληλα ώστε να επιτρέπει στην τάση εξόδου να μεταβάλλεται από  $-V_{CC}$  έως  $+V_{CC}$  (Σχ. 21(α)) και μέγιστο ρεύμα φορτίου ίσο με  $\frac{V_{CC}}{R_L}$  (Σχ. 21(γ)). Στο Σχ. 21(β) φαίνεται η κυματομορφή της  $v_{CE1} = V_{CC} - v_O$  και στο Σχ. 21(δ) η στιγμιαία κατανάλωση ισχύος του τρανζίστορ  $Q_1$  ( $p_{D1} = v_{CE1} i_{C1}$ ).



Σχ. 21: Κυματομορφές σήματος εξόδου

### Κατανάλωση ισχύος και αποδοτικότητα

Η μέση ισχύς εξόδου για την αντίσταση φορτίου χωρίς να εμφανίζεται ψαλιδισμός είναι:  $P_L = \frac{1}{T} \int_0^T \vec{i}_{out} \vec{v}_{out} \sin^2 2\pi f t dt = \frac{1}{2} \vec{i}_{out} \vec{v}_{out}$

Στο μέγιστο φορτίο χωρίς σοβαρό ψαλιδισμό ισχύει:  $I = \vec{i}_{out}$  και  $\vec{v}_{out} = V_{CC} - V_{CE(sat)}$  άρα η μέγιστη ισχύς είναι:  $P_{out,max} = \frac{1}{2} I (V_{CC} - V_{CE(sat)}) \Rightarrow P_{out,max} \cong \frac{1}{2} I V_{CC}$

Το μέσο ρεύμα και η τάση που καταναλώνεται από το τάξης A στάδιο εξόδου είναι:  $I_L = I$  και  $V_L = 2V_{CC}$

Έτσι η ισχύς που τροφοδοτείται στο στάδιο εξόδου είναι:  $P_S = 2V_{CC}I$

Οπότε η μέγιστη αποδοτικότητα είναι:

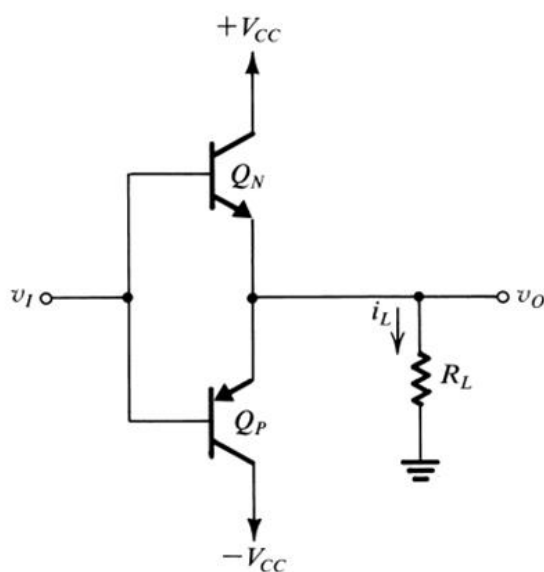
$$n_{max} = \frac{\text{Ισχύς φορτίου}}{\text{Ισχύς τροφοδοσίας}} = \frac{\frac{1}{2} I V_{CC}}{2 V_{CC} I} = 25\%$$

Στην πραγματικότητα η αποδοτικότητα του σταδίου εξόδου τάξης A είναι ακόμα πιο μικρή της τάξεως του 10-20% και αυτό γιατί η τάση εξόδου κρατείται σε χαμηλότερες τιμές για να αποφευχθεί ο κορεσμός των τρανζίστορ και κατά συνέπεια

οι μη γραμμικές παραμορφώσεις λόγω ψαλιδισμού. Έτσι αν και το στάδιο εξόδου τάξης A εμφανίζει πολύ μικρή παραμόρφωση έχει πολύ ‘φτωχή’ αποδοτικότητα.

### Στάδιο εξόδου τάξης B

Το κύριο μειονέκτημα του ενισχυτή τάξης A είναι η φτωχή αποδοτικότητα λόγω της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος ακόμα και με μηδενική έξοδο. Αυτό συνεπάγεται πως πρέπει να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή με μηδενική κατανάλωση όταν  $v_i=0$ . Η λύση δόθηκε με το στάδιο εξόδου τάξης B όπως αυτό παρουσιάζεται στο Σχ. 22[33].

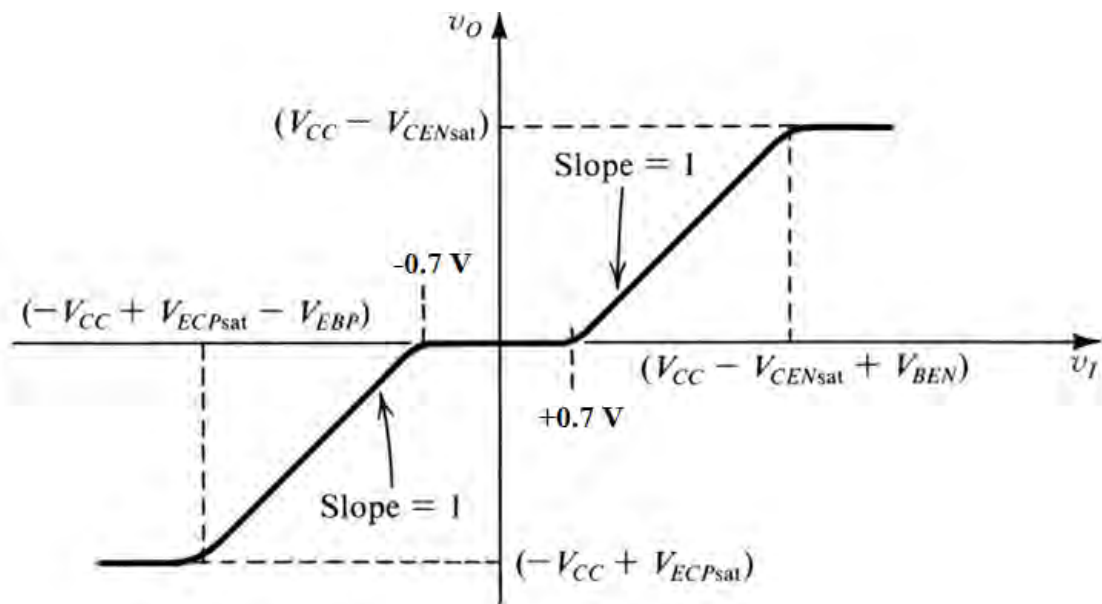


Σχ. 22: Στάδιο εξόδου τάξης B

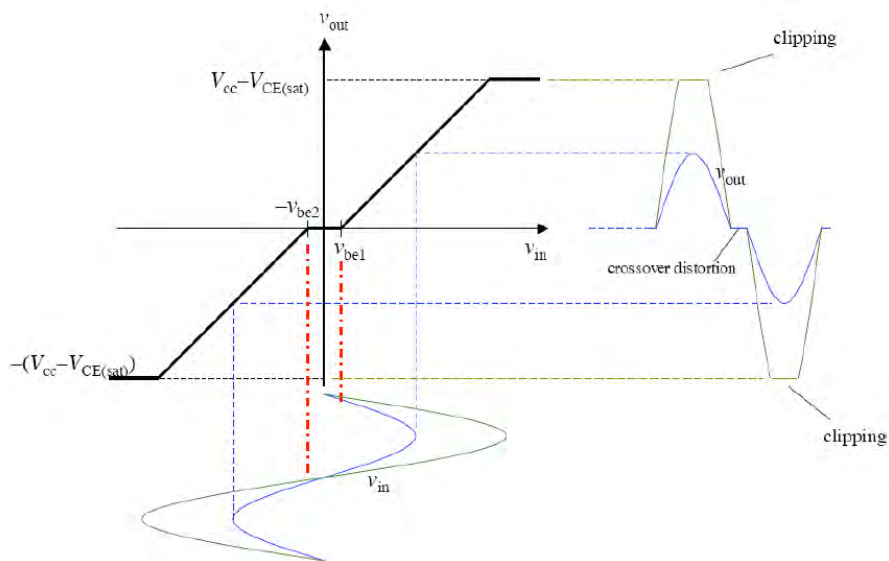
Το κύκλωμα λειτουργεί με push-pull τρόπο δηλαδή για μηδενική τάση εισόδου, αμφότερα τα τρανζίστορ είναι σε αποκοπή και άρα και η τάση εξόδου είναι μηδέν. Καθώς η τάση εισόδου αυξάνεται και ξεπερνά περίπου τα 0.7 V το τρανζίστορ  $Q_N$  αρχίζει να άγει και λειτουργεί ως ακόλουθος εκπομπού. Στην περίπτωση αυτή  $v_o = v_i - v_{BEN(P)}$  και το  $Q_N$  παρέχει το ρεύμα φορτίου. Όταν η είσοδος γίνεται αρνητική περισσότερο από -0.7 V περίπου, το τρανζίστορ  $Q_P$  αρχίζει να άγει και λειτουργεί ως ακόλουθος εκπομπού. Σε αυτή την περίπτωση  $v_o = v_i + v_{BEN}$  το  $Q_P$  παρέχει το ρεύμα φορτίου και το  $Q_N$  βρίσκεται σε αποκοπή.

Στο Σχ. 23[34] παρουσιάζεται η χαρακτηριστική μεταφοράς του σταδίου εξόδου τάξης B. Αυτό που αξίζει να παρατηρήσουμε είναι ότι στην περιοχή όπου -0.7 έως +0.7 όπου το  $v_i$  είναι μηδέν και η  $v_o$  είναι μηδέν. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο να παραμορφώνεται κοντά στο  $v_i=0$  αυτό ονομάζεται παραμόρφωση περάσματος (crossover distortion). Η επίπτωση του crossover

distortion στο σήμα εξόδου φαίνεται χαρακτηριστικά στο Σχ. 24[35]. Τέλος να αναφέρουμε ότι ο ψαλιδισμός συμβαίνει για τις ίδιες τιμές με το τάξης A στάδιο εξόδου.



Σχ. 23: Χαρακτηριστική μεταφοράς σταδίου εξόδου τάξης B



Σχ. 24: Παραμόρφωση περάσματος

### Κατανάλωση ισχύος και αποδοτικότητα

Για τον υπολογισμό της αποδοτικότητας θα αγνοήσουμε την παραμόρφωση περάσματος και θα υπολογίσουμε την ισχύ εισόδου και την ισχύ που δίνεται στο φορτίο για ημιτονοειδές σήμα εξόδου  $\vec{V}_o$ . Το ρεύμα που προέρχεται από την

τροφοδοσία ( $\pm V_{CC}$ ) είναι  $I_S = \frac{1}{\pi} \frac{\vec{V}_o}{R_L}$  και άρα η συνολική ισχύς των τροφοδοτικών είναι

$$P_S = \frac{2\vec{V}_o}{\pi R_L} V_{CC}$$

Η ισχύς που δίνεται στο φορτίο είναι  $P_L = \frac{1\vec{V}_o^2}{2R_L}$

Συνεπώς η αποδοτικότητα είναι  $n = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\frac{1\vec{V}_o^2}{2R_L}}{\frac{2\vec{V}_o}{\pi R_L} V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{\vec{V}_o}{V_{CC}}$  η οποία παίρνει την μέγιστη

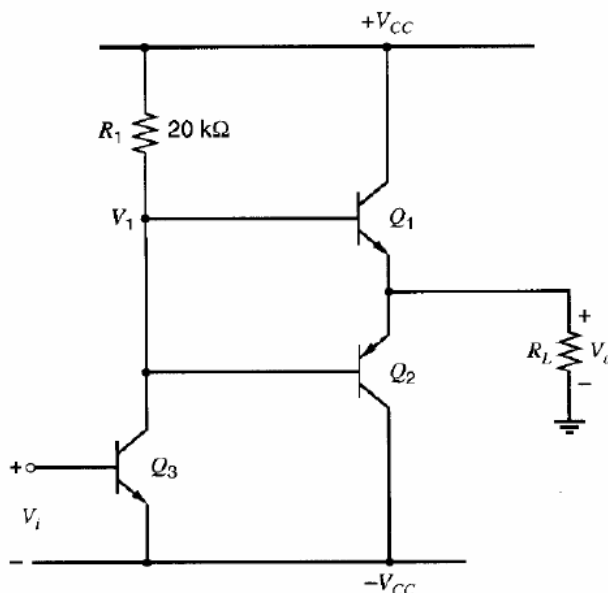
τιμή της όταν η τάση εξόδου  $\vec{V}_o$  είναι η μεγαλύτερη δυνατή χωρίς ψαλιδισμό δηλαδή όταν ισχύει  $\vec{V}_o = V_{CC} - V_{CE(sat)} \cong V_{CC}$ . Τότε έχουμε αποδοτικότητα  $n \cong 78\%$ .

Όσον αναφορά την κατανάλωση ισχύος η τάξη B για μηδενική έξοδο είναι μηδέν, σε αντίθεση με την τάξη A που στη συγκεκριμένη τιμή εμφανίζει μέγιστη κατανάλωση ισχύος. Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο στάδιο εξόδου τάξης B είναι

$$P_D = P_S - P_L \Rightarrow P_D = \frac{2\vec{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} - \frac{1\vec{V}_o^2}{2R_L} \text{ με χειρίστη περίπτωση για } \vec{V}_o = \frac{2}{\pi} V_{CC} \text{ και}$$

$$P_{DNMAX} = P_{DPMAX} = \frac{\vec{V}_o^2}{\pi^2 R_L} \text{ για τη συγκεκριμένη ισχύ η αποδοτικότητα υπολογίζεται } n = 50\%.$$

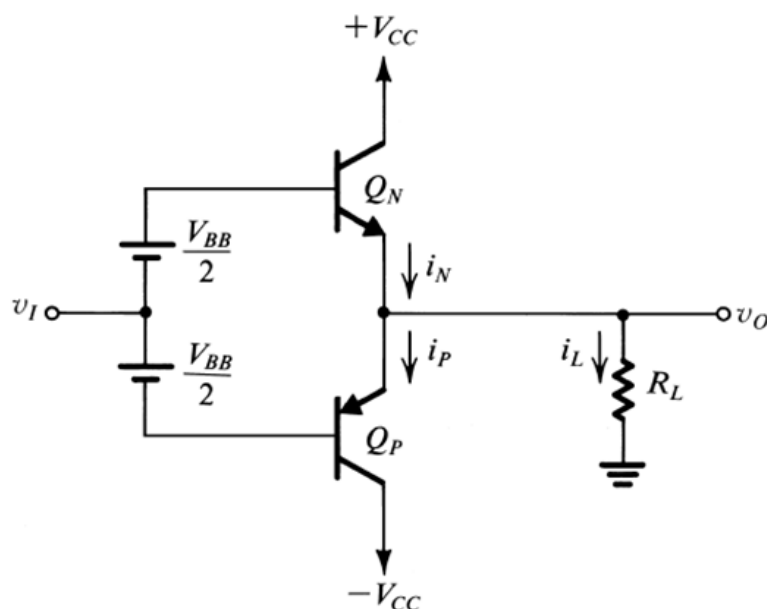
Στο Σχ. 25[36] παρουσιάζεται μια πρακτική υλοποίηση σταδίου εξόδου τάξης B.



Σχ. 25: Πρακτική υλοποίηση τάξης B

## Τάξη AB

Τα στάδια εξόδου σε τάξη AB όπως αυτό παρουσιάζεται στο Σχ. 26[37] δημιουργήθηκαν για την εξάλειψη της παραμόρφωσης περάσματος (crossover distortion).



Σχ. 26: Στάδιο εξόδου τάξης AB

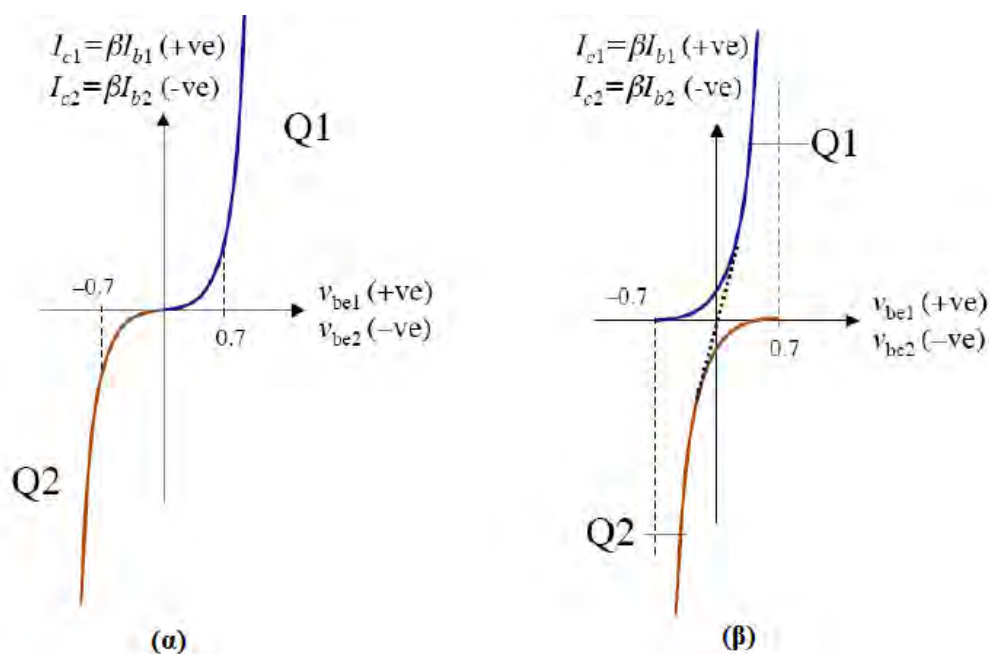
Για να περιορίσουμε λοιπόν την παραμόρφωση περάσματος πολώνουμε τα συμπληρωματικά τρανζίστορ με ένα πολύ μικρό ρεύμα ηρεμίας κοντά στο σημείο περάσματος  $v_I=0$ . Στην ουσία τα τρανζίστορ δεν μπαίνουν στην αποκοπή. Αυτό γίνεται εφαρμόζοντας μια τάση πόλωσης  $V_{BB}$  στους εκπομπούς των τρανζίστορ  $Q_N$  και  $Q_P$  τέτοια ώστε να εμφανίζεται μια τάση  $\frac{V_{BB}}{2}$  για  $v_I=0$  και  $v_O=0$  στην ένωση βάσης εκπομπού του κάθε τρανζίστορ. Όταν λοιπόν η  $v_I$  ξεπεράσει μια συγκεκριμένη θετική (αρνητική) τιμή, η τάση στη βάση του  $Q_N$  ( $Q_P$ ) αυξάνεται (μειώνεται) κατά το ίδιο ποσό και η έξοδος γίνεται θετική (αρνητική) σχεδόν ίδιας τιμής  $v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN(P)}$ .

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής: για θετικές τάσεις εισόδου, το ρεύμα φορτίου παρέχεται από το  $Q_N$ , το οποίο λειτουργεί ως ακόλουθος εκπομπού. Ταυτόχρονα, το  $Q_P$  άγει ρεύμα το οποίο μειώνεται καθώς η  $v_O$  αυξάνεται. Για αρνητικές τάσεις εισόδου, το  $Q_P$  παρέχει το ρεύμα φορτίου και λειτουργεί σαν ακόλουθος εκπομπού εξόδου, ενώ το  $Q_N$  άγει ρεύμα το οποίο γίνεται διαρκώς μικρότερο, όσο η  $v_I$  γίνεται αρνητικότερη.

Συμπερασματικά, το στάδιο εξόδου τάξης AB λειτουργεί με τον ίδιο τρόπο με του τάξης B, με τη μόνη διαφορά ότι για μικρές τιμές της τάσης εισόδου άγουν και τα δύο

τρανζίστορ και η τάση εισόδου αυξάνεται ή μειώνεται, η λειτουργία του κυκλώματος αναλαμβάνεται από το ένα από τα δύο τρανζίστορ. Λόγω της ομαλής μετάβασης, η παραμόρφωση περάσματος σχεδόν εξαφανίζεται. Το μικρό ρεύμα συλλέκτη που αναγκάζει τα τρανζίστορ να μην μπαίνουν σε αποκοπή και να άγουν περισσότερο από μισό κύκλο για μηδενική τάση εισόδου, είναι πολύ μικρότερο από το αντίστοιχο ρεύμα της τάξης A. Τέλος να αναφέρουμε ότι η κατανάλωση ισχύος και η αποδοτικότητα του σταδίου εξόδου τάξης AB είναι ίδιες με αυτές της τάξης B δηλαδή  $n \cong 78\%$ .

Στο Σχ. 27 παρουσιάζεται μια σύγκριση των χαρακτηριστικών ρεύματος-τάσης των δύο σταδίων εξόδου που φαίνεται καθαρά ο τρόπος λειτουργίας αυτών όπως και η εξάλειψη του crossover distortion.



Σχ. 27: Χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης τάξης B (α) και τάξης AB (β)

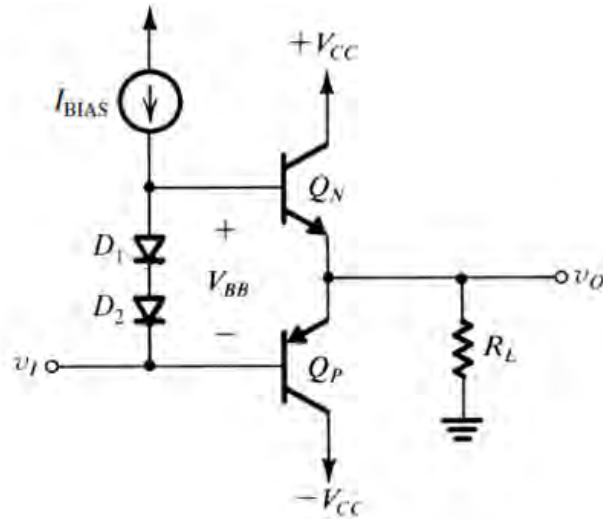
## Πόλωση των σταδίων εξόδου τάξης AB

### Πόλωση με χρήση διόδων

Στο Σχ. 28[38] παρουσιάζεται μια τεχνική δημιουργίας της τάση πόλωσης  $V_{BB}$  μέσω ενός σταθερού ρεύματος  $I_{BIAS}$  διαμέσου ενός ζεύγους διόδων  $D_1$  και  $D_2$ . Σε ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων οι οποίοι παρέχουν μεγάλες ποσότητες ισχύος στην έξοδό τους, τα τρανζίστορ εξόδου έχουν μεγάλες διαστάσεις. Οι διόδοι όμως δεν χρειάζεται να είναι μεγάλες και έτσι το ρεύμα ηρεμίας που  $I_Q$  στα τρανζίστορ  $Q_N$  και  $Q_P$  δίνεται από τη σχέση  $I_Q = n I_{BIAS}$  όπου  $n$  είναι ο λόγος του εμβαδού ένωσης εκπομπού των τρανζίστορ προς το εμβαδό ένωσης των διόδων πόλωσης. Το αποτέλεσμα είναι όταν



το ρεύμα πόλωσης των διόδων μειώνεται λόγω της παροχής ρεύματος από το στάδιο εξόδου στο φορτίο, η τάση πόλωσης  $V_{BB}$  θα μειώνεται και αυτή. Η μείωση αυτή όμως έχει τον ίδιο ρυθμό με τη μείωση λόγω θερμικής φυγής του  $V_{BEN} + V_{EBP}$  ( $V_{BE}$  μειώνεται με ρυθμό περίπου  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) και έτσι το  $I_Q$  παραμένει σταθερό. Αν και η πόλωση με χρήση διόδων παρέχει θερμική σταθεροποίηση στο ρεύμα ηρεμίας του σταδίου εξόδου, η υλοποίηση λόγω εμβαδών σε ενισχυτές με διακριτά στοιχεία είναι πολύ δύσκολη και για αυτό αποφεύγεται.

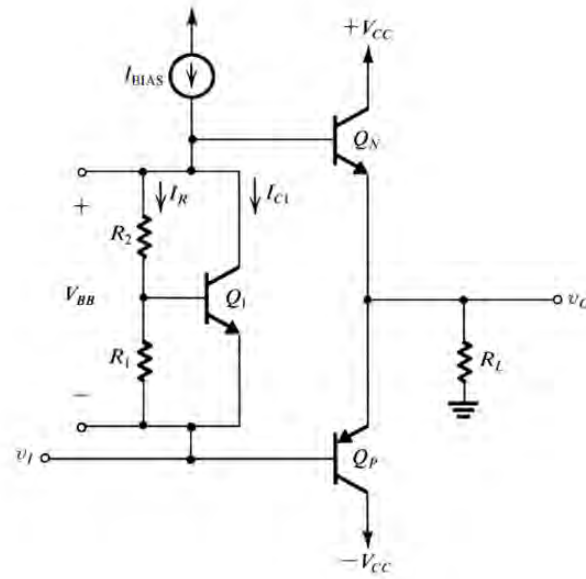


Σχ. 28: Πόλωση με χρήση διόδων

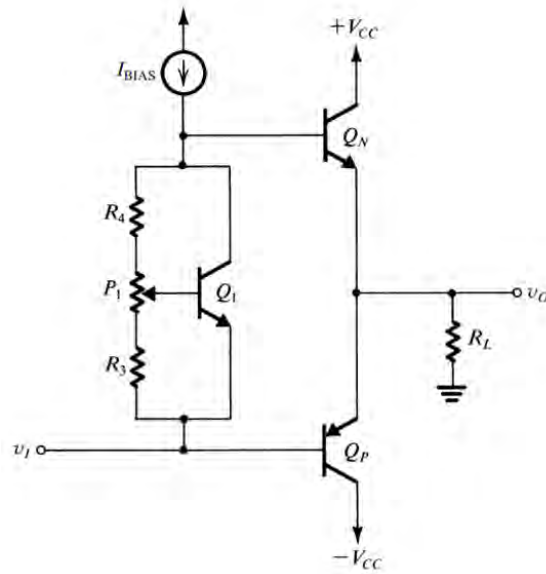
### Πόλωση με χρήση πολλαπλασιαστή $V_{BE}$

Ο συνηθέστερος ίσως τρόπος πόλωσης του σταδίου εξόδου τάξης AB όταν αυτό χρησιμοποιείται σε ενισχυτές ήχου με διακριτά στοιχεία, είναι ο πολλαπλασιαστής  $V_{BE}$ . Η υλοποίηση του κυκλώματος φαίνεται στο Σχ. 29[39]. Εάν αγνοήσουμε το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ  $Q_1$ , τότε οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  θα διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα  $I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1}$  και η τάση  $V_{BB}$  θα είναι  $V_{BB} = I_R(R_1 + R_2) = V_{BE1}(1 + \frac{R_1}{R_2})$ . Στη σχεδίαση κυκλωμάτων με διακριτά στοιχεία η ρύθμιση του λόγου των αντιστάσεων γίνεται με τη χρήση ενός ποτενσιόμετρου, το οποίο ρυθμίζεται ώστε να δώσει την επιθυμητή τιμή ρεύματος ηρεμίας  $I_Q$  και το κύκλωμα μετασχηματίζεται σε αυτό του Σχ. 30[40].

Παρόμοια με την πόλωση με διόδους, έτσι και ο πολλαπλασιαστής  $V_{BE}$  παρέχει θερμική σταθεροποίηση του ρεύματος ηρεμίας  $I_Q$ . Αυτό ισχύει ιδιαίτερα αν  $R_1 = R_2$  και το τρανζίστορ  $Q_1$  βρίσκεται σε στενή θερμική επαφή με τα τρανζίστορ εξόδου.



Σχ. 29: Πόλωση με τη χρήση πολλαπλασιαστή  $V_{BE}$



Σχ. 30: Πόλωση με τη χρήση ποτενσιόμετρου στον πολλαπλασιαστή  $V_{BE}$

### 2.5.3. Θερμική ανάλυση διπολικών τρανζίστορ ισχύος [41]

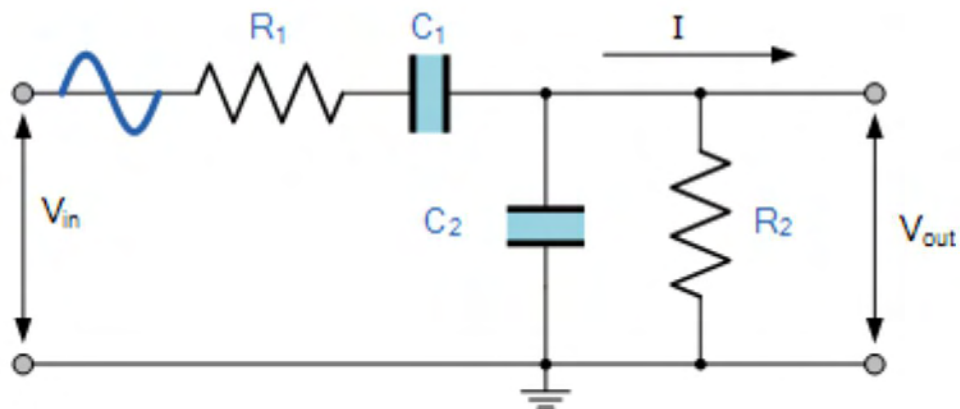
Τα τρανζίστορ τα οποία πρέπει να άγουν ρεύματα της τάξης του ampere και να αντέχουν ισχύ δεκάδων Watt ονομάζονται τρανζίστορ ισχύος. Τα συγκεκριμένα τρανζίστορ όπως έχουμε προαναφέρει είναι αρκετά μεγαλύτερα και διαφέρουν πολύ ως προς τη φυσική δομή τους και τις προδιαγραφές από τα απλά τρανζίστορ που έχουν να διαχειριστούν ασθενή σήματα. Τρανζίστορ ισχύος χρησιμοποιούνται στη κατασκευή σταδίων εξόδου. Τα συγκεκριμένα τρανζίστορ καταναλώνουν μεγάλες ποσότητες ισχύος στις ενώσεις συλλέκτη-βάσης. Η ισχύς που καταναλώνεται μετατρέπεται σε θερμότητα η οποία αυξάνει τη θερμοκρασία ένωσης  $T_J$ . Η συγκεκριμένη θερμοκρασία πρέπει να κρατείται μικρότερη από μια μέγιστη τιμή  $T_{JMAX}$  (150-200 °C) αλλιώς το τρανζίστορ κινδυνεύει να καταστραφεί. Έτσι όπως γίνεται κατανοητό ο σχεδιαστής πρέπει να λάβει μέτρα ώστε η θερμοκρασία αυτή να κρατείται στα επιθυμητά επίπεδα.

Η θερμότητα που αναπτύσσεται πάνω στην ένωση του τρανζίστορ απάγεται προς τη συσκευασία του και από αυτήν προς το περιβάλλον. Στην περίπτωση ηρεμίας που το τρανζίστορ καταναλώνει ισχύ  $P_D$  η άνοδος της θερμοκρασίας της ένωσης σε σχέση με τη θερμοκρασία περιβάλλοντος μπορεί να εκφραστεί ως  $T_J - T_A = \theta_{JA} P_D$  όπου  $\theta_{JA}$  είναι η θερμική αντίσταση μεταξύ ένωσης και περιβάλλοντος και μετράται σε °C/W. Άρα εφόσον θέλουμε να καταναλώνουμε μεγάλα ποσά ισχύος χωρίς να αυξάνεται η θερμοκρασία ένωσης πάνω από την  $T_{JMAX}$  πρέπει να έχουμε μικρότερη δυνατή τιμή θερμικής αντίστασης. Επίσης ισχύει  $\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA}$  όπου  $\theta_{JC}$  είναι η θερμική αντίσταση μεταξύ ένωσης και συσκευασίας του τρανζίστορ και  $\theta_{CA}$  είναι η θερμική αντίσταση μεταξύ συσκευασίας και περιβάλλοντος. Εφόσον με την επιλογή ενός τρανζίστορ η τιμή  $\theta_{JC}$  δεν μπορεί να αλλάξει ο σχεδιαστής πρέπει να βρει τρόπο μείωσης της  $\theta_{CA}$ . Αυτό είναι εφικτό με την πρόσδεση του τρανζίστορ πάνω σε μια εξωτερική μεταλλική επιφάνεια (ψήκτρα) και έτσι η θερμότητα απάγεται με ευκολία από την συσκευασία του τρανζίστορ στην μεταλλική επιφάνεια η οποία εμφανίζει μικρή θερμική αντίσταση  $\theta_{CS}$ . Στη συνέχεια η θερμότητα απάγεται εύκολα από την ψήκτρα προς το περιβάλλον με μικρή θερμική αντίσταση  $\theta_{SA}$ . Και άρα έχουμε  $\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA}$ .

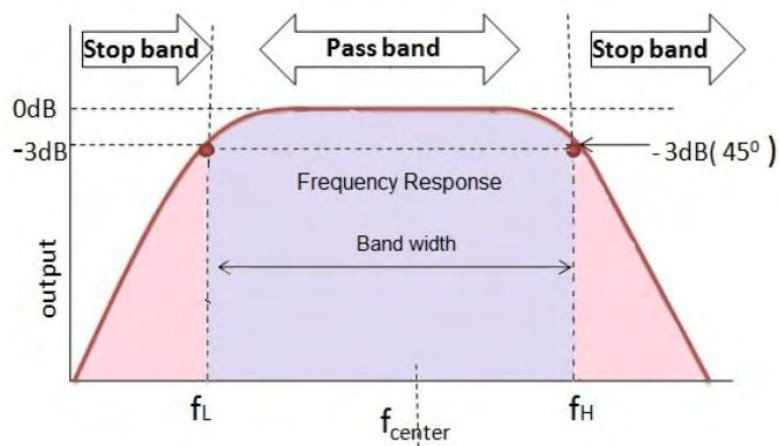
Ο σχεδιαστής λαμβάνοντας όλα τα παραπάνω υπόψη μπορεί να υπολογίσει το μέγεθος της ψήκτρας που απαιτείται δηλαδή της  $\theta_{SA}$  σύμφωνα με τον τύπο  $T_J - T_A = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) P_D$ , έχοντας σαν δεδομένο από τον κατασκευαστή μια καμπύλη της  $P_{DMAX}$  ως προς τη θερμοκρασία συσκευασίας του τρανζίστορ  $T_C$  και της  $\theta_{JC}$ .

## 2.6. Φίλτρα εισόδου

Το σήμα που οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων δεν είναι ιδανικό και άρα περιέχει παρεμβολές. Οι οποίες οφείλονται σε θορυβώδη τροφοδοσία, σε RF σήματα που παρεμβάλλονται λόγω μη σωστά μονωμένων καλωδίων και θόρυβο που εισάγεται από την προενισχυτική βαθμίδα. Για να αποφύγουμε λοιπόν οι συγκεκριμένες παρεμβολές να αλλοιώσουν την τελική μορφή του σήματος εξόδου, εισάγουμε κυκλωματικές διατάξεις που καλούνται φίλτρα, πριν τη βαθμίδα εισόδου του ενισχυτή. Στις περισσότερες περιπτώσεις χρησιμοποιούνται φίλτρα διέλευσης ζώνης συχνοτήτων ή αλλιώς ζωνοδιαβατά φίλτρα δευτέρου βαθμού. Το κύκλωμα ενός τέτοιου φίλτρου όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 31[42] επιτρέπει την διέλευση συγκεκριμένης ζώνης συχνοτήτων. Πιο συγκεκριμένα το κάτω όριο καθορίζεται συνήθως λίγο κάτω από τα 5Hz ενώ το άνω όριο καθορίζεται σε τιμές κοντά στα 200 KHz. Στο Σχ. 32[43] βλέπουμε την απόκριση συχνότητας ενός ζωνοδιαβατού φίλτρου.



Σχ. 31: Ζωνοδιαβατό φίλτρο



Σχ. 32: Απόκριση συχνότητας ζωνοδιαβατού φίλτρου

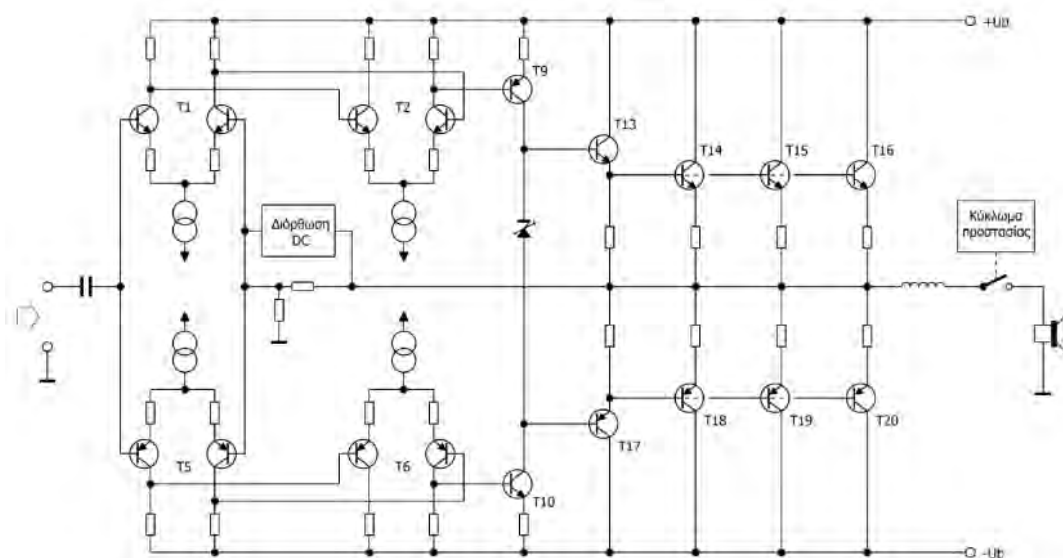
## Κεφάλαιο 3

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί αρχικά η πλήρης τοπολογία του ενισχυτή ισχύος που επιλέχθηκε. Μετέπειτα θα γίνει ανάλυση των σταδίων του ενισχυτή τόσο σε θεωρητικό επίπεδο όσο και σε λογισμικό προσομοίωσης. Τέλος θα γίνει προσομοίωση ολόκληρου του κυκλώματος και θα παρουσιαστούν τα τελικά αποτελέσματα απόδοσης του ενισχυτή.

### 3.1. Εισαγωγή

Στο Σχ. 33[44] παρουσιάζεται το απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος που επιλέχθηκε. Το συγκεκριμένο σχέδιο της ενισχυτικής διάταξης αντλήθηκε από το περιοδικό ΕΛΕΚΤΟΡ [45]. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής σχεδιάστηκε έτσι ώστε να αποδίδει ισχύ 50-60 Watt (RMS) και να έχει αρκετά υψηλή απόδοση ακόμα και για μικρά φορτία 2Ω. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά του είναι η αρχιτεκτονική τριών σταδίων όπως αυτή αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Επίσης βλέπουμε τη συμμετρική σχεδίαση που έχει επιλεγεί για περαιτέρω βελτίωση της ευστάθειας και της γραμμικότητας του κάθε σταδίου. Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι θα γίνει προσπάθεια ώστε το κέρδος ανοικτού βρόχου να κρατηθεί όσο γίνεται σε χαμηλότερα επίπεδα, ώστε και η ποσότητα της ανατροφοδότησης να μπορεί να κρατηθεί μικρή. Αν και όπως έχουμε δείξει παραπάνω μεγάλη ποσότητα αρνητικής ανάδρασης μπορεί να μας προσφέρει χαμηλή αρμονική παραμόρφωση, το μεγάλο κέρδος ανοικτού βρόχου που αυτή συνεπάγεται δημιουργεί ένα σοβαρό μειονέκτημα. Αυτό είναι η εισαγωγή παραμορφώσεων διάβασης και μεταβατικής ενδοδιαμόρφωσης (TIMD) λόγω υψηλών σημάτων εισόδου με φασματικό περιεχόμενο έξω από το φάσμα ανοικτού βρόχου. Για αυτούς του λόγους επιλέχθηκε η ελάττωση του κέρδους ανοικτού βρόχου και η αύξηση του εύρους ζώνης, αν και έχουμε αύξηση της εισαγωγής αρμονικών παραμορφώσεων υψηλότερης τάξης στο σήμα. Οι οποίες όμως στην πραγματικότητα δε γίνονται αντιληπτές από την ανθρώπινη ακοή όσο οι παραμορφώσεις διάβασης και μεταβατικής ενδοδιαμόρφωσης (TIMD) [46]. Τελικός στόχος στη σχεδίαση είναι οι διάφορες βαθμίδες να συνεισφέρουν ένα μικρότερο μέρος της συνολικής ενίσχυσης, γεγονός που επιτρέπει την παραμόρφωση της κάθε βαθμίδας να κρατηθεί σε χαμηλά επίπεδα.

Οι προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν έχουν γίνει με τη χρήση του λογισμικού Advance Design Systems (ADS) της Keysight Technologies.



Σχ. 33: Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα του ενισχυτή

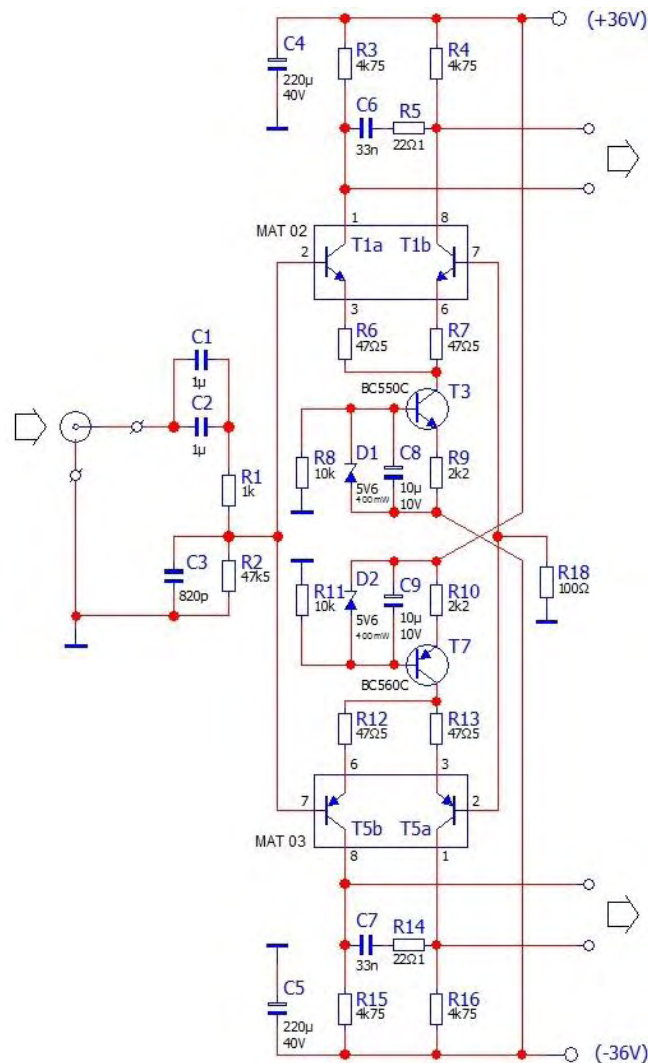
### 3.2. Στάδιο εισόδου

Όπως έχουμε δει και παραπάνω η λειτουργία της βαθμίδας εισόδου είναι να αφαιρεί το σήμα ανάδρασης από το σήμα εισόδου και να ενισχύει το νέο σήμα σφάλματος, κρατώντας τις παρεμβολές από θόρυβο και παραμόρφωση σε χαμηλά επίπεδα. Το στάδιο εισόδου είναι ένα στάδιο διαγωγιμότητας και παίζει σημαντικό ρόλο στον καθορισμό του κέρδους ανοιχτού βρόχου, ο οποίος με την σειρά του επηρεάζει τόσο τη σταθερότητα όσο και την ολική παραμόρφωση του ενισχυτή. Ο διαφορικός ενισχυτής αποτελεί ιδανική επιλογή ως βαθμίδα εισόδου του τελεστικού ενισχυτή και αυτό γιατί δίνει υψηλό διαφορικό κέρδος, έχει μεγάλο λόγο απόρριψης κοινού σήματος και παρουσιάζει μεγάλη αντίσταση εισόδου. Τέλος να αναφέρουμε ότι τα τρανζίστορ πρέπει να είναι όσο γίνεται περισσότερο ταιριασμένα μεταξύ τους για να αποφύγουμε όσο το δυνατόν να έχουμε μετατόπιση της τάσης της εισόδου και να αποφευχθεί η δημιουργία παραμόρφωσης.

#### Πλήρες μοντέλο της διαφορικής βαθμίδας εισόδου

Στο Σχ. 34 βλέπουμε το πλήρες μοντέλο της διαφορικής βαθμίδας εισόδου. Η είσοδος προστατεύεται από συνεχείς τάσεις και σήματα πολύ χαμηλών συχνοτήτων με τους πυκνωτές σύζευξης  $C_1$  και  $C_2$  οι οποίοι μπορούν να παραληφθούν αν ο προενισχυτής που θα χρησιμοποιηθεί έχει ήδη ένα πυκνωτή στην βαθμίδα εξόδου του. Οι πυκνωτές σύζευξης ακολουθούνται από ένα βαθυπερατό φίλτρο που αποτελείται από την  $R_1$  και τον  $C_3$  το οποίο περιορίζει το εύρος ζώνης του σήματος εισόδου στα 180 kHz. Η συμμετρική διαφορική ενισχυτική βαθμίδα εισόδου αποτελείται από τα ταιριασμένα ζεύγη τρανζίστορ  $T_1$  και  $T_5$  τα οποία ελέγχονται από τις πηγές ρεύματος  $T_3$  και  $T_7$  αντίστοιχα. Οι πηγές ρεύματος υλοποιούνται με τρανζίστορ των οποίων η τάση πόλωσης και κατ' επέκταση το ρεύμα αναφοράς ρυθμίζεται μέσω των διόδων Zener

και των αντιστάσεων στους εκπομπούς ( $I_C = I_S(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1)$ ). Το κέρδος του ενισχυτή ρυθμίζεται από τις αντιστάσεις συλλέκτη και εκπομπού. Τα δίκτυα  $R_5-C_6$  και  $R_{14}-C_7$  ρυθμίζουν την ολίσθηση φάσης ( $R_5, R_6$ ) και καθορίζουν μέσω αντιστάθμισης επιπορείας ( $C_6, C_7$ ) το εύρος ζώνης ανοιχτού βρόχου στα 500 Hz. Η αντιστάθμιση επιπορείας αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό των ενισχυτών ισχύος γιατί μέσω αυτής καθορίζεται ο ρυθμός ανόδου του ενισχυτή. Τοποθετείται όσο γίνεται πιο κοντά στην είσοδο του ενισχυτή ώστε να εξασφαλίσει τον περιορισμό του σήματος πριν αυτό οδηγηθεί στις επόμενες βαθμίδες [46, 47]. Τέλος οι πυκνωτές  $C_4, C_5, C_8$  και  $C_9$  προστατεύουν το κύκλωμα από διακυμάνσεις της τάσης τροφοδοσίας.



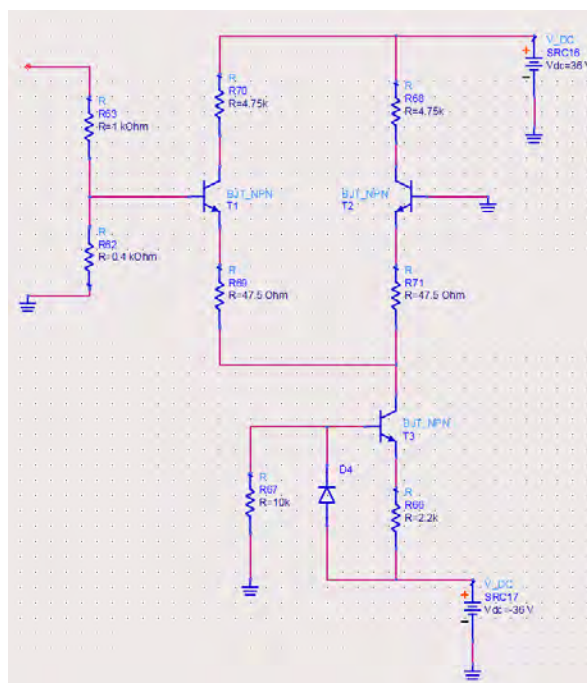
Σχ. 34: Πλήρες μοντέλο βαθμίδας εισόδου

## Παρατηρήσεις

Η θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος θα γίνει μόνο στο πάνω ημικύκλωμα (DC, μικρού σήματος, απόκριση συχνότητας) γιατί λόγω συμμετρίας τα αποτελέσματα θα είναι όμοια και για το κάτω ημικύκλωμα.

## DC Ανάλυση

Στη DC ανάλυση οι πυκνωτές συμπεριφέρονται σαν ανοιχτά κυκλώματα, άρα το κύκλωμα μετατρέπεται σε αυτό του Σχ. 35.  $V_{BE(on)}=0.7$ ,  $\beta=100$  και η D4 είναι δίοδος Zener με  $V_z=5.6$  V.



Σχ. 35: DC ανάλυση σταδίου εισόδου

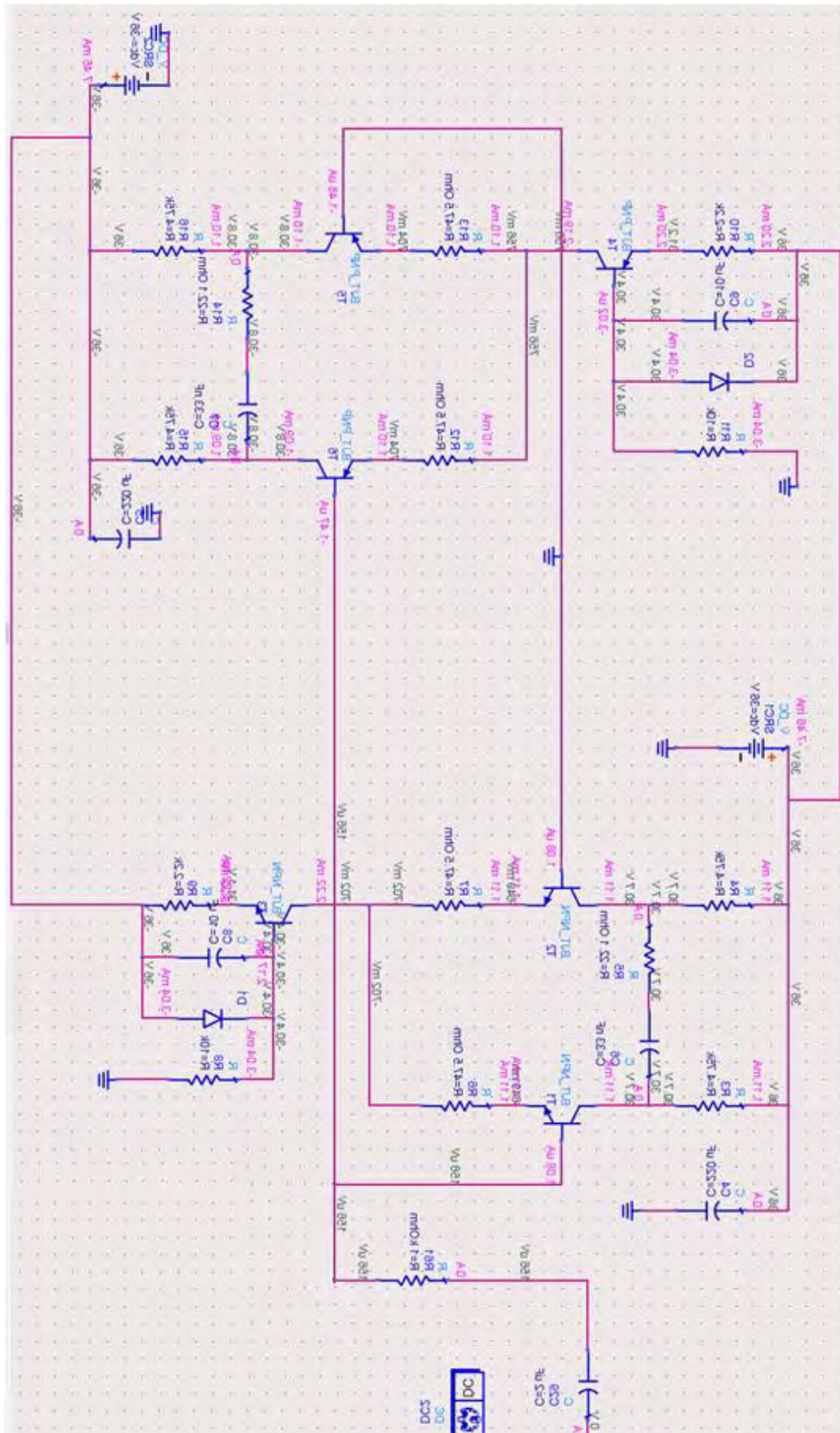
Για το τρανζίστορ T3 έχουμε:  $V_z=V_B=-30.4$  V  $\Rightarrow V_E=-30.4-0.7=-31.1$  V,  
 $I_E = \frac{V_{dc}-V_E}{R_E} = -2,22$  mA,  $I_C = \alpha I_E \cong I_E = 2,22$  mA, όπου  $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$

Επειδή τα τρανζίστορ T1 και T2 είναι ταιριασμένα και έχουν τις ίδιες αντιστάσεις πόλωσης το ρεύμα που θα διαρρέει καθένα από τους εκπομπούς θα είναι:

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{C3} = \frac{2.22}{2} = 1.11$$
 mA,  $I_{C1} = I_{C2} = \alpha I_E \cong I_E = 1,11$  mA,  $V_E=-0.7$  V,  
 $V_{CC} - V_C = I_C * R_C \Rightarrow V_C = 30.7$  V

Τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης της πλήρους βαθμίδας εισόδου παρουσιάζονται στο Σχ. 36.

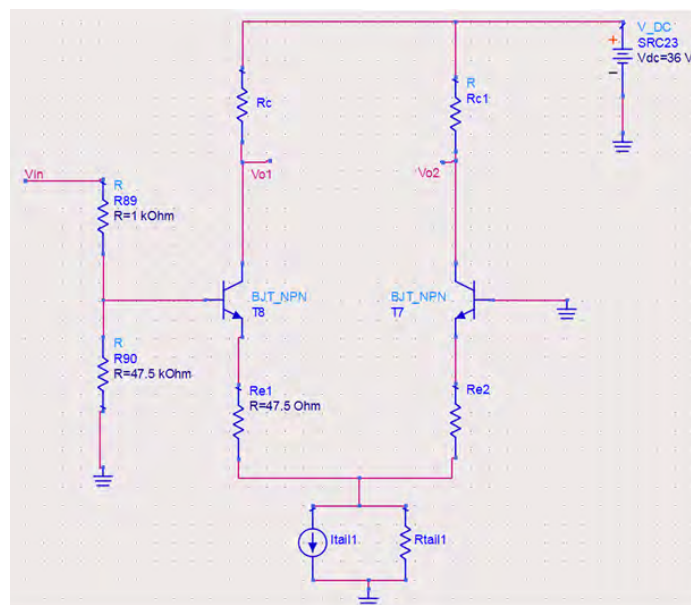




Σχ. 36: DC μεγέθη πόλωσης του πλήρους κυκλώματος

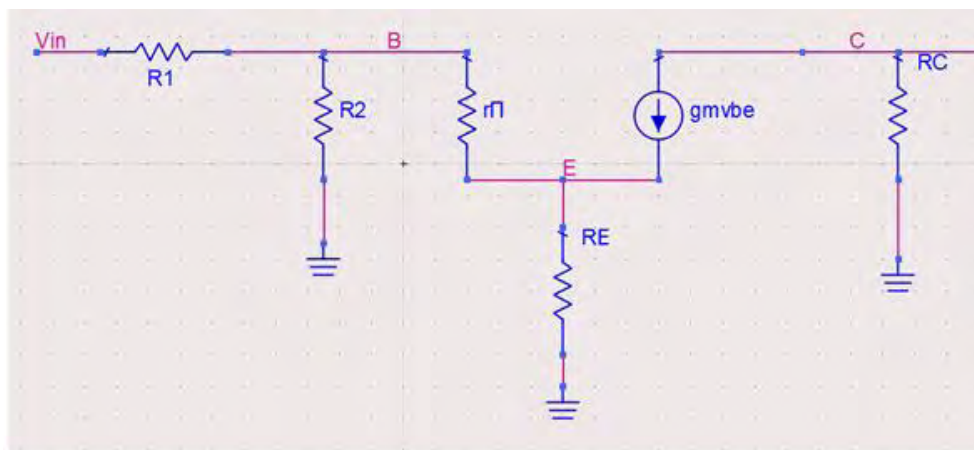
## AC ΑΝΑΛΥΣΗ

Στο τροποποιημένο κύκλωμα του Σχ. 37 οι πυκνωτές σύζευξης είναι αρκετά μεγάλοι και έχουν αντικατασταθεί με βραχυκυκλώματα για τη συχνότητα του σήματος που μας ενδιαφέρει ενώ οι εσωτερικές χωρητικότητες των τρανζίστορ και του βαθυπερατού φίλτρου θεωρούνται ανοιχτά κυκλώματα. Η πηγή ρεύματος που αποτελείται από το τρανζίστορ T3 (Σχ. 35) έχει αντικατασταθεί από το αντίστοιχο κύκλωμα Norton με αντίσταση εξόδου  $R_{tail}$ .



Σχ. 37: Τροποποιημένο κύκλωμα έτοιμο για AC ανάλυση

Πριν παρουσιαστεί το μοντέλο μικρού σήματος για τις μεσαίες συχνότητες, αξίζει να αναφερθεί ότι ο κόμβος μεταξύ των αντιστάσεων  $R_{e1}$  και  $R_{e2}$  μπορεί να θεωρηθεί εικονική γείωση επειδή το δυναμικό σε εκείνο το σημείο δε μεταβάλλεται. Επίσης αν και η είσοδος μας δεν είναι διαφορική και η τάση στους εκπομπούς δεν θα είναι μηδενική η  $R_{tail}$  θα έχει επίδραση στη λειτουργία του κυκλώματος. Ωστόσο επειδή  $R_{tail} \gg R_E + r_e$ , με  $r_e = \frac{V_T}{I_E}$  και  $V_T \cong 25 mV$ . Συνεπώς το σήμα εισόδου μας θα διαρρέεται εξίσου μεταξύ των δύο ενώσεων εκπομπών. Λαμβάνοντας τα παραπάνω υπόψη μπορούμε να προχωρήσουμε στην παρουσίαση του μοντέλου μικρού σήματος για το ημικύκλωμα (Σχ. 38) και τον υπολογισμό του  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  και  $A_d$  αγνοώντας την επίδραση της  $r_o$ .



Σχ. 38: Μοντέλο μικρού σήματος

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 44.4 \frac{mA}{V}, r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 2.25 k\Omega$$

$$\text{Το κέρδος του διαφορικού ημικυκλώματος είναι } A_d = \frac{1}{2} * \left( \frac{-g_m * R_C}{1 + g_m R_E} \right) \cong 33 \frac{V}{V}$$

$$\text{Συνολικό διαφορικό κέρδος } A_d \cong 66 \frac{V}{V} .$$

Το συνολικό κέρδος ανοικτού βρόχου της βαθμίδας εισόδου είναι  $A_{d\_total} = 122 \Rightarrow 42 \text{ dB}$ .

$$R_{in} \cong 2(R_1 + R_2 // (r_{\pi} + (\beta + 1)R_E)) \cong 50 k\Omega \text{ και } R_{out} \cong R_C = 4.75 k\Omega$$

Το κέρδος τάσης κοινού σήματος  $V_o = V_{o1} - V_{o2} = 0$

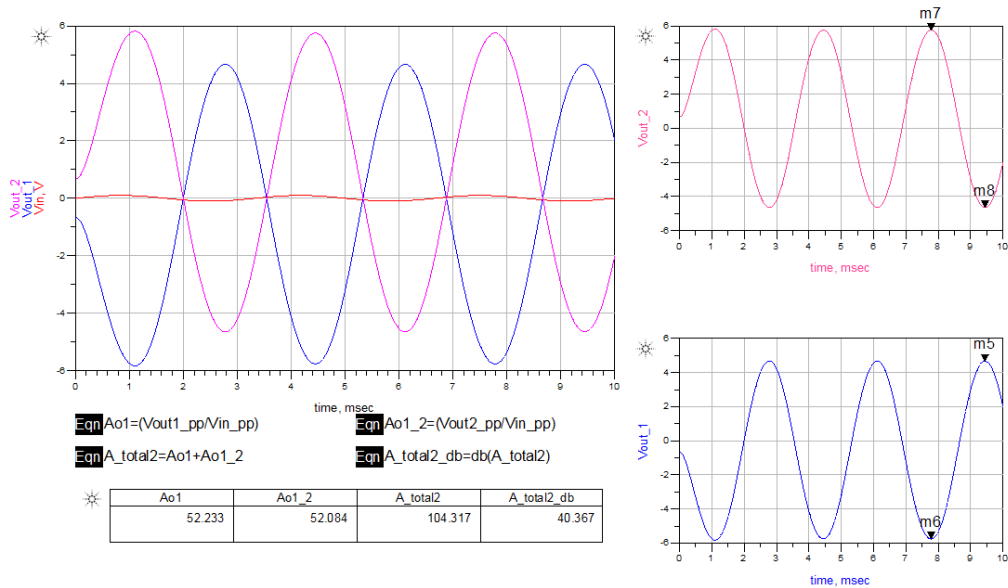
$$\text{άρα η απόρριψη κοινού σήματος ιδανικά είναι } \text{CMMR} = \left( \frac{A_d}{A_{cm}} \right) \cong \infty$$

### Αποτελέσματα προσομοίωσης

Τα αποτελέσματα κέρδους τάσης και η μετατόπιση φάσης του σήματος του ολικού κυκλώματος του σταδίου εισόδου (Σχ. 34) παρουσιάζονται στο Σχ. 39.

### Παρατηρήσεις

- Για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν τα διπολικά τρανζίστορ BC550C και BC560C.
- Τα αποτελέσματα υπολογίστηκαν με σήμα εισόδου συχνότητας 100 Hz και με τάση 10 mV (υπολογίστηκαν και με 100 mV αλλά τα αποτελέσματα ήταν όμοια για αυτό και δεν παρουσιάζονται).
- Στη θεωρητική ανάλυση έχουμε παραβλέψει την  $r_o$  για αυτό και περιμένουμε να έχουμε αποκλίσεις στο κέρδος της θεωρητικής ανάλυσης με την προσομοίωση.

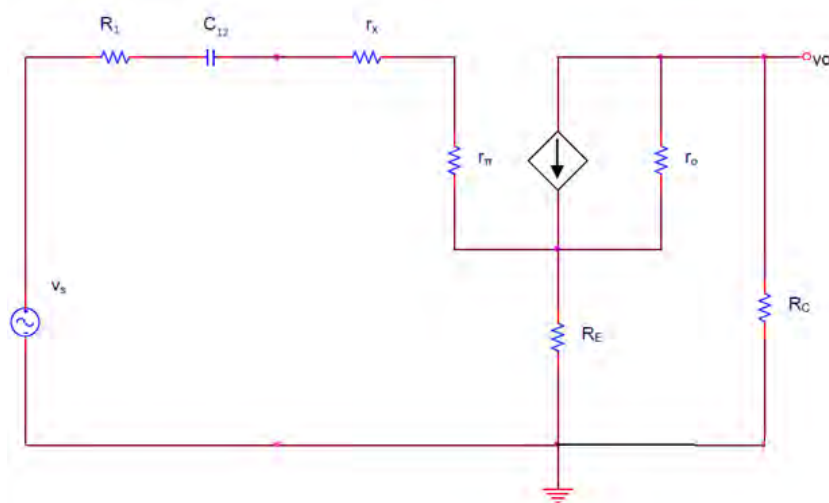


Σχ. 39: Κέρδος βαθμίδας εισόδου από την προσομοίωση

## Απόκριση συχνότητας

### 1. Χαμηλές συχνότητες

Η απόκριση στις χαμηλές συχνότητες επηρεάζεται από τον  $C_1$ ,  $C_2$  του Σχ. 34. Οι εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ  $C_{\pi}$ ,  $C_{\mu}$  και ο  $C_6$  θεωρούνται ανοιχτά κυκλώματα. Το μοντέλο μικρού σήματος στις χαμηλές συχνότητες παρουσιάζεται στο Σχ. 40. Στους υπολογισμούς η  $r_o$  και  $r_{\chi}$  θα παραληφθούν γιατί η επίδρασή τους στις χαμηλές συχνότητες είναι πολύ μικρή.

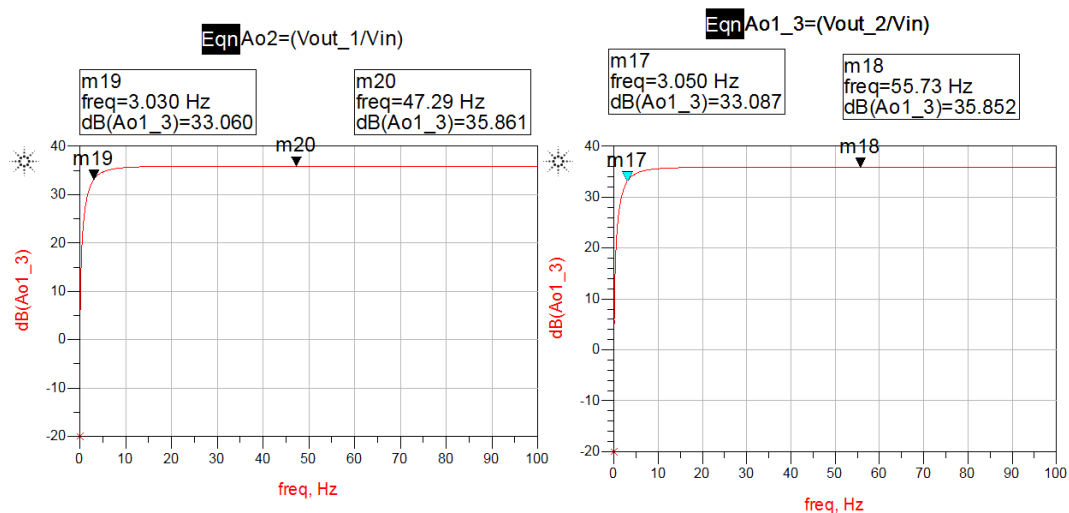


Σχ. 40: Μοντέλο μικρού σήματος χαμηλών συχνοτήτων

Με την επίδραση μόνο του  $C_{12}$  έχουμε:  $\omega_{p1} = \frac{1}{C_{12}(R_1 + (r_{\pi} + (\beta + 1)R_E))} \cong 62 \text{ rad/s}$

Άρα η απόκριση χαμηλών συχνοτήτων προκύπτει:  $f_L = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} \cong 9 \text{ Hz}$ .

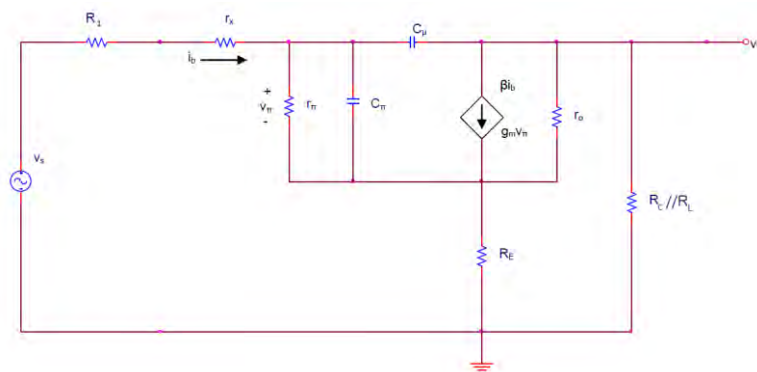
Όπως φαίνεται στο αποτέλεσμα της προσομοίωσης του Σχ. 41 η κάτω -3db συχνότητα είναι κοντά στα  $f_L \cong 3 \text{ Hz}$ .



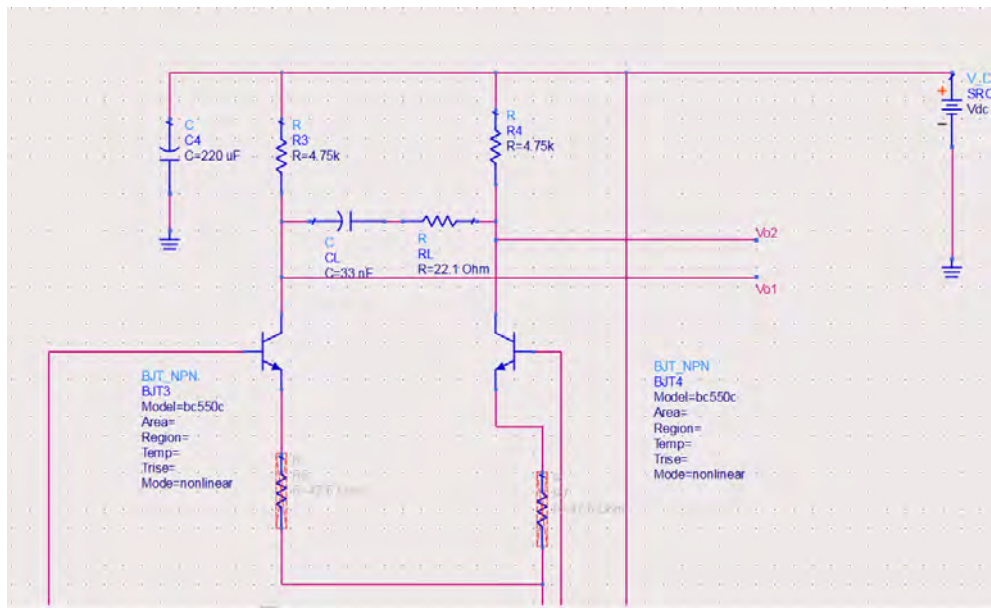
Σχ. 41: Αποτέλεσμα προσομοίωσης για την απόκριση ανοικτού βρόχου του σταδίου εισόδου στις χαμηλές συχνότητες

## 2. Υψηλές συχνότητες

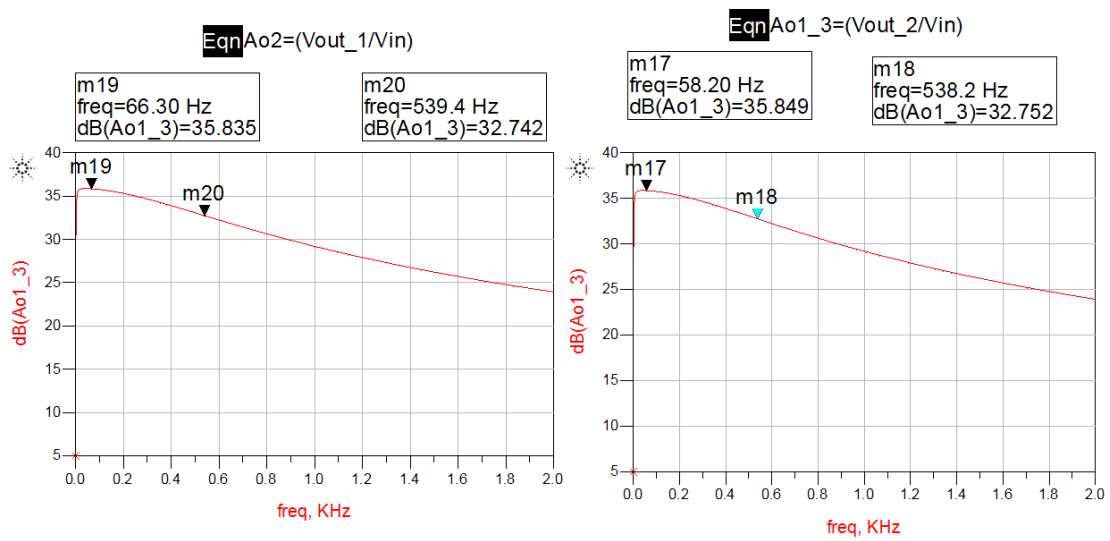
Η απόκριση στις υψηλές συχνότητες επηρεάζεται από τις εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ  $C_{\pi}$  και  $C_{\mu}$  όπως και από τη συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού φίλτρου στην είσοδο η οποία εύκολα μπορεί να υπολογιστεί ότι είναι περίπου στα 150 kHz. Οι  $C_1$ ,  $C_2$  και  $C_c$  θεωρούνται τέλεια βραχυκυκλώματα. Το μοντέλο μικρού σήματος στις υψηλές συχνότητες παρουσιάζεται στο Σχ. 42. Βέβαια ήδη περιμένουμε την πάνω 3db συχνότητα κοντά στα 500 Hz λόγω της επίδρασης του δικτυώματος  $C_L$  και  $R_L$  (Σχ. 43) που περιορίζει το εύρος ζώνης ανοικτού βρόχου στα 500 Hz (Σχ. 44).



Σχ. 42: Μοντέλο μικρού σήματος υψηλών συχνοτήτων



Σχ. 43: Επίδραση  $C_L$  και  $R_L$  στο εύρος ζώνης ανοικτού βρόχου



Σχ. 44: Αποτέλεσμα προσομοίωσης για την απόκριση ανοικτού βρόχου του σταδίου εισόδου στις υψηλές συχνότητες

### 3.3. Στάδιο ενίσχυσης τάσης

Η σχεδίαση του δεύτερου σταδίου όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 45 ακολουθεί τα πρότυπα σχεδίασης που έχουμε συζητήσει στο κεφάλαιο 2.4. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει η επιλογή συμμετρικής βαθμίδας εισόδου επιβάλλει τη χρήση κυκλωματικής διάταξης για το στάδιο ενίσχυσης τάσης με διαφορικούς ενισχυτές σε συμμετρική σχεδίαση [24, 25].

Η βασική λειτουργία του κυκλώματος είναι να μετατρέψει το διαφορικό ενισχυμένο σήμα που προέρχεται από το στάδιο εισόδου σε απλή (single-ended) έξοδο ώστε αυτή να οδηγηθεί στο στάδιο εξόδου. Επίσης η βαθμίδα αυτή είναι που καθορίζει και το τελικό κέρδος του ενισχυτή. Η δεύτερη βαθμίδα λοιπόν αποτελείται από τα ζεύγη τρανζίστορ  $T_2$  και  $T_6$  τα οποία ελέγχονται από τις πηγές ρεύματος  $T_4$  και  $T_8$  αντίστοιχα. Οι συγκεκριμένες πηγές ρεύματος υλοποιούνται με τον συνδυασμό των τρανζίστορ με διόδους LED  $D_3$  και  $D_4$  για την επίτευξη της τάσης αναφοράς που εξασφαλίζει ότι τα τρανζίστορ άγουν. Οι διόδοι εμφανίζουν μια πτώση τάσης στα άκρα τους που καθορίζεται από την αντίσταση  $R_{22}$  και  $R_{27}$  αντίστοιχα, της τάξης των  $V_D = 1.6$  V. Για τη μεγιστοποίηση του εύρους ζώνης ανοικτού βρόχου της συγκεκριμένης βαθμίδας χρησιμοποιήθηκε ένα δικτύωμα αντιστάθμισης προπορείας το οποίο αποτελείται από τους πυκνωτές  $C_{10}$  και  $C_{11}$ .

Η ανάλυση του κυκλώματος μοιάζει πάρα πολύ με αυτήν του σταδίου εισόδου με μόνη διαφορά ότι περιμένουμε μια πτώση στο κέρδος τάσης λόγω της μετατροπής του διαφορικού σήματος σε απλό. Το κέρδος τάσης μπορεί να υπολογιστεί με τον τύπο  $A_d = \frac{1}{2} g_m (R_C // r_o)$  όπου  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$  ( $V_T = 25$  mV),  $r_o = \frac{V_A}{I_C}$  ( $V_A = 100$  V) και  $R_C$  η αντίσταση στον συλλέκτη του τρανζίστορ εξόδου. Έτσι το ολικό κέρδος τάσης της δεύτερης βαθμίδας υπολογίζεται  $A_d = 25 \frac{V}{V} = 27$  db.





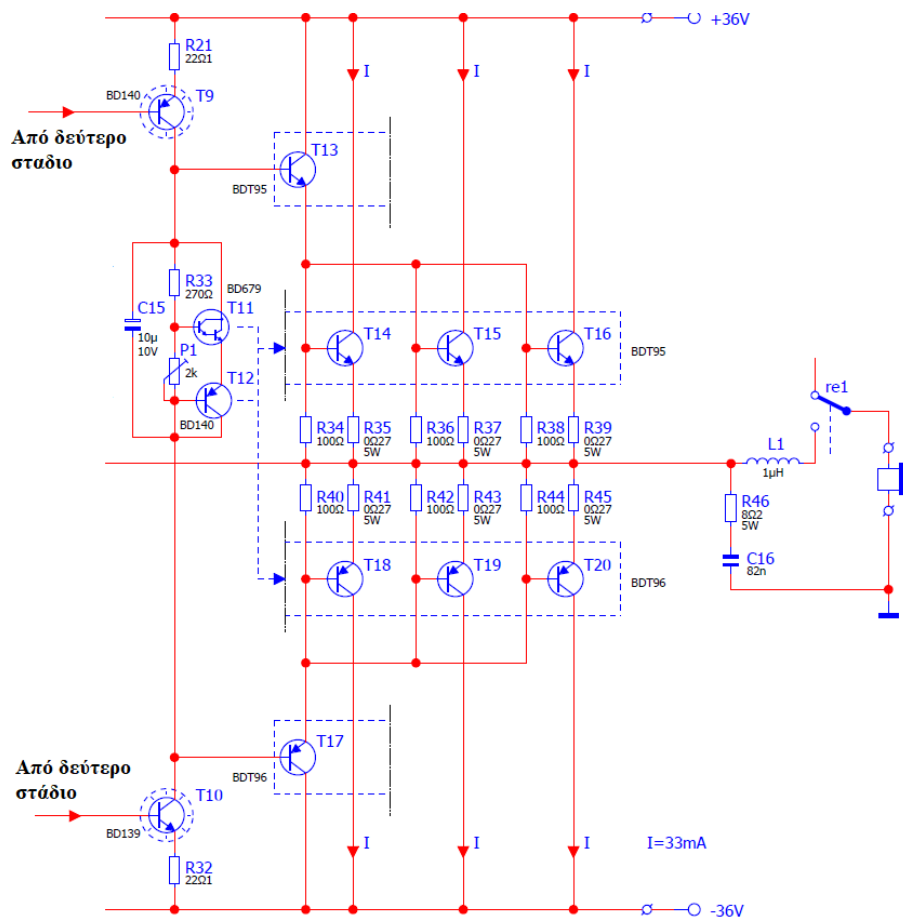
### 3.4. Στάδιο εξόδου

Το στάδιο εξόδου του ενισχυτή ισχύος που επιλέχθηκε, παρουσιάζεται στο Σχ. 46. Η τοπολογία ακολουθεί τα χαρακτηριστικά λειτουργίας της τάξης AB όπως αυτά έχουν παρουσιαστεί παραπάνω με μόνες διαφορές την Darlington push-pull συνδεσμολογία και την παράλληλη σύνδεση των τρανζίστορ εξόδου. Η συνδεσμολογία Darlington έχει χρησιμοποιηθεί για να εξαλειφτεί η μείωση του κέρδους ρεύματος ( $\beta$ ) λόγω της μείωσης του ρεύματος πόλωσης. Με τη μείωση λοιπόν της επίδρασης του ρεύματος συλλέκτη στο κέρδος ρεύματος μειώνεται σημαντικά η εμφάνιση παραμορφώσεων.

Αναλυτικότερα τα τρανζίστορ  $T_9$  και  $T_{10}$  αποτελούν ελεγχόμενες πηγές ρεύματος με ρεύμα ηρεμίας περίπου 20 mA. Αυτό το ρεύμα είναι απαραίτητο για να διασφαλιστεί ότι τρανζίστορ της Darlington συνδεσμολογίας ή αλλιώς τρανζίστορ οδήγησης  $T_{13}$  και  $T_{17}$  παρέχουν ικανοποιητικό ρεύμα σε όλες τις περιπτώσεις. Η τιμή της ενίσχυσης του ρεύματος των  $T_9$  και  $T_{10}$  καθορίζεται από τις τιμές των αντιστάσεων των εκπομπών  $R_{21}$ ,  $R_{32}$  και από την αντίσταση εισόδου των  $T_{13}$  και  $T_{17}$ . Τα τρανζίστορ εξόδου αποτελούνται από δύο ζεύγη τριών παράλληλα συνδεδεμένων τρανζίστορ ισχύος  $T_{14} - T_{20}$ , τα οποία σχηματίζουν έναν αποτελεσματικό ακόλουθο εκπομπού. Η παράλληλη συνδεσμολογία έχει επιλεγεί γιατί αυξάνει το κέρδος ισχύος της βαθμίδας εξόδου και γιατί εξασφαλίζει υψηλότερη απαγωγή θερμότητας από τα κυκλώματα με ένα τρανζίστορ. Επίσης με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μικρότερες αντιστάσεις στους εκπομπούς των τρανζίστορ εξόδου ώστε να μειώσουμε τη συνολική αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

Η ρύθμιση του ρεύματος ηρεμίας των τρανζίστορ εξόδου και κατά επέκταση η απαλοιφή της παραμόρφωσης περάσματος (crossover distortion), επιτυγχάνεται με ένα βελτιωμένο κύκλωμα πολλαπλασιαστή  $V_{BE}$  με ποτενσιόμετρο. Η συγκεκριμένη τοπολογία εξασφαλίζει ότι όποια μεταβολή ρεύματος λόγω θερμικών φαινομένων δεν θα επηρεάσει την τάση στα άκρα του κυκλώματος, η οποία ρυθμίζεται στα 2.2 V. Η συγκεκριμένη τάση σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις στις βάσεις και τους εκπομπούς των τρανζίστορ εξόδου και με δεδομένο  $V_{BE} \cong 0.7 V$  μας διαμορφώνουν μέσω απλής εφαρμογής του νόμου του Ohm ένα ρεύμα ηρεμίας κοντά στα 33 mA για κάθε ακόλουθο εκπομπού και συνολικό ρεύμα ηρεμίας περίπου 100 mA.

Πριν το τελικό σήμα οδηγηθεί στο ηχείο περνάει από ένα δικτύωμα RC ( $R_{46}$ ,  $C_{16}$ ) το οποίο ονομάζεται δίκτυο τύπου Boucherot ή δίκτυο Zobel. Σκοπός αυτού είναι να βλέπει ο ενισχυτής επαρκές φορτίο, στις υψηλές συχνότητες και να αποφεύγονται οι αυτοταλαντώσεις. Η χρήση του πηνίου  $L_1$  εγγυάται την μείωση του χρόνου ανύψωσης του σήματος εξόδου όταν το φορτίο είναι χωρητικό. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ένα μειωμένο συντελεστή απόσβεσης στις υψηλές συχνότητες ακόμα και τότε όμως παραμένει μεγαλύτερος από 100 στα 10 kHz για αντίσταση εξόδου 8  $\Omega$  [45].



Σχ. 46: Πλήρες κύκλωμα σταδίου εξόδου

Το κέρδος τάσης της συγκεκριμένης τοπολογίας όπως έχουμε αναφέρει και παραπάνω, αναμένεται ιδανικά να είναι μοναδιαίο. Σε αντίθεση αναμένεται μεγάλο κέρδος ρεύματος. Το ακριβές κέρδος τάσης μπορεί να βρεθεί από τον τύπο:  $A_V = \frac{R_L}{R_L + (R_E + r_e)}$  όπου  $r_e = \frac{V_T}{I_E}$ ,  $I_C = 100 \text{ mA}$  και  $R_L = 8 \Omega$  άρα το προκύπτον κέρδος τάσης είναι  $A_V = 0.94 \text{ V/V}$  πολύ κοντά στο ιδανικό.

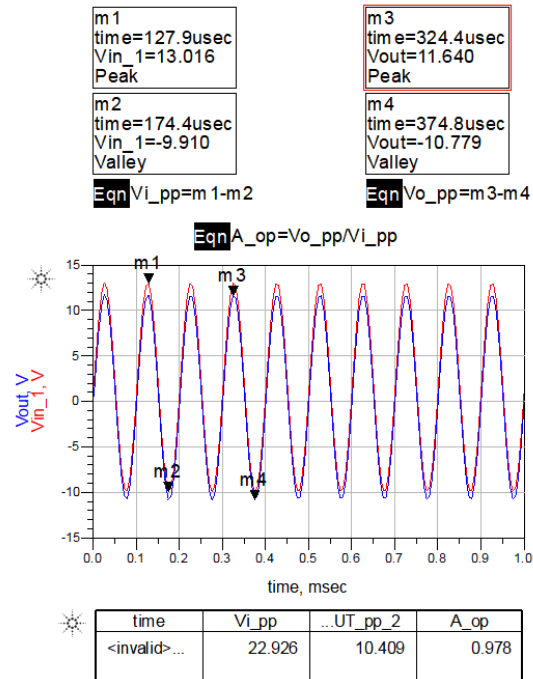
Η αντίσταση εισόδου υπολογίζεται από τον τύπο  $R_{in} = R_B // (r_\pi + (1 + \beta)R_E)$  η οποία είναι πολύ μεγάλη και αυτό είναι το ζητούμενο.

Η αντίσταση εξόδου υπολογίζεται από τον τύπο  $R_{out} = R_E // (\frac{1}{g_m})$  η οποία είναι πολύ μικρή και αυτό είναι το ζητούμενο ώστε να παρέχει ισχύ στο φορτίο.

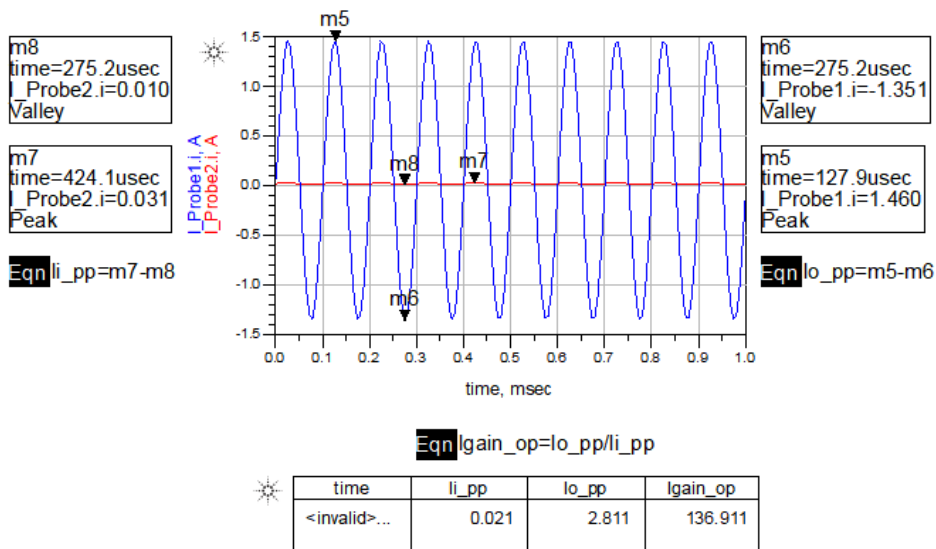
Το κέρδος ρεύματος βρίσκεται από τον τύπο  $A_i = 1 + \beta$  το οποίο είναι πολύ μεγάλο και εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ που θα επιλέξουμε στην σχεδίαση.

Στο Σχ. 47 βλέπουμε το αποτέλεσμα του κέρδους τάσης της βαθμίδας εξόδου. Το οποίο είναι πολύ κοντά στο θεωρητικό. Στο Σχ. 48 βλέπουμε το αποτέλεσμα του κέρδους ρεύματος της βαθμίδας εξόδου. Το οποίο είναι πολύ κοντά στο θεωρητικό

για τρανζίστορ εξόδου τύπου BD911 και BD912 με παράμετρο  $\beta \cong 140$ . Οι υπολογισμοί έγιναν μέσω transient ανάλυσης για σήμα εισόδου 500 mV<sub>pp</sub> και συχνότητα 15 kHz.

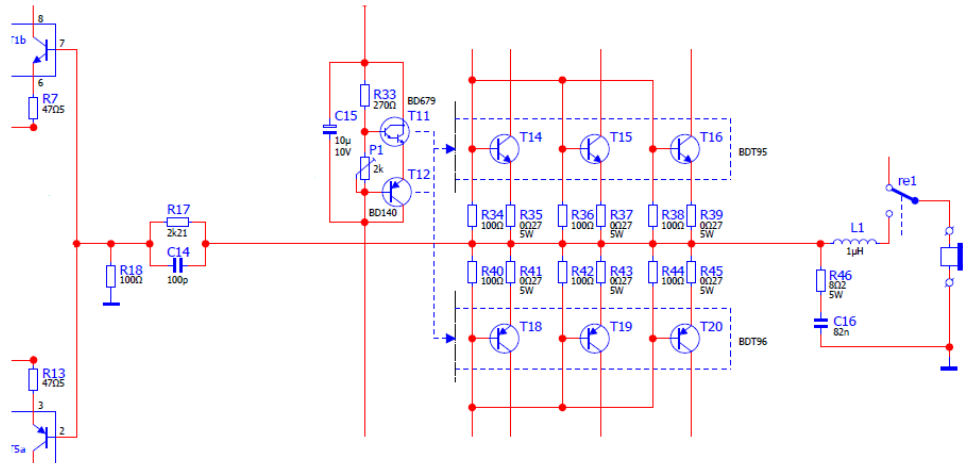


Σχ. 47: Κέρδος τάσης σταδίου εξόδου



Σχ. 48: Κέρδος ρεύματος σταδίου εξόδου

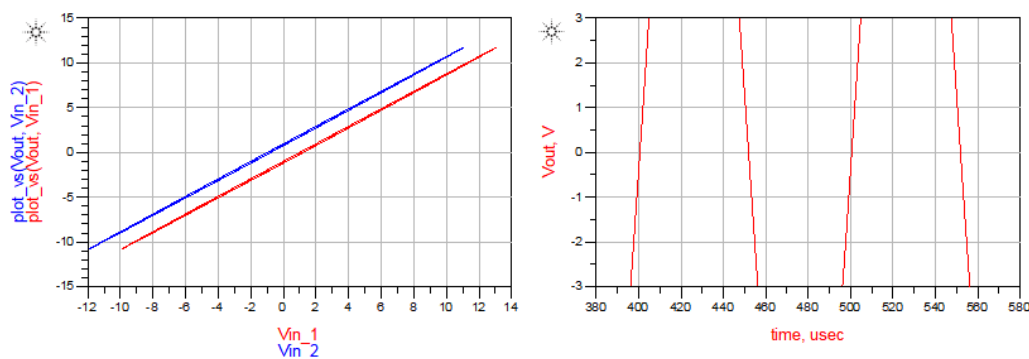
Η αρνητική ανάδραση παρέχεται στο κύκλωμα μέσω των αντιστάσεων  $R_{17}$  και  $R_{18}$  του Σχ. 49. Λόγω του μικρού κέρδους ανοικτού βρόχου  $A_{V\_τοταλ} = A_{V\_ΣΕ} \times A_{V\_ΔΣ} \times A_{V\_ΣΕξ} = 2070 \frac{V}{V} = 66db$ , μπορούμε να κρατήσουμε το ποσοστό αρνητικής ανάδρασης σε χαμηλά επίπεδα και ίση με  $\frac{1}{22}$  [48].



Σχ. 49: Δίκτυο αρνητικής ανάδρασης

### Παραμόρφωση Περάσματος (Crossover Distortion)

Στο Σχ. 50 παρουσιάζονται γραφικές οι οποίες δείχνουν την απουσία οποιασδήποτε παραμόρφωσης περάσματος και κατά επέκταση τη σωστή λειτουργία του σταδίου εξόδου τάξης AB. Στο αριστερό σχήμα βλέπουμε τη γραφική  $(V_{out}, V_{in})$  και για τις δύο εισόδους, η απουσία ‘νεκρής’ ζώνης είναι εμφανής. Στο δεξιό σχήμα βλέπουμε την τελειώς ‘λεία’ συμπεριφορά του σήματος εξόδου γύρω από το μηδέν. Οι γραφικές έγιναν με την transient προσομοίωση του ADS για σήμα εισόδου  $500mV_{pp}$  συχνότητας 10kHz.



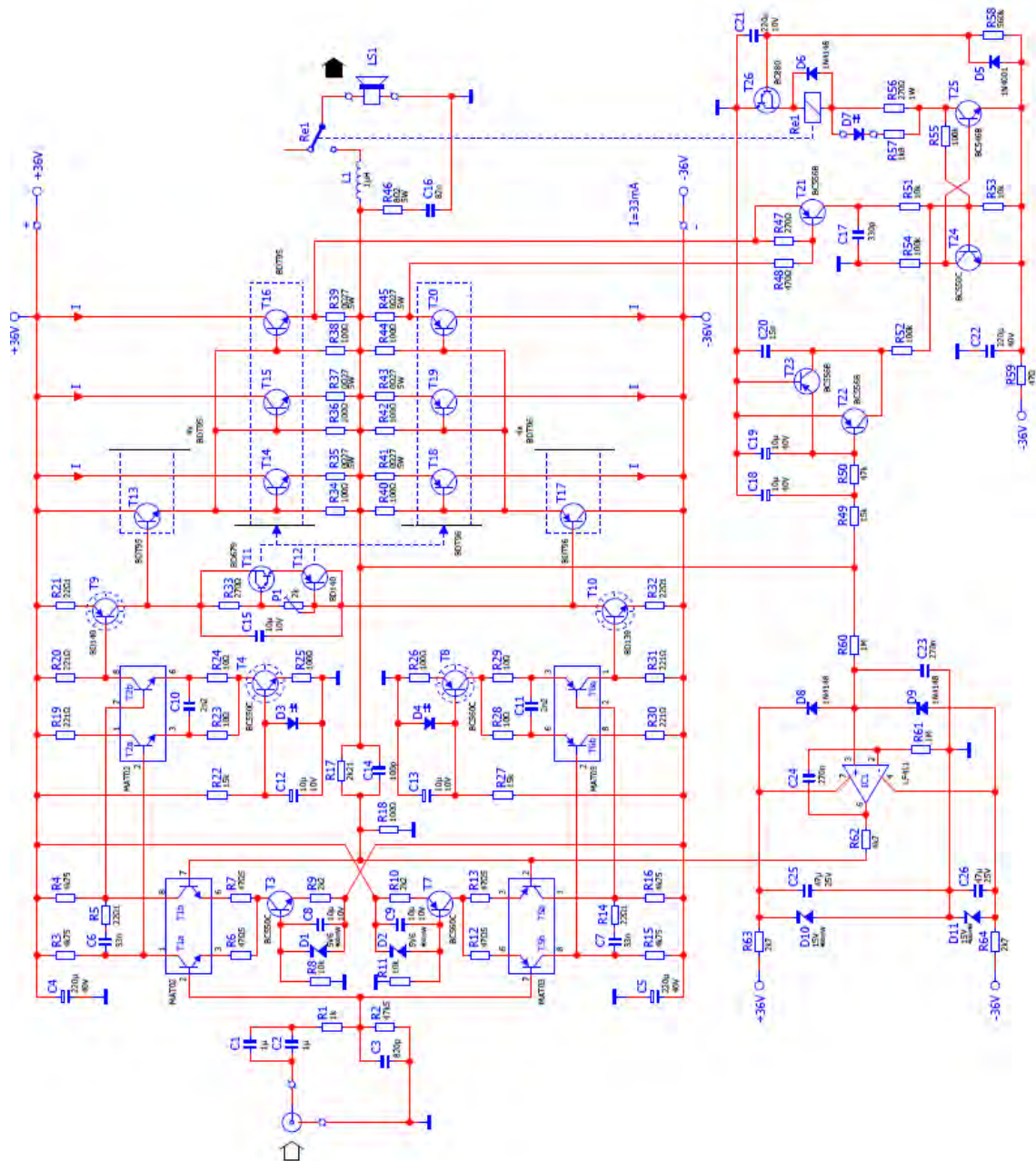
Σχ. 50: Γραφικές  $(V_{out}, V_{in})$  και  $(V_{outs}, t)$  για την απουσία crossover distortion

### 3.4.1. Κύκλωμα προστασίας και κύκλωμα διόρθωσης

Πριν προχωρήσουμε στην μελέτη του πλήρους κυκλώματος του ενισχυτή ισχύος θα παρουσιαστούν δύο κυκλωματικές διατάξεις που εισάγονται στο κύκλωμα, η μια είναι για την προστασία του ηχείου από την εμφάνιση συνεχών τάσεων στην έξοδο, ενώ τη δεύτερη διορθώνει οποιαδήποτε συνεχή τάση εμφανιστεί στην αρνητική ανάδραση πριν αυτή οδηγηθεί στο στάδιο εισόδου. Μπορούμε να διακρίνουμε και τις δύο διατάξεις στο Σχ. 51 που παρουσιάζει το πλήρες κυκλωματικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων [45].

Λόγω του γεγονότος ότι ο βρόχος ανάδρασης δεν περιλαμβάνει πυκνωτές ζεύξης, συνεχή δυναμικά που παρουσιάζονται στην είσοδο ενισχύονται κατά τον ίδιο βαθμό με τα εναλλασσόμενα σήματα. Αν και είναι πολύ σημαντικό η συνεχής τάση εξόδου να είναι 0, αυτό μπορεί να μην συμβαίνει. Εξαιτίας των διαφορών των τάσεων πόλωσης στις συμμετρικές βαθμίδες που οφείλεται κυρίως στις διαφορές των NPN και PNP και στις αντιστάσεις των βάσεων. Για να επιτύχουμε  $V_{DC}=0$  εισάγουμε στο κύκλωμα το IC1. Η έξοδος του ενισχυτή εφαρμόζεται στον ολοκληρωτή IC1 μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου ( $R_{60}$ - $C_{23}$ ). Η τροφοδοσία του ολοκληρωμένου προέρχεται από το τροφοδοτικό (36 V) μέσω των αντιστάσεων ( $R_{63}$ ,  $R_{64}$ ) και των διόδων Zener ( $D_{10}$ ,  $D_{11}$ ) [45].

Το κύκλωμα προστασίας σχηματίζεται από τα τρανζίστορ  $T_{21}$ - $T_{26}$ . Όταν θέτουμε σε λειτουργία το τροφοδοτικό, το  $T_{26}$  είναι σε αποκοπή, οπότε τα τρανζίστορ  $T_{24}$  και  $T_{25}$  μπαίνουν σε λειτουργία με αποτέλεσμα να αρχίσει να άγει το  $T_{25}$ . Το τρανζίστορ δεν άγει μέχρι να γίνει το  $V_{BE}=0.7$  V, γεγονός που συμβαίνει μόνο όταν ο πυκνωτής  $C_{21}$  φορτιστεί μέσω της αντίστασης  $R_{58}$ . Για αυτό τον λόγο η ενεργοποίηση του ενισχυτή καθυστερεί. Όταν το τρανζίστορ  $T_{26}$  αρχίσει να άγει ενεργοποιείται το ρελαί  $RE_1$  με αποτέλεσμα να ανάβει η δίοδος LED  $D_7$ , πιστοποιώντας ότι ο ενισχυτής είναι έτοιμος για λειτουργία. Το  $T_{21}$  παρακολουθεί το ρεύμα εξόδου του ενισχυτή μετρώντας την πτώση τάσης στα άκρα των αντιστάσεων εκπομπού των  $T_{16}$  και  $T_{20}$  μέσω του διαιρέτη τάσης ( $R_{47}$ ,  $R_{48}$ ). Στην περίπτωση που το ρεύμα αυτό ξεπεράσει τα 5 A, το  $T_{21}$  άγει με αποτέλεσμα τα τρανζίστορ  $T_{24}$  και  $T_{25}$  να μπαίνουν σε αποκοπή, απενεργοποιώντας έτσι το ρελαί εντός 5ms. Οποιαδήποτε συνεχής τάση στην έξοδο μετράται μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου ( $R_{49}$ ,  $R_{50}$ ,  $C_{18}$ ,  $C_{19}$ ). Στην περίπτωση εμφάνισης συνεχούς τάσης 1V και πάνω, το τρανζίστορ  $T_{22}$  θα αρχίσει να άγει αν η τάση αυτή είναι αρνητική, ενώ το τρανζίστορ  $T_{23}$  θα αρχίσει να άγει αν η τάση αυτή είναι θετική, οπότε και ενεργοποιείται το ρελαί [45].



Σχ. 51: Πλήρες κυκλωματικό διάγραμμα ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων

### Παρατηρήσεις

Από την ανάλυση των επιμέρους σταδίων βλέπουμε ότι ο ενισχυτής καλύπτει όλες τις θεωρητικές προδιαγραφές που αναλύθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια. Αυτό κυρίως οφείλεται στη προσεχτική μελέτη και ανάλυση του κάθε σταδίου ξεχωριστά. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό όλης της σχεδίασης είναι ότι χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της εκφύλισης του εκπομπού (emitter degeneration) για να αποφύγουμε την εξάρτηση της πόλωσης από την παράμετρο  $\beta$  και τη βελτιστοποίηση του μικρού ρυθμού ανόδου των διπολικών τρανζίστορ.

### 3.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης ενισχυτή ισχύος

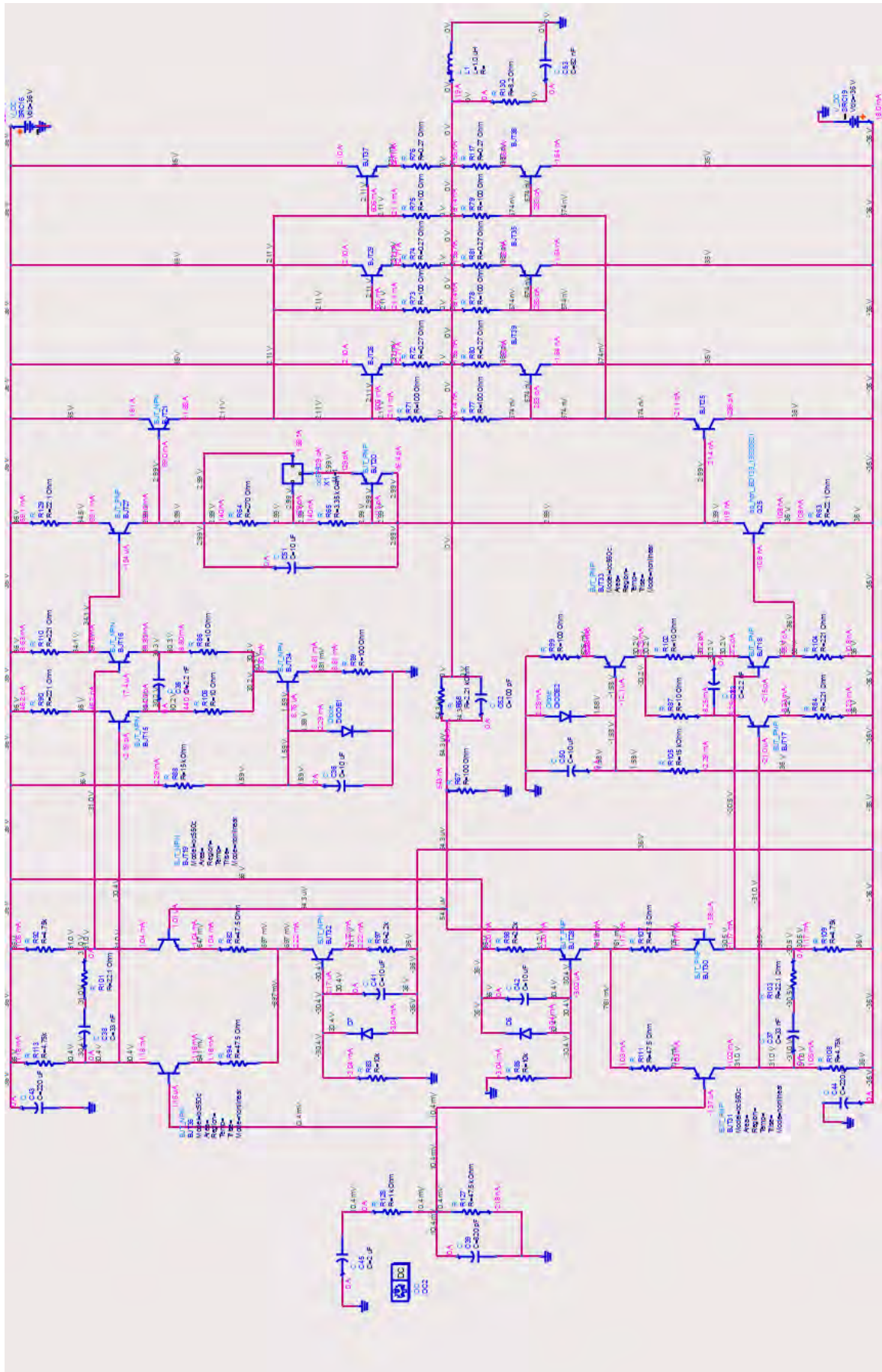
Όπως έχουμε αναφέρει και στο 1<sup>ο</sup> Κεφάλαιο η ποιότητα ενός ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων κρίνεται από τους παράγοντες :

- Απόκριση συχνότητας
- Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)
- Ισχύς εξόδου
- Ρυθμός ανόδου (Slew rate)
- Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)
- Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD)

#### Παρατηρήσεις

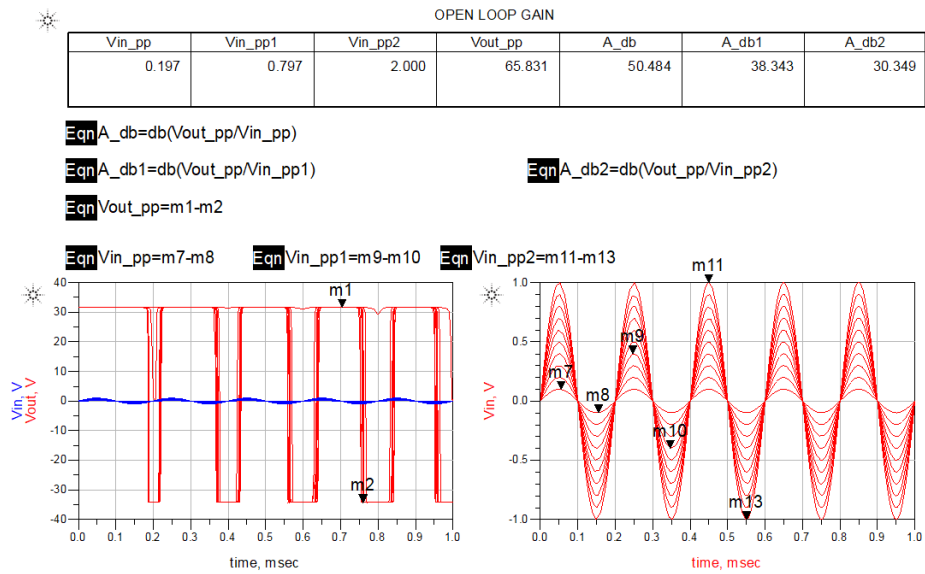
- Τα τρανζίστορ που επιλέχθηκαν για τους διαφορικούς ενισχυτές και τις πηγές ρεύματος είναι τα NPN- BC550C και τα αντίστοιχα συμμετρικά τους PNP- BC560C.
- Τα τρανζίστορ ισχύος της βαθμίδας εξόδου είναι τύπου NPN-BD911 και PNP-BD912.
- Στη θέση του ποτενσιόμετρου P1 (Σχ. 51) του πολλαπλασιαστή  $V_{BE}$  έχει μπει αντίσταση 3.33 kΩhm για τη δημιουργία τάσης αναφοράς 2.2V.
- Η επιλογή των αντιστάσεων και των πυκνωτών για την πόλωση των τρανζίστορ φαίνεται στο Σχ. 51.
- Τέλος η τάση τροφοδοσίας έχει επιλεγεί στα  $\pm 36$  V

Πριν προχωρήσουμε στην παρουσίαση των μετρήσεων πρέπει να δούμε αν η πόλωση των τρανζίστορ είναι σωστή ή χρειάζεται κάποιες βελτιώσεις, αυτό θα γίνει πραγματοποιώντας DC ανάλυση. Στο Σχ. 52 παρουσιάζονται όλες οι DC τιμές των κόμβων. Με απλή εποπτεία των τιμών βλέπουμε ότι τα τρανζίστορ είναι σωστά πολωμένα και οι όποιες ασυμφωνίες στο πάνω και κάτω συμμετρικό κύκλωμα είναι αναπόφευκτες λόγω των διαφορετικών χαρακτηριστικών των τρανζίστορ NPN και PNP. Αφού η σωστή πόλωση επιβεβαιώθηκε το επόμενο βήμα είναι να δούμε αν το κέρδος ανοικτού βρόχου που υπολογίσαμε θεωρητικά, συμφωνεί με αυτό της προσομοίωσης. Η συγκεκριμένη μέτρηση είναι σημαντική γιατί θα μας δείξει κατά πόσο τηρούνται οι προδιαγραφές που τέθηκαν στη θεωρητική ανάλυση. Δηλαδή μικρό κέρδος ανοικτού βρόχου που θα μας επιτρέψει και μικρότερο ποσοστό αρνητικής ανάδρασης. Ο κλάδος της αρνητικής ανάδρασης αποσυνδέθηκε και με τη μέθοδο της Parameter Sweep δόθηκαν τιμές εισόδου από 100 mV έως 1 V. Στο Σχ. 53 παρουσιάζεται το κέρδος ανοικτού βρόχου για είσοδο 200mV<sub>pp</sub>, 800mV<sub>pp</sub> και 2V<sub>pp</sub>. Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου περιορίζεται από την τροφοδοσία και έτσι η μέγιστη τιμή που λαμβάνει το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι 50db. Δηλαδή αρκετά κοντά στα 66 dB της θεωρητικής ανάλυσης.



Σχ. 52: DC ανάλυση στο πλήρες κύκλωμα

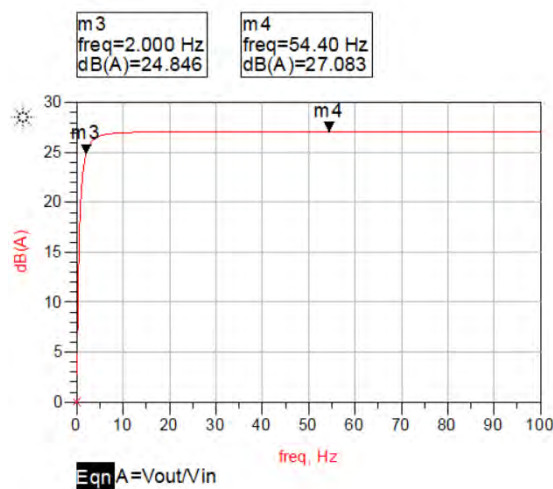




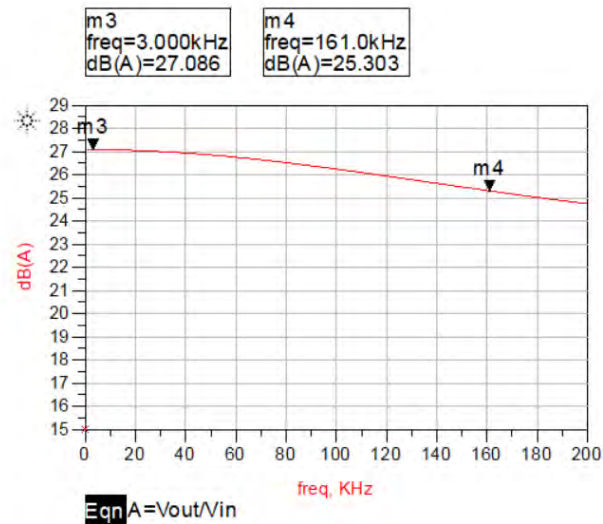
Σχ. 53: Κέρδος ανοιχτού βρόχου για διάφορες τιμές εισόδου

### Απόκριση συχνότητας

Στο Σχ. 46 φαίνεται η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή με την εισαγωγή πλέον της αρνητικής ανάδρασης. Στο σχήμα Σχ. 54 α) βλέπουμε την κάτω 3db συχνότητα του ενισχυτή να είναι κοντά στα 2 Hz ενώ στο β) παρουσιάζεται η πάνω 3db συχνότητα να είναι πάνω από τα 160 kHz, δηλαδή έχει εύρος ζώνης 2Hz-160kHz. Ακόμα φαίνεται ότι ο ενισχυτής παρέχει σταθερό κέρδος 27db σε όλο το εύρος ζώνης του το οποίο υπερκαλύπτει το εύρος ακουστικών συχνοτήτων που αντιλαμβάνεται το ανθρώπινο αυτί (20Hz-20kHz). Τα αποτελέσματα βγήκαν μέσω της AC ανάλυσης του ADS για σήμα εισόδου 1Vpp και συχνότητα από 0-200 kHz.



α)

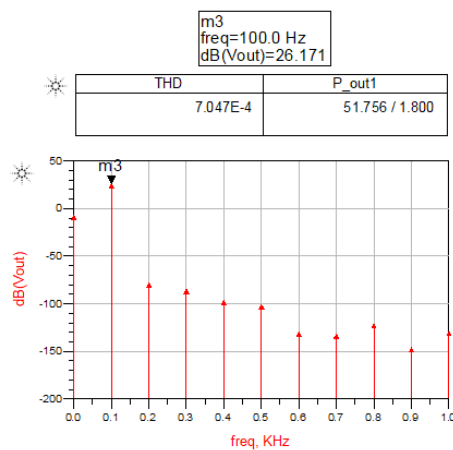


β)  
 Σχ. 54: Απόκριση συχνότητας κλειστού βρόχου α) κάτω 3db β) πάνω 3db

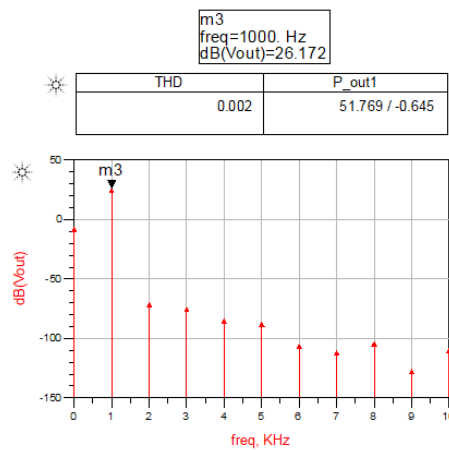
### Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)

Όπως έχουμε αναφέρει ένας από τους σημαντικότερους παράγοντες που καθορίζει την πιστότητα ενός ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων είναι η ολική αρμονική παραμόρφωση που εισάγει στο σήμα εξόδου. Στο Σχ. 55 και Σχ. 56 δίνονται οι γραφικές των αρμονικών που παρουσιάζονται σε τρεις θεμελιώδεις συχνότητες (100Hz, 1kHz, 10kHz), η αντίστοιχη ισχύς εξόδου και η ολική αρμονική παραμόρφωση για φορτίο 8Ωhm. Τα αποτελέσματα εξήχθησαν με την προσομοίωση Harmonic Balance του ADS για σήμα εισόδου  $V_{in} = 900\text{ mV}$  και  $V_{in} = 1\text{V}$  δηλαδή στο όριο της ευαισθησίας εισόδου.

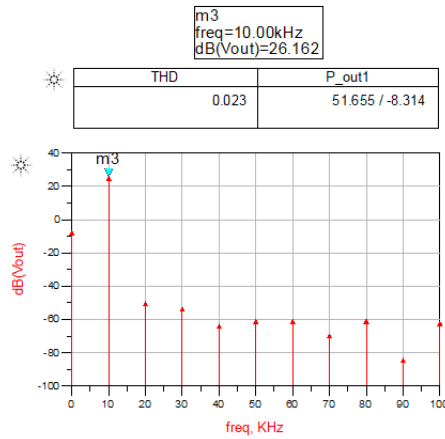
#### 1. $V_{in} = 900\text{ mV}$



α)

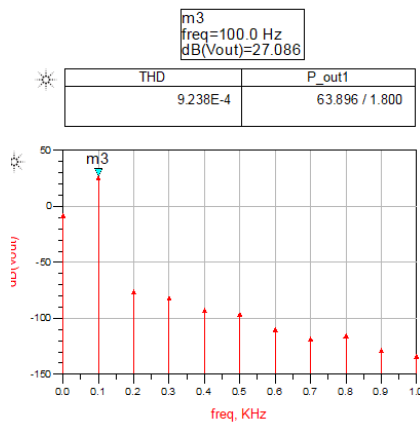


β)

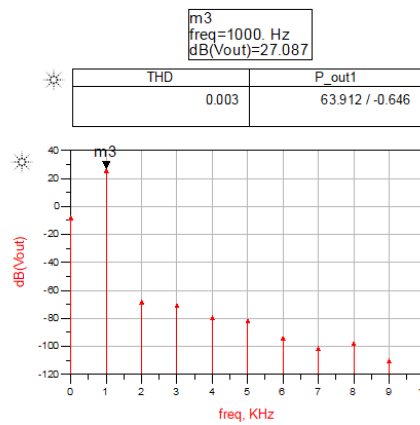


Σχ. 55: Αρμονικές για θεμελιώδεις συχνότητες α) 100 Hz, β) 1kHz και γ) 10 kHz

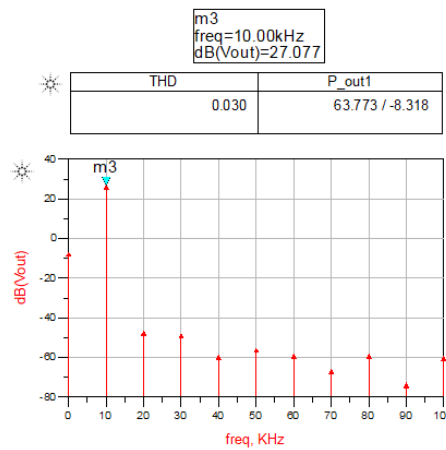
2.  $V_{in} = 1V$



α)



β)



γ)

Σχ. 56: Αρμονικές για θεμελιώδεις συχνότητες α) 100 Hz, β) 1kHz και γ) 10 kHz

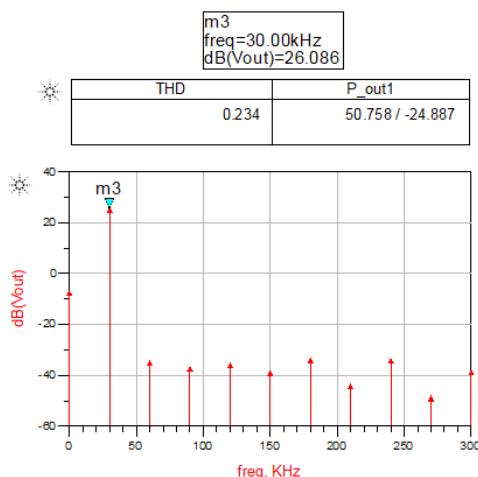
Στον πίνακα 1 συνοψίζονται οι τιμές της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD) και της ισχύς εξόδου για την αντίστοιχη θεμελιώδη συχνότητα.

Αρμονική παραμόρφωση (THD %)	$V_{in\_pp}= 900mV$	$V_{in\_pp}= 1V$
<b>100 Hz</b>	<b>0.0007 % (51 W)</b>	<b>0.001 % (64 W)</b>
<b>1 kHz</b>	<b>0.002 % (51 W)</b>	<b>0.003% (64 W)</b>
<b>10 kHz</b>	<b>0.023 % (51 W)</b>	<b>0.03 % (63 W)</b>

Πίνακας 1: Τιμές ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD)

### Παρατηρήσεις

- Όσο αυξάνεται η συχνότητα το πλάτος των αρμονικών μειώνεται. Οπότε αρμονικές μεγαλύτερης τάξης συμβάλλουν λιγότερο στην ολική αρμονική παραμόρφωση. Για αυτό τον λόγο επέλεξα να παρουσιάσω μόνο τις πρώτες δέκα αρμονικές.
- Όπως φαίνεται και από τα σχήματα παραπάνω οι περιττές αρμονικές έχουν μεγαλύτερο πλάτος από τις ζυγές και για αυτό η συμβολή τους στην ολική αρμονική παραμόρφωση είναι μεγαλύτερη.
- Όσο αυξάνεται η τάση του σήματος εισόδου και κατ' επέκταση και η ισχύς εξόδου η THD αυξάνεται και αυτή. Με αποτέλεσμα κοντά στο όριο της ευαισθησίας εισόδου να έχουμε σημαντικές παραμορφώσεις του σήματος εξόδου.
- Η ολική αρμονική παραμόρφωση αυξάνεται σημαντικά με την αύξηση της συχνότητας χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί ότι το σήμα εξόδου στα 30kHz παρουσίασε THD περίπου ίση 0.25% όπως φαίνεται και στο Σχ. 57.



Σχ. 57: Αρμονική παραμόρφωση για σήμα εισόδου 900mV και 30kHz

### Ισχύς εξόδου

Η μέγιστη ισχύς εξόδου που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής ισχύος υπολογίζεται για σήμα εισόδου στο οποίο η THD ισούται με 0.1% και συχνότητα 20 kHz. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές για την τάση εισόδου, τάση εξόδου, κέρδος τάσης και ισχύς εξόδου για φορτία 8, 4 και 2 Ωhm.

$P_{out}$	$R_{load}$	$I_{out_{pp}}$	$V_{in_{pp}}$	$V_{out_{pp}}$	$Gain_{db}$
63 W	8 Ωhm	2.8 A	1 V	22.5 V	27 V/V
120 W	4 Ωhm	5 A	1 V	22 V	27 V/V
210 W	2 Ωhm	11 A	1 V	19 V	26 V/V

Πίνακας 2: Τιμές ισχύος εξόδου

Από τα παραπάνω αποτελέσματα γίνεται εμφανές ότι η απόδοση του ενισχυτή ακόμα και στα μικρά φορτία 4 και 2 Ωhm είναι πάρα πολύ καλή.

### Ρυθμός ανόδου (Slew rate)

Για τον υπολογισμό του ρυθμού ανόδου του ενισχυτή εισάγεται στην είσοδο ένας τετραγωνικός παλμός με μέτρο  $V_{in_{pp}}=2$  V (όριο ευαισθησίας εισόδου), συχνότητας 10 kHz και μετράται ο χρόνος ανόδου του σήματος εξόδου. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχ. 58 ο ρυθμός ανόδου υπολογίζεται στα 28.5 V/μs ο οποίος είναι αρκετά ικανοποιητικός αν και στην πραγματικότητα μπορεί να εμφανίζει αρκετά μεγάλη απόκλιση λόγω των μη πραγματικών χαρακτηριστικών των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση. Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφερθεί ότι μια καλή προσέγγιση για τον υπολογισμό του slew rate για είσοδο ημιτονοειδούς σήματος είναι ο τύπος:

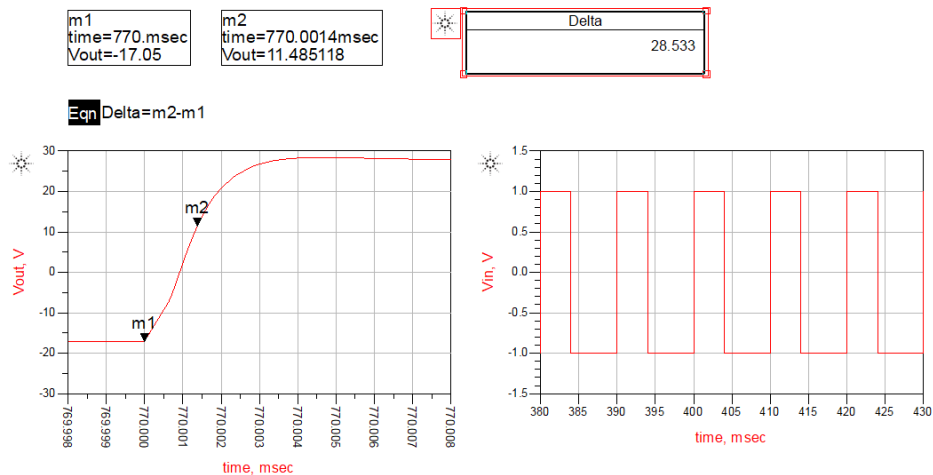
$$Slew\ rate = 6.28 \times Freq \times V_{out_{max}}$$

όπου:

- Freq είναι η μέγιστη συχνότητα μέχρι την οποία ο ενισχυτής μπορεί να κρατάει σταθερό το κέρδος του
- $V_{out_{max}}$  είναι το μέγιστο πλάτος του σήματος εξόδου

Άρα στην περίπτωσή μας η μέγιστη συχνότητα που το κέρδος παραμένει σταθερό για  $Slew\ rate = 28.5$  V/μs και μέγιστο πλάτος εξόδου  $V_{out_{max}}=22$  V είναι:  

$$Freq = \frac{Slew\ rate}{6.28 \times V_{out_{max}}} = \frac{28.5}{6.28 \times 22} = 200\ kHz$$
 όπως φαίνεται η τιμή αυτή συμβαδίζει με την απόκριση του ενισχυτή που υπολογίστηκε παραπάνω.



Σχ. 58: Ρυθμός ανόδου

### Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)

Ο λόγος του σήματος προς θόρυβο υπολογίστηκε μέσω AC προσομοίωσης του ADS και της επιλογής για τον υπολογισμό του θορύβου. Η τυποποιημένη μέτρηση γίνεται για ισχύ εξόδου 1W. Στο Σχ. 59 βλέπουμε τις τιμές του SNR για ένα εύρος συχνοτήτων από 0-10kHz. Παρατηρούμε ότι έχουμε  $SNR \gg 100$  dB κάτι που όπως έχουμε εξηγήσει είναι απαραίτητο αν θέλουμε ο ενισχυτής μας να θεωρηθεί υψηλής ποιότητας. Τέλος πρέπει να αναφερθεί ότι η τιμή αυτή είναι πλασματική και μπορεί να απέχει αρκετά από την πραγματικότητα αλλά αυτό δεν μας επηρεάζει όσο ξεπερνάτε το όριο των 100 dB.

Eqn SNR =(snr(Vout, Vout.noise))

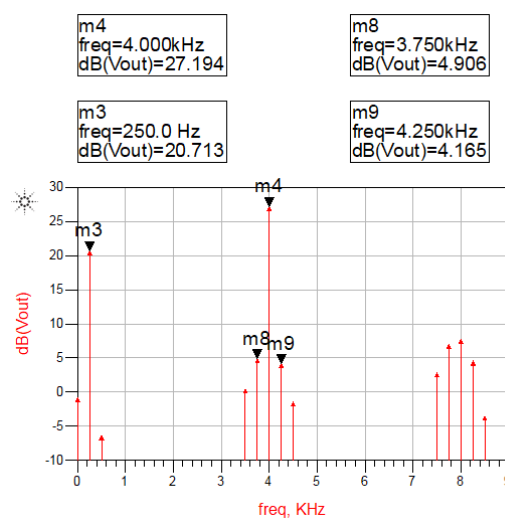
freq	SNR	P_out	Vout	Vout.noise
0.0000 Hz	<invalid>	0.000 / 0.0...	0.000 / 0.0...	1.184 uV
500.0 Hz	146.162	1.080 / -0....	2.940 / -0....	102.3 nV
1.000 kHz	146.167	1.080 / -0....	2.940 / -0....	102.2 nV
1.500 kHz	146.168	1.080 / -1....	2.940 / -0....	102.2 nV
2.000 kHz	146.169	1.080 / -1....	2.939 / -0....	102.2 nV
2.500 kHz	146.169	1.080 / -2....	2.939 / -1....	102.2 nV
3.000 kHz	146.168	1.080 / -2....	2.939 / -1....	102.2 nV
3.500 kHz	146.168	1.080 / -2....	2.939 / -1....	102.2 nV
4.000 kHz	146.168	1.080 / -3....	2.939 / -1....	102.2 nV
4.500 kHz	146.167	1.080 / -3....	2.939 / -1....	102.2 nV
5.000 kHz	146.167	1.080 / -4....	2.939 / -2....	102.2 nV
5.500 kHz	146.166	1.079 / -4....	2.939 / -2....	102.2 nV
6.000 kHz	146.165	1.079 / -4....	2.938 / -2....	102.2 nV
6.500 kHz	146.165	1.079 / -5....	2.938 / -2....	102.2 nV
7.000 kHz	146.164	1.079 / -5....	2.938 / -2....	102.2 nV
7.500 kHz	146.163	1.079 / -6....	2.938 / -3....	102.2 nV
8.000 kHz	146.162	1.079 / -6....	2.938 / -3....	102.2 nV
8.500 kHz	146.161	1.078 / -7....	2.937 / -3....	102.2 nV
9.000 kHz	146.160	1.078 / -7....	2.937 / -3....	102.2 nV
9.500 kHz	146.159	1.078 / -7....	2.937 / -3....	102.2 nV
10.00 kHz	146.158	1.078 / -8....	2.936 / -4....	102.2 nV

Σχ. 59: Τιμές SNR για εύρος συχνοτήτων 0-10kHz και έξοδο ισχύς 1W

### Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD)

Για τον υπολογισμό της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκε η προσομοίωση Harmonic Balance του ADS. Στην είσοδο εφαρμόστηκαν δύο σήματα πλάτους 450mV συχνότητας 250Hz και 1V συχνότητας 4kHz. Όπως έχουμε αναφέρει τα σήματα παραμόρφωσης δευτέρου βαθμού βρίσκονται στις συχνότητες  $f_3 = f_1 + f_2 = 4.25 \text{ kHz}$  και  $f_4 = |f_1 - f_2| = 3.75 \text{ kHz}$  όπως φαίνεται στο Σχ. 60.

Και από τον τύπο  $IMD = \sqrt{\frac{V_3^2 + V_4^2}{V_1^2 + V_2^2}}$  η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης υπολογίζεται  $IMD=0.06\%$ .



Σχ. 60: Φασματογράφημα δύο σημάτων εξόδου

## Κεφάλαιο 4

### 4.1. Η πλακέτα

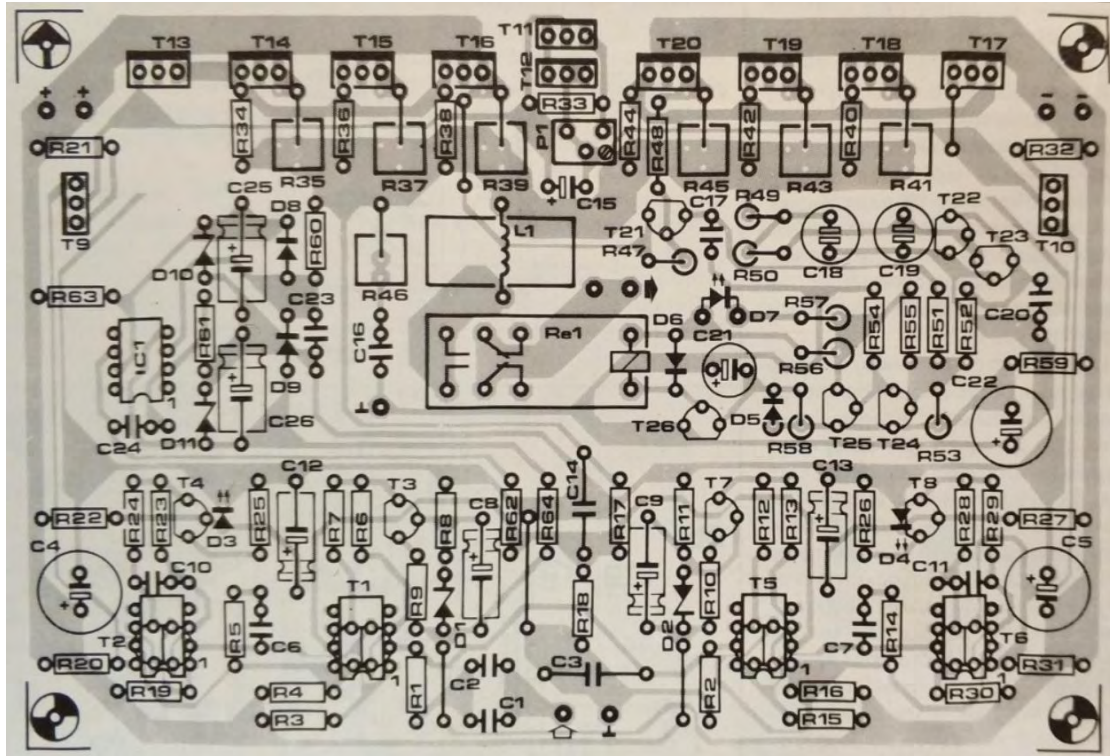
Η προσομοίωση του κυκλώματος μέσω λογισμικού (ADS) βοηθάει στην επαλήθευση της σωστής σχεδίασης του κυκλώματος που έχει επιλεγθεί. Πριν την τελική υλοποίηση του ενισχυτή προηγείται η σχεδίαση της πλακέτας ή αλλιώς PCB (printed circuit board) για τη διασύνδεση των εξαρτημάτων. Η πλακέτα αποτελείται από τους δρόμους χαλκού και μονωτικό υλικό κυρίως βακελίτη. Οι δρόμοι χαλκού χρησιμοποιούνται για την οδήγηση του σήματος, των τάσεων τροφοδοσίας και της γείωσης. Τα εξαρτήματα συγκολλούνται πάνω στην πλακέτα σε ειδικά διαμορφωμένες υποδοχές πάνω στους δρόμους χαλκού. Η συγκόλληση γίνεται συνήθως με τη βοήθεια ειδικού κράματος που αποτελείται κυρίως από κασσίτερο (καλάι).

Η σχεδίαση των πλακετών γίνεται με τη χρήση λογισμικών όπως ADS, OrCAD, Eagle και άλλων. Οι θέσεις των εξαρτημάτων επιλέγεται έτσι ώστε να καλύπτονται απαιτήσεις ηλεκτρικής συμμετρίας και ταιριάσματος εξαρτημάτων που παρουσιάζουν κοινά θερμικά χαρακτηριστικά. Επιπρόσθετα πρέπει να τηρούνται κανόνες για την ελάχιστη απόσταση μεταξύ των εξαρτημάτων. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί και στη χάραξη των διαδρομών του χαλκού διότι δεν επιτρέπονται διασταυρώσεις δρόμων για την αποφυγή βραχυκυκλώματος. Αν η διασταύρωση δεν μπορεί να αποφευχθεί χρησιμοποιούνται γέφυρες μέσω άλλου επιπέδου της πλακέτας. Το πάχος της εκάστοτε διαδρομής χαλκού πρέπει να διαμορφώνεται ανάλογα με την ποσότητα του ρεύματος που θα διαρρέεται διαμέσου αυτής [49].

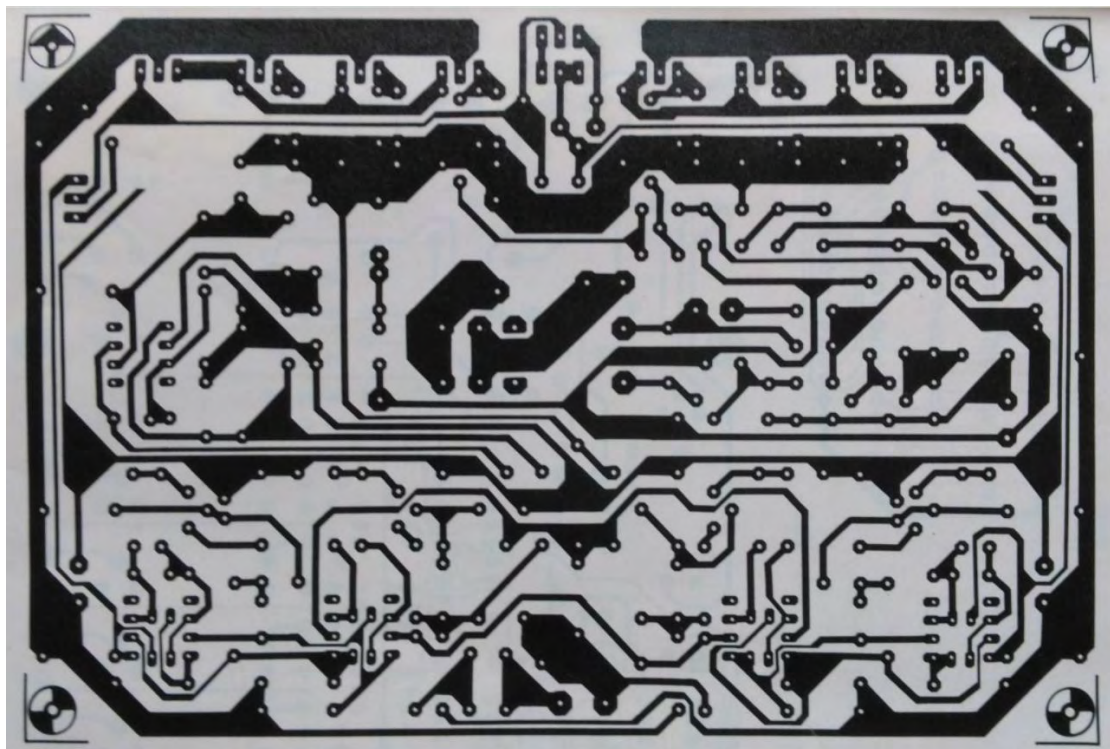
Τέλος πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο αποτύπωμα κάθε εξαρτήματος πάνω στην πλακέτα. Τα αποτυπώματα πρέπει να απεικονίζουν το ακριβές μέγεθος και τον σωστό προσανατολισμό των ακροδεκτών του εκάστοτε φυσικού εξαρτήματος. Η συγκεκριμένη διαδικασία καθοδηγεί την τελική συγκόλληση των εξαρτημάτων πάνω στην πλακέτα και διευκολύνει την εποπτεία και τη συντήρηση του κυκλώματος [49].

Η σχεδίαση της πλακέτας που αντλήθηκε από το περιοδικό ΕΛΕΚΤΟΡ [45] αποτελεί μια ποιοτικότερη υλοποίηση που καλύπτει όλες τις παραπάνω απαιτήσεις. Στο Σχ. 61[51] παρουσιάζεται η πάνω όψη της πλακέτας με το αποτύπωμα των υλικών ενώ φαίνονται και οι γραμμές χαλκού. Στο Σχ. 62[52] παρουσιάζεται η κάτω όψη της πλακέτας που φαίνονται χαρακτηριστικά οι δρόμοι χαλκού. Αυτό που αξίζει να παρατηρήσουμε είναι το διαφορετικό πάχος των διαδρομών από τις οποίες διέρχονται μεγάλα ρεύματα. Επίσης παρατηρείται ότι για την αποφυγή εισαγωγής θορύβου το σήμα εισόδου δεν συνορεύει με γραμμές τροφοδοσίας.





Σχ. 61: Πάνω όψη πλακέτας (PCB)



Σχ. 62 : Κάτω όψη πλακέτας (PCB)

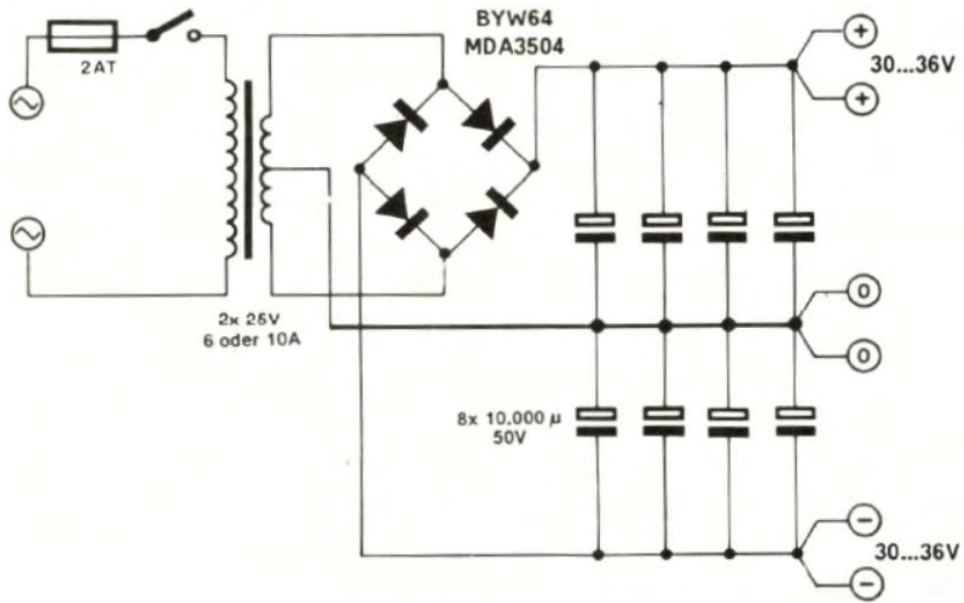
## 4.2. Τροφοδοσία

Μεγάλη προσοχή στην τελική υλοποίηση του ενισχυτή πρέπει να δοθεί στη διάταξη τροφοδοσίας του. Μια ανεπαρκής τροφοδοτική διάταξη δεν μπορεί να προσφέρει την αναγκαία συνεχόμενη ισχύ που απαιτείται για τη σταθερή λειτουργία του ενισχυτή. Επίσης ένα μη σωστά υλοποιημένο τροφοδοτικό μπορεί να εισάγει μεγάλο θόρυβο στο σήμα.

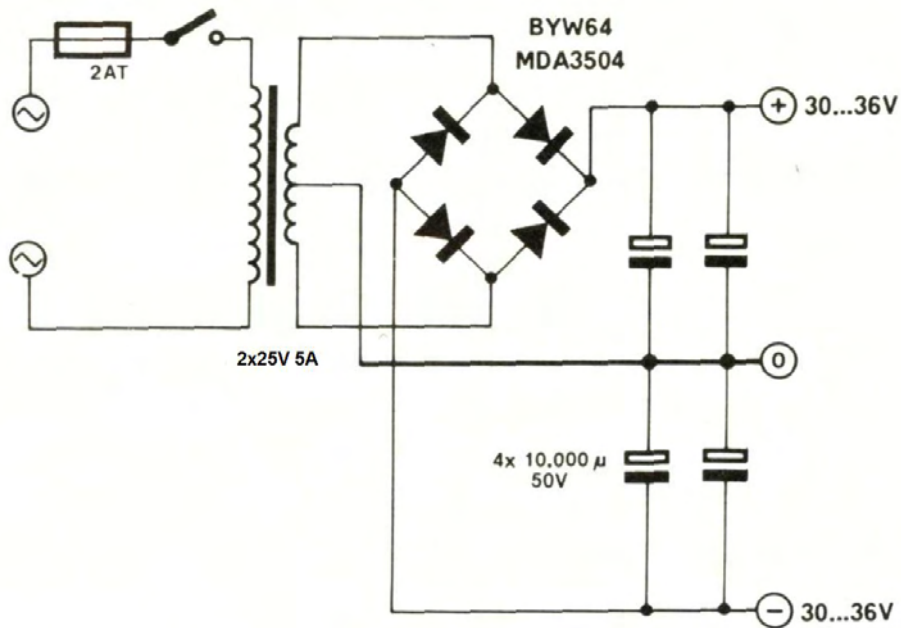
Η τροφοδοτική διάταξη αναλαμβάνει να μετατρέψει την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (220 V ή 110 V) σε συνεχή τάση μικρότερου πλάτους. Υπάρχουν δύο τρόποι τροφοδοσίας ενός στερεοφωνικού ενισχυτή. Ένα τροφοδοτικό και για τα δύο κανάλια του στερεοφωνικού ενισχυτή (Σχ. 63,[53]) ή ξεχωριστό τροφοδοτικό για το κάθε κανάλι του στερεοφωνικού ενισχυτή (Σχ. 64,[54]).

Η τροφοδοτική διάταξη αποτελείται από τον μετασχηματιστή ο οποίος αναλαμβάνει να μειώσει την τάση του δικτύου η οποία εφαρμόζεται στο πρωτεύον τύλιγμά του. Στο δευτερεύον τύλιγμα εμφανίζεται η μειωμένου πλάτους απαιτούμενη τάση. Στα άκρα του δευτερεύοντος τυλίγματος συνδέεται η γέφυρα ανόρθωσης η οποία αποτελείται από κατάλληλα συνδεδεμένες διόδους (Σχ.63, Σχ.64). Η συγκεκριμένη κυκλωματική διάταξη μετατρέπει την εναλλασσόμενη σε συμμετρική συνεχή τάση. Στην έξοδο της γέφυρας συνδέονται ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές κατάλληλης χωρητικότητας και τάσης οι οποίοι εξομαλύνουν τη συνεχή τάση εξόδου. Επίσης αποθηκεύουν ρεύμα το οποίο παρέχεται στον ενισχυτή όταν αυτό απαιτείται. Τέλος το τροφοδοτικό προστατεύεται με διακόπτη και ασφάλεια ανάλογη του ρεύματος που απορροφά από το δίκτυο.

Η τροφοδοτική διάταξη που προτιμήθηκε στην παρούσα εργασία είναι αυτή του Σχ. 64 δηλαδή ξεχωριστό τροφοδοτικό για κάθε κανάλι του ενισχυτή ισχύος. Αυτό έγινε με γνώμονα την ποιότητα και τη σταθερή απόδοση του ενισχυτή ακόμα και σε μικρά φορτία (4 $\Omega$ hm, 2 $\Omega$ hm). Επιλέχθηκαν τοροειδείς μετασχηματιστές, οι οποίοι εμφανίζουν λιγότερο μηχανικό θόρυβο και αυξημένη απόδοση. Για την απαιτούμενη συμμετρική DC τάση του ενισχυτή ( $\pm 36$ V), επιλέχθηκε μετασχηματιστής με τάση εξόδου 2x25V και ρεύμα 5A. Επίσης και ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές χωρητικότητας 10.000 $\mu$ F/50V .



Σχ. 63 : Ένα τροφοδοτικό και για τα δύο κανάλια



Σχ. 64 : Ξεχωριστό τροφοδοτικό για κάθε κανάλι

### 4.3. Τελική επιλογή υλικών και πρώτη ρύθμιση

Όπως έχουμε αναφέρει και παραπάνω σε μια συμμετρική σχεδίαση η ομοιότητα των τρανζίστορ είναι αποφασιστικής σημασίας. Για αυτό το λόγο επιλέχθηκαν τρανζίστορ τύπου MAT02 (npn) και MAT03 (pnp) για την υλοποίηση των βαθμίδων εισόδου τα οποία εμφανίζουν απόλυτα ταιριασμένα χαρακτηριστικά. Για τις βαθμίδες εξόδου επιλέχθηκαν τρανζίστορ τύπου BDT95 (npn) και BDT96 (pnp) που εμφάνισαν πολύ μικρότερες αποκλίσεις στην παράμετρο  $\beta$ , από ότι τα αντίστοιχα τρανζίστορ BD911 και BD912 που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση. Οι μεγάλες αποκλίσεις στην παράμετρο  $\beta$  μπορούν να προκαλέσουν υπερθέρμανση στα τρανζίστορ και να τα οδηγήσουν στην καταστροφή τους.

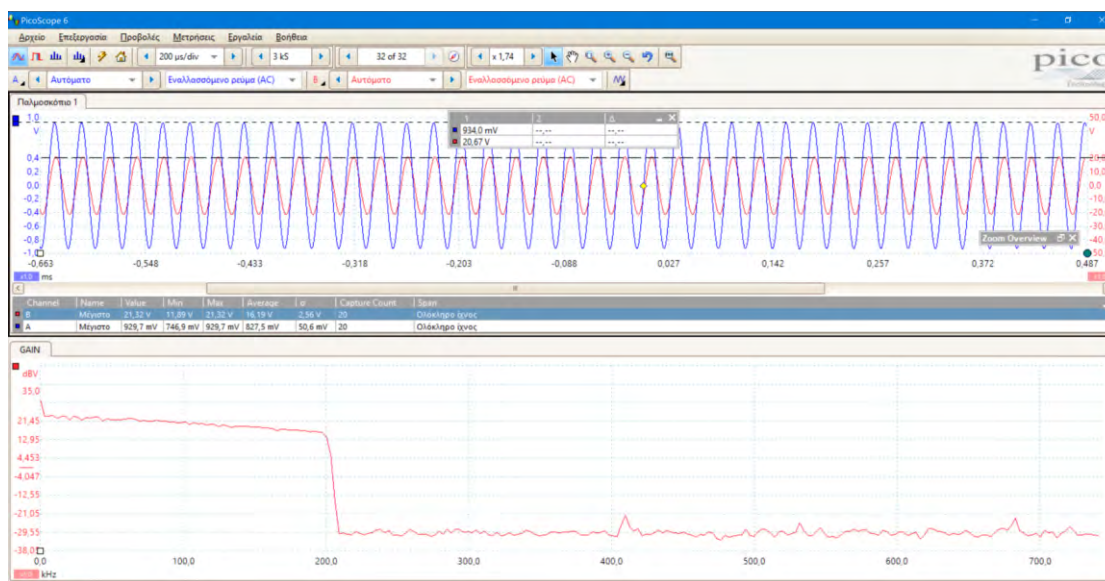
Πριν ο ενισχυτής τεθεί σε λειτουργία πρέπει να εξασφαλιστεί η σωστή διασύνδεση όλων των εξαρτημάτων του. Αυτό επιτυγχάνεται αρχικά με τη μέτρηση της τάσης στα άκρα των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών του τροφοδοτικού, η οποία πρέπει να είναι ανάμεσα  $\pm 32V$  και  $\pm 38V$ . Αφού έχει εξασφαλιστεί η σωστή λειτουργία του τροφοδοτικού συνδέουμε τις γραμμές τροφοδοσίας στην πλακέτα και ρυθμίζεται η τιμή του ποτενσιόμετρου P1 (Σχ. 44) στη χαμηλότερη τιμή. Τροφοδοτούμε τον ενισχυτή και παρατηρούμε τυχόν απότομη αύξηση του ρεύματος που παρέχεται από το τροφοδοτικό ή υπερθέρμανση των τρανζίστορ εξόδου, τα οποία είναι δείγμα για την ύπαρξη βραχυκυκλώματος στο κύκλωμα. Έπειτα ανεβάζουμε σταδιακά την τιμή του ποτενσιόμετρου έως ότου πάρουμε ρεύμα ηρεμίας 100mA. Για να ελέγξουμε την τιμή του ρεύματος ηρεμίας μετράμε την τάση στα άκρα μιας αντίστασης εκπομπού της βαθμίδας εξόδου. Έτσι μια τιμή τάσης 9mV ισοδυναμεί σε ρεύμα ηρεμίας 100mA. Τέλος μπορεί να γίνει μια άμεση σύγκριση των τιμών της DC ανάλυσης από την προσομοίωση με τις τιμές τάσεων και ρευμάτων στους αντίστοιχους κόμβους που εμφανίζονται στην τελική υλοποίηση.

## 4.4. Μετρήσεις

Οι μετρήσεις που θα παρουσιαστούν παρακάτω έγιναν με παλμογράφο για χρήση σε υπολογιστή, picoscope 2000 series της pico technology [50] με το αντίστοιχο λογισμικό. Επίσης χρησιμοποιήθηκε μη-επαγωγική αντίσταση  $8\Omega$ m/75Watt για φορτίο. Το συγκεκριμένο είδος αντίστασης εμφανίζει αρκετά όμοια τεχνικά χαρακτηριστικά και προσομοιώνει τη λειτουργία ενός ηχείου, όσον αφορά τη συμπεριφορά των παθητικών στοιχείων του ηχείου σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

### 4.4.1. Απόκριση συχνότητας

Στο Σχ. 65 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή για σήματα εισόδου 1V και συχνότητες από 1-200kHz. Παρατηρούμε ότι ο ενισχυτής διατηρεί σταθερό κέρδος περίπου 27db μέχρι την πάνω συχνότητα αποκοπής (3db), η οποία βρίσκεται κοντά στα 140kHz.

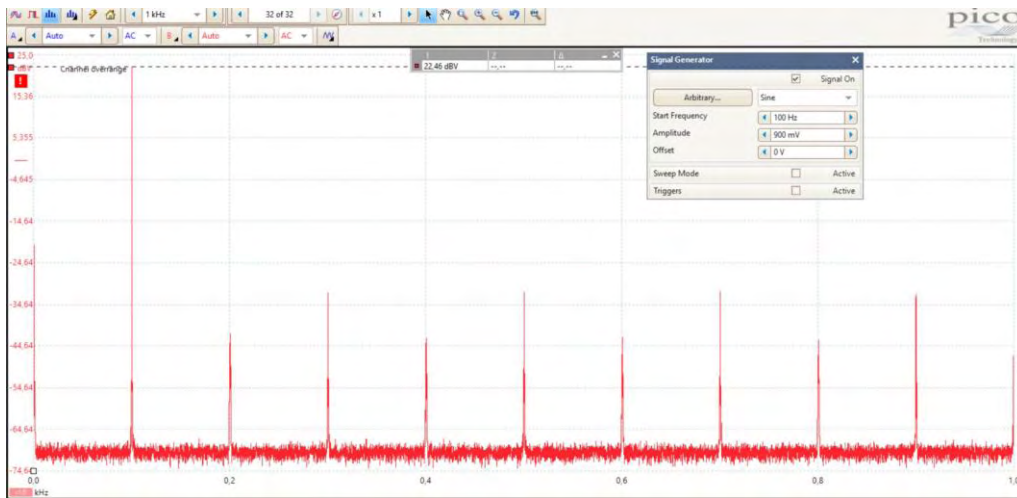


Σχ. 65: Απόκριση συχνότητας

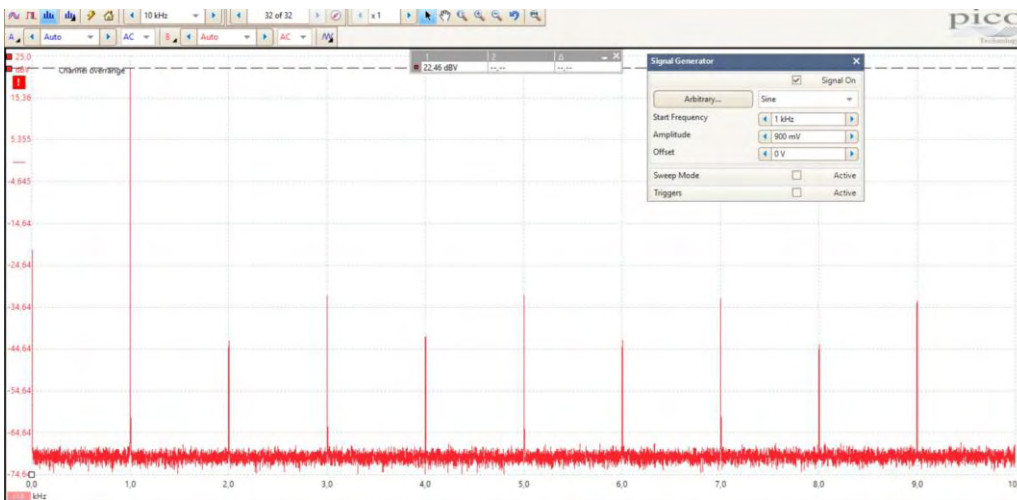
### 4.4.2. Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)

Η ολική αρμονική παραμόρφωση υπολογίστηκε με την επιλογή φάσματος του παλμογράφου picoscope για σήματα εισόδου πλάτους 900mV και 1V και για συχνότητες 100Hz, 1kHz και 10kHz. Στα Σχ.66 και Σχ. 67 παρουσιάζονται οι αρμονικές για τα διαφορετικά σήματα εισόδου.

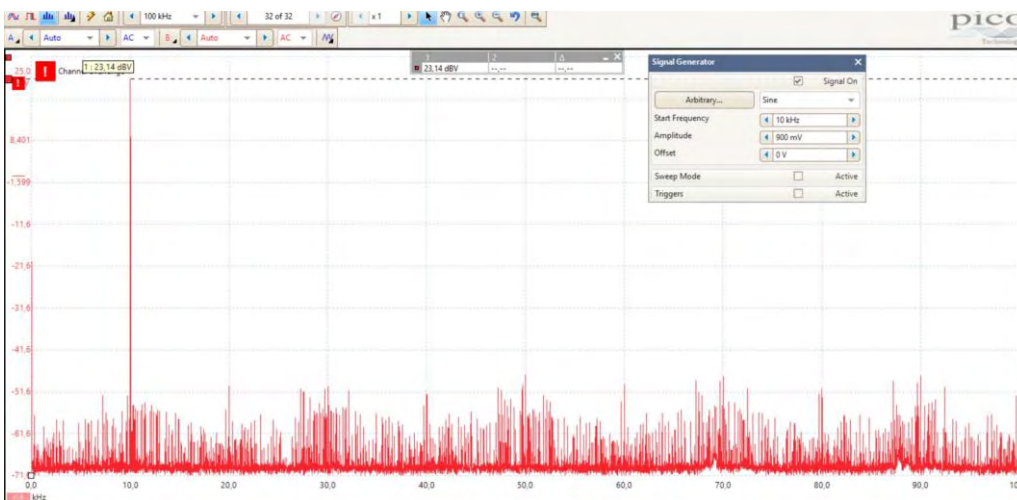
$V_{in} = 900 \text{ mV}$



α)



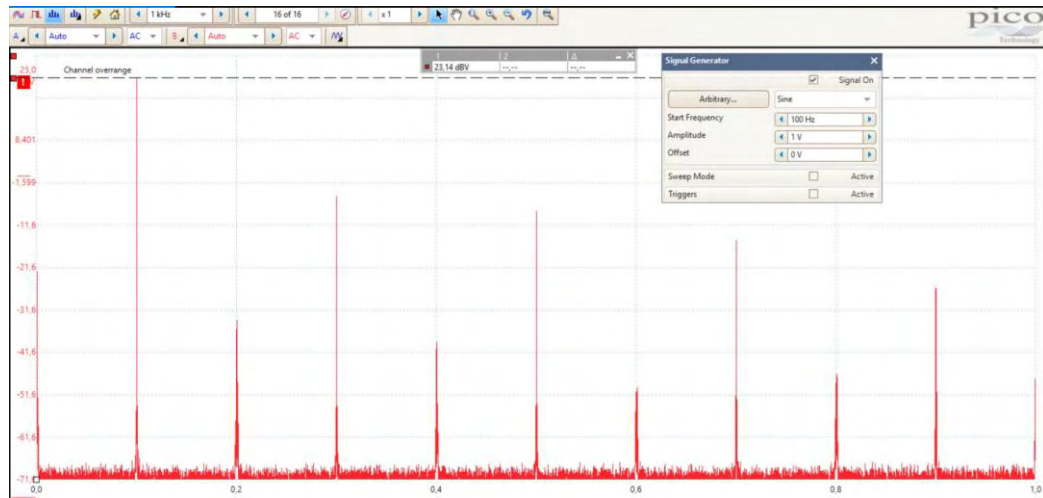
β)



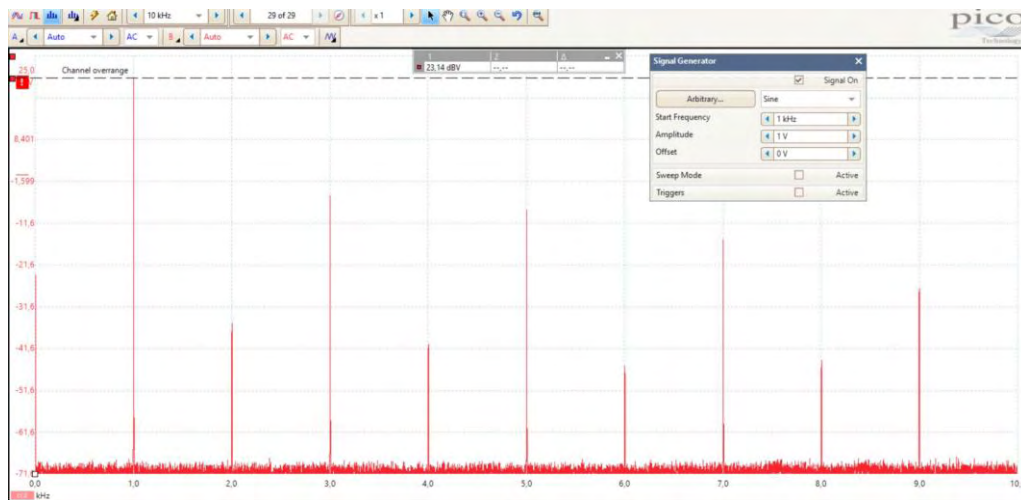
γ)

Σχ. 66: Αρμονικές για θεμελιώδεις συχνότητες α) 100 Hz, β) 1kHz και γ) 10 kHz

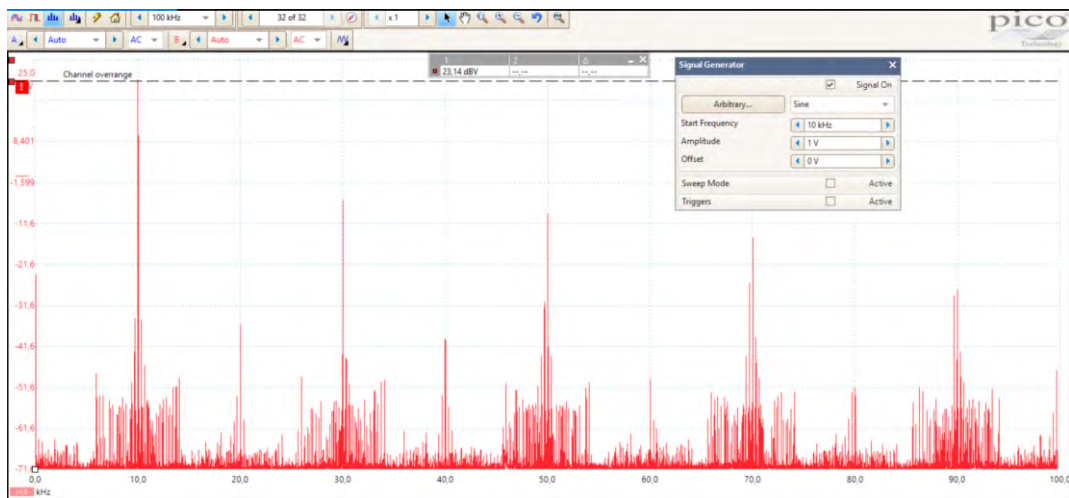
$$V_{in} = 1\text{ V}$$



α)



β)



γ)

Σχ. 67: Αρμονικές για θεμελιώδεις συχνότητες α) 100 Hz, β) 1kHz και γ) 10 kHz

Από τα παραπάνω σχήματα και με τον τύπο της ολικής παραμόρφωσης

$$(THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n,RMS}^2}}{V_{fund,RMS}})$$

υπολογίστηκαν τα αποτελέσματα του πίνακα 3.

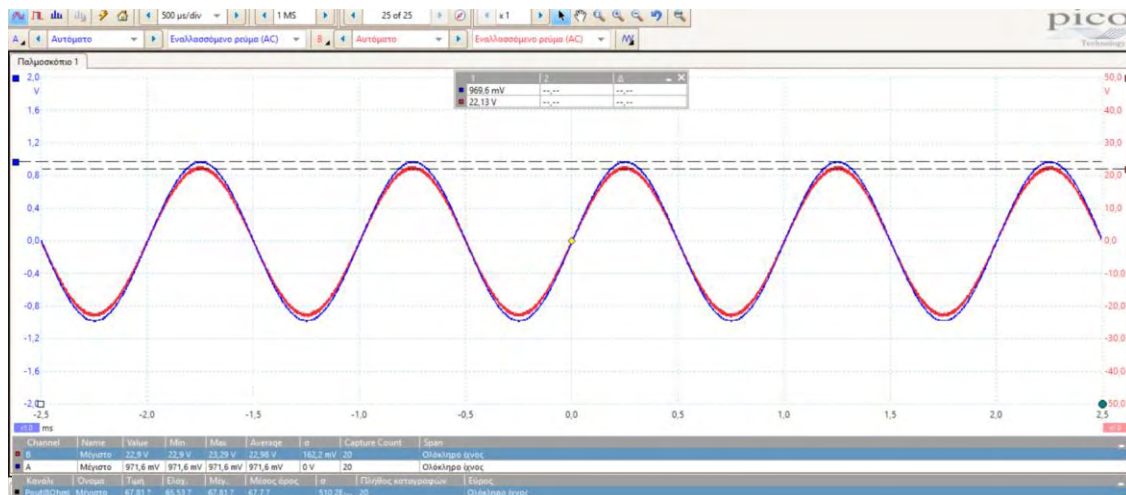
Αρμονική παραμόρφωση (THD %)	$V_{in\_pp} = 900mV$	$V_{in\_pp} = 1V$
<b>100 Hz</b>	<b>0.004 % (51 W)</b>	<b>0.04 % (64 W)</b>
<b>1 kHz</b>	<b>0.0045 % (51 W)</b>	<b>0.05% (64 W)</b>
<b>10 kHz</b>	<b>0.018 % (51 W)</b>	<b>0.06 % (63 W)</b>

Πίνακας 3: Τιμές ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD)

### 4.4.3. Μέγιστη ισχύς εξόδου

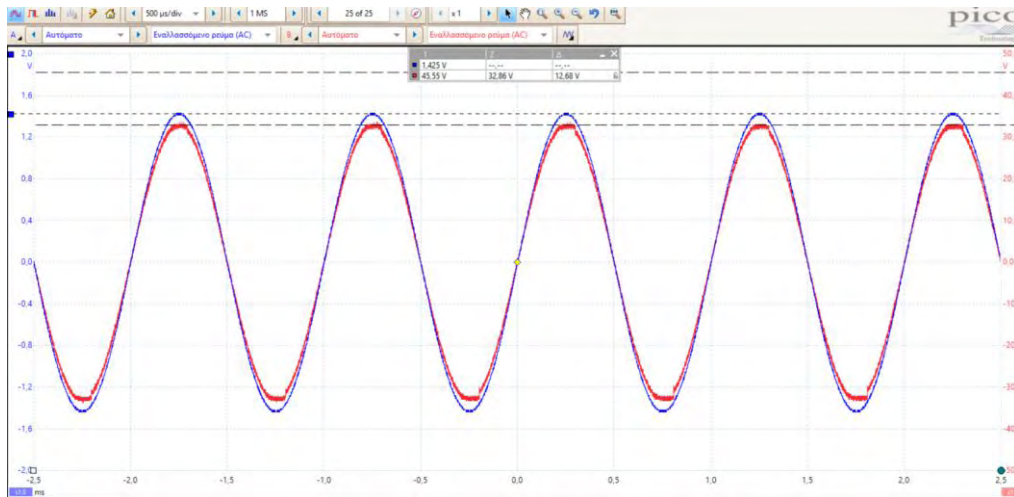
Η μέγιστη ισχύς εξόδου υπολογίστηκε για το μέγιστο πλάτος της εισόδου όπου δεν εμφανίζεται ψαλιδισμός στην έξοδο. Στο Σχ. 68 παρουσιάζεται το μέγιστο σήμα εισόδου και εξόδου χωρίς ψαλιδισμό. Η τάση εισόδου είναι σχεδόν 1V και 1 kHz και η τάση εξόδου 22V. Για φορτίο 8Ωhm η ισχύς υπολογίζεται περίπου στα 67 Watt. Τέλος αξίζει να αναφέρουμε για τη μέγιστη ισχύ εξόδου υπολογίστηκε ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) περίπου 0.1% για όλο το εύρος ακουστικών συχνοτήτων (20Hz-20kHz) .

Στο Σχ. 69 παρουσιάζεται ο ψαλιδισμός της εξόδου για σήμα εισόδου πάνω από 1V.



Σχ.68: Σήμα εισόδου (μπλε) σήμα εξόδου (κόκκινο) και μέγιστη ισχύς εξόδου

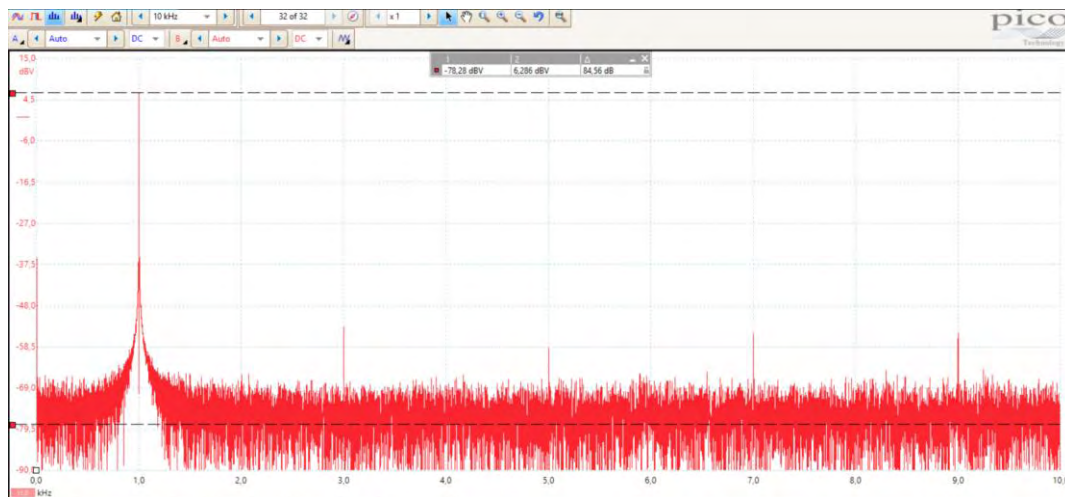




Σχ. 69: Εμφάνιση ψαλιδισμού

#### 4.4.4. Λόγος σήματος προς θόρυβο

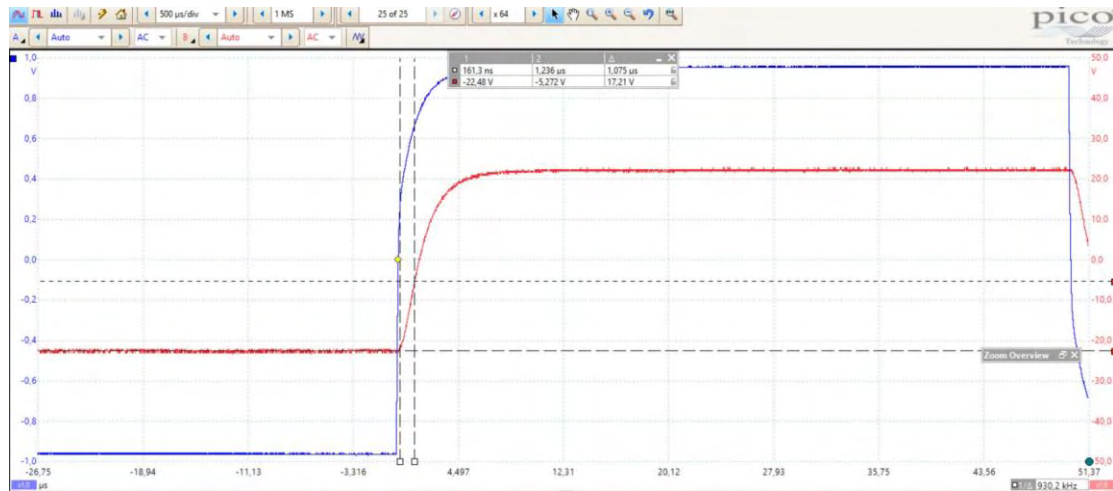
Στο Σχ. 70 παρουσιάζεται το φάσμα για το σήμα εξόδου ισχύος 1W (τυποποιημένη μέτρηση). Όπως παρατηρούμε το επίπεδο του θορύβου βρίσκεται περίπου στα -80db. Ενώ το μέγιστο σήμα εξόδου το έχουμε μετρήσει παραπάνω στα 22V. Άρα από τον τύπο  $SNR = 20 \log \frac{V_{signal}}{V_{noise}} \Rightarrow |SNR| = 107 \text{ db}$ .



Σχ. 70: Φάσμα θορύβου

#### 4.4.5. Ρυθμός ανόδου (slew rate)

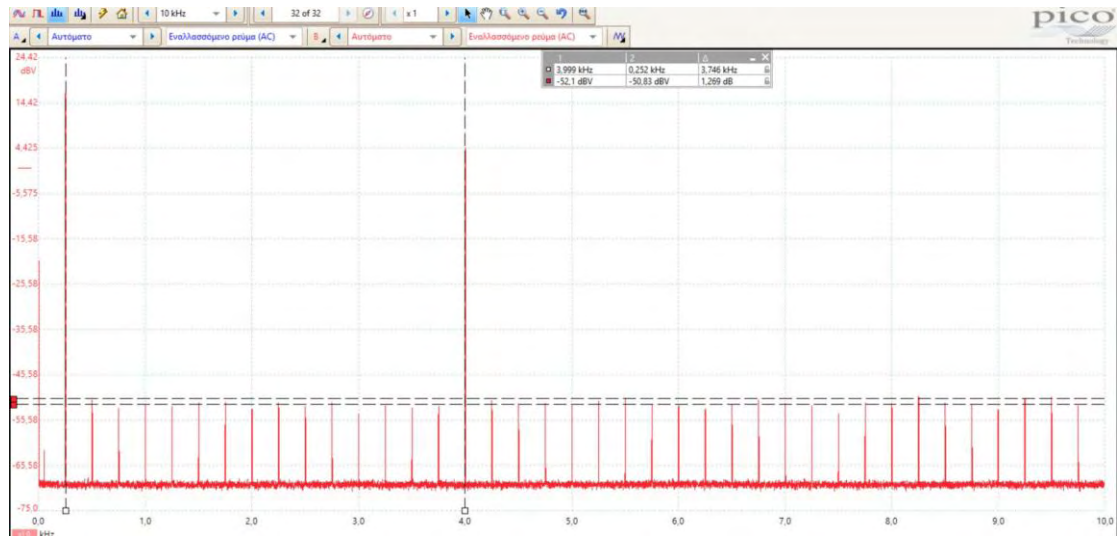
Στο Σχ. 71 παρουσιάζεται ο ρυθμός ανόδου του σήματος εξόδου για είσοδο παλμού πλάτους 900mV και συχνότητας 10kHz. Ο ρυθμός ανόδου που επιτεύχθηκε είναι 17 V/μs. Ο συγκεκριμένος ρυθμός ανόδου μας δίνει συχνότητα αποκοπής σύμφωνα με τον τύπο  $Slew\ rate = 6.28 \times Freq \times V_{out\_max}$ ,  $Freq = 123\ kHz$ . Δηλαδή έχουμε αρκετά καλή απόκριση συχνότητας.



Σχ. 71: Ρυθμός ανόδου

#### 4.4.6. Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD)

Στο Σχ. 72 παρουσιάζεται το φάσμα για δύο σήματα εξόδου και των αρμονικών τους. Οι δύο είσοδοι είναι πλάτους 500mV, 150mV και συχνότητας 250 Hz, 4kHz αντίστοιχα. Συνεπώς τα σήματα παραμόρφωσης δευτέρου βαθμού βρίσκονται στις συχνότητες  $f_3 = f_1 + f_2 = 4.25\ kHz$  και  $f_4 = |f_1 - f_2| = 3.75\ kHz$ . Τέλος από τον τύπο  $IMD = \sqrt{\frac{V_3^2 + V_4^2}{V_1^2 + V_2^2}}$  η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης υπολογίζεται περίπου  $IMD=0.05\%$ .



Σχ. 72: Φάσμα σημάτων εξόδου

## Κεφάλαιο 5

### 5.1. Σύγκριση αποτελεσμάτων

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει μια λεπτομερής σύγκριση των αποτελεσμάτων των μετρήσεων της προσομοίωσης με των αντίστοιχων της υλοποίησης του ενισχυτή. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται συγκεντρωμένα τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

Αποτελέσματα μετρήσεων		Προσομοίωση		Υλοποίηση	
Απόκριση συχνότητας		>160 kHz		150 kHz	
Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)	100 Hz	$V_{in}=900mV$ 0.0007 %	$V_{in}=1V$ 0.001 %	$V_{in}=900mV$ 0.004 %	$V_{in}=1V$ 0.04 %
	1kHz	0.002 %	0.003%	0.0045 %	0.05%
	10kHz	0.023 %	0.03 %	0.04 %	0.06 %
Ισχύς εξόδου (8Ωhm)		64 Watt		67 Watt	
Ρυθμός ανόδου (Slew rate)		28 V/μs		17V/μs	
Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)		118 dB		107 dB	
Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IMD)		0.06%		0.05%	

Πίνακας 4: Συγκεντρωμένα αποτελέσματα προσομοίωσης και υλοποίησης

#### Συμπεράσματα

Όπως παρατηρούμε από τον πίνακα 4 τα αποτελέσματα της τελικής υλοποίησης συμφωνούν αρκετά με αυτά της προσομοίωσης. Οι διαφορές που παρατηρούνται οφείλονται στα ελλειπή χαρακτηριστικά των μοντέλων των τρανζίστορ της προσομοίωσης. Επίσης όπως είναι φυσικό στην τελική υλοποίηση παρόλη την προσπάθεια που έγινε ώστε να αποφύγουμε τις όποιες διαφορές των χαρακτηριστικών των τρανζίστορ, τελικά είναι αναπόφευκτο να έχουμε μικρές αποκλίσεις. Αυτές επηρεάζουν, όπως έχει προαναφερθεί πολλάκις, τις τάσεις πόλωσης και το ρεύμα ηρεμίας της βαθμίδας εξόδου. Με αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη ισχύ εξόδου και κατά συνέπεια μεγαλύτερη αρμονική παραμόρφωση.

Τα τελικά αποτελέσματα της υλοποίησης του ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων αποδεικνύουν ότι η συγκεκριμένη σχεδίαση ακολουθεί τις τεχνικές προδιαγραφές που τέθηκαν αρχικά. Συνεπώς υλοποιήθηκε ένας ενισχυτής μέσης ισχύος υψηλής ποιότητας που αποδίδει ενισχυμένα σήματα εξόδου με μικρή παραμόρφωση, δηλαδή υψηλή πιστότητα. Σε αυτό συμβάλλει όχι μόνο η σχεδίαση αλλά και η τελική επιλογή των υλικών. Η επιλογή αυτή έγινε χωρίς εκπτώσεις στην ποιότητα των τροφοδοτικών, των τρανζίστορ και γενικά των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που θα μπορούσαν να επηρεάσουν την τελική απόδοση του ενισχυτή.



## Βιβλιογραφία

- [1]. D. R. von Recklinghausen, “Electronic Home Music Reproducing Equipment”, *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. 25, no. 10/11, pp. 779-791, Oct./Nov. 1977. Available: [http://www.aes.org/aeshc/docs/vonreck\\_electronic-home-music.pdf](http://www.aes.org/aeshc/docs/vonreck_electronic-home-music.pdf)
- [2]. Φώτης Πλέσσας, “Ενισχυτές με διπολικό τρανζίστορ”, σε *διαλέξεις Προχωρημένη Ηλεκτρονική*, pp. 3.
- [3]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 1, pp.13-14.
- [4]. D. Self, “Introduction and general survey” σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 1, pp.13-14.
- [5]. M. Kleiner, “Introduction to Electroacoustic Systems”, σε *Electroacoustics*, CRC Press, 2013, ch. 2, pp. 5-7.
- [6]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Σύγκριση μεταξύ MOSFET και BJT”, σε *Ολοκληρωμένα Κυκλώματα Ενισχυτών Ενός Σταδίου*, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 6, sec. 6.2, pp. 547-562.
- [7]. D. Self, “Introduction and general survey”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 1, pp. 22-27.
- [8]. G. Randy Slone: “Basics of Audio Power Amplifiers”, σε *High- Power Audio Amplifier Construction Manual*, 5<sup>η</sup> εκδ., New York, Ed. : McGraw-Hill, 1999, ch. 3, pp. 44.
- [9]. Α. Βγένης, “ΜΕΛΕΤΗ, ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ”, Bsc διπλωματική, Πανεπιστήμιο Πατρών, Ελλάδα, 2005
- [10]. D. Williams (2017, Feb.), “Understanding, Calculating, and Measuring Total Harmonic Distortion (THD)”, Available: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/the-importance-of-total-harmonic-distortion/>
- [11]. D. Self, “Introduction and general survey”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 1, pp. 9.
- [12]. D. Self, “Compensation, slew-rate, and stability”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 7, pp. 224-231.

[13]. D. Self, “History, architecture and negative feedback”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 2, pp. 33, Figure 2.2.

[14]. D. Williams (2017, Apr.), “Addressing Harmonic Distortion in Audio Amplifiers”, Available: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/addressing-harmonic-distortion-in-audio-amplifiers/>, Figure 1.

[15]. D. Self, “History, architecture and negative feedback”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 2, pp. 31-33.

[16]. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis και R. G. Meyer “Ανάδραση”, σε *Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων*, 4<sup>η</sup> εκδ., John Wiley & Sons, 2007, ch 8, pp. 782, Εικόνα 8.1.

[17]. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis και R. G. Meyer “Ανάδραση”, σε *Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων*, 4<sup>η</sup> εκδ., John Wiley & Sons, 2007, ch 8, pp. 782-786.

[18]. D. Williams (2017, Apr.), “Addressing Harmonic Distortion in Audio Amplifiers”, Available: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/addressing-harmonic-distortion-in-audio-amplifiers/>.

[19]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Ανάδραση”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 8, pp.792-795.

[20]. G. Randy Slone: “Input Stage Configurations and Analyses”, σε *High- Power Audio Amplifier Construction Manual*, 5<sup>η</sup> εκδ., New York, Ed. : McGraw-Hill, 1999, ch. 4, pp. 63-108.

[21]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Διαφορικοί ενισχυτές και ενισχυτές Πολλών σταδίων”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 7, pp.687-775.

[22]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Διαφορικοί ενισχυτές και ενισχυτές Πολλών σταδίων”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 7, pp. 704, ΣΧΗΜΑ 7.12.

[23]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Διαφορικοί ενισχυτές και ενισχυτές Πολλών σταδίων”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 7, pp. 734, ΣΧΗΜΑ 7.32(α).

[24]. G. Randy Slone: “Voltage Amplifier Stage: Configurations and Analysis”, σε *High- Power Audio Amplifier Construction Manual*, 5<sup>η</sup> εκδ., New York, Ed. : McGraw-Hill, 1999, ch. 5, pp. 109-140.

- [25]. D. Self, “The small signal stages”, σε *Audio Power Amplifier Design Handbook*, L. House, J. Hill, 3<sup>η</sup> εκδ., Oxford, Great Britain, Ed. Newnes, 2002, ch. 4, pp. 73-105.
- [26]. G. Randy Slone: “Output Stages: Configurations, Classes, and Device Types”, σε *High- Power Audio Amplifier Construction Manual*, 5<sup>η</sup> εκδ., New York, Ed. : McGraw-Hill, 1999, ch. 6, pp. 109-140.
- [27]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1232-1277.
- [28]. W. M. Leach, Jr., “Audio Power Amplifiers”, σε *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design*, 2<sup>η</sup> αναθεωρ. εκδ., Kendall/Hunt, 2001, ch. 11, pp. 238-242.
- [29]. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis και R. G. Meyer “Βαθμίδες εξόδου”, σε *Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων*, 4<sup>η</sup> εκδ., John Wiley & Sons, 2007, ch 5, pp. 495-576.
- [30]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1232, ΣΧΗΜΑ 14.2.
- [31]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1232, ΣΧΗΜΑ 14.3.
- [32]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1234, ΣΧΗΜΑ 14.4.
- [33]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1236, ΣΧΗΜΑ 14.5.
- [34]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1237, ΣΧΗΜΑ 14.6.
- [35]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1237, ΣΧΗΜΑ 14.7.
- [36]. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis και R. G. Meyer “Βαθμίδες εξόδου”, σε *Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων*, 4<sup>η</sup> εκδ., John Wiley & Sons, 2007, ch 5, pp. 530, Εικόνα 5.18.



- [37]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1241, ΣΧΗΜΑ 14.10.
- [38]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1245, ΣΧΗΜΑ 14.14.
- [39]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1247, ΣΧΗΜΑ 14.15.
- [40]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, pp. 1247, ΣΧΗΜΑ 14.16.
- [41]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Διπολικά τρανζίστορ ισχύος”, σε *Στάδια εξόδου και Ενισχυτές Ισχύος*, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 14, sec. 14.6, pp. 1249-1255.
- [42]. “Passive Band Pass Filter”, Available: [http://www.electronicstutorials.ws/filter/filter\\_4.html](http://www.electronicstutorials.ws/filter/filter_4.html)
- [43]. (2015, Jan.), “Passive Band Pass RC Filter”, Available: <http://www.electronicshub.org/passive-band-pass-rc-filter/>
- [44]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ενισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 21, Σχ. 1, Νοεμ. 1990.
- [45]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ενισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 21-24, Νοεμ. 1990.
- [46]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “LFA-150 Ο γρήγορος ενισχυτής ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 76, pp. 1-7, Δεκ. 1988.
- [47]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Crescendo”, *Ελέκτορ*, vol. 13, pp. 18-25, Σεπτ. 1983.
- [48]. A. S. Sedra και K. C. Smith, “Διπολικά Τρανζίστορ Ένωσης (BJT)”, σε *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα*, 5<sup>η</sup> εκδ., Ed. New York: Oxford University Press, 2014, ch. 5, pp. 377-541.
- [49]. G. Randy Slone, “Printed Circuit Board Construction”, σε *Construction Techniques and Considerations*, σε *High- Power Audio Amplifier Construction Manual*, 5<sup>η</sup> εκδ., New York, Ed. : McGraw-Hill, 1999, ch. 12, pp. 374-378.

[50]. <https://www.picotech.com/products/oscilloscope>

[51]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ένισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 24, Σχ. 4, Νοεμ. 1990.

[52]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ένισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 57, Σχ. 900098, Νοεμ. 1990.

[53]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ένισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 23, Σχ. 3α, Νοεμ. 1990.

[54]. S. Barendrecht, G. H. K. Dam, A. Nachtmann, G. H. Nachbar, H. A. Theunissen, K. S. M. Walraven, “Ένισχυτής μέσης ισχύος”, *Ελέκτορ*, vol. 99, pp. 23, Σχ. 3β, Νοεμ. 1990.